

**UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" DIN TIMIȘOARA**

**Facultatea de Electronică și Telecomunicații**

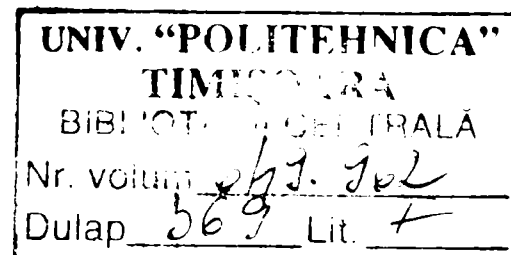
**Departamentul Electronică Aplicată**

**CONTRIBUȚII LA ÎMBUNĂTĂȚIREA UNOR PERFORMANȚE  
ALE STABILIZATOARELOR DE TENSIUNE  
CU REGULATOARE INTEGRATE LINIARE INTERCONECTATE**

**Teză de doctorat**

**Conducător științifi :**

**Prof. Dr. Ing. Corneliu I. Toma**



**Doctorand:**

**Ing. Valentin-Ioan Maranescu**

**2006**

# CUPRINS

<b>Capitolul 1. Motivație</b> .....	<b>1</b>
1.1. Considerații generale asupra performanțelor electrice și termice ale stabilizatoarelor liniare de tensiune.....	1
1.2. Actualitatea tezei de doctorat.....	15
1.3. Structura tezei.....	18
<b>Capitolul 2. Metode de interconectare și simulare a reguletoarelor de tensiune integrate liniare</b> .....	<b>21</b>
2.1. Metode de extindere a ariei sigure de funcționare a reguletoarelor.....	21
2.1.1. Extinderea gamei curentului de sarcină folosind rezistor de ocolire.....	22
2.1.2. Extinderea gamei de curenți de sarcină folosind un tranzistor extern.....	24
2.1.3. Extinderea gamei curentului de sarcină folosind tranzistoare externe conectate în paralel.....	26
2.1.4. Extinderea gamei curentului de sarcină folosind reguletoare conectate în paralel.....	28
A. Interconectarea cu pin de ajustare comun.....	28
B. Interconectarea cu pin de ajustare comun la reguletoarele auxiliare.....	32
C. Interconectarea folosind conexiunea Kelvin.....	34
2.1.5. Extinderea gamei tensiunii de intrare prin înserierea reguletoarelor.....	37
2.1.6. Stabilizator de tensiuni mari.....	39
2.2. Soluții pentru eficientizarea simulărilor reguletoarelor interconectate.....	40
2.2.1. Implementarea analizei .PARAM cu valori digitale pentru trasarea familiilor de curbe.....	40
2.2.2. Generarea eficientă a stimulilor.....	42
2.3. Concluzii.....	44
<b>Capitolul 3. Soluții performante de interconectare a reguletoarelor de tensiune integrate liniare</b> .....	<b>45</b>
3.1. Conectarea în paralel a reguletoarelor de tensiune integrate.....	45
3.1.1. Conectarea în paralel cu distribuție egală a curenților.....	45
3.1.2. Conectarea în paralel, cu reguletorul principal având curent inferior reguletoarelor auxiliare.....	50
A. Compensarea căderilor de tensiune pe firele de legătură la sarcină.....	59
3.2. Conectarea în serie a reguletoarelor de tensiune integrate.....	63

3.2.1. Conectarea în serie cu distribuție egală a căderilor de tensiune.....	63
3.2.2. Extinderea SOA cu reglatoare înseriate și rezistor de ocolire.....	69
3.3. Concluzii.....	77
<b>Capitolul 4. Soluții pentru exploatarea optimă a ariei sigure de funcționare .....</b>	<b>78</b>
4.1. Îmbunătățirea traseului termic folosind materiale compozite avansate.....	78
4.1.1. Comparație între modelarea neliniară unitară și modelarea folosind elemente constante.....	81
4.1.2. Modelarea neliniară folosind subdiviziuni.....	86
4.2. Modelarea deplasării ariei sigure de funcționare cu temperatura.....	89
4.3. Reducerea rezistenței termice echivalente între joncțiuni și radiator prin cedarea echilibrată a căldurii pe căi multiple identice.....	94
4.4. Concluzii.....	96
<b>Capitolul 5. Contribuții și concluzii .....</b>	<b>97</b>
5.1. Contribuții teoretice și aplicative.....	97
5.2. Concluzii și perspective.....	101
<b>Bibliografie.....</b>	<b>102</b>
<b>Anexe.....</b>	<b>111</b>

## CAPITOLUL 1

### MOTIVAȚIE

#### **1.1. Considerații generale asupra performanțelor electrice și termice ale stabilizatoarelor liniare de tensiune**

Alimentarea circuitelor electronice se face de la surse de energie ce trebuie să furnizeze tensiuni constante. Întrucât în realitate nu există surse de tensiune ideale, se folosesc circuite de stabilizare a tensiunii. Inițial acestea au fost realizate cu componente discrete (tranzistoare și componente pasive), însă în jurul anului 1970 au apărut și primele circuite integrate liniare cu rol de stabilizare a tensiunii, numite de uzual reglatoare de tensiune [10], [44], [96].

În electronică, reglatoarele integrate sunt circuitele integrate cele mai des folosite, după amplificatoarele operaționale, fiind necesare aproape în orice aparat.

Necesitatea mai multor tensiuni de alimentare duce adeseori la sisteme distribuite, în care o tensiune bine filtrată dar nestabilizată este aplicată fiecărui modul sau etaj al unui aparat, unde un regulator local stabilizează tensiunea la valoarea dorită [20], [28].

În prezent există două categorii de stabilizatoare de tensiune: liniare și în comutație. Ele se diferențiază prin modul de lucru al elementelor active ce contribuie la stabilizarea tensiunii de ieșire. Astfel sursele liniare se caracterizează printr-o funcționare ce evită regimurile blocat și saturat ale tranzistoarelor cu rol de reglare, pe când la sursele în comutație - tranzistoarele sau tiristoarele principale funcționează în regim de comutație, la o frecvență peste 20kHz [72], [107], [109].

Randamentul mai scăzut al surselor liniare, provenit din modul de lucru liniar, ridică probleme de evacuare eficientă a căldurii disipate. Deși reglatoarele integrate utilizate pot avea un cost redus, sistemul de răcire poate ridica considerabil prețul sursei, de el depinzând fiabilitatea și performanțele vizate de aceasta. În contextul miniaturizării circuitelor electronice și a

capsulelor acestora, implicit a reguletoarelor liniare, problema răcirii devine critică prin creșterea puterii disipate pentru unitatea de arie integrată [85].

Tehnicile de ultimă oră utilizează materiale performante în vederea reducerii oricăror rezistențe termice în traseul joncțiunii - mediul ambiant [99], [101]. Pentru o cunoaștere cât mai precisă a modului de disipare a căldurii se fac analize termice folosind programe performante ce captează prin modele comportarea termică a materialelor începând de la joncțiuni până la aerul în mișcare [103].

#### Comparație între stabilizatoare de tensiune liniare și cele în comutație.

Deși inițial singura alternativă pentru alimentarea aparaturii electronice erau doar stabilizatoarele liniare, în prezent se folosesc în egală măsură ambele tipuri de stabilizatoare, fiecare având propriile familii de reguletoare integrate.

O comparație a celor două tipuri de alimentări arată că de fapt ele nu se exclud ci se completează, uneori fiind necesare ambele în aceeași sursă de alimentare. Un exemplu care încearcă să combine avantajele celor două sunt reguletoarele integrate mixte, care se regăsesc cu precădere în industria automotive [111].

Avantajele alimentatoarelor liniare (cuprinzând transformatorul de rețea, redresorul și stabilizatorul de tensiune liniar) sunt următoarele [20], [107]:

- sunt ușor de realizat (utilizând reguletoare integrate cu 3 pini),
- pot fi ajustabile într-o gamă largă de tensiune la ieșire,
- dacă au element de reglare serie (ERS) cu tranzistoare CMOS, pot lucra la căderi mici de tensiune,
- furnizează tensiuni bine stabilizate în raport cu variația temperaturii mediului,
- au răspuns tranzitoriu bun la variațiile sarcinii sau ale alimentării (sunt rapide),
- nu introduc perturbații în rețeaua de alimentare și nu generează perturbații electromagnetice,
- prezintă un zgomot la ieșire neglijabil pentru majoritatea aplicațiilor,
- au curent rezidual (la funcționarea în gol) relativ redus,
- au un cost redus.

Dezavantajele alimentatoarelor liniare sunt:

- necesită un transformator de rețea care este greu și voluminos,
- tranzistorul de reglare principal lucrând în regim liniar disipă o putere mare și necesită în multe cazuri o răcire corespunzătoare,
- au randament relativ scăzut în special la căderi mari de tensiune pe ERS.

Avantajele alimentatoarelor în comutație sunt următoarele [107], [109]:

- transformatorul lucrează în regim de impulsuri la frecvență ridicată și deci are o dimensiune redusă,
- elementele de filtraj (L, C) au dimensiuni reduse tot datorită frecvenței de lucru ridicate,

- tranzistorul (tiristorul) de reglaj, lucrând în comutație, disipă o putere mică și necesită eventual un radiator de dimensiuni reduse,
- au un randament ridicat ( $> 81\%$ ),
- pot oferi tensiuni de semn contrar sau mai mari decât tensiunea de intrare.

Pentru curenți și tensiuni de sarcină peste o anumite valori, rezultă că stabilizatoarele în comutație au gabaritul mai redus decât cele liniare.

Dezavantajele alimentatoarelor în comutație sunt [107], [109]:

- stabilizarea tensiunii de ieșire este mai puțin performantă,
- se realizează mai greu decât cele liniare, fiind mai complexe,
- prezintă în tensiunea de ieșire o perturbație cu frecvența de comutație,
- radiază câmp perturbator variabil cu frecvența de comutație, care poate deranja circuitele vecine,
- transmite perturbații în rețeaua de alimentare, care se cumulează dăunător când numărul de aparate cu alimentare în comutație este mare,
- randament micșorat la curenți de sarcină reduși, impunând funcționarea prin “salve”.

În concluzie, alegerea între alimentatoarele liniare și în comutație se face în funcție de destinația alimentatorului ce trebuie realizat, de schemele aflate în vecinătate și de prețul de cost.

Alimentatoarele în comutație cu transformator sunt folosite:

- unde se dorește un câștig în greutate și volum fără prea multe constrângeri de stabilitate a tensiunii și de neperturbare a circuitelor învecinate (exemple: alimentarea calculatoarelor, a circuitelor digitale, a surselor de putere medie și mare din laboratoare) [20].
- unde este necesară obținerea unei tensiuni mai mari decât cea redresată sau de două polarități.
- Alimentatoarele liniare sunt utilizate:
- unde se doresc tensiuni foarte bine stabilizate, în aplicații de precizie (măsurări, conversii analog-numeric sau numeric-analogice)
- când se doresc surse simple, ieftine, ușor de realizat cu un curent de ieșire ( $< 1-2A$ ), și ajustabile într-o gamă largă de tensiuni,
- în aplicații portabile, unde funcția StandBy (sau Enable) le poate reduce curentul rezidual la câțiva  $\mu A$ ,
- când nu sunt admise emisii de perturbații electromagnetice către circuitele alimentate sau învecinate.

La sursele liniare gabaritul se poate reduce cu până la 40% dacă între redresor și stabilizatorul final se utilizează circuite de corecție a factorului de putere PFC (power factor corrector) [26].

Regulatoarele integrate liniare au fost realizate în versiunile inițiale cu scopul de a acoperi cât mai multe aplicații, posibilitatea ajustării tensiunii de ieșire fiind unul din criteriile cele mai importante. Ulterior tensiunile tipice utilizate la alimentarea diferitelor familii de circuite integrate analogice sau

digitale au dus și la apariția primelor regulatoare de tensiune fixe cu tensiuni de ieșire la valori de 24V, 15V, 12V, 9V, 5V, de ambele polarități [106].

Din necesitatea de a furniza simultan două tensiuni de polarități diferite dar egale, au apărut regulatoare cu urmărire. Extinderea gamei curentului de ieșire prin modificarea ERS al acestor regulatoare fost propusă de autor în [18].

În prezent gama valorilor regulatoarelor fixe este mult mai largă, acoperind practic orice necesitate. Există familii de regulatoare fixe ce folosesc aceeași schemă, tensiunea de ieșire fiind programată la anumite valori în procesul de fabricație prin tehnologii de ajustare cu laser [81].

Regulatoarele ajustabile sunt de neînlocuit în surse de alimentare utilizate în laborator, sau în alimentatoare “universale”.

Structura regulatoarelor de tensiune liniare integrate (unipolare) este prezentată în figura 1.1, aceasta preluând principial schema stabilizatoarelor cu componente discrete [41], [38].

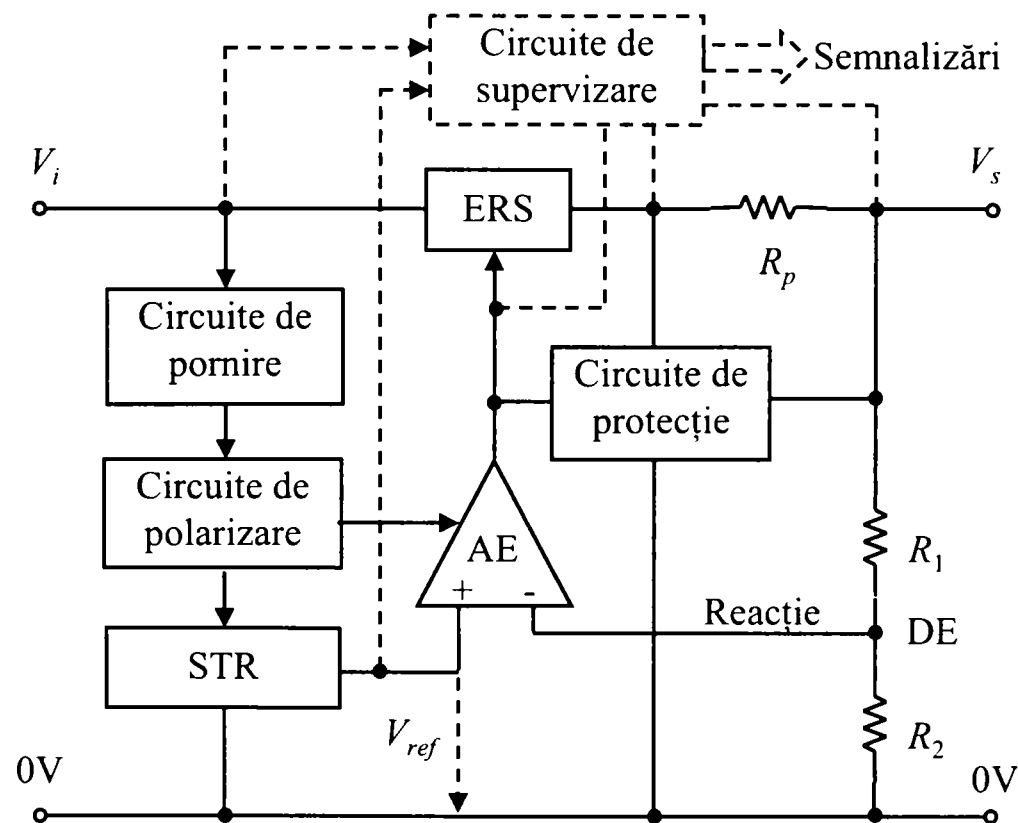


Fig. 1.1 Structura internă a unui regulator liniar de tensiune.

Blocurile unui regulator de tensiune sunt:

- elementul de reglare serie (ERS),
- circuite de protecție a ERS,
- circuite de supervizare (opțional),
- amplificatorul de eroare (AE),
- sursa de tensiune de referință (STR),
- divizorul de tensiune de ieșire (DE),

- circuite de polarizare,
- circuit de pornire.

Elementul de reglare serie ERS este cel care preia diferența de tensiune variabilă dintre intrare și ieșire, menținând constantă tensiunea de sarcină  $V_s$ . Întrucât prin ERS trece întreg curentul de sarcină, capacitatea lui de a disipa căldura stabilește puterea maximă de lucru a stabilizatorului.

Amplificatorul de eroare este de regulă un amplificator diferențial cu amplificare mare. El are rolul de a acționa ERS pentru a menține egală tensiunea culeasă de la DE cu cea de referință  $V_{ref}$  – provenită de la STR.

Circuit de pornire are rolul de a evita una la pornire una din cele două stări metastabile ale circuitelor de polarizare, stare care ar ține regulatorul în stare de nefuncționare în momentul alimentării [9].

Circuitele de protecție sunt destinate menținerii ERS în aria sigură de funcționare (SOA – safe operating area).

Circuitele supervizoare sunt specifice reguletoarelor “inteligente” care au implementate funcții suplimentare de protecție a sarcinii și a regulatorului.

Reguletoarele de tensiune ajustabile au o structură internă asemănătoare cu cele de tensiune fixă, cu diferența că nu includ un divizor al tensiunii de ieșire, acesta fiind extern [20]. Întrucât la reguletoarele ajustabile pinul de ajustare este cel care se conectează la divizorul extern al tensiunii de ieșire, curentul prin acest pin trebuie să fie cât mai mic și constant. Proprietatea reguletoarelor ajustabile, care le diferențiază de celelalte, este că sunt flotante față de masă, ele putând fi folosite și la tensiuni mari dacă nu se depășesc anumite mărimi limită.

Elementul de reglare serie trebuie să poată prelua curentul de sarcină la căderea de tensiune dintre intrare și ieșire, însă în același timp este de preferat ca acesta să necesite un curent de comandă cât mai mic. Din aceste motive, pentru ERS din reguletoarele integrate de putere medie și mare se folosesc tranzistoare compuse (de regulă Darlington). Acestea prezintă dezavantajul creșterii căderii de tensiune minime necesare regulatorului.

În reguletoarele de curenți mari ( $>1A$ ) apare problema scăderii factorului de amplificare în curent  $\beta$  al tranzistorului compus, motiv pentru care se utilizează circuite pentru compensarea scăderii lui  $\beta$  [110]. De asemenea este necesară utilizarea unei rezistențe “de fugă” care deviază o parte din curentul rezidual al primului tranzistor din ERS, pentru a nu fi amplificat de tranzistorul de putere. Se reduce astfel curentul minim de ieșire care ar fi impus de curentul rezidual amplificat [20].

Integrarea în regulator a unui ERS cu tranzistoare compuse face posibilă utilizarea unui singur tranzistor extern (cu rezistență de fugă externă), atunci când se dorește extinderea gamei curentului de sarcină. Așa cum se va arăta în capitolul 2, completarea ERS cu un tranzistor extern are și dezavantaje prin



faptul că se poate implementa simplu doar o protecție de supracurent a tranzistorului extern [20].

ERS poate fi ajutat cu o rezistență de ocolire, care însă va impune un curent minim de ieșire, un studiu detaliat fiind prezentat în capitolul 2.

La reglatoarele de tensiune mică, pentru a crește randamentul se folosesc ERS de tipul CMOS [71].

Un alt tip de ERS este cel format din două tranzistoare serie, el având avantajul că poate fi interconectat cu o rezistență de ocolire ce ajută la disiparea unei părți de putere. Acest ERS lansat de firma Hewlet Packard, a fost subiectul unor studii aprofundate în cadrul Facultății de Electronică și Telecomunicații din Timișoara [16], [17], la care și autorul tezei a fost implicat [55]. Există diferite topologii pentru acest tip de ERS ce provin din combinațiile între tipurile npn și pnp ale tranzistoarelor înseriate. Unele din aceste topologii necesită surse auxiliare de polarizare, sau rezistențe de balast la ieșirea regulatorului pentru a prelua un curent minim necesar. Pentru integrare se vor alege topologiile care duc la un layout avantajos și nu necesită surse auxiliare pentru polarizare [20].

Modul de comandă a acestor tranzistoare face ca integrarea acestui tip de ERS să prezinte unele avantaje importante [55]:

- reducerea puterii disipate în integrat (ERS) cu un factor de 4, permițând reducerea suprafeței radiatorului sau chiar eliminarea lui,
- permite reducerea radiatorului de aproximativ 3 ori față de un regulator clasic echivalent,
- are proprietăți de autolimitare a curentului (la suprasarcină și scurtcircuit) permițând eliminarea circuitelor de protecție,
- nu prezintă risc de străpungere secundară, întrucât tranzistoarele nu ajung niciodată în situația de a avea și tensiune și curent mare, putând lipsi astfel circuitul de protecție contra străpungerii secundare.

Dezavantajele acestui ERS: sunt creșterea căderii minime de tensiune a regulatorului, necesitatea unui pin suplimentar pentru rezistența de ocolire și pierderea proprietăților de circuit flotant în cazul utilizării în reglatoare ajustabile, dezavantaje care sunt însă compensate de beneficiile oferite, enunțate anterior.

În cazul reglatoarelor cu cădere mică de tensiune Low Drop-Out (LDO), se utilizează ERS ce au tranzistorul de tipul “superbeta” sau de tipul CMOS [74], [75], ducând la căderi mai mici de 0.2V. Aceste ERS au permis apariția unei noi generații de reglatoare, utilizate cu precădere în aparatura portabilă la care randamentul este esențial. Printre altele, funcționarea la o cădere cât mai mică de tensiune este elementul cheie în creșterea autonomiei de funcționare în cazul în care resursele energetice sunt limitate: baterii, acumulatori, generatoare MEMS [87], circuitele de alimentare preluând rolul de gestionare a energiei disponibile [77], [95].

Protecțiile integrate pot fi clasificate în funcție de ceea ce protejează: regulatorul din care fac parte sau circuitele alimentate. Astfel, marea majoritate a protecțiilor ce vizează fiabilitatea regulatorului se concentrează asupra protecției ERS. Aceste protecții definesc de fapt marginea ariei sigure de funcționare a regulatorului, așa cum se observă în figura 1.2. Protecțiile integrate ale ERS sunt [20]:

- la supracurent,
- termică,
- contra străpungerii secundare.

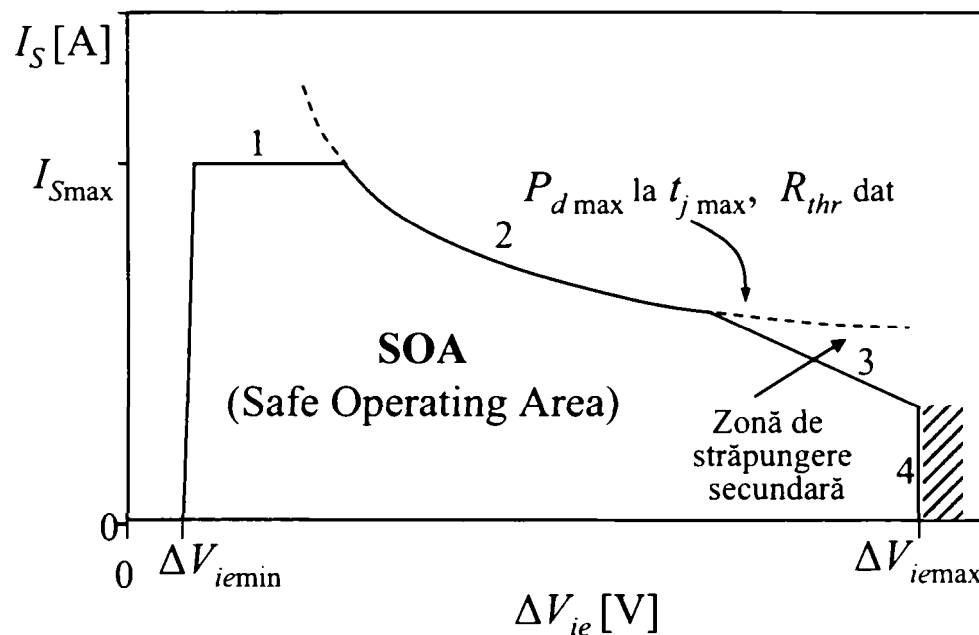


Fig 1.2 Aria SOA a unui regulator integrat

Toate protecțiile ERS acționează prin modificarea comenzii acestuia, în sensul reducerii curentului de ieșire atunci când se detectează risc de străpungere, suprasarcină respectiv supraîncălzire, făcând practic regulatorul indestructibil la o utilizare corectă.

Un lucru important de care trebuie să se țină seama la interconectarea reguletoarelor este ierarhia buclelor existente într-un regulator. Decuplarea la supraîncălzire, limitarea de curent, și amplificatorul de eroare, se constituie în trei bucle separate care dețin controlul tensiunii de ieșire după următoarea ierarhie:

1. Limitarea termică (când integratul limitează temperatura joncțiunii prin disiparea de putere)
2. Limitarea de curent (când integratul limitează curentul de sarcină)
3. Controlul tensiunii (când integratul stabilizează tensiunea de ieșire, AE având controlul ieșirii)

Ierarhia arată că regulatorul va încerca în mod normal să funcționeze în regim de stabilizare de tensiune, caz în care amplificatorul de eroare va menține

tensiunea de ieșire la o valoare constantă. Aceasta presupune însă că atât curentul de sarcină, cât și temperatura joncțiunii sunt în limitele permise.

La creșterea curentului prin sarcină peste valoarea limită, controlul va fi preluat de circuitul de limitare de curent. Amplificatorul de eroare va avea controlul din nou doar dacă circuitul de limitare de curent sesizează o reducere suficientă a curentului prin sarcină.

O creștere a temperaturii cipului (indiferent de cauză) aproape de limita maximă (în jur de  $160^{\circ}\text{C}$ ) va determina circuitul de protecție termică să intervină asupra curentului de comandă al elementului de reglare serie, reducând curentul prin sarcină și disiparea de putere internă. Limitarea termică poate prelua controlul atât asupra amplificatorului de eroare cât și asupra circuitului de limitare de curent.

Regulatorul va avea tensiunea de ieșire constantă (stabilizată) doar când protecțiile nu preiau controlul elementului serie. Când limitarea de curent este activă, tensiunea de ieșire va fi redusă astfel încât curentul de sarcină să fie egal cu valoarea de limitare predefinită.

Și în limitarea termică tensiunea de ieșire va fi redusă, însă curentul de sarcină poate fi scăzut la orice valoare inclusiv nulă.

Protecția la supracurent integrată în reglatoare cel mai des utilizată este cea de limitare simplă de curent [69], marcată ca zona 1 a SOA. Aceasta are ca principiu detectarea supracurentului cu ajutorul unei rezistențe înseriate cu ERS. Căderea de tensiune de pe această rezistență polarizează joncțiunea bază-emiter a unui tranzistor de protecție ce deturneză curentul de comandă al ERS în caz de supracurent, regulatorul funcționând ca o sursă de curent constant. Dacă se polarizează baza tranzistorului de protecție dintr-un divizor al tensiunii de ieșire, se poate obține o protecție cu întoarcere de curent – utilă în situația în care SOA tranzistorului ERS nu este suficient de mare și necesită a fi utilizată eficient [64]. Limitarea de curent cu întoarcere intră în funcție la atingerea unui curent maxim, după care curentul de sarcină este redus pe măsură ce încărcarea continuă să crească, până la atingerea curentului de scurtcircuit. Revenirea la funcționare normală se face automat la dispariția condiției de scurtcircuit, însă trebuie să se țină cont că există o histereză în funcționarea acestui tip de limitări [65]. Avantajul acestei protecții este acela că asigură o fiabilitate mai bună, însă există riscul ca la pornire, sarcini capacitive să ducă regulatorul direct la curentul de scurtcircuit care este mai mic decât curentul de întoarcere. Acest lucru poate fi evitat dacă se invalidează temporar această protecție, permițând un curent mai mare prin ERS până la demararea circuitelor alimentate. Această problemă poate fi întâlnită și în cazul alimentării de motoare electrice, care prezintă un cuplu mai mare în starea staționară, necesitând la pornire un curent de “rupere”.

Ambele tipuri de protecții de supracurent au dezavantajul prezenței unei rezistențe serie cu ERS care va duce la o creștere a căderii de tensiune minime a

regulatorului. Pentru a diminua acest neajuns se pot utiliza rezistențe de valoare mai mică, a căror cădere de tensiune este amplificată în loc să polarizeze direct joncțiunea bază-emitor a unui tranzistor. Soluția prezintă dezavantajul complicării schemei regulatorului, aducând și un risc de instabilitate prin caracteristica amplificatorului introdus. O altă soluție de detecție a supracurentului este utilizarea de tranzistoare multicolector sau multiemitor în ERS [1], o parte din aria colectorului sau emiterului fiind utilizată pentru a estima curentul prin ERS. Întrucât pentru un randament bun curentul deviat pentru detecție trebuie să fie cât mai mic în raport cu cel prin sarcină, trebuie realizat un compromis între precizia detecției și eficiența regulatorului [13], [21], [69].

Protecția termică are ca rol principal menținerea temperaturii joncțiunilor regulatorului în limite ce previn distrugerii ireversibile cauzate de supraîncălziri. Protecția termică are ca principiu modificarea polarizării circuitelor, ducând peste o anumită temperatură la blocarea ERS. Spre diferență de celelalte protecții, aceasta necesită un anumit timp de revenire, cauzat de inerția termică a părților componente ale regulatorului, ce duce la o histereză a circuitului de protecție termică.

Protecția la străpungere secundară acționează doar în gama de căderi mari de tensiune – zona 3 a marginii SOA, ea reducând curentul prin regulator pentru a preîntâmpina fenomenul de străpungere secundară [93].

În ultimii ani au apărut generații de regulatoare inteligente ce au înglobate suplimentar circuite de supervizare [4], [12], [37]. Inițial aceste circuite de supervizare de tensiune se integrau doar separat. Supervizarea tensiunii stabilizate ajută la protecția sarcinii, sau previne situațiile critice ce pot să apară la alimentarea improprie a circuitelor digitale [102], [105]. Regulatele de tensiune inteligente generează semnalizări utile pe baza cărora sistemele alimentate sau chiar regulatorul pot lua decizii în timp util. Semnalizările pot fi:

- de supratensiune la intrarea regulatorului, utilă pentru decuplarea sarcinii la supracreșteri periculoase ale tensiunii de intrare,

- de reset – utilizată de microprocesoare pentru a salva anumite date atunci când tensiunea de la intrarea regulatorului scade sub un anumit prag, când funcționarea circuitelor alimentate are deveni improprie sau chiar periculoasă [102].

- de eroare – când tensiunea stabilizată scade cu un anumit procent din valoarea prestabilită, utilă circuitelor de precizie alimentate de regulator.

Tot cu scopul de protecție al circuitelor alimentate, s-au conceput regulatoare cu ieșiri multiple de tensiune, ce pot fi pornite/oprite secvențial. Uneori se prevede o intrare de comandă de validare a reguletoarelor [105], ceea ce permite pornirea/oprirea lor de către un circuit extern, funcție utilă circuitelor portabile (telefoanele mobile, dispozitive cu bluetooth).

În regulatoarele de ultimă generație se introduc și alte tipuri de protecții cum ar fi cea contra inversării polarității tensiunii de intrare, la supratensiune, la scurtcircuitarea ieșirii cu alimentarea sau la supracurent la pornire; toate cu rolul de a crește siguranța și fiabilitatea în funcționare [111].

Sursa de tensiune de referință este unul din elementele cheie ale regulatoarelor de tensiune. Performanțele ei depind de stabilitatea acesteia în raport cu tensiunea de alimentare, temperatura și încărcarea de curent.

Cele mai des utilizate surse de referință sunt de tipul Widlar [96] sau Brokaw [10], acestea fiind folosite de la apariția primelor regulatoare integrate de tensiune până în prezent. Sursa de referință de tip Widlar prezintă câteva dezavantaje care o fac mai puțin atractivă: este alimentată direct și poate prezenta variații ale curentului cu tensiunea, are variații de câștig, și derivă a ieșirii, motiv pentru care se preferă sursele de referință tip Brokaw. Acestea din urmă sunt preferate și de tehnicile de ajustare cu laser, permițând obținerea de surse de referință cu acuratețe bună.

Pentru a rezolva stabilitatea în raport cu temperatura a STR, cea mai simplă soluție este termostatarea, însă ea prezintă dezavantajul unui randament slab și al unei inerții mari la pornirea circuitului, ducând și la o uzură prematură prin funcționarea permanentă a joncțiunilor la temperaturi ridicate. Întrucât în puține cazuri este posibilă sau se dorește termostatarea, au existat cercetări permanente în sensul îmbunătățirii stabilității cu temperatura a surselor de referință.

Inițial s-au realizat surse de referință cu tranzistoare bipolare – adecvate tehnologiilor existente la momentul respectiv, fiind dezvoltate tehnici simple de compensare cu temperatura [10], [44], [45], [61], [89]. Ulterior s-a recurs și la corecția de ordin superior a dependenței de temperatură a sursei de referință, multiple studii abordând acest subiect de-a lungul anilor [34], [46], [52], [62], [70], [75], [78], [97].

Utilizarea tot mai largă a tehnologiei CMOS a dus la apariția de regulatoare cu surse de referință CMOS [9], [30], [47], [48], [49], [63], [66], [80]. Unele din aceste soluții implementează STR fără a folosi rezistențe [12]. Aparatura electronică portabilă a necesitat regulatoare care să funcționeze la tensiuni mici, ducând și la apariția surse de referință de valori reduse [7], [76], [86]. Deși ieftine, o calitate bună a surselor de referință CMOS se obține mai greu decât pentru cele utilizând bipolare, astfel că au apărut inevitabil tehnici de corecție cu temperatura de ordin superior și pentru surse de referință CMOS [78], [84].

Precizia valorii surselor de referință, și nu doar stabilitatea lor, poate fi asigurată prin programarea electronică a unei surse de referință CMOS de tipul „grilă flotantă” [2], [27].

Calitatea sursei de referință nu depinde însă doar de stabilitatea ei cu temperatura. Aceasta este performantă dacă prezintă și un zgomot mic și are o

atenuare bună a zgomotelor provenite din sursa de alimentare [29], [79]. Industria automotive impune de asemenea o robustețe cât mai bună a acestor surse de referință datorită condițiilor de exploatare [37]. În cazul unor sarcini capacitive, acuratețea surselor de referință poate fi crescută prin metode de autopolarizare [6].

Amplificatorul de eroare permite realizarea unei reacții de tipul paralel serie, care va duce la obținerea unei rezistențe de ieșire mici a regulatorului. Este de dorit ca acesta să aibă în buclă deschisă o amplificare cât mai mare, pentru a permite urmărirea cu acuratețe cât mai bună a STR. Stabilitatea regulatorului de tensiune depinde de caracteristica de amplificare și de fază a amplificatorului de eroare [113]. Pentru regulatoare, informația despre stabilitatea este oferită prin răspunsul tranzitoriu la ieșire, la salturi ale tensiunii de intrare sau ale curentului de sarcină. Întrucât regimul tranzitoriu poate fi dăunător reguletoarelor sau circuitelor alimentate se pot utiliza regulatoare cu protecție tranzitorie [5].

Funcționarea reguletoarelor de tensiune la parametri specificați are loc dacă sunt respectate anumite condiții precizate de producător. Setul uzual de parametri electrici și termici, condițiile în care se obțin, și condițiile de manipulare (detaliat în Anexa 1.1) sunt:

- stabilizarea minimă în raport cu sarcina,
- stabilizarea minimă în raport cu tensiunea de intrare,
- valoarea și toleranța (dispersia) tensiunii de ieșire sau de referință,
- domeniul tensiunii de ieșire,
- căderea minimă de tensiune între intrare și ieșire,
- tensiunea de intrare maximă
- rejectia riplului (la dublul frecvenței rețelei),
- curentul de sarcină minim garantat,
- zgomotul de ieșire,
- curentul prin pinul de ajustare și variația acestuia în domeniul tensiunii de ieșire,
- curentul de repaus (absorbit de la tensiunea de intrare)
- stabilitatea cu temperatura în domeniul de temperatură,
- stabilitatea pe termen lung (la funcționarea la o temperatură ridicată)
- impedanța de ieșire
- răspunsul tranzitoriu al tensiunii de ieșire la saltul tensiunii de intrare respectiv al curentului de sarcină
- puterea maximă disipată
- aria sigură de funcționare
- rezistența termică joncțiune - capsulă
- rezistența termică joncțiune - mediu ambiant
- temperatura de stocare
- temperatura și intervalul de timp de lipire

O parte din mărimile enumerate anterior pot fi furnizate sub formă de grafice, nu doar valori limită, oferind astfel și mai multă informație utilizatorului.

Evoluția tehnologică accelerată face ca proiectarea circuitelor integrate să necesite o abordare multidisciplinară care să cuprindă atât cunoștințe de electronică, cât și cunoștințe legate de tehnologii de fabricație, transfer de căldură, electromecanică, și de compatibilitate electromagnetică.

Managementul termic implică identificarea mărimilor care afectează funcționarea și performanțele unui sistem electronic și aplicarea de tehnici care să ducă la minimizarea temperaturilor din componente.

Interdependența mărimilor face imperios necesară abordarea concomitentă a problemelor. Mărimile electrice depind de temperatură și dimensiunile fizice, cele din urmă depinzând de stresul mecanic. Forma fizică determină proprietățile termice, mecanice și electromagnetice. De asemenea proprietățile fizice și chimice ale materialelor utilizate determină comportamentul electric, electromagnetic, mecanic și termic al unui circuit integrat.

Obiectivele primare ale managementului termic sunt:

1) Menținerea unei temperaturi în limitele funcționale și maxim permise pentru fiecare componentă. Temperatura funcțională definește temperatura maximă până la care circuitul electric funcționează în limitele de performanță cerute. Funcționarea circuitului la temperaturi mai mari decât cea funcțională poate duce la degradarea performanțelor. Temperatura maximă este temperatura la care se pot produce schimbări ireversibile în caracteristicile electrice, respectiv se ajunge la distrugerea componentei.

2) Asigurarea unei distribuții a temperaturii în fiecare componentă care să satisfacă obiectivele de fiabilitate.

Circuitele integrate și dispozitivele electronice funcționează în diferite regimuri electrice ce determină durata de viață a acestora. Solicitarea circuitelor la mărimile electrice este de regulă prima estimată în procesul de proiectare, însă nu trebuie ignorată solicitarea termică a componentelor. Fiabilitatea unui sistem electronic depinde de condițiile de utilizare. Cauzele cele mai frecvente ce determină durata de viață a circuitelor electronice sunt: temperatura, umezeala, praful, vibrațiile [91].

Întrucât temperatura este cauza cu ponderea cea mai mare în determinarea ratei de defectarea a circuitelor [91], s-au prezentat în Anexa 1.2 noțiuni de fiabilitate respectiv influența temperaturii asupra fiabilității.

Managementul termic al circuitelor electronice se poate realiza pe două căi: electrică, respectiv termică. Prima variantă presupune gestionarea mărimilor electrice în sensul obținerii unui transfer termic optim, tehnică utilizată cu precădere în circuite digitale cu densitate mare de integrare [23], [36], [83]. A

doua variantă recurge la folosirea optimă a tehnicilor de răcire disponibile. Ambele au fost abordate prin soluțiile propuse de doctorand în această teză.

Tehnicile de răcire utilizate în electronică pot fi clasificate în funcție de utilizarea sau nu a unei energii suplimentare. Deși scopul este același – de a menține joncțiunile la o temperatură cât mai scăzută, eventual constantă, se poate opta între o tehnică de răcire activă sau una pasivă.

Tehnica de răcire pasivă se caracterizează prin faptul că nu necesită energie suplimentară pentru a favoriza transferul termic. Această tehnică, deși prezintă unele limitări, are o importanță la fel de mare ca și răcirea activă. Răcirea pasivă este practică în situațiile în care nu se dorește sau nu se dispune de resurse de energie suplimentară pentru a realiza răcirea, fiind de multe ori preferată răcirii active și pentru robustețea sa.

La răcirea pasivă, se dorește diminuarea rezistențelor termice, lucru realizat începând chiar din interiorul integratului [15], [31], urmând apoi capsula, izolația și radiatorul care se realizează din materiale ce prezintă conductivitate termică cât mai bună [39], [99]. Forma fizică trebuie de asemenea optimizată pentru un transfer termic optim, existând studii ce oferă valoarea rezistenței termice plecând de la forma radiatorului [11], [19], sau programe speciale de analiză a transferului termic [103].

În realizarea căii de transfer termic, alăturarea fizică a materialelor diferite trebuie însoțită și de coeficienți de expansiune termică cât mai apropiați, pentru a reduce la minim solicitările mecanice ce pot să apară între acestea din cauza încălzirii [60], [91].

Procesoarele folosesc monturi din materiale compozite având la bază polimeri armați cu metale sau fibre de carbon [73], [82], materiale ce prezintă conductivități ridicate asemănătoare sau chiar superioare metalelor [67].

O altă tehnică de răcire pasivă performantă constă în folosirea de materiale care odată cu schimbarea de stare din solid în fluid, au proprietatea de a-și schimba (crește) conductivitatea termică în punctul de topire, menținând astfel temperatura aproximativ constantă [98].

În cazul în care se dorește evacuarea căldurii la o distanță cât mai mare de sursă, pentru a evita utilizarea unei tehnici active de răcire, se pot folosi ghiduri de căldură. Acestea din urmă sunt realizate din materiale care au conductivitate mai ridicată în plan decât spre suprafață [67].

Foarte des folosite în ultimii ani, materialele compozite polimerice superconductive termic, sunt o clasă de materiale speciale care se bucură de toate proprietățile polimerilor: densitate mică, prelucrabilitate sub formă de folii, fibre sau filme, preț de cost avantajos comparativ cu metalele. Utilizarea acestor materiale oferă proprietăți termice foarte bune, reducând simțitor greutatea sistemelor electronice. În cazul elementelor de răcire pe bază de polimeri se va ține cont de faptul că acestea prezintă o neliniaritate crescută a conductivității cu temperatura comparativ cu metalele uzuale utilizate la răcire (aluminiiu) [67].



Tehnica de răcire activă folosește energie suplimentară pentru extragerea căldurii degajate de joncțiuni. Aceasta oferă o capacitate de răcire mare și permite menținerea temperaturii joncțiunilor și chiar sub cea a mediului ambiant, deseori având și funcția de termostatare. În tehnica de răcire activă se pot folosi ventilatoare, elemente de răcire termoelectrice, jet de aer/lichid, convecție forțată cu lichid, sau sisteme criogenice [32], [50].

Rolul ventilatoarelor este de a amplifica fenomenul de convecție în ultima etapă de eliminare a căldurii spre mediul ambiant, fiind tehnica activă cel mai des utilizată, ea putând fi aplicată în cazurile când răcirea pasivă nu e suficient de eficientă. Elementele termoelectrice de răcire se bazează pe conducția electrică într-un semiconductor care produce o diferență de temperatură la capete. Acestea sunt cunoscute sub denumirea de elemente Peltier [50]. Sistemele cu refrigerare deși eficiente, sunt mai complexe, având în componență un compresor un condensor, termostat și electrovalve. O tehnică activă recentă, utilizată pentru a reduce cât mai mult temperatura punctelor calde dintr-un integrat, și pentru a putea crește densitatea de putere, constă în integrarea de microconduite prin care se circulă un jet forțat de aer sau lichid [32], [100]. Unele din metodele active au avantajul că pot transporta căldura la distanță mare dacă este cazul. Metodele de răcire activă și pasivă au atât avantaje cât și dezavantaje și limitări [112]. Sugestiv acestea sunt prezentate în Anexa 1.3.

Pentru o estimare cât mai simplă a comportamentului termic al circuitelor integrate se utilizează modele. Suficient de precise, cele mai des utilizate sunt modelele cu elemente electrice concentrate, putând fi utilizate în caracterizarea oricărui tip de transfer termic prin simulări Spice [51]. Pentru creșterea preciziei s-au dezvoltat diferite tehnici de modelare ce permit simularea transferului termic [24], [35], [40]. Au fost implementate modele ce pot pune în evidență punctele calde ce pot a apărea într-un circuit integrat [85].

Mecanismele de transfer termic ce trebuiesc modelate atât în răcirea activă cât și cea pasivă sunt de trei feluri:

- transfer prin conducție (în corpurile solide)
- transfer prin convecție (în fluide)
- transfer prin radiație (optic)

Disiparea de putere într-o componentă electrică va duce la un proces complex de conducție, convecție și radiație de căldură. De exemplu, într-o componentă semiconductoare discretă, căldura generată în aria activă va fi transferată prin conducție spre capsula cu care se află în contact și apoi în aer prin convecție și radiație. Va exista de asemenea o conducție spre cablaj prin terminalele componentei.

Noțiunile de bază ale transferului termic prin conducție, convecție și radiație respectiv metode de modelare sunt prezentate în Anexa 1.4.

Pentru modelarea transferului termic se utilizează uzual analogia între mărimile termice și cele electrice. În tabelul 1 sunt prezentate analogiile între aceste mărimi [14].

Tabelul 1. Analogia între mărimile termice și electrice

Mărimea termică	Unitate	Mărimea Electrică	Unitate
Temperatura $T$	[°C, K]	Potențialul electric $V$	[V]
Diferența de temperatură $\Delta T$	[°C, K]	Căderea de tensiune $\Delta V$	[V]
Puterea $P_d=dQ/dt$	[W]	Curentul $I=dq/dt$	[A]
Căldura $Q$	[J]	Sarcina $q$	[C]
Rezistența termică $R_{th}$	[K/W]	Rezistența electrică $R$	[Ω]
Capacitatea termică $C_{th}=Q/\Delta T$	[J/K]	Capacitatea electrică $C=q/\Delta V$	[F]
Constanta termică de timp $\tau_{th}=R_{th}C_{th}$	[s]	Constanta electrică de timp $\tau=RC$	[s]
Conductivitatea termică $\kappa$	[W/mK]	Conductivitatea electrică $\sigma$	[1/Ωm]

Dinamica transferului termic este caracterizată de evoluția temperaturilor joncțiunilor, în regim permanent variabil ea fiind diferită de cea în regim staționar sau tranzitoriu așa cum se descrie în [14].

## 1.2. Actualitatea tezei de doctorat

Performanțele reguletoarelor de tensiune integrate liniare satisfac majoritatea aplicațiilor în care este necesară stabilizarea unei tensiuni fixe sau reglabile. Există însă situații ce necesită stabilizare tensiunii la parametrii mult superiori celor ceruți de aplicațiile uzuale. Aparatura de laborator, necesară în procesul didactic sau de cercetare impune uneori susținerea unor curenți importanți, în condițiile unei stabilizări foarte bune în raport cu sarcina. Condițiile de exploatare variate impun și o fiabilitate crescută a acestor circuite de stabilizare, lucru care cere un management termic corespunzător. Aplicațiile portabile ce necesită vârfuri mari de curenți în condiții improprie de răcire, fac de multe ori improprie folosirea unor reguletoare uzuale, deschizând calea pentru noi soluții [37], [25], [63].

Obținerea de performanțe mai bune se poate face prin alegerea unui regulator mai performant – soluție mai costisitoare, sau prin proiectarea unui regulator – proces de asemenea costisitor și de durată.

O variantă de a extinde performanțele electrice și termice ale reguletoarelor existente constă în interconectarea acestora cu elemente externe pasive sau active. Astfel, soluțiile existente folosesc rezistențe de ocolire, tranzistoare externe sau interconectarea în paralel a mai multor reguletoare - dacă se dorește extinderea gamei curentului de ieșire, respectiv o prereglare cu tranzistoare sau reguletoare – dacă se dorește creșterea tensiunii de intrare [8]. Pentru creșterea acurateții stabilizării unui reglator integrat se pot utiliza pe lângă aceste surse de tensiune de referință performante, amplificatoare operaționale și conexiuni Kelvin la sarcină.

Soluțiile enumerate mai sus prezintă fiecare în parte limitările ei:

- folosirea unei rezistențe de ocolire impune existența unui curent minim la ieșirea reglatorului,
- folosirea unui ERS extern nu permite soluții simple de protecție a acestuia decât la supracurent,
- interconectarea în paralel cu rezistențe de egalizare duce la distribuții inegale ale curenților prin reguletoare și deteriorarea stabilizării în raport cu sarcina,
- prereglarea tensiunii reglatorului permite creșterea tensiunii de intrare, însă doar la curenți mici.

În acest context, performanțele surselor stabilizate ce înglobează reguletoare de tensiune integrate necesită și permit încă îmbunătățiri. Punerea în evidență într-un mod cât mai clar și original a dezavantajelor soluțiilor existente de interconectare a reguletoarelor și îmbunătățirea acestora sunt preocupări ale autorului [18], [54], [55].

Controlul precis al curenților prin reguletoarele conectate în paralel, respectiv utilizarea eficientă a ariei sigure de funcționare a tuturor reguletoarelor interconectate serie sau paralel [54] poate duce la performanțe mult crescute față de soluțiile existente.

Abordarea problematicii interconectării reguletoarelor este corectă dacă ea se face atât din punct de vedere electric cât și din punct de vedere termic. Orice soluție electrică trebuie însoțită de un management termic corespunzător, pentru a rezulta costuri minime și o fiabilitate cât mai ridicată.

Reducerea rezistenței termice prin utilizarea de materiale performante [58], [59], și printr-un management corespunzător al puterilor disipate [54] sunt de asemenea preocupări ale autorului. În etapa de proiectare este de preferat utilizarea de modele termice cât mai riguroase, care să necesite însă resurse computaționale minime. Calculele iterative de estimare a temperaturii componentelor se pot evita dacă se folosesc modele electrotermice ce pot arăta în timp real evoluția mărimilor electrice și termice în funcție de disiparea de putere.

Materialele compozite superconductive termic se utilizează tot mai des în suprafețe, monturi de răcire și capsule cu scopul de a obține o densitate de

putere cât mai mare la un volum și greutate cât mai redusă, aceste necesități fiind impuse de tehnologiile submicronice și frecvențele ridicate de operare ale circuitelor [38].

Pentru a minimiza erorile în estimarea temperaturilor joncțiunilor, neliniaritatea conductivității și capacității termice a acestor materiale compozite avansate impune utilizarea de modele neliniare [58], [59].

Validarea funcționării circuitelor cu reglatoare interconectate se face prin simulări Spice. Acestea necesită generarea, editarea și modificarea simplă și rapidă a stimulilor necesari [53], respectiv posibilitatea extinderii rapide a schemei prin intermediul unor parametri [57] în loc de a reedita schema.

Stabilizatoarele de tensiune ce folosesc reglatoare interconectate sunt o soluție de extindere a performanțelor de stabilizare în contextul unor costuri reduse și a unui management termic eficient. Se pot astfel înlocui reglatoare de costuri ridicate cu scheme de interconectare folosind reglatoare uzuale, obținându-se o îmbunătățire a performanțelor la costuri reduse.

Exemple de aplicații unde se pot utiliza stabilizatoare de alimentare cu reglatoare interconectate sunt:

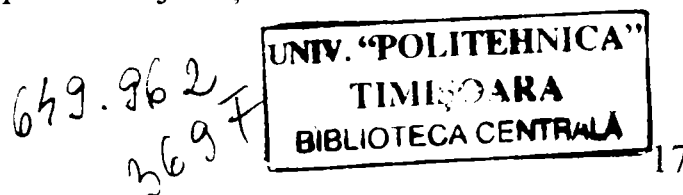
În cazul conectării în paralel:

- la surse performante de laborator pentru curenți mari, ce necesită ajustarea tensiunii de ieșire într-o gamă largă, cu o stabilizare în raport cu sarcina foarte bună, randamentul fiind un criteriu secundar.
- în aparatură de testare, unde sursele în comutație nu pot fi utilizate din cauză că generează perturbații nepermis de mari.
- în alimentarea aplicațiilor portabile (telefoane mobile, GPS) ce necesită vârfuri mari de curenți, unde conectarea în paralel a reglatoarelor, răcite doar prin cablajul imprimat, duce la o distribuție a puterii disipate și o răcire mai eficientă a acestora,
- compensarea rezistențelor conexiunii la sarcină, evitând deteriorarea performanțelor de stabilizare în raport cu sarcina la curenți mari.
- la reducerea sau eliminarea suprafețelor de răcire ale surselor liniare prin extinderea ariei sigure de funcționare echivalente.

În cazul interconectării în serie:

- extinderea gamei tensiunii de ieșire la o valoare aproape dublă față de gama unui singur regulator ajustabil, exploatarea optimă ariei sigure de funcționare a reglatoarelor interconectate.
- reducerea puterii disipate pe reglatoare și implicit a suprafeței radiatorului de răcire, folosind o rezistență de ocolire.

Modelarea modificării limitelor ariei sigure de funcționare (SOA) în timp real, respectiv modelarea precisă a traseului termic utilizat la răcirea reglatoarelor, permite verificarea situației în aria sigură de funcționare și reducerea erorilor de estimare a temperaturii joncțiunilor. Rezervele alese la



proiectare pot fi reduse astfel, rezultând costuri mai mici ale schemelor de stabilizare.

Interconectarea reguletoarelor de tensiune respectiv managementul lor termic vor fi analizate în capitolele următoare, întrucât există o serie de probleme la care nu s-au oferit soluții optime, iar posibilitatea de a crește mult performanțele electrice și termice ale stabilizatoarelor de tensiune justifică din plin acest lucru.

### 1.3. Structura tezei

Obiectivul prezentei teze de doctorat constă în oferirea de soluții care să crească performanțele electrice și termice ale circuitelor liniare de stabilizare de tensiune. S-au propus în mod particular soluții îmbunătățite de interconectare a reguletoarelor de tensiune liniare integrate ajustabile și fixe, în contextul unei analize mixte atât din punct de vedere electric dar și din punct de vedere al regimului termic.

În capitolul 1, “*Motivație*” sunt prezentate câteva considerații generale asupra structurii reguletoarelor integrate de tensiune liniare. Blocurile interne ale acestor reguletoare au fost și sunt subiectul multor cercetări de îmbunătățire a performanțelor, care de-a lungul anilor încearcă să se adapteze noilor tehnologii de integrare. Pentru a oferi o imagine de ansamblu s-au expus atât evoluția cât realizările de ultimă oră din acest domeniu care trebuie să se adapteze domeniilor și condițiilor de utilizare.

Fiabilitatea circuitelor de stabilizare liniare depinde într-o mare măsură și de evacuarea eficientă a căldurii disipate. S-a făcut o prezentare sumară asupra tehnicilor de răcire active și pasive utilizate în prezent. S-a subliniat utilizarea tot mai largă a materialelor superconductive termic care deschid noi perspective în eficientizarea procesului de răcire a circuitelor electronice, inclusiv a reguletoarelor integrate liniare. În final s-a arătat actualitatea subiectului tezei și s-a prezentat conținutul capitolelor tezei.

În capitolul 2, “*Metode de interconectare și simulare a reguletoarelor de tensiune integrate liniare*” se prezintă configurațiile uzuale de interconectare a reguletoarelor de tensiune cu elemente pasive sau active, inclusiv cu alte reguletoare. Folosind noțiunea originală de “arie sigură de funcționare echivalentă”, s-a evidențiat eficiența fiecărei configurații în parte. S-au analizat aceste circuite și din perspectiva parametrilor de stabilizare în raport cu sarcina și linia, a posibilității de protecție a elementelor folosite. S-a subliniat că nu sunt exploatate optim resursele reguletoarelor utilizate, ajungându-se la situații de solicitări inegale a acestora, lucru ce scade fiabilitatea în utilizare și duce la o deteriorare a stabilizării în raport cu sarcina. La conexiunile ce extind domeniul curentului de sarcină problema căderilor de tensiune pe firele de legătură se

soluționează folosind o conexiune Kelvin pentru obținerea tensiunii de polarizare a divizorului ce fixează tensiunea de ieșire, însă și aceasta are limitări prin modul de utilizare a operaționalului din bucla de reacție.

În finalul capitolului se prezintă un mod original de a analiza comparativ prin simulare circuite ale căror număr de secțiuni pot varia: de exemplu la interconectarea paralelă a mai multor regulatoare. Pentru aceasta s-a conceput un circuit Spice folosind strict funcții matematice, ce dă posibilitatea de a obține la aceeași rulare, în oricare analiză, rezultate pentru orice număr de regulatoare interconectate.

Se subliniază utilitatea unui editor de stimuli care să permită o editare-reeditare rapidă, scurtând astfel timpii alocați acestei operațiuni și reducând riscul de a greși.

În capitolul 3, "*Soluții performante de interconectare a reguletoarelor de tensiune integrate liniare*", se prezintă soluții ale autorului la interconectarea paralelă respectiv serie a reguletoarelor. La conectarea în paralel, s-au propus mai multe configurații.

Configurația paralelă ce distribuie egal curenții prin reguletoare prezintă următoarele avantaje:

- O distribuție egală a curenților între reguletoare, independent de tensiunea de referință a reguletoarelor și de numărul acestora în orice condiții de linie și de sarcină,
- Obținerea unui transfer optim al căldurii pe mai multe căi prin egalarea puterilor disipate și prin posibilitatea montării reguletoarelor fără izolație față de radiator,
- Reducerea suprafeței radiatorului de răcire comun,
- Creșterea stabilizării în raport cu sarcina proporțional cu numărul de reguletoare paralele,
- Protecție implicită prin protecțiile integrate ale reguletoarelor.

Configurația cu reguletorul principal la un curent redus față de reguletoarele auxiliare paralele prezintă următoarele avantaje:

- Creșterea stabilizării în raport cu sarcina,
- Obținerea unei dependențe mai mici a tensiunii de ieșire de puterea totală disipată, prin variația temperaturii joncțiunilor reguletorului principal într-o gamă de valori redusă,
- Posibilitatea semnalizării, folosind resurse minime, a momentului când curentului de sarcină depășește o fracțiune prestabilită din valoarea maximă, ce coincide și cu scăderea stabilizării în raport cu sarcina, respectiv intrarea în limitare de curent a reguletoarelor auxiliare,
- O distribuție egală a curenților între reguletoarele auxiliare, ce duce la un transfer termic optim,
- Menținerea curentului maxim de limitare la o valoare egală cu suma curenților maximi ai reguletoarelor interconectate,

- Compensarea căderilor de tensiune pe firele de legătură doar prin amplasarea regulatorului principal cât mai aproape de sarcină.

La înscrierea reguletoarelor s-a propus o soluție de distribuție a puterilor disipate între reguletoare permanent egală sau ponderată în funcție de traseele termice, care duce la exploatarea optimă a resurselor disponibile. Se obțin temperaturi egale ale joncțiunilor reguletoarelor înscriate, limitarea termică a acestora fiind aproximativ simultană.

Managementul distribuției puterilor între reguletoarele înscriate se poate face de către un al treilea reguletor, situație în care unul din reguletoarele înscriate poate avea în paralel o rezistență de ocolire. Se arată că distribuția puterilor pentru această configurație în diferite situații de linie și de sarcină, face ca puterea maximă disipată de reguletoare să fie de 4 ori mai mică decât în cazul utilizării unui singur reguletor, rezistența de ocolire preluând o putere disipată mai mare sau mai mică în funcție de situație. Este expus modul de calcul al valorii optime pentru rezistența de ocolire, care permite o solicitare maximă egală a reguletoarelor înscriate, maxime ce se regăsesc în situații diferite.

În capitolul 4, “*Soluții pentru exploatarea optimă a ariei sigure de funcționare*”, se prezintă soluții de îmbunătățire a evacuării căldurii disipate prin utilizarea de materiale compozite avansate, superconductive termic. Se evidențiază reducerea greutateii și a volumului radiatorului de răcire, dar și dependența neliniară de temperatură a conductivității și capacității termice. Se propune o modelare polinomială de ordinul doi a conductivității termice și capacității specifice a pieselor din materiale compozite. Se arată că pentru aceste materiale utilizarea de valori constante pentru conductivitatea termică și capacitatea specifică ar duce la erori mai mari în estimarea temperaturilor decât în cazul metalelor uzuale (aluminiu). Pentru comparare se evaluează în regim tranzitoriu evoluția temperaturilor joncțiunilor într-o capsulă uzual folosită de reguletoarele integrate. S-au comparat cazurile având un radiator din material compozit sau din aluminiu, atât pentru o modelare cu valori constante cât și pentru o modelare polinomială a parametrilor radiatorului.

În cazul reguletoarelor de tensiune liniare, s-a constatat că marginea ariei sigure de funcționare se deplasează cu temperatura. Urmărirea temperaturii circuitelor simulate ca efect al disipării de căldură nu este posibilă în mod uzual, de aceea propunerea din acest capitol permite o simulare care să estimeze precis atingerea valorilor limită prin implementarea deplasării marginii SOA cu temperatura, deci cu puterea disipată. Se poate astfel estima creșterea temperaturii joncțiunilor regulatorului atât în regim static cât și tranzitoriu, pentru o temperatură a mediului ambiant și un radiator de răcire cunoscute.

Prezenta teză se încheie cu capitolul 5, “*Contribuții și concluzii*”, care este dedicat sintetizării contribuțiilor originale de ordin teoretic și aplicativ, concluziilor finale și perspectivelor de dezvoltare ulterioară a tematicii abordate.

## CAPITOLUL 2

### METODE DE INTERCONECTARE ȘI SIMULARE A REGULATOARELOR DE TENSIUNE INTEGRATE LINIARE

Acest capitol prezintă metodele tipice de interconectare a reguletoarelor de tensiune integrate liniare fixe sau ajustabile ce au scopul de a obține îmbunătățirea anumitor performanțe ale stabilizatoarelor de tensiune în care sunt folosite. Sunt analizate soluțiile folosite până în prezent, evidențindu-se avantajele și dezavantajele fiecăreia prin simulări comparative, ce pun în evidență parametrii tipici stabilizatoarelor. Se prezintă moduri eficiente de analiză prin simulare respectiv soluții de editare/reeditare a stimulilor necesari simulărilor schemelor de stabilizare.

Se arată că parametrii unei surse de tensiune stabilizate nu depind doar de performanțele descrise de foaia de catalog a reguletoarelor de tensiune integrate (*RT*), ci în mare măsură și de modul de interconectare și de componentele auxiliare utilizate.

#### 2.1. Metode de extindere a ariei sigure de funcționare a reguletoarelor

Pentru a se obține un domeniu de tensiune respectiv de curent mai mare decât cel oferit de un singur reguletor de tensiune integrat, se recurge deseori la interconectarea acestuia cu diferite elemente de circuit sau cu alte reguletoare de tensiune. De regulă aceste metode au ca scop principal extinderea ariei sigure de funcționare – SOA (Safe Operating Area), însă și ceilalți parametri se vor modifica. Se evidențiază în cele ce urmează avantajele și dezavantajele legate de modificarea parametrilor pentru cele mai cunoscute tehnici de interconectare a reguletoarelor de tensiune fixă sau ajustabile. Pentru o mai bună evaluare și înțelegere a limitărilor și avantajelor anumitor scheme **am definit noțiunea de arie sigură de funcționare echivalentă a unui stabilizator, ca fiind spațiul delimitat de domeniul de curenți de sarcină și căderi de tensiune între**



**intrarea și ieșirea stabilizatorului în care toate componentele acestuia sunt în aria sigură de funcționare proprie [54].**

Una din problemele reguletoarelor de tensiune liniare este aceea de a exploata cât mai bine aria sigură de funcționare a tranzistorului din componența elementului de reglare serie (ERS). Marginea ariei sigure de funcționare descrisă de puterea maximă este cea care limitează obținerea unor performanțe de putere extinsă de către reguletoarele de tensiune integrate [68].

### 2.1.1. Extinderea gamei curentului de sarcină folosind rezistor de ocolire

Cea mai simplă metodă de extinderea a gamei de curenți a unui stabilizator se obține când pentru o parte din puterea ce trebuie să fie disipată se va utiliza un element pasiv – o rezistență de ocolire conectată în paralel cu elementul de reglare serie al reguletoarelor ca în figura 2.1 [20], [107]:

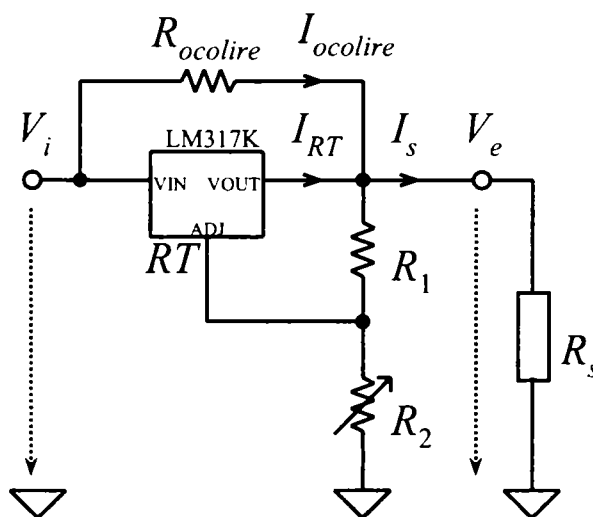


Fig. 2.1. Extinderea curentului maxim de sarcină folosind un rezistor de ocolire

Valoarea acestei rezistențe de ocolire trebuie să fie aleasă în funcție de valorile limită ale stabilizatorului, conform ecuației:

$$R_{ocolire} \geq \frac{V_{i\max} - V_{e\min}}{I_{s\min}} = \frac{\Delta V_{ie\max}}{I_{s\min}} \quad (2.1)$$

unde  $I_{s\min}$  – este curentul de sarcină minim garantat,  $\Delta V_{ie\max} = V_{i\max} - V_{e\min}$  este valoarea maximă a căderii de tensiune obținută când tensiunea de intrare este maximă, respectiv cea de ieșire este minimă.

Schema are dezavantajul că este necesar un consum minim garantat pentru a nu avea la ieșire o tensiune mai mare decât cea fixată de pinul de ajustare în cazul lipsei curentului de sarcină. Pentru o evidențiere mai clară a

funcționării acestui circuit am propus analiza acestuia pe baza ariei sigure de funcționare echivalente comparativ cu SOA a regulatorului. Aceste arii sunt prezentate în figura 2.2, unde s-a luat în considerare valoarea tipică a parametrilor pentru un regulator ajustabil cu trei pini de tipul LM317K produs de firma National Semiconductor - Anexa 2.1. Se va lua în considerare valoarea minim garantată a curentului maxim dacă se dorește analiza în cel mai nefavorabil caz.

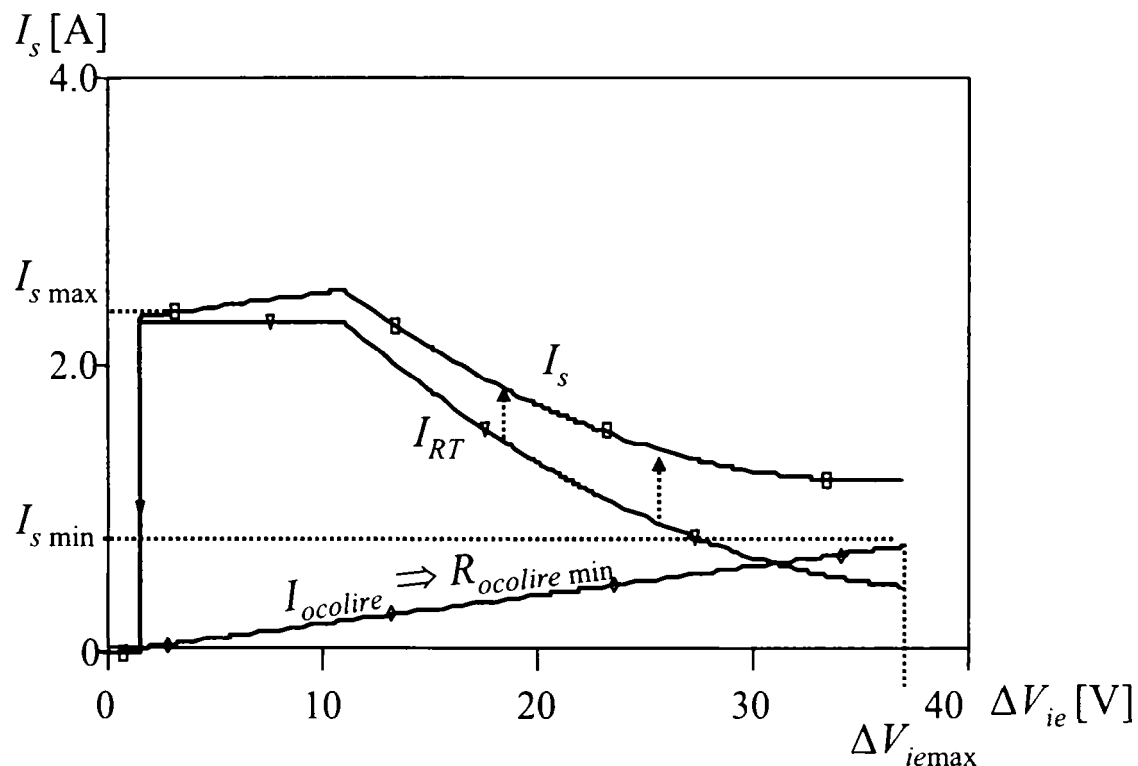


Fig. 2.2. Extinderea SOA folosind un rezistor de ocolire

Se observă că de fapt este vorba de o translație spre valori superioare a marginii ariei sigure de funcționare, ce are ca rezultat obținerea de curenți mai mari de sarcină pe măsură ce crește căderea de tensiune  $V_i - V_e$ . Dezavantajul este acela că prin necesitatea de a asigura un curent minim de sarcină se pierde partea inferioară a ariei sigure de funcționare aflată sub curentul  $I_{s \min}$ . Privind circuitul din perspectiva ariei sigure de funcționare echivalente se concluzionează că de fapt obținerea unor curenți mai mari de sarcină se face pe seama unei pierderi aproximativ egale cu extinderea dorită a ariei sigure de funcționare. Acest dezavantaj poate fi diminuat prin restrângerea domeniului căderii de tensiune între intrare și ieșire, situație în care rezistența de ocolire se va calcula pentru căderea maximă de tensiune din domeniul folosit. În cazul reguletoarelor de tensiune ajustabile aceasta ar diminua gama de tensiune ce se poate obține la ieșire.

Deși prezentată pentru un regulator ajustabil, soluția poate fi aplicată și reguletoarelor fixe. Pentru acestea soluția poate fi mai avantajoasă, întrucât căderea de tensiune se situează într-o gamă mai restrânsă.

Utilizarea unui rezistor de ocolire cu coeficient de temperatură pozitiv sau negativ ar putea extinde preferențial aria sigură de funcționare în zona de cădere de tensiune mică și medie respectiv mare.

### 2.1.2. Extinderea gamei curentului de sarcină folosind un tranzistor extern.

Una din cele mai cunoscute metode de extindere a gamei de curent de ieșire a unui regulator prezentată în figura 2.3, este aceea de a utiliza un tranzistor extern ce degreveză aproape complet ERS intern de curentul de sarcină [20], [109]. Pe lângă creșterea curentului maxim de sarcină se va obține o creștere a stabilizării în raport cu sarcina, regulatorul integrat lucrând la o fracțiune redusă a curentului de sarcină.

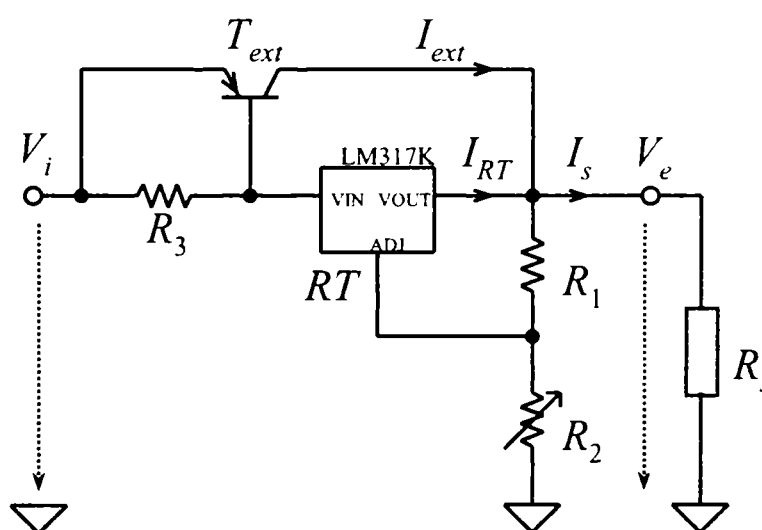


Fig. 2.3. Extinderea gamei curentului de ieșire utilizând un tranzistor extern

Deși tranzistorul extern va putea disipa o putere mai mare, soluția prezintă dezavantajul că va duce la creșterea tensiunii minime necesare între intrare și ieșire  $\Delta V_{ie \min}$ , din cauza rezistenței  $R_3$  înseriate cu intrarea regulatorului, necesară pentru a polariza joncțiunea bază-emitor a tranzistorului extern. Pentru ca la curentul maxim de sarcină să nu fie necesar un curent de comandă mai mare decât curentul maxim al regulatorului, factorul  $\beta$  de amplificare în curent va trebui să aibă o valoare minimă:

$$\beta_{ext} > \frac{I_{s \max}}{I_{RT \max}} \quad (2.2)$$

unde  $I_{s \max}$  și  $I_{RT \max}$  sunt curenții maximi prin sarcină respectiv regulatorul integrat. Raportul curenților prin regulator, respectiv tranzistor se obține prin adoptarea corespunzătoare a rezistenței  $R_3$ . Un dezavantaj major este că

tranzistorul extern nu beneficiază în mod direct de toate protecțiile integrate ale regulatorului de tensiune ce-l comandă. Această variantă impune deci adăugarea suplimentară de circuite de protecție doar pentru tranzistorul extern.

În figura 2.4 este arătat un mod simplu de implementare a protecției la supracurent a tranzistorului extern. Aceasta va duce însă la o creștere suplimentară a tensiunii  $V_{ie\ min}$ . Protecția termică a tranzistorului extern nu se poate realiza eficient prin folosirea de elemente externe care să-i sesizeze creșterea temperaturii joncțiunii. Detectarea din exterior a temperaturii joncțiunii tranzistorului extern va fi imprecisă și cu întârzieri, din cauza rezistențelor termice care nu au valori exacte, și pentru că există o inerție mare cauzată de capacitățile termice ale capsulei și radiatorului extern. Din motivele prezentate anterior, pentru a obține o fiabilitate bună a stabilizatorului se recurge de regulă la o supradimensionare a radiatorului de răcire folosit de tranzistorul extern.

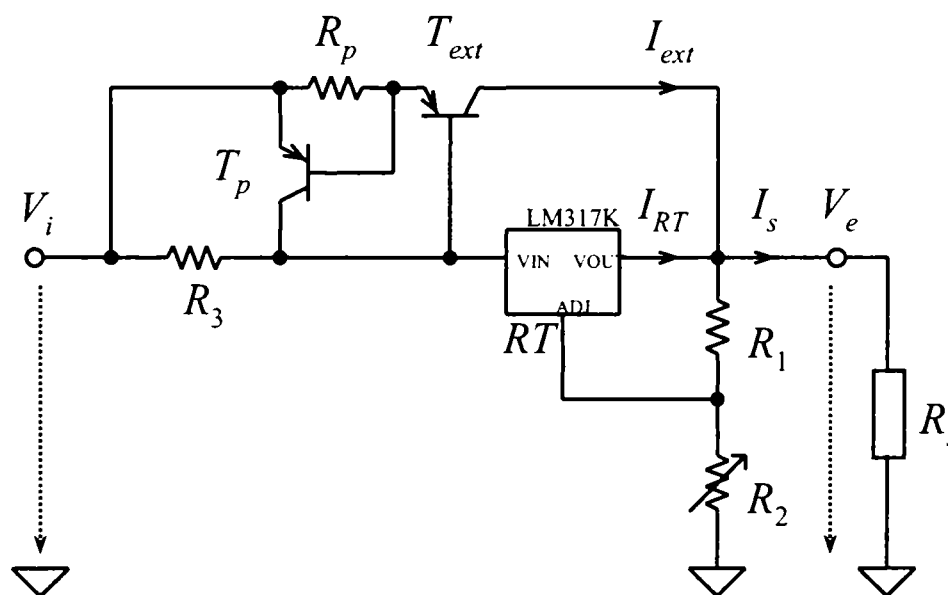


Fig. 2.4. Protecția la supracurent a tranzistorului extern

Urmărirea valorii tensiunii  $V_{BE}$  a tranzistorului extern pentru detectarea temperaturii joncțiunii va avea rezultate imprecise întrucât în acest caz intervine dispersia de fabricație a parametrilor respectiv a caracteristicilor tranzistorului.

În figura 2.5 este prezentată aria sigură de funcționare echivalentă rezultată la folosirea unui tranzistor extern, delimitată de protecția externă, comparativ cu aria sigură a regulatorului. Se observă că pentru tranzistor nu există limitare de putere, aria SOA a acestuia fiind ineficient exploatată prin utilizarea unei limitări simple de curent. Circuitul de limitare se dimensionează astfel încât la căderea maximă de tensiune să nu se depășească puterea maximă ce o poate disipa tranzistorul.

Prin restrângerea gamei de cădere de tensiune la valori mici, s-ar putea obține curenți mai mari de la același tranzistor, această situație fiind tot o exploatare parțială a ariei sigure de funcționare a tranzistorului.

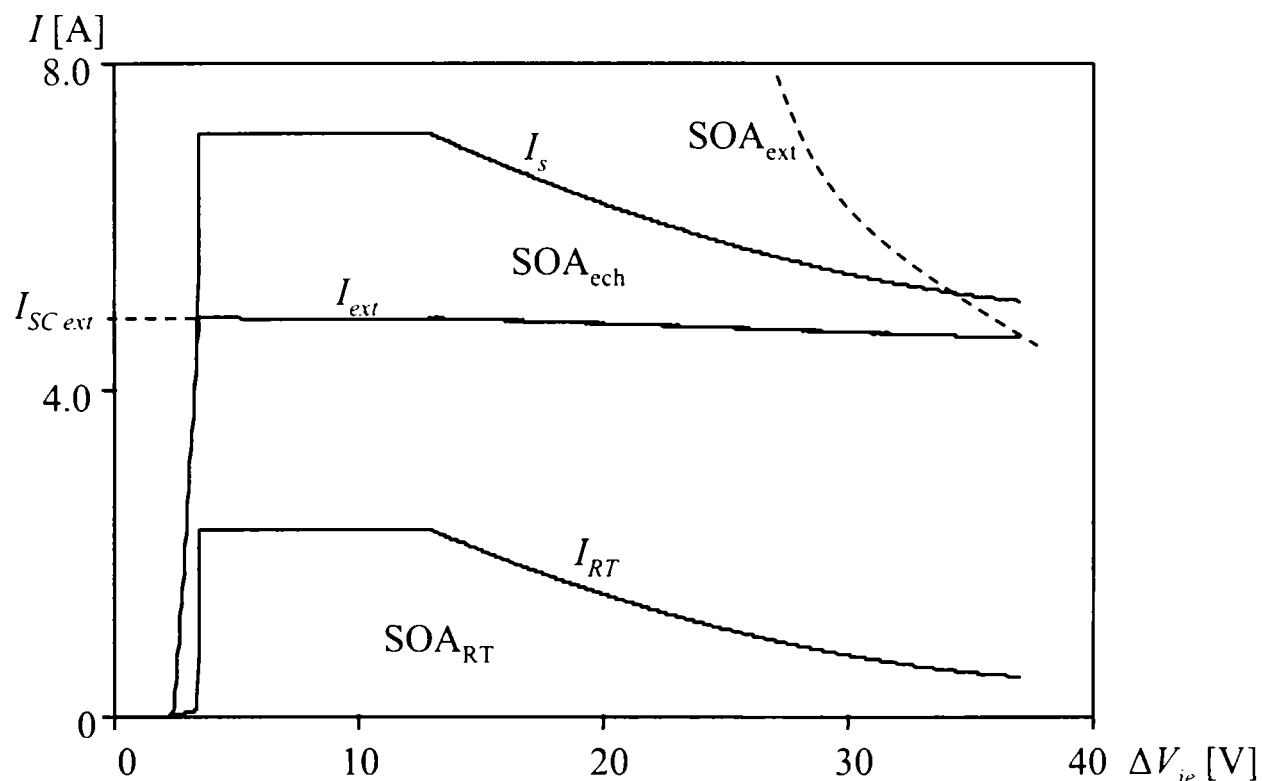


Fig. 2.5. Aria sigură de funcționare echivalentă, delimitată de protecțiile integrate respectiv externe

### 2.1.3. Extinderea gamei curentului de sarcină folosind tranzistoare externe conectate în paralel

O altă metodă de extindere a gamei curentului de ieșire constă în conectarea în paralel a mai multor tranzistoare externe cu rol de ERS. Dacă acestea sunt tranzistoare bipolare, din cauza dispersiei de fabricație a parametrilor, prin simpla conectare în paralel se va ajunge la o distribuție inegală a curenților. Căderea de tensiune fiind identică, rezultă că nu există un control precis al puterii disipate pe fiecare tranzistor. Așadar, la comanda cu același regulator a mai multor tranzistoare în paralel se pune problema egalizării curenților prin acestea. Așa cum se vede în figura 2.6, soluția este aceea de a înseria rezistențe de balast în emitoarele tranzistoarelor de putere. Această soluție este departe de a fi performantă, întrucât presupune realizarea unui compromis deoarece valoarea rezistențelor nu poate fi mare pentru a nu crește căderea minimă de tensiune între intrarea și ieșirea stabilizatorului însă în același timp este necesară o valoare cât mai mare a rezistențelor pentru a se asigura precizia de egalizare a curenților.

Din cauză că rezistențele nu pot fi alese oricât de mari, egalizarea curenților nu se realizează cu precizie, tranzistoarele cu amplificare mare de curent sau cu tensiunea  $V_{BE}$  mai mică preluând o parte mai mare din curentul de

sarcină, și deci lucrând într-un regim termic mai solicitant decât cele ce prezintă o amplificare mai mică.

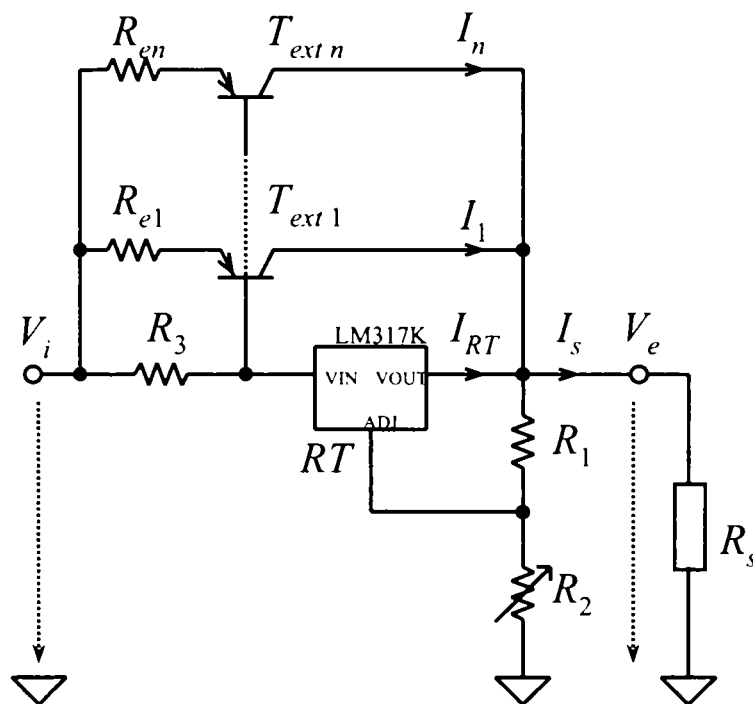


Fig. 2.6. Extinderea gamei curentului de ieșire folosind ERS extern cu tranzistoare bipolare conectate în paralel

Distribuția inegală a curenților și lipsa protecției termice va duce la scăderea eficienței regulatorului și la reducerea fiabilității, făcând ca această metodă să fie de multe ori o variantă extremă.

O soluție care rezolvă conectarea în paralel a mai multor tranzistoare externe este aceea de a le folosi ca generatoare de curent conectate în paralel cu ERS-ul regulatorului de tensiune, comandate de curentul ce trece prin regulator [41]. Pentru aceasta este necesar câte un amplificator operațional pentru comanda bazei fiecărui tranzistor de putere, așa cum se prezintă în figura 2.7. Schema are însă dezavantajul că necesită acces la ambele terminale ale rezistorului intern de protecție. Înserierea externă cu ieșirea regulatorului a unui rezistor nu este de preferat, întrucât ar înrăutăți stabilizarea în raport cu sarcina. Trebuie să se țină cont de asemenea că la căderi mici de tensiune între intrarea și ieșirea stabilizatorului, tensiunea de mod comun a amplificatoarelor se apropie de tensiunea pozitivă de alimentare. Pentru ca acestea să nu intre în limitare se poate crește căderea minimă de tensiune a stabilizatorului, sau se va utiliza o sursă auxiliară de alimentare mai ridicată cu câțiva volți decât cea stabilizată.

Deși soluția duce la egalarea curenților, tranzistoarele suplimentare nu beneficiază decât de limitarea la supracurent oferită de regulatorul de bază, protecția termică putându-se baza eventual pe relația dintre puterile disipate de regulator și tranzistoarele conectate în paralel, în cazul utilizării un radiator comun.

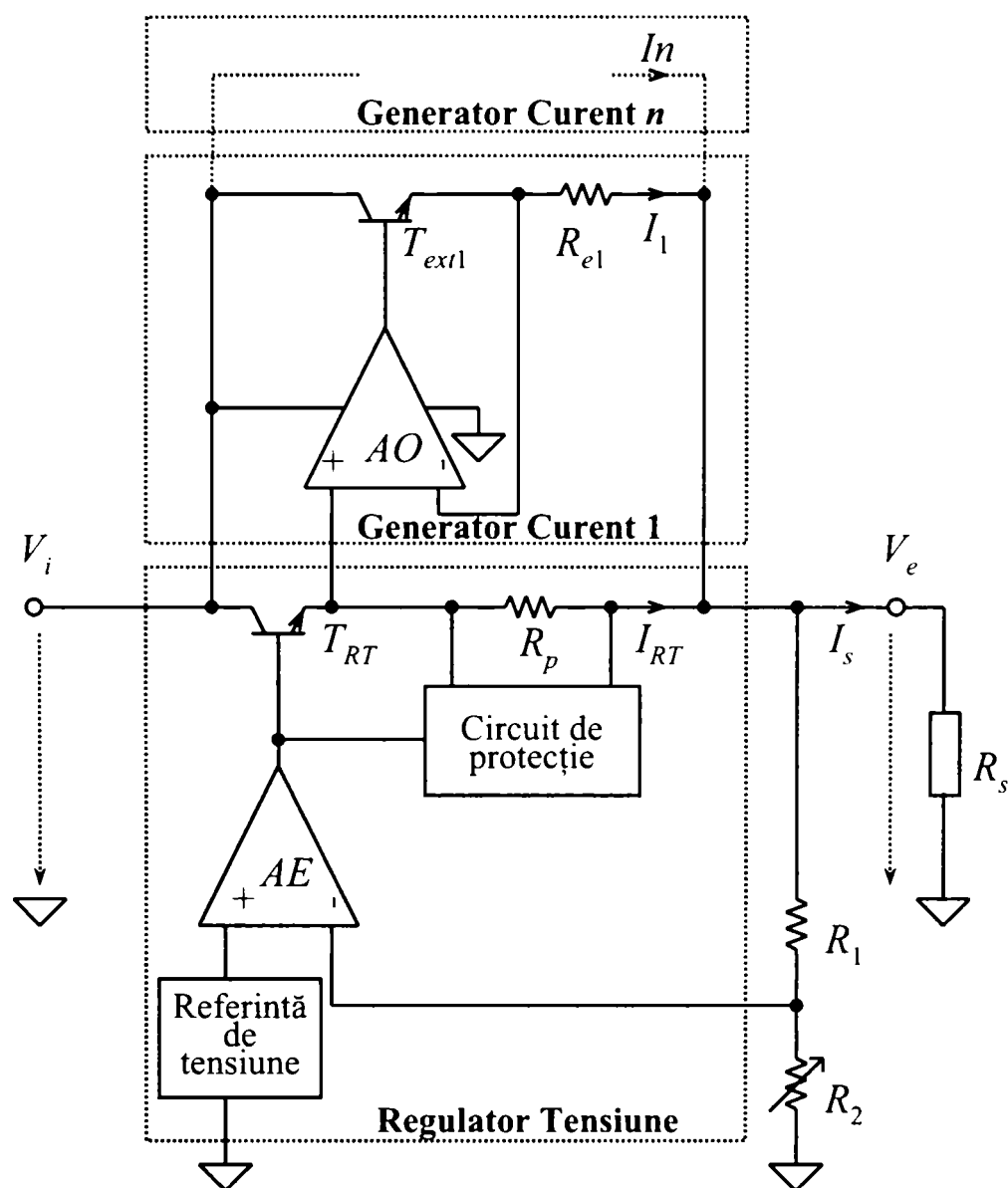


Fig. 2.7. Extinderea gamei curentului de ieșire folosind tranzistoare bipolare conectate în paralel ca generatoare de curent

#### 2.1.4. Extinderea gamei curentului de sarcină folosind reguletoare conectate în paralel

##### A. Interconectarea cu pin de ajustare comun

O soluție alternativă la folosirea de tranzistoare multiple conectate în paralel ca ERS extern constă în conectarea în paralel a mai multor reguletoare de tensiune ajustabile [108]. Se elimină astfel problema protecției elementelor active externe, fiecare regulator având propriile protecții integrate. O soluție des folosită este cea prezentată în figura 2.8, unde s-a exemplificat cazul cu 3 reguletoare în paralel.

Datorită distribuției parametrilor de fabricație a circuitelor, implicit și a tensiunii de referință interne, tensiunile de la ieșirile reguletoarelor vor avea valori ușor diferite, din cauza conectării în comun a pinului de referință. Valorile acestor tensiuni sunt:

$$\begin{cases} V_{e1} = V_{ref1} + V_{adj} \\ V_{e2} = V_{ref2} + V_{adj} \\ \dots\dots\dots \\ V_{en} = V_{refn} + V_{adj} \end{cases} \quad (2.3)$$

Întrucât diferențele se vor regăsi pe rezistențele de egalizare, se observă motivul unei distribuții inegale a curenților, la fel ca și în cazul conectării în paralel a tranzistoarelor. Este necesară deci însumarea curenților de ieșire prin rezistențe cu rol de egalizare a acestora. Studiul acestui circuit a evidențiat că măsurile de egalizare folosind rezistențe nu sunt foarte eficiente, existând o distribuție diferită a curenților prin reguletoare, mai ales pentru valori mici ale rezistențelor de egalizare. Creșterea rezistențelor nu este o soluție, întrucât pe lângă creșterea căderii minime de tensiune necesare între intrare și ieșire se va înrăutăți stabilizarea în raport cu sarcina.

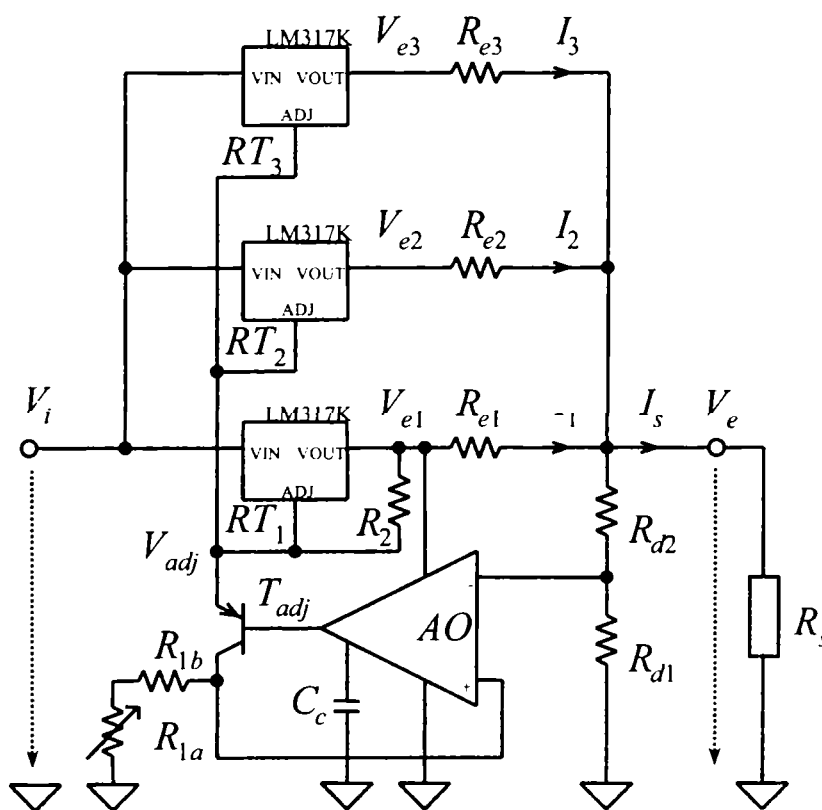


Fig. 2.8. Conectarea în paralel a mai multe reguletoare de tensiune având comandă comună



Amplificatorul operațional ce acționează simultan pinii de ajustare, făcând parte din bucla de reacție negativă, va contribui la reducerea performanțelor stabilizatorului prin offsetul și deriva acestuia cu temperatura.

Această soluție are dezavantajul că între curenții reguletoarelor există aproape în orice condiții o diferență constantă a cărei valoare depinde în principal de dispersia valorii tensiunilor de referință - figura 2.9. Reguletorul de tensiune cu cea mai mare tensiune de referință, va prelua în permanență o fracțiune mai mare din curentul de sarcină. La curenți de sarcină mici, doar acest reguletor va fi activ preluând întregul curent de sarcină și fixând tensiunea de ieșire care va fi așadar mai mare.

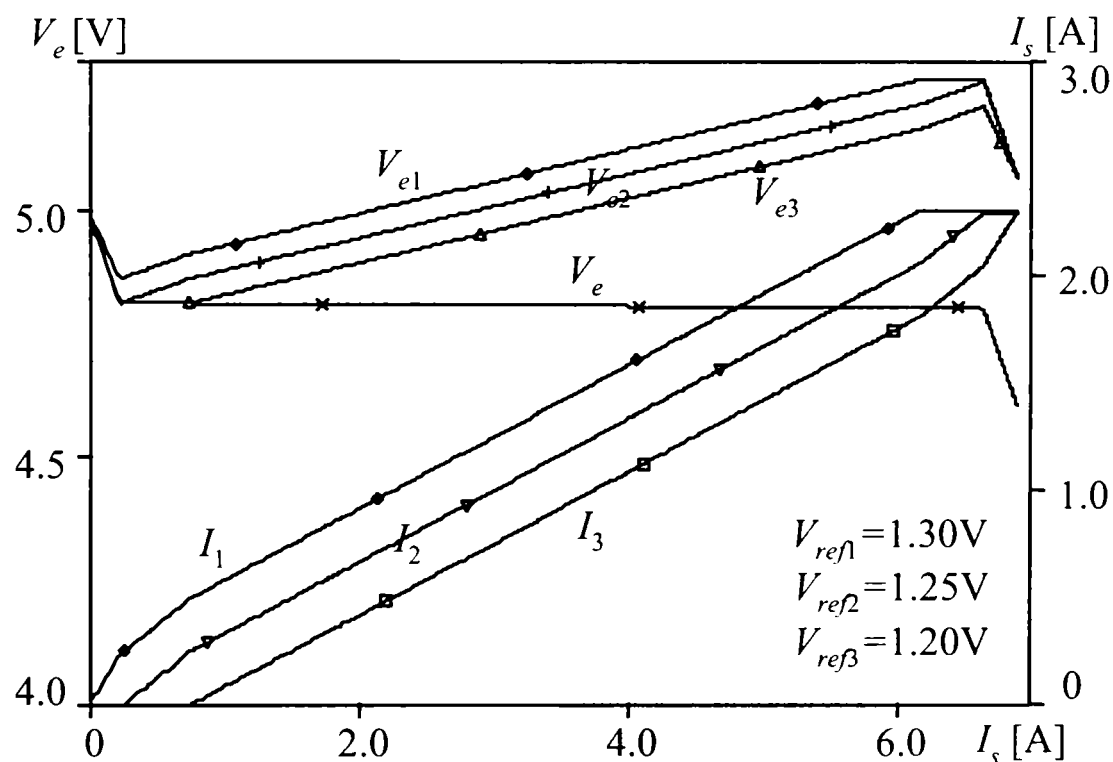


Fig. 2.9. Tensiunile și curenții de ieșire a 3 reguletoare conectate în paralel, în cel mai nefavorabil caz de dispersie al  $V_{ref}$

Pe măsură ce curentul de sarcină crește, vor intra pe rând în funcție și celelalte reguletoare cu tensiune de referință mai mică. La curenți de sarcină mari, reguletoarele cu tensiune de referință mai mică vor debita curentul maxim doar când celelalte reguletoare își limitează tensiunea de ieșire, lucru care se întâmplă la intrarea în funcție a protecțiilor acestora. Această situație va duce la puteri disipate cu distribuție inegală între reguletoarele conectate în paralel, lucru care devine dezavantajos la puteri disipate mari, exact în zona de interes pentru care se indică a se utiliza această metodă [108].

Observând în figura 2.9 evoluția tensiunii de ieșire în funcție de curentul de sarcină se constată că stabilizarea în raport cu sarcina este afectată de intrarea în funcție a reguletoarelor respectiv în limitare în mod secvențial, fapt observabil în domeniul de curenți de sarcină mici respectiv mari. Cauza acestui fenomen

este dispersia valorilor tensiunilor de referință ale reguletoarelor conectate în paralel.

Variația tensiunii de ieșire ce apare în domeniul de curenți mici poate fi soluționată prin evitarea utilizării acestui interval de curent asigurând un curent de sarcină permanent. Impunerea unei condiții prin care să nu se depășească un maxim al curentului poate evita intrarea secvențială în limitare a reguletoarelor.

O altă cauză care duce la scăderea stabilizării în raport cu sarcina față de situația unui singur reglator este prezența rezistenței de egalizare în bucla de comparare a tensiunii de ieșire, fiind un compromis dezavantajos al schemei.

Folosind reguletoarele de același tip, prin conectarea în paralel se poate recurge la amplasarea acestora pe un radiator comun, însă având în vedere că terminalul de ieșire al reguletoarelor este conectat galvanic la suprafața metalică cu rol de schimb de căldură către radiator, se impune o izolare galvanică față de radiator a cel puțin  $n-1$  reguletoare. Deși prin conexiunea paralelă se eficientizează folosirea radiatorului de răcire prin transferul căldurii spre acesta prin mai multe zone de contact [83], necesitatea izolării a  $n-1$  reguletoare va reduce acest avantaj prin intercalarea rezistențelor termice ale izolațiilor în calea evacuării căldurii disipate.

Amplasarea pe radiator comun reduce cantitatea de material folosită pentru acesta față de situația când fiecare reglator ar avea propriul radiator [20]. Transferul optim al căldurii pe mai multe căi s-ar face însă doar în cazul distribuției egale a puterilor disipate între reguletoare, ducând la un echilibru între temperaturile joncțiunilor acestora. Pentru schema prezentată în figura 2.8 nu se poate obține acest optim decât întâmplător, întrucât joncțiunile reguletoarelor cu tensiunea de referință mai mare vor avea temperatura cea mai ridicată din cauza puterii disipate mai mari, lucru ușor de observat din reprezentarea termică echivalentă folosind elemente electrice concentrate - figura 2.10.

În concluzie, asimetria distribuției curenților prin reguletoarele conectate în paralel va reduce intervalul de curent în care stabilizarea în raport cu sarcina (respectiv rezistența de ieșire) poate fi considerată relativ bună. Motivul principal la curenți mari este acela că reglatorul ce preia cel mai mare curent își va reduce tensiunea de ieșire în momentul intrării în funcție a oricărui circuit propriu de limitare, lăsând practic restul reguletoarelor să susțină diferența din curentul de sarcină, ceea ce va duce la creșterea curenților prin acestea. Stabilizarea în raport cu sarcina scade atunci când oricare din reguletoare își activează protecția termică, de supracurent sau împotriva străpungerii secundare.

Folosind această schemă se pot obține performanțe relativ bune doar până la un curent de sarcină inferior multiplului curentului maxim individual, având ca și cauză dispersia de fabricație a valorii tensiunilor de referință a reguletoarelor și asimetria căilor termice individuale.

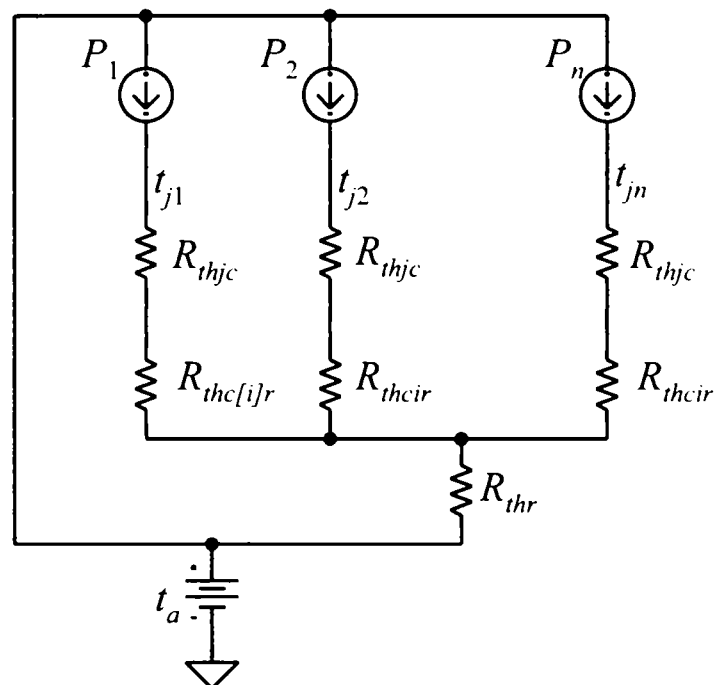


Fig. 2.10 Schema termică echivalentă pentru  $n$  reguletoare montate pe un radiator comun, cu  $n-1$  reguletoare izolate

### B. Interconectarea cu pin de ajustare comun la reguletoarele auxiliare

Dezavantajele la modul de conectare paralelă prezentat în figura 2.8 pot fi reduse dacă se folosește un reguletor principal cu reglaj independent al tensiunii de ieșire, celelalte reguletoare având doar elementul de reglare serie conectat în paralel cu reguletorul principal, fiind comandate de un amplificator operațional cu rol de egalare a curenților, așa cum se vede în figura 2.11. Diferențele de curenți sunt sesizate cu ajutorul rezistențelor înseriate cu intrarea reguletorului principal respectiv cu intrarea comună a reguletoarelor auxiliare. Reguletoarele auxiliare sunt echivalente cu un generator de curent comandat de reguletorul principal, valoarea acestui curent auxiliar fiind un multiplu al curentului principal egal cu numărul de reguletoare auxiliare, fixat de valoarea rezistențelor înseriate. Faptul că reguletoarele auxiliare au pinii de ajustare comuni comandați de un singur amplificator operațional, face necesară egalizarea curenților între acestea folosind rezistențe înseriate cu ieșirea reguletoarelor, cu dezavantajele prezentate la schema din figura 2.8. Avantajul principal al acestui mod de interconectare este că în bucla de comparare a reguletorului principal nu mai există rezistență de egalizare, eliminându-se astfel o cauză a deteriorării stabilizării în raport cu sarcina.

Metoda are cele mai bune rezultate în cazul adăugării unui singur reguletor auxiliar, când nu mai există problema distribuției inegale a curenților între reguletoarele auxiliare. În acest caz, reguletoarele vor avea o rezistență înseriată doar cu intrarea lor. Amplificatorul operațional va egala curenții celor

două reguletoare cu o precizie bună, rezistențele înseriate putând fi de valoare mică pentru a reduce la maxim creșterea căderii de tensiune minime necesare între intrare și ieșire.

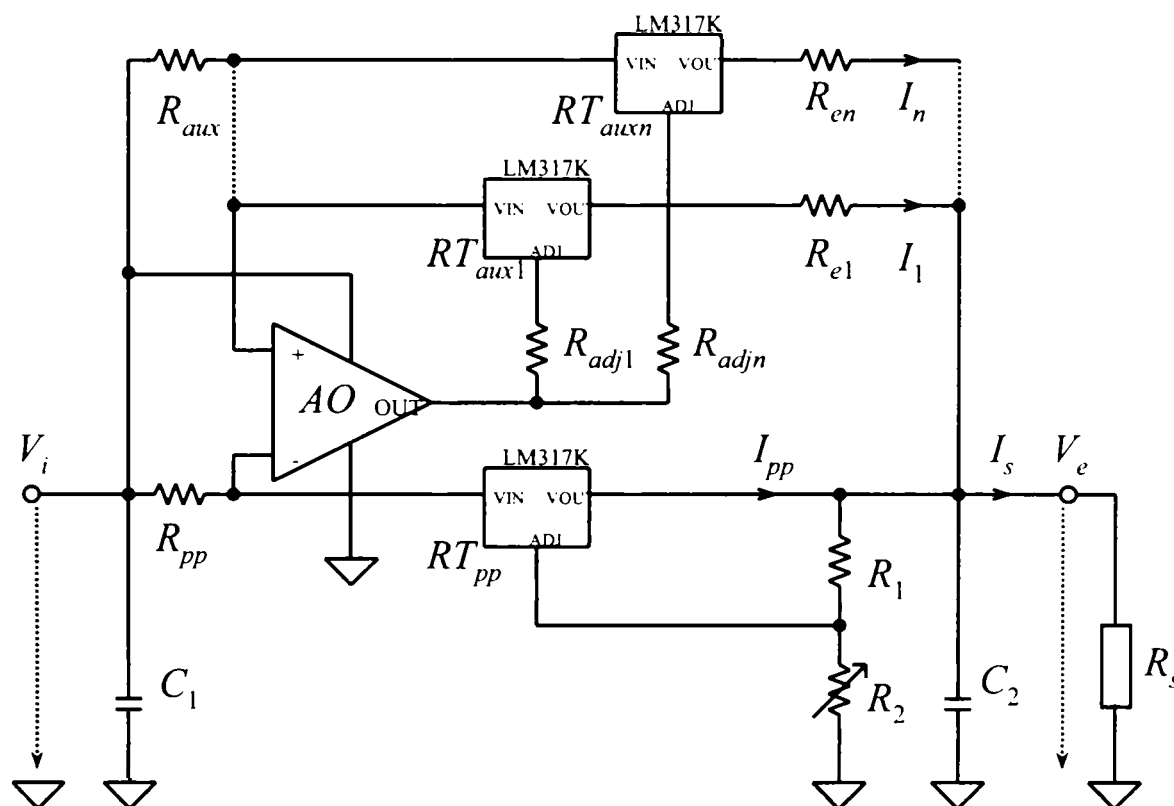


Fig. 2.11. Conexiunea paralelă cu reguletoarele auxiliare având pin de ajustare comun, separat ce de cel al reguletoarelor principale

Valorile minime ale rezistențelor ce pot fi înseriate cu intrările depind de acuratețea amplificatorului operațional. Căderea de tensiune pe acestea trebuie să fie mult mai mare decât decalajul de tensiune al operaționalului cel puțin în domeniul de curenți mari, unde distribuția egală a curenților este importantă.

Pentru a asigura o polarizare corectă a pinilor de ajustare ai reguletoarelor auxiliare, este necesar să se asigure un curent minim de sarcină. Dacă se dispune de un amplificator operațional care să aibă offsetul de tensiune de intrare suficient de mic, acest curent minim poate fi chiar curentul prin rezistențele divizorului de la ieșirea reguletoarelor principale.

Un alt aspect de care trebuie ținut cont este că tensiunea de mod comun a operaționalului va fi foarte apropiată de tensiunea pozitivă de alimentare a acestuia, impunând utilizarea unui amplificator de tipul "Rail to rail", sau să se asigure pentru acest amplificator o tensiune de alimentare auxiliară de curent mic, mai mare cu câțiva volți decât tensiunea de intrare a reguletoarelor.

Deși îmbunătățită prin folosirea protecțiilor integrate, metoda prezintă în continuare problema unei distribuții inegale a puterilor între reguletoarele auxiliare, fiind eficientă doar în cazul unui singur reguletor auxiliar. Acest lucru poate fi ameliorat prin creșterea rezistențelor de egalizare înseriate cu ieșirile

reguletoarelor auxiliare, însă există o valoare limită fixată de valoarea maximă a căderii minime de tensiune între intrare și ieșire.

Relația matematică care pune în evidență dispersia curenților prin  $n$  reguletoarele conectate în paralel având pinul de ajustare comun este:

$$V_e - V_{adj} = V_{ref1} - I_1 \cdot R_{e1} = V_{ref2} - I_2 \cdot R_{e2} = \dots = V_{refn} - I_n \cdot R_{en} \quad (2.4)$$

unde  $I_{e1,2,\dots,n}$  sunt curenții de ieșire individuali ai reguletoarelor,  $R_{e1,e2,\dots,en}$  sunt rezistențele de egalizare înseriate cu ieșirea reguletoarelor,  $V_{ref1,2,\dots,n}$  valoarea tensiunilor de referință internă a reguletoarelor. Cu ajutorul relației (2.4) se pune în evidență cazul cel mai nefavorabil de dispersie a valorii curenților reguletoarelor, când la oricare două reguletoare, notate cu  $A$  și  $B$  se combină mărimile astfel:

$$V_{ref\ max\ A} - I_{eA} \cdot R_{e\ min\ A} = V_{ref\ min\ B} - I_{eB} \cdot R_{e\ max\ B} \quad (2.5)$$

din care rezultă:

$$\Delta I_{\max} = I_{eB} - I_{eA} = \frac{V_{ref\ min\ B} - V_{ref\ max\ A}}{R_e} \quad (2.6)$$

unde s-a considerat că rezistențele de egalizare sunt egale:  $R_{eA} = R_{eB} = R_e$ .

Se poate concluziona că se obține cea mai mare gamă a curențului de sarcină pentru care tensiunea de ieșire are cele mai mici variații, dacă dispersia tensiunilor de referință este cât mai mică, iar rezistențe de egalizare sunt suficient de precise.

Din punct de vedere termic, interconectarea din figura 2.11, cu excepția cazului unui singur reglator auxiliar prezintă dezavantajul că un singur reglator poate să fie montat pe radiatorul comun fără a folosi izolație, înrăutățind disiparea căldurii. La aceasta se adaugă și faptul că reguletoarele auxiliare vor prezenta puteri disipate inegale din cauza dispersiei tensiunilor lor de referință. Se recomandă amplasarea reglatorului principal fără izolare față de radiator, astfel el fiind ultimul pentru care protecția termică va intra în funcție, ducând la menținerea controlului tensiunii de ieșire în orice regim termic, chiar dacă la parametrii mai slabi.

### C. Interconectarea folosind conexiunea Kelvin

În cazul interconectării reguletoarelor în vederea extinderii gamei de curenți de sarcină nu trebuie neglijată căderea de tensiune ce apare pe firele de conexiune între reglator și sarcină. Conectarea cât mai aproape de sarcină a divizorului rezistiv ce fixează tensiunea de ieșire nu ar face decât să

înrautățească situația, având în vedere construcția reguletoarelor ajustabile cu trei pini care impun între ieșirea reguletorului și pinul de ajustare o tensiune egală cu cea de referință internă. Rezistența firului de legătură fiind inclusă în bucla cu tensiunea de referință ar duce la erori mari la bornele sarcinii. Evident că nici recomandarea uzuală din foile de catalog de a conecta divizorul cât mai aproape de ieșirea reguletorului nu rezolvă problema căderilor de tensiune pe traseele de conexiune [109].

Pentru a compensa aceste căderi este necesară prelevarea tensiunii de pe sarcină printr-o conexiune de tip Kelvin. Tensiunea de la bornele sarcinii, necesară amplificatorului de eroare este eșantionată folosind fire de conexiune separate la sarcină. Întrucât acestea nu sunt străbătute de un curent mare, erorile introduse vor fi minime [104]. În figura 2.12 este prezentată schema ce implementează prelevarea tensiunii de ieșire printr-o conexiune de tip Kelvin.

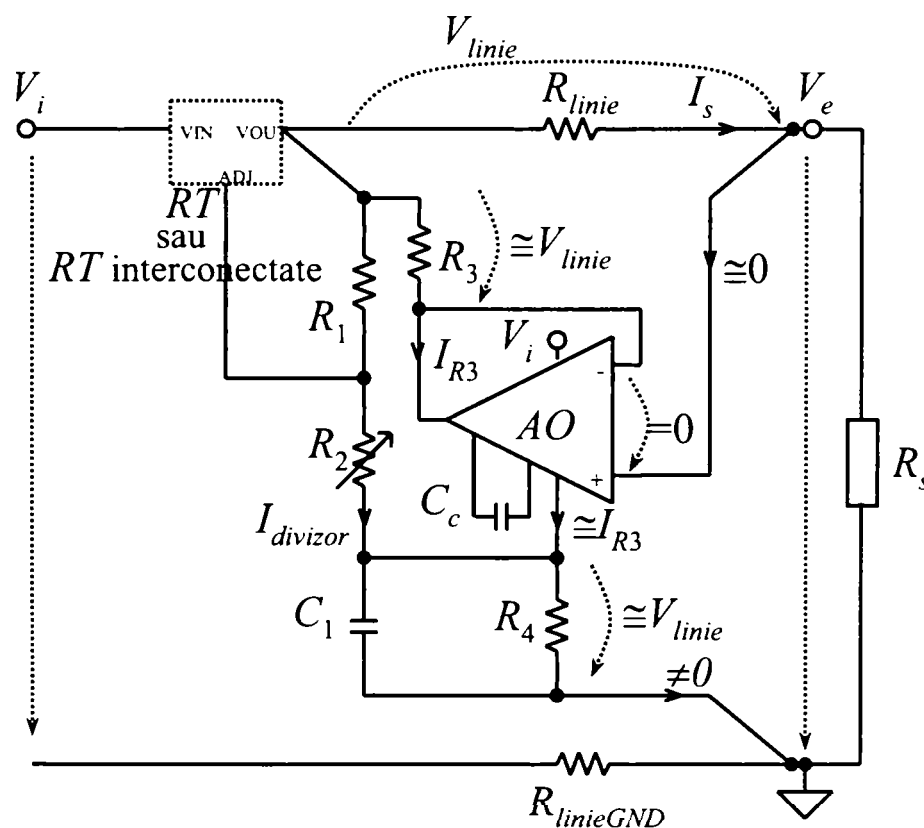


Fig. 2.12. Compensarea căderilor de tensiune pe firele de legătură folosind conexiunea Kelvin

Amplificatorul operațional în configurație de repetor, are rolul de a înseria cu divizorul rezistiv al reguletorului ajustabil o tensiune ce compensează căderea de tensiune pe firele de legătură. Potențialul pinului de ajustare va fi:

$$V_{adj} = \left( I_{adj} + \frac{V_{ref}}{R_1} \right) \cdot (R_2 + R_4) + (I_{rez} + I_{R3}) \cdot R_4 \quad (2.7)$$

unde  $I_{rez}$  este curentul rezidual al  $AO$ , iar  $I_{adj}$  curentul prin pinul de ajustare al regulatorului (sau a interconectării de  $RT$ ).

Prin conexiunea  $AO$  ca repetor al tensiunii de sarcină, se forțează prin  $R_3$  un curent care va duce la o tensiune egală cu căderea de tensiune dintre ieșirea regulatorului și terminalul sarcinii. Întrucât curentul prin  $R_3$  este produs de  $AO$ , acesta se va regăsi în pinul de alimentare negativă a  $AO$  peste curentul rezidual al acestuia, suprapunându-se în  $R_4$  peste curentul divizorului și al pinului de ajustare. Alegând  $R_3=R_4$ , factorul  $I_{R_3} \cdot R_4$  va reprezenta căderea de tensiune pe linia de conexiune dintre ieșirea regulatorului (sau a ansamblului de reguletoare interconectate) respectiv rezistența de sarcină, ridicând cu această valoare potențialul pinului de ajustare, respectiv al ieșirii regulatorului. Se compensează în acest fel căderea de pe firele de legătură, tensiunea de la bornele sarcinii fiind:

$$V_e = V_{adj} + V_{ref} - V_{linie} \cong \left( I_{adj} + \frac{V_{ref}}{R_1} \right) \cdot (R_2 + R_4) + I_{rez} \cdot R_4 + V_{ref} \quad (2.8)$$

Acuratețea tensiunii de ieșire va depinde doar de erorile introduse se  $I_{adj}$  și  $I_{rez}$ .

Metoda are o limitări ce provin din curentul rezidual al operaționalului care introduce un termen de eroare ce devine important la curenți mici de sarcină. Acest lucru ar duce la o ușoară creștere a tensiunii de ieșire la curenți mici de sarcină.

În figura 2.13 se arată cum tensiunea de ieșire se menține stabilă, pentru rezistențe ale firelor de legătură situate sub o anumită valoare. În cazul legăturilor cu rezistență mai mare, chiar dacă la curenți mari conexiunea nu mai

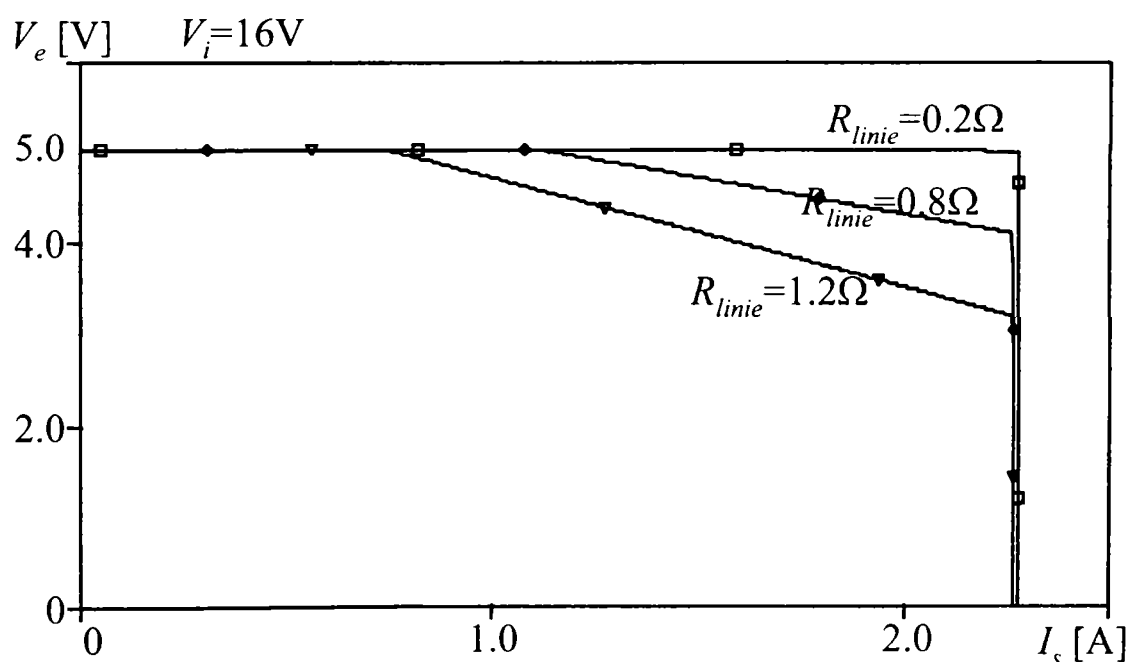


Fig. 2.13. Stabilizarea în raport cu sarcina, folosind conexiunea Kelvin pentru diferite valori ale rezistenței liniei de legătură

reușește să corecteze tensiunea de ieșire, circuitul va funcționa corect în gama de curenți mici. Pentru a putea asigura aceeași gamă de tensiuni de ieșire în condițiile de sarcină date, va fi necesară creșterea tensiunii de intrare a regulatorului pentru a compensa căderile de tensiune atât pe legăturile la terminalul pozitiv cât și pe cele de masă ale sarcinii, cu valoarea:

$$\Delta V_i = I_{s \max} (R_{linie} + R_{linieGND}) \quad (2.9)$$

Soluția este aceea de a asigura în permanență un curent minim de sarcină ce va permite situarea circuitului în gama de curenți unde această eroare nu-și face simțită prezența, sau se va utiliza un *AO* ce are un curent rezidual mai mic. Curentul divizorului rezistiv va produce o cădere de tensiune pe firul de masă al conexiunii Kelvin, introducând încă un termen de eroare aditiv la relația (2.7). Offsetul și deriva termică a *AO* pot limita de asemenea performanțele întregului regulator. După cum se observă chiar punerea în practică a principiului conexiunii Kelvin poate duce la apariția de probleme suplimentare pe lângă o complexitate mai mare a schemei.

### 2.1.5. Extinderea gamei tensiunii de intrare prin înserierea reguletoarelor

La curenți de sarcină semnificativi, și în cazul în care căderea de tensiune pe regulator este mult prea mare, va acționa protecția contra străpungerii secundare a ERS [20], tensiunea de ieșire fiind nestabilizată în acest caz. Una dintre soluții este aceea de a înseria cu intrarea regulatorului un preregulator. Se exploatează în acest sens arhitectura reguletoarelor ajustabile cu 3 pini ce pot funcționa flotant față de masă. În figura 2.14 se prezintă o schemă ce utilizează un preregulator cu rol de a prelua cea mai mare parte din căderea de

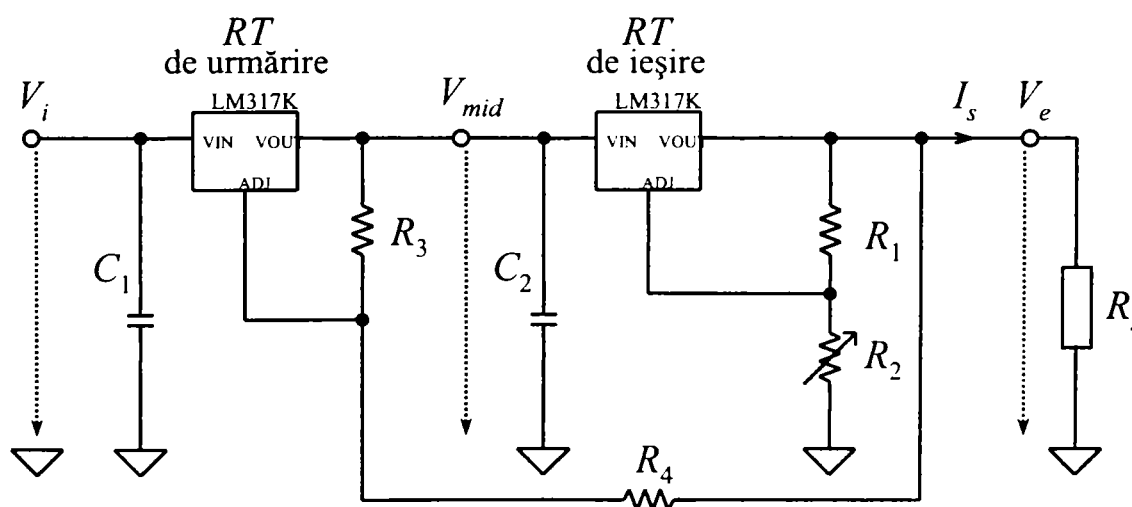


Fig. 2.14. Extinderea gamei de tensiune de intrare prin utilizarea unui preregulator de urmărire flotant



tensiune dintre intrare și ieșire.

Regulatorul de ieșire are în permanență aceeași cădere de tensiune stabilită de rezistențele de polarizare ale preregulatorului. Se obțin performanțe foarte bune de stabilizare în raport cu intrarea, datorită faptului că practic tensiunea de intrare a celui de al doilea regulator este constantă. Temperaturile joncțiunilor regulatorului de ieșire se vor afla într-o gamă redusă, prin limitarea puterii disipate de către acesta.

Schema are ca dezavantaj faptul că disiparea de putere a celor două reguletoare nu este egală la orice cădere de tensiune între intrare și ieșire. Acest lucru împiedică exploatarea la maxim a ariei sigure de funcționare SOA a ambelor reguletoare, preregulatorul fiind primul care va intra în limitare de curent sau va atinge temperatura maximă pentru căderi mari de tensiune între intrare și ieșire.

În figura 2.15 se prezintă aria sigură de funcționare echivalentă a

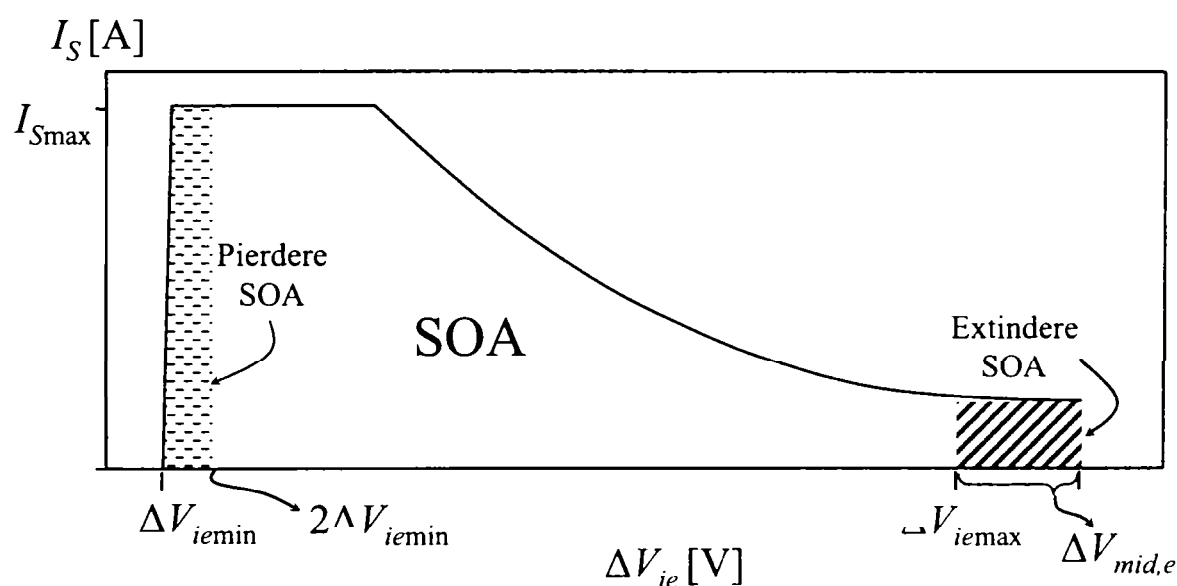


Fig. 2.15. Aria de funcționare sigură echivalentă a reguletoarelor înseriate

circuitului. Tensiunea maximă de intrare a stabilizatorului este egală cu suma dintre căderea de tensiune maxim admisă între intrarea și ieșirea preregulatorului respectiv căderea fixă de tensiune aleasă pentru regulatorul de ieșire:

$$V_{i_{max}} = \Delta V_{ie_{max}} + \Delta V_{mid,e} \quad (2.10)$$

Dacă se analizează aria SOA echivalentă se observă că și pentru acest circuit asistăm de fapt la o deplasare a SOA a preregulatorului cu  $V_{d_{min}}$  – căderea minimă de tensiune necesară unui regulator, întrucât extinderea gamei tensiunii de intrare din relația (2.10) este valabilă doar pentru un curent de sarcină redus, în care reguletoarele nu sunt în limitare (de putere sau contra străpunerii secundare), așa cum se poate observa în figura 2.15.

Tensiunea minimă de intrare a stabilizatorului este și ea limitată inferior de suma căderilor de tensiune minime necesare celor două reguletoare. Stabilizarea în raport cu sarcina are o valoare îmbunătățită doar când preregulatorul nu este în saturație, adică pentru:

$$V_i > \Delta V_{ie\min} + V_{mid,e} \quad (2.11)$$

Cauza principală ce duce la această extindere redusă a SOA este distribuția inegală a tensiunilor, respectiv a puterilor între cele două reguletoare înseriate.

### 2.1.6. Stabilizator de tensiuni mari

În cazul în care se doresc tensiuni de intrare mai mari 80V, schema cu preregulator de urmărire nu mai poate fi aplicată întrucât chiar și pentru o distribuție egală a căderilor de tensiune se va depăși căderea de tensiune maxim admisă de reguletoare. Soluția va fi o prereglare cu tranzistoare (figura 2.16), reguletorul integrat având menținută în permanență căderea de tensiune la o valoare cu câțiva volți peste valoarea  $\Delta V_{ie\min}$  cu ajutorul unei diode stabilizatoare. Aceasta va face ca disiparea de putere redusă a acestuia să-l mențină într-un regim termic favorabil. Tranzistoarele vor avea rolul de a prelua

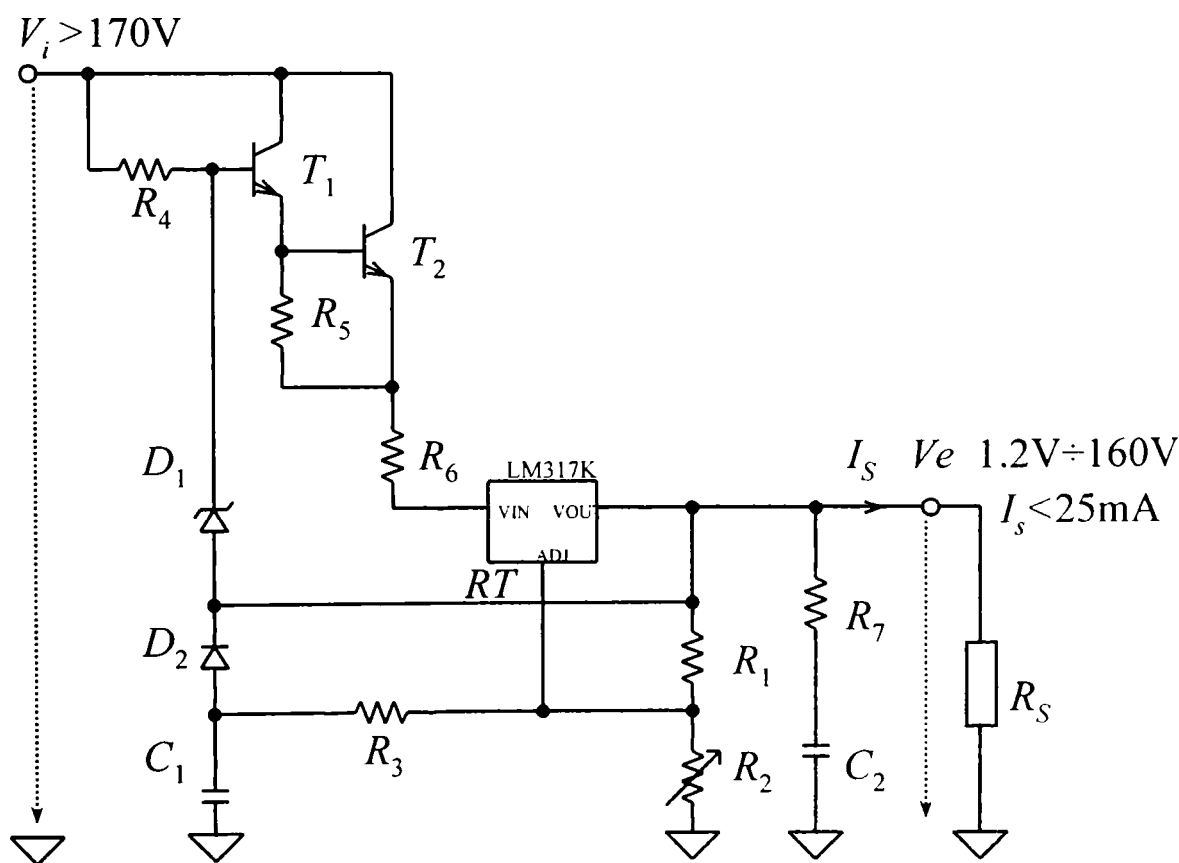


Fig. 2.16. Stabilizator de tensiuni mari

cea mai mare parte a căderii de tensiune, motiv pentru care curentul de sarcină trebuie să fie mic pentru a nu se depăși puterea disipată maxim admisă de tranzistoare. Prin randamentul mult scăzut pe care îl prezintă la căderi mari de tensiune între intrare și ieșire, schema se pretează doar la curenți mici de ordinul miliamperilor, fiind avantajoasă față de sursele în comutație prin ajustabilitatea tensiunii într-o gamă largă, simplitate, preț și zgomot redus.

## **2.2. Soluții pentru eficientizarea simulărilor reguletoarelor interconectate**

Simularea unei scheme după ce a fost proiectată, va pune ușor în evidență funcționarea în situații care sunt greu de reprodus prin calcule sau formule. Deși simularea nu poate înlocui proiectarea propriuzisă, ea a devenit practic o unealtă de nelipsit în proiectarea și validarea schemelor electronice. Apelând la modelări simple sau complexe ale componentelor, se poate studia funcționarea circuitelor din care fac parte. Rezultatele depind în aceeași măsură de descrierea și modelarea schemelor ca și de modul în care se face analiza acestora respectiv de stimulii utilizați pentru reproducerea funcționării în diferite regimuri.

La analiza prin simulare a diferitelor scheme de interconectare a reguletoarelor a fost necesar deseori a se edita sau modifica rapid setul de stimuli necesari. Contribuția autorului în acest sens s-a materializat în implementarea unui generator de stimuli [53] care, prin facilitățile aduse pe lângă scopul propus – de a ușura munca depusă la analiza schemelor cu reguletoare, își găsește utilitatea în simulările mixte analog digitale.

O altă necesitate des întâlnită la analiza reguletoarelor interconectate a fost aceea de a putea modifica ușor numărul de blocuri interconectate cu ajutorul unui stimul ce poate fi parametrizat. Soluția găsită a fost aceea de a implementa un generator de numere digitale având ca intrare un stimul analogic, folosind doar funcții pur matematice disponibile în Spice în biblioteca *abm.lib* [57].

### **2.2.1. Implementarea analizei .PARAM cu valori digitale pentru trasarea familiilor de curbe.**

La analiza reguletoarelor conectate în paralel a fost necesar a se studia schema pentru un număr diferit de reguletoare interconectate. Din dorința de a putea compara între ele schemele având număr diferit de componente, s-a propus o soluție care permite modificarea numărului acestora pe baza unui stimul analogic – ușor parametrizabil. Întrucât schimbarea numărului de reguletoare presupune și modificarea numărului de componente auxiliare aferente, se procedează la editarea schemei sub formă ierarhică, un bloc ierarhic inferior conținând subschema ce constituie subiectul multiplicării. Acest bloc va

avea înseriate comutatoare comandate cu toate porturile de intrare sau ieșire. Comanda simultană în starea On/OFF a acestor comutatoare va permite conectarea/deconectarea blocului în schemă.

Un dezavantaj al soluției propuse este că schema simulată trebuie să conțină inițial numărul maxim de blocuri, din care apoi se vor utiliza doar câte sunt necesare. Pentru un număr de blocuri până la ordinul zecilor, fișierul de legături (netlist-ul) va avea dimensiuni acceptabile, iar viteza de simulare nu este încetinită simțitor dacă nu sunt folosite toate blocurile.

Fiecare bloc va avea un port de comandă pentru conectarea sau deconectarea acestuia. Porturile de comandă ale tuturor blocurilor vor forma o magistrală care va fi comandată de generatorul de numere digitale propus.

Pe baza valorilor digitale prescrise prin magistrală de blocul generator de valori digitale, se vor conecta în schemă doar blocurile corespunzătoare unei valori digitale HI.

**Soluția originală propusă de autor constă în faptul că se pot obține valori digitale pe o magistrală, parametrizate pe baza unei valori analogice și în alte analize decât cea tranzitorie. Implementarea soluției reprezintă un circuit matematic de conversie a unei valori analogice reprezentată zecimal într-una reprezentată digital pe un anumit număr de biți disponibili pe magistrala de ieșire (figura 2.23) [57].**

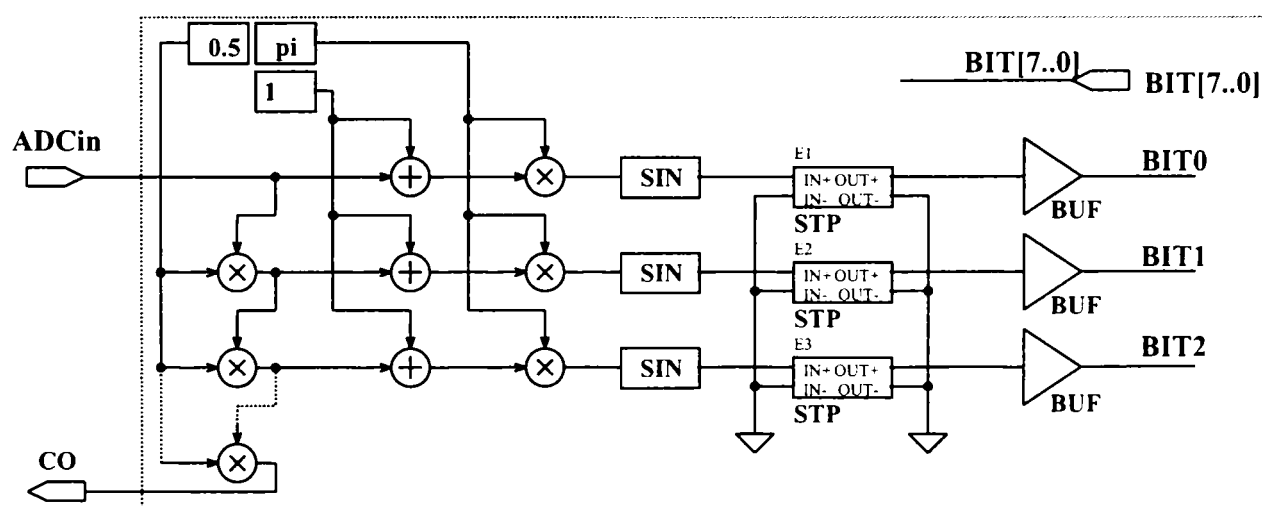


Fig. 2.23. Convertorul matematic utilizat la implementarea analizei .STEP PARAM Digitale

Principiul conversiei unei valori analogice într-una digitală are la bază periodicitatea funcției sinus în raport cu argumentul acesteia. Astfel **biții reprezentării digitale a unui număr zecimal  $n_{10}$  pot fi obținuți independent prin funcția:**

$$\text{BIT } i = \begin{cases} \text{HI,} & \sin[(1 + n_{10} / 2i) \cdot \pi] \geq 0 \\ \text{LO,} & \sin[(1 + n_{10} / 2i) \cdot \pi] < 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

Parametrizând valoarea analogică de la intrarea convertorului matematic propus, se poate obține o parametrizare a valorilor digitale de ieșire, disponibile pe magistrală. Rularea analizei parametrice pentru diferite valori ale lui  $n_{10}$ , va duce la un set de biți pentru fiecare valoare a lui  $n_{10}$ . De exemplu rularea directivei:

```
.STEP PARAM  $n_{10}$  LIST 1, 2, 10
```

este echivalentă cu:

```
.STEP PARAM BIT[7..0] LIST 01hex, 02hex, 0Ahex
```

$n_{10}$  fiind intrarea convertorului matematic, BIT[7..0] – biții magistralei de ieșire.

Așadar, în funcție de valorile analogice furnizate de analiza parametrică, se vor interconecta blocurile corespunzătoare biților ce iau valoarea HI, fără fi necesară editarea schemei.

Se vor putea vizualiza în același grafic rezultatele oricărei simulări pentru număr diferit de blocuri interconectate. **Implementarea acestui circuit matematic de conversie a facilitat trasarea familiilor de curbe care pun în evidență modificarea ariei SOA echivalente sau a stabilizării în raport cu sarcina pentru un număr diferit de reguletoare conectate în paralel conform contribuțiilor prezentate în capitolul 3.**

Fiind un convertor flash ideal, circuitul propus și-a găsit utilitatea și în alte aplicații: de exemplu în testarea și validarea funcționării prin simulări a circuitelor secvențiale, combinaționale, de calcul sau de conversii AD/DA [42].

### 2.2.2. Generarea eficientă a stimulilor

În cazul analizelor circuitelor de stabilizare din această lucrare, stimulii și condițiile necesare simulărilor diferă în principal prin valori, formele de variație în timp fiind practic aceleași. Pentru a se evita editarea acestor stimuli la fiecare schemă analizată, a fost utilă generarea automată a acestora, valorile fiind singurele care trebuie schimbate. Astfel pe lângă reducerea timpului alocat acestei operații, este practic eliminat riscul de a greși.

În [53] am propus un instrument virtual realizat în mediul grafic de programare LabView, cu scopul de a genera automat stimulii necesari oricărei analize tranzitorii. Prin interfața grafică oferită, acest instrument virtual permite preluarea principalilor parametri pe baza cărora se vor genera automat de stimuli. În cazul analizei schemelor de stabilizare câmpurile de intrare sunt: tensiunea de intrare nominală  $V_i$ , variațiile acesteia  $\Delta V_i$ , curentul minim și maxim de sarcină  $I_{smin}$ ,  $I_{smax}$ , tensiunea de ieșire  $V_e$ .

Această generare automată de stimuli se poate implementa în orice mediu ce permite o interfațare simplă cu utilizatorul, varianta aleasă fiind motivată de răspândirea largă a mediului LabView în mediul ingineresc și academic.

La această implementare **contribuția autorului constă în introducerea unei facilități inexistente la generatoarele de stimuli dedicate, aceea de scalare pe axa timpului atât a stimulilor analogici cât și a celor digitali generați [92].** Se pot utiliza parametrii care permit această compresie/extindere în timp fie pe întreg intervalul fie pe porțiuni predefinite. **Reeditarea stimulilor devine astfel foarte eficientă, păstrându-se informația stimulului inițial de la care s-a plecat.**

Pentru implementarea generatorului de stimuli propus , a fost necesară cunoașterea formatului general al unui fișier de stimuli de tipul *.stm*. Sintaxa acestuia în cazul general a *N* semnale digitale și unul analogic este [22], [92]:

```
*File Header: name and file path, time stamp.
;!Stimulus Get
;! DSignal1 Digital ...SignalN Digital ASignal1 Analog ASignalM Analog
;!OK
*Editor View settings (example):
;!Plot Axis_Settings
;!Xrange 0s 5us
;!Yrange 0V 10V
;!ManualUniverse
;!Xuniverse 1000ns
;!Yuniverse -1V 10V
;!XminRes 0.1ns
;!YminRes 50mV
;!Ok
STIMULUS DSignal1 STIM (1, 1)
+ 0s 0
+ transition time1, transition bit(s) value(s)
+ transition time2, transition bit(s) value(s)
.....
.STIMULUS DSignalN STIM (8, 11111111)
+ 0s 00000000
+ transition time1a, transition bit(s) value(s)
+ transition time1b, transition bit(s) value(s)
.....
.STIMULUS ASignal1 PWL
+ TIME_SCALE_FACTOR = 1
+ VALUE_SCALE_FACTOR = 1.00
+ ( 0, 0 )
+ transition time1b, transition values
+ transition time2b, transition values
.....
```

Se observă că pentru stimulii digitali nu există posibilitatea scalării în timp, deși simularea schemelor de interconectare a reguletoarelor propuse în cazul

alimentări de circuite mixte analogice și digitale necesită posibilitatea de scalare în timp, atât a stimulilor analogici cât și digitali. Acest neajuns a fost eliminat prin scalarea câmpurilor “*transition time*” pe baza unuia sau a mai multor parametrii [53].

### 2.3. Concluzii

Metodele analizate de interconectarea reguletoarelor în vederea extinderii performanțelor: arie SOA extinsă, domenii de curent de ieșire, și tensiune de intrare mai mari, presupun compromisuri care uneori dovedesc ineficiența punerii în practică a diferitelor soluții. Noțiunea de arie SOA echivalentă a evidențiat clar dezavantajele unor scheme care pretind îmbunătățiri și oferă formule în acest sens, însă fără a specifica explicit care sunt limitările.

Stabilizarea în raport cu sarcina și solicitarea termică inegală a circuitelor este rezultatul dispersiei parametrilor reguletoarelor interconectate – în special al tensiunii de referință interne al acestora.

S-a considerat ca necesară îmbunătățirea performanțelor de disipare de căldură și de stabilizare în raport cu sarcina a schemelor cu reguletoare interconectate. Acest lucru trebuie realizat independent de dispersia unor parametri ai reguletoarelor, atât pentru interconectarea serie cât și cea paralelă.

Soluțiile de generare automată de stimuli sunt utile în cazul analizelor unui număr mare de scheme diferite, la care doar valorile anumitor parametri se schimbă, reducându-se astfel timpului și erorile de editare a stimulilor. Analiza parametrică digitală este utilă în studiul comparativ al schemelor având blocuri multiplicare, facilitând trasarea de familii de curbe.

## CAPITOLUL 3

### SOLUȚII PERFORMANTE DE INTERCONECTARE A REGULATOARELOR DE TENSIUNE INTEGRATE LINIARE

#### 3.1. Conectarea în paralel a reguletoarelor de tensiune integrate

##### 3.1.1. Conectarea în paralel cu distribuție egală a curenților

Pentru a elimina inconveniente prezentate în capitolul 2, ce apar la conectarea în paralel a reguletoarelor, am propus o soluție originală care îmbunătățește parametrii circuitului de stabilizare.

Egalarea cu acuratețe a curenților între reguletoarele auxiliare conectate în paralel se va face folosind amplificatoare operaționale pentru comanda fiecăruia în parte figura 3.1. Ieșirile reguletoarelor auxiliare vor fi conectate în paralel cu ieșirea reguletorului principal. Potențialele pinilor de ajustare vor fi controlate independent de câte un amplificator, eliminând dezavantajele date de dispersia tensiunilor de referință la comanda comună cu un singur operațional, în varianta propusă de [108], și menținând în același timp cu acuratețe rapoartele între curenții reguletoarelor. Amplificatoarele vor monitoriza în permanență curenții reguletoarelor impunând egalitatea căderilor de tensiune pe rezistențele înseriate cu intrarea acestora așa cum se vede în figura 3.1. Pentru obținerea de performanțe maxime, reguletoarele auxiliare trebuie să fie de același tip. Reguletorul principal poate să aibă parametri diferiți față de reguletoarele auxiliare, însă în această lucrare l-am considerat de același tip. În cazul în care reguletorul principal este diferit, se va folosi unul cu performanțe cât mai bune din punct de vedere al stabilizării în raport cu sarcina, cu intrarea, respectiv în raport cu temperatura, acestea dictând performanțele globale ale stabilizatorului.

Cât timp reguletoarele auxiliare nu au circuitele interne de protecție acționate, ele vor avea funcția de urmărire a curențului reguletorului principal, în raportul stabilit de valoarea rezistenței înseriate cu intrarea reguletorului principal și valoarea rezistențelor înseriate cu intrările reguletoarelor auxiliare.

Acest regim de funcționare poate fi reprezentat printr-o schemă echivalentă, în care reguletoarele auxiliare sunt înlocuite cu generatoare de



curent comandate de diferențele de potențial dintre intrările reguletoarelor auxiliare și cel principal, așa cum se arată în figura 3.2. Circuitele echivalente liniare porțiuni pot fi utilizate în modelarea simplificată a schemelor cu reguletoare interconectate.

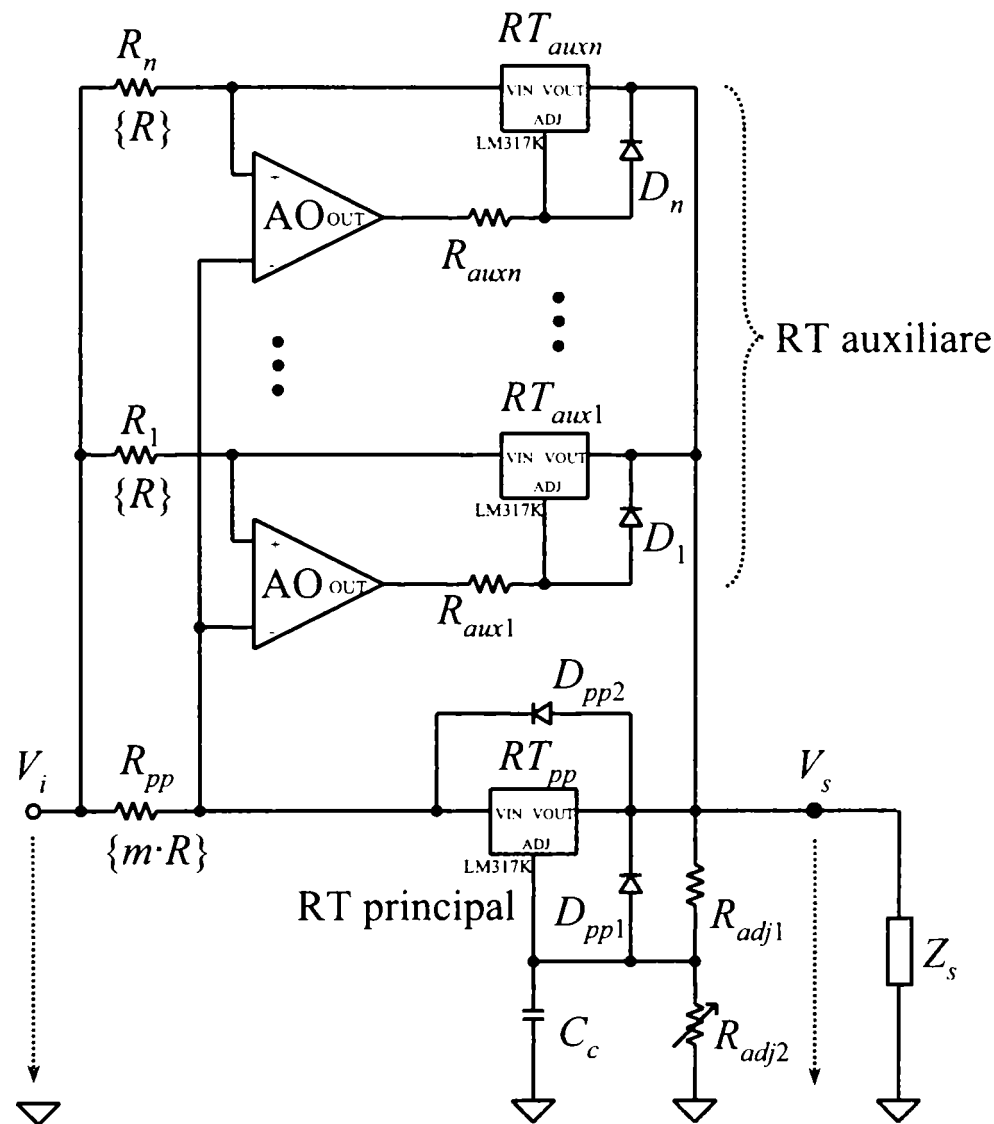


Fig.3.1. Conectarea în paralel a reguletoarelor de tensiune cu egalarea curenților

Dacă există curent prin toate reguletoarele, vor exista căderi de tensiune pe rezistențele de egalizare și în acest caz este posibilă neglijarea decalajului de intrare al amplificatoarelor. Se poate considera practic că între intrările reguletoarelor căderea de tensiune este nulă:

$$U_{R1} - U_{Rpp} = U_{R2} - U_{Rpp} = \dots = U_{Rn} - U_{Rpp} = 0 \quad (3.1)$$

unde  $R_1, R_2, \dots, R_n, R_{pp}$  sunt rezistențele înseriate cu intrările celor  $n$  reguletoare auxiliare respectiv principal, iar  $U_{R1}, \dots, U_{Rn}, U_{Rpp}$  căderile de tensiune pe aceste

rezistențe. Dacă se neglijează curentul prin pinii de ajustare și ținând cont de (3.1), relația între curenții de ieșire ai reguletoarelor la funcționarea în aria sigură este:

$$I_{pp} \cdot R_{pp} = I_1 \cdot R_1 = \dots = I_n \cdot R_n \quad (3.2)$$

unde  $I_1, \dots, I_n, I_{pp}$  sunt curenții prin reguletoarele auxiliare și principal.

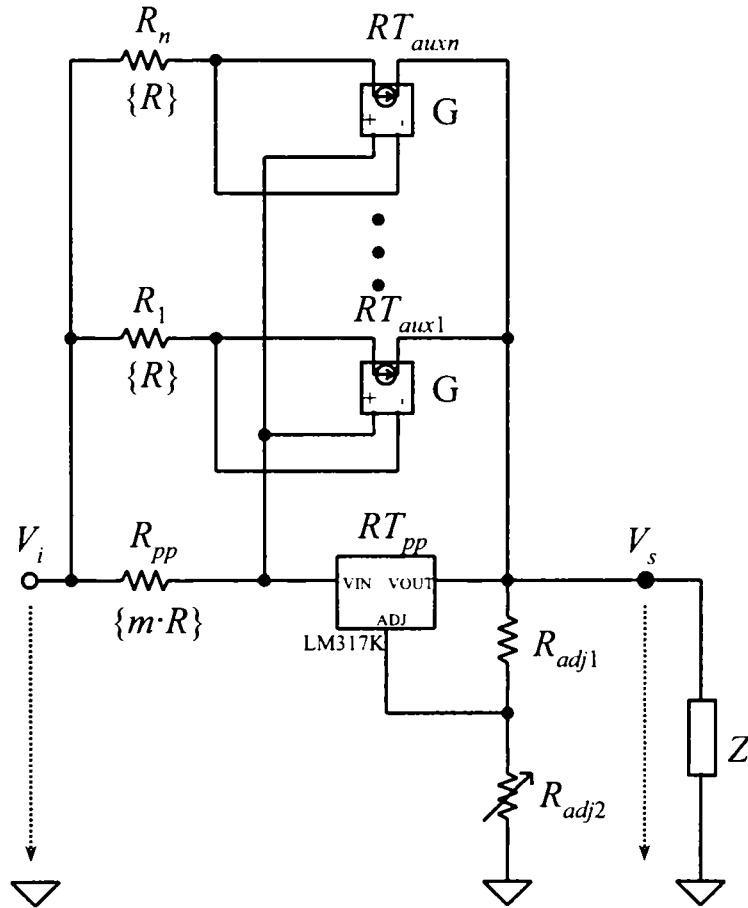


Fig.3.2. Circuitul echivalent al  $n+1$  reguletoare conectate în paralel, pentru cazul reguletoarelor auxiliare aflate în aria sigură de funcționare.

Curentul  $I_s$  prin sarcină este:

$$I_s = I_{pp} + \sum_{i=1}^n I_i \quad (3.3)$$

Pentru cazul practic  $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$  și  $R_{pp} = m \cdot R$  și din (3.2) și (3.3) se obțin curenții prin reguletoare:

$$I_i = I_s \frac{m}{(1 + m \cdot n)} \quad (3.4)$$

$$I_{pp} = I_s \frac{1}{(1 + m \cdot n)} \quad (3.5)$$

Pentru  $m=1$ , curenții prin reguletoarele auxiliare vor fi egali cu cel prin reguletorul principal, fiecare reguletor preluând curentul  $I_s/(1+n)$ . Acest caz, este o soluție la circuitul prezentat în capitolul 2, la care curentul maxim de sarcină era diminuat din cauza dispersiei de fabricație tensiunilor de referință ale reguletoarelor auxiliare.

**Egalând curenții reguletoarelor prin controlul individual al reguletoarelor auxiliare, se obține o exploatare egală în permanență a reguletoarelor, nu doar la limita ariei SOA. Rezultă o arie de siguranță de funcționare echivalentă optimă, prin faptul că protecția termică, cu cel mai mare control asupra tensiunii de ieșire a unui reguletor, va acționa practic simultan la toate reguletoarele.**

**SOA echivalentă este o multiplicare de  $n+1$  ori pe axa curentului a SOA unui singur reguletor, unde  $n$  este numărul de reguletoare auxiliare.**

În figura 3.3. este prezentată familia de curbe a ariilor sigure de funcționare echivalente pentru un stabilizator având  $n$  reguletoare auxiliare. Aceasta s-a obținut prin simularea la o temperatură constantă cu o rezistență de sarcină foarte mică ce ar duce ca la tensiunea de ieșire dorită să se obțină un curent mai mare decât permit circuitele de protecție ale reguletoarelor.

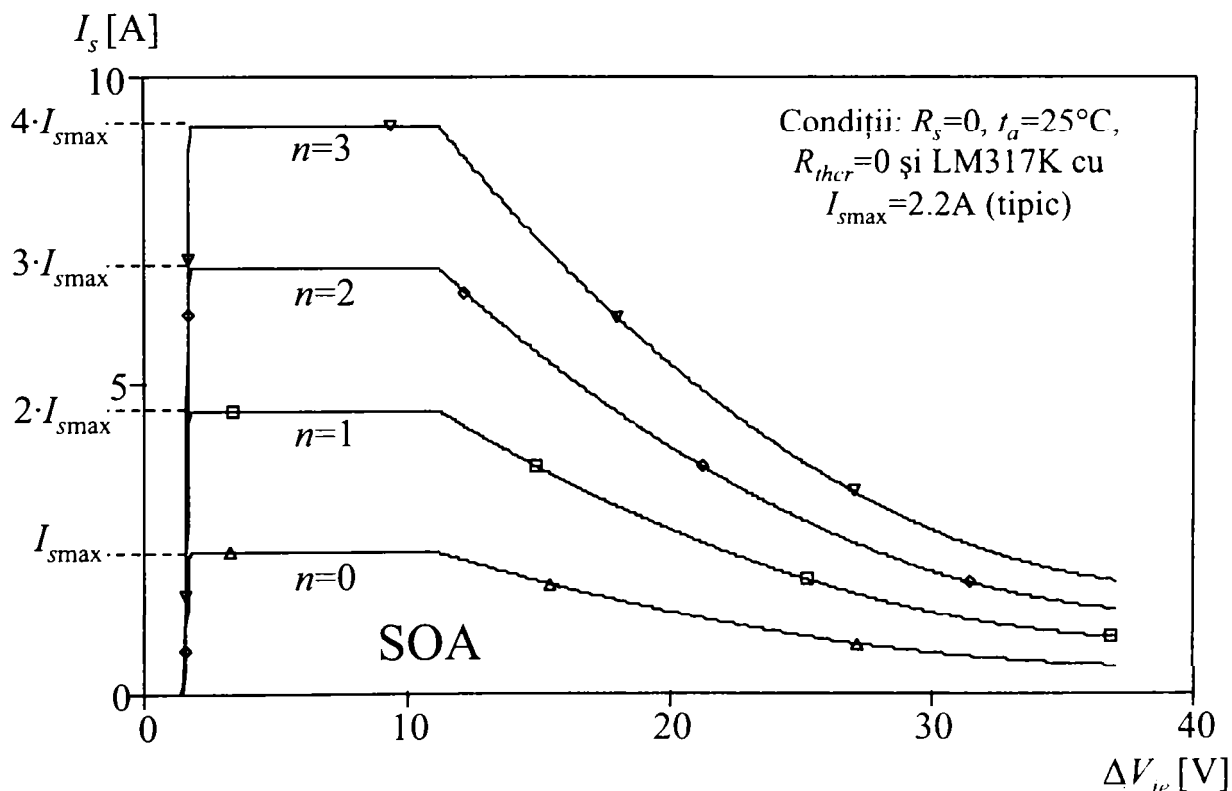


Fig.3.3. SOA echivalentă a stabilizatorului, pentru un număr  $n=0, 1, 2, 3$  reguletoare auxiliare

Conectarea în paralel a reguletoarelor are și avantajul creșterii de  $n+1$  ori a stabilizării în raport cu sarcina, comparativ cu stabilizarea unui singur reguletor.

Figura 3.4 ilustrează variația tensiunii de la ieșirea stabilizatorului, sub formă de familii de curbe rezultate din numărul reguletoarelor auxiliare. Întrucât panta căderii tensiunii de ieșire scade proporțional cu creșterea numărului de reguletoare, stabilizarea în raport cu sarcina fiind o mărime procentuală, rămâne neschimbată în intervalul de curent care crește și el proporțional cu numărul de reguletoare.

Deoarece în soluția propusă reguletoarele au terminalul de ieșire comun, acesta fiind legat galvanic de suprafața metalică sau capsula reguletorului ce este în contact cu radiatorul de răcire [106], [108], reguletoarele se pot monta fără izolație față de radiator. Intrările reguletoarelor fiind menținute la același

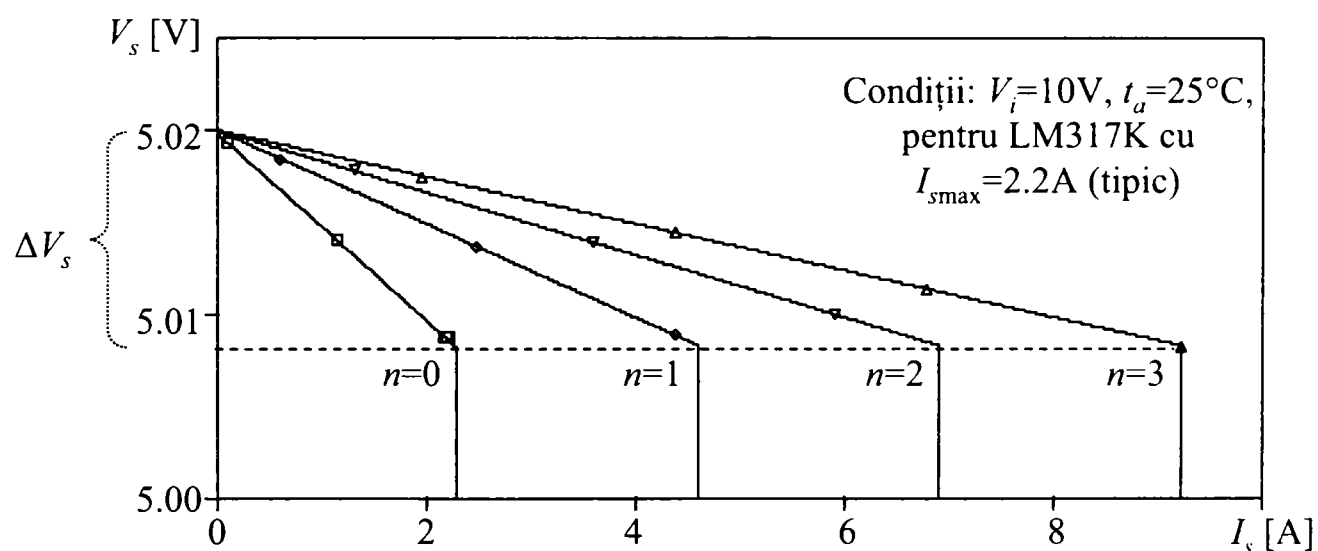


Fig.3.4. Familia de curbe a tensiunilor de ieșire în funcție de curentul de sarcină pentru  $n=0, 1, 2, 3$  reguletoare auxiliare

potențial, căderile de tensiune între intrările și ieșirile tuturor reguletoarelor vor fi egale ducând la puteri disipate egale de către toate reguletoarele. Circuitul termic echivalent al căilor de disipare de putere este prezentat în figura 3.5.

Ținând cont că **la puteri disipate diferite marginea ariei sigure de funcționare se va deplasa în funcție de disiparea de putere, așa cum am arătat în [56], rezultă că circuitul propus, menținând curenții respectiv căderile de tensiune egale la toate reguletoarele duce la puteri disipate egale respectiv arii de funcționare sigure identice**. Se elimină astfel inconvenientul scăderii ariei sigure de funcționare a reguletoarelor cu tensiune de referință mai mare, care ar fi suprasolicitate la conectarea paralelă dacă pinul de ajustare ar fi comun.

**Se obține un transfer termic echilibrat prin  $(n+1)$  căi, ceea ce duce la o temperatură minimă și aproximativ egală pentru toate joncțiunile**

reguletoarelor, respectiv arii sigure de funcționare identice, adică o îmbunătățire față de situația circuitul propus în [108].

Soluția propusă menține egali curenții a două sau mai multe reguletoare conectate în paralel cu o acuratețe suficient de mare, eliminând astfel solicitarea electrică și termică diferită a reguletoarelor cauzată de dispersia parametrilor de fabricație, permițând exploatarea optimă a ariei sigure de funcționare a tuturor reguletoarelor din schemă.

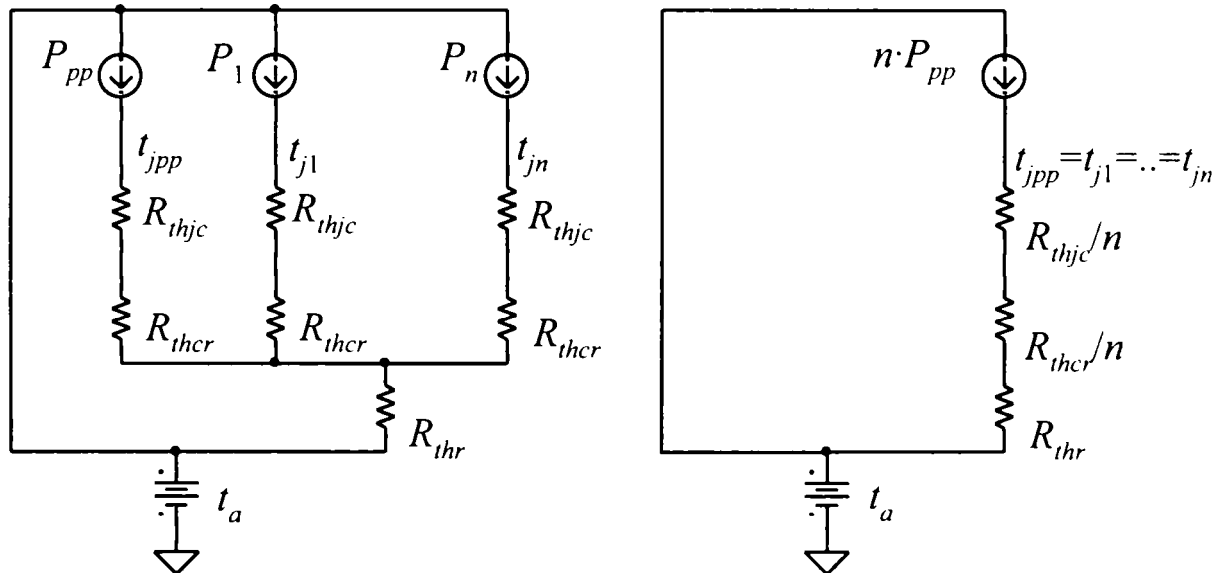


Fig.3.5. Circuitul termic echivalent pentru  $n+1$  reguletoare identice conectate în paralel, amplasate pe un radiator comun,  $m=1$

Se poate îmbunătăți precizia de egalare a curenților reguletoarelor prin realizarea rezistențelor de însumare chiar din cablajul imprimat, prin dimensionarea corespunzătoare a lungimii și lățimii traseelor.

Reguletoarele pot să fie și cu arii sigure de funcționare diferite ( $P_{dmax}$ ,  $I_{smax}$  diferite), însă în acest caz performanțele de stabilizare în raport cu sarcina se vor menține până la atingerea marginii ariei sigure de funcționare a oricărui reguletor, iar menținerea joncțiunilor la temperaturi egale nu se va putea realiza pentru curenți mari de sarcină – exact unde este imperios necesar acest lucru.

### 3.1.2. Conectarea în paralel, cu reguletorul principal având curent inferior reguletoarelor auxiliare

Având în vedere că performanțele circuitului din figura 3.1 depind cu precădere de reguletorul principal și de intervalul de mărimi în care acesta funcționează, am propus ca soluție originală scalarea la valori inferioare a curentului prin reguletorul principal față de cel prin reguletoarele

**auxiliare.** Acestea din urmă vor avea în continuare o distribuție egală a curenților, lucru realizat așa cum rezultă din ecuațiile (3.4) și (3.5) – fixând același raport supraunitar  $m$  între valoarea rezistenței înseriate cu intrarea regulatorului principal respectiv a celor înseriate cu intrările reguletoarelor auxiliare.

**Factorul  $m$  va fixa raportul curenților auxiliar/principal, ducând la o multiplicare a parametrului de stabilizare în raport cu sarcina, obținându-se performanțe mărite comparativ cu exploatarea reguletoarelor la curenți egali.**

Se obține astfel pentru regulatorul principal un spațiu de funcționare departe de limita ariei sigure de funcționare, câtă vreme reguletoarele auxiliare nu intră în zona de limitare de putere. În figura 3.6. este ilustrat spațiul căderii de tensiune și al curențului regulatorului principal pentru cazul în care reguletoarele auxiliare ar funcționa aproape de limita ariei lor sigure de funcționare, în intervalul de căderi de tensiune ce nu duc la atingerea puterii maxim admise.

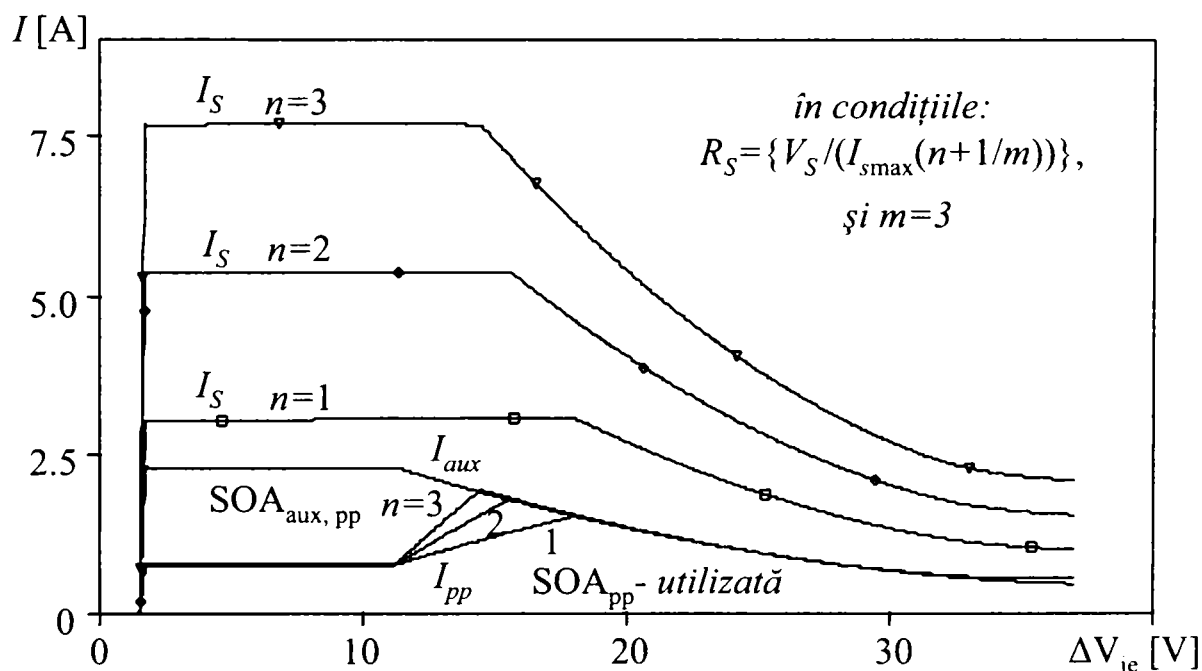


Fig.3.6. Spațiul folosit din SOA regulatorului principal pentru un factor de scalare  $m=3$ , în cazul cu  $n=0,1, 2, 3$  reguletoare auxiliare

Acest lucru se obține folosind o rezistență de sarcină de valoare

$$R_S = \frac{V_{out}}{I_{smax}(n+1/m)}$$

Se observă că pentru  $m$  supraunitar, în regim de stabilizare al tuturor reguletoarelor, regulatorul principal va fi mai puțin solicitat prin folosirea în zona inferioară a ariei sale sigure de funcționare. Am numit zona de rezervă a SOA, restul suprafeței nefolosite în cazul de mai sus.

Pentru căderi de tensiune între intrare și ieșire mici, curentul total de sarcină ce menține toate reguletoarele în zona de stabilizare este (figura 3.7):

$$I_s < I_{s\max} \left( n + \frac{1}{m} \right) \quad (3.6)$$

Aceasta va avea ca efect scăderea variației tensiunii de ieșire de  $m$  ori în intervalul de curenți definit de inegalitatea (3.6), față de cazul interconectării reguletoarelor folosind curenți egali. Intervalului în care se obține această îmbunătățire reprezintă cel puțin  $n/(n+1)$  din întreg intervalul de curent de sarcină, situație ce se obține în cazul în care  $m$  este foarte mare.

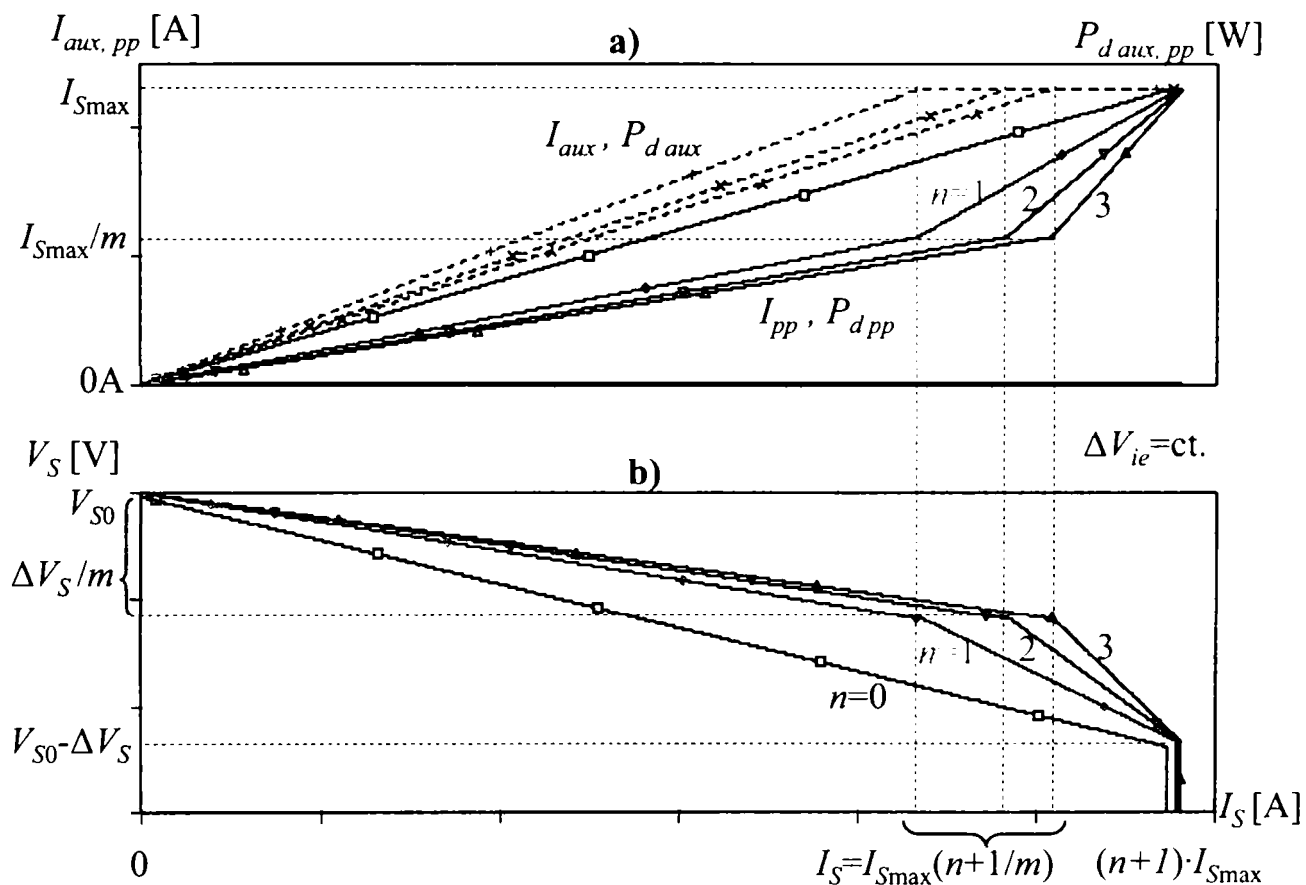


Fig.3.7. a) Distribuția normalizată a curenților între reguletorul principal și cele auxiliare, b) Tensiunea de ieșire, în intervalul maxim de curent de sarcină, pentru  $n = 0, 1, 2, 3$  reguletoare auxiliare, cazul  $m=2$ ,  $V_i=10V$ ,  $V_e=5V$

În situația în care reguletoarele auxiliare ating limita ariei sigure de funcționare, curentul lor va fi limitat, având ca rezultat creșterea curentului prin reguletorul principal. Se ajunge în acest caz la utilizarea rezervei din aria sigura de funcționare a acestuia din urmă, arie folosită parțial pentru curenți până la valori conform relației (3.6). La intrarea în limitare și a reguletorului principal se va ajunge la un curent maxim prin sarcină:

$$I_{total\ max} = I_{s\ max} (n + 1) \quad (3.7)$$

această valoare reprezentând suma curenților maximi ai tuturor reguletoarelor, la fel ca și pentru cazul  $m=1$ .

Pentru curenți de sarcină ce aduc reguletoarele auxiliare la limita ariei sigure de funcționare adică:

$$I_s > I_{s\ max} \left( n + \frac{1}{m} \right), \quad (3.8)$$

reguletoarele auxiliare pot fi considerate generatoare de curent constant cu valoarea  $I_{SOA}$  fixată de căderea de tensiune între intrare și ieșire și limita ariei sigure de funcționare figura 3.8.

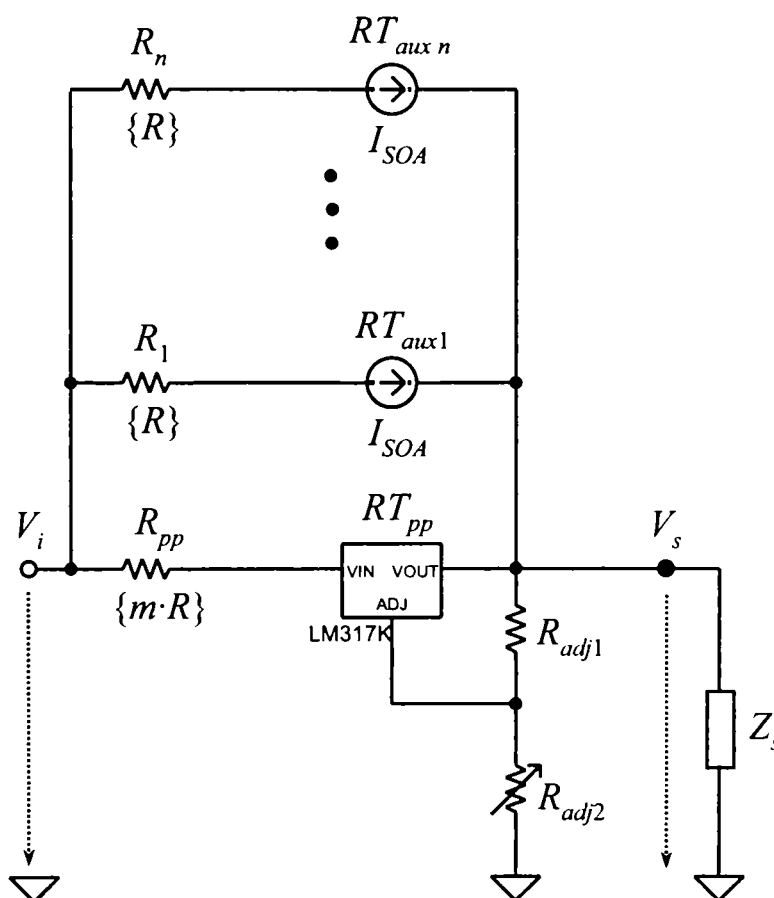


Fig.3.8. Circuitul echivalent a  $n+1$  reguletoare conectate în paralel, cu cele  $n$  reguletoarele auxiliare la limita ariei sigure de funcționare

Utilizarea zonei de rezervă din aria sigură de funcționare a reguletorului principal se caracterizează în cazul  $m>1$  printr-o scădere ușoară a potențialului intrării acestui reguletor față de potențialul de intrare al reguletoarelor auxiliare.

Acest fapt poate fi exploatat pentru a detecta apropierea de limita ariei sigure de funcționare echivalente a stabilizatorului, respectiv detectarea



intervalului de curent de sarcină în care tensiunea de ieșire scade mai abrupt la aceeași creștere a curentului de sarcină. Întrucât se vor detecta astfel situațiile care verifică inegalitatea (3.8), parametrul  $m$  poate fi folosit pentru a fixa procentul din curentul marginii SOA unde la care se dorește detecția.

O reprezentare în procente a curentului la care se poate face detecția apropierei de limita ariei sigure de funcționare echivalente, ce arată de fapt atingerea marginii ariei sigure de funcționare de către reguletoarele auxiliare, este conform ecuațiilor (3.7) și (3.8):

$$\frac{SOA_{aux}}{SOA_{ech}} = \frac{m \cdot n + 1}{m \cdot (n + 1)} \cdot 100 \quad (3.9)$$

Aceasta indică de asemenea ieșirea din zona cu performanțe îmbunătățite, înainte ca circuitul să atingă limita ariei sigure de funcționare echivalente.

Implementarea unui asemenea circuit este simplă, ea constând în utilizarea unui comparator care detectează creșterea potențialului pinului de ajustare al unui reglator auxiliar cu o anumită valoare peste potențialul pinului de ajustare al reglatorului principal. Va fi suficientă supravegherea unui singur pin de ajustare de la cele  $n$  reguletoare auxiliare (figura 3.9), întrucât chiar și pentru dispersia valorilor curenților de limitare (limite ale SOA diferite), prin atingerea marginii ariei sigure de funcționare a unui reglator se va ajunge la o încărcare mai mare a celorlalte, aducându-le și pe acestea în limitare. Întrucât există o dispersie a tensiunilor de referință interne ale reguletoarelor, va fi necesară conectarea intrării inversoare a comparatorului la un potențial mai mare decât pinul de ajustare al reglatorului principal cu cel puțin intervalul de dispersie al acestor tensiuni de referință. Folosirea unui divizor rezistiv fix între ieșirea stabilizatorului și pinul de ajustare al reglatorului principal în locul unei rezistențe, trebuie să asigure potențialul  $V_{INVcomp}$ :

$$V_e > V_{INVcomp} > V_e - V_{ref\ min} \quad (3.10)$$

unde  $V_e$  – tensiunea de ieșire a stabilizatorului,  $V_{INVcomp}$  – potențialul intrării inversoare a circuitului de detecție a utilizării unei fracțiuni din SOA,  $V_{ref\ max}$  și  $V_{ref\ min}$  – extremele intervalului de dispersie a tensiunilor de referință ale reguletoarelor.

Ținând cont de cazul cel mai nefavorabil, ce se obține când  $V_{refpp} = V_{ref\ max}$ , ( $V_{refpp}$  – tensiunea de referință a reglatorului principal) respectiv  $V_{refaux}$  a reglatorului supravegheat este de valoare  $V_{refmin}$ , raportul de divizare al divizorului trebuie să fie:

$$\frac{R_{1a}}{R_{1a} + R_{1b}} > \frac{V_{ref\ max} - V_{ref\ min}}{V_{ref\ max}} \quad (3.11)$$

O soluție simplificată de detecție poate utiliza cazul  $V_{INVcomp} = V_e$ , evitând utilizarea unui divizor, cu mențiunea că detecția se va face la un procent puțin mai mare, dat de dispersia curentului maxim de limitare al reguletoarelor.

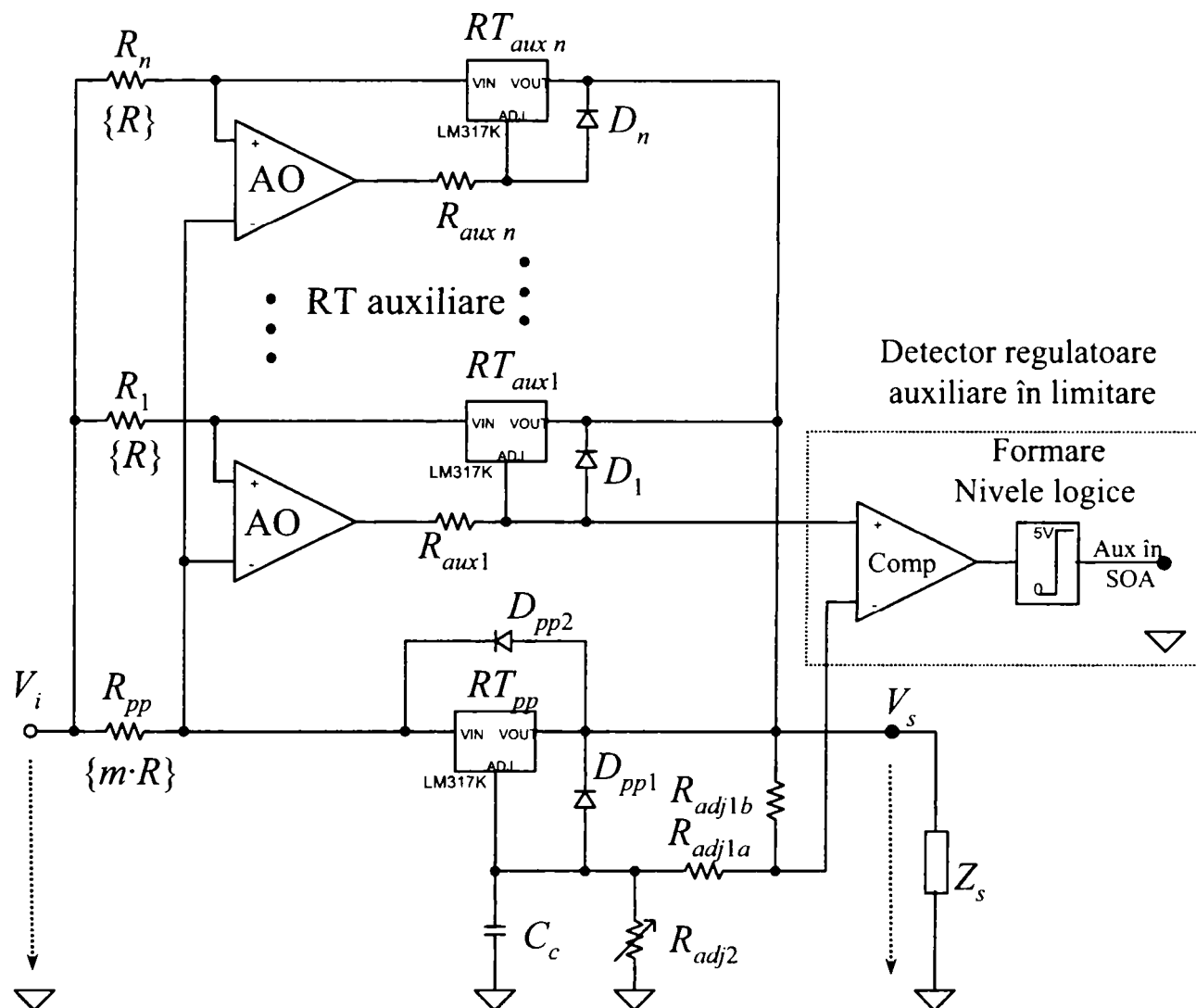


Fig.3.9. Stabilizator cu detecția intrării în limitare a reguletoarelor auxiliare

În intervalul de curent de sarcină (3.6), regimul termic al reguletoarelor principale va fi îmbunătățit prin disiparea redusă de putere, obținută din scalarea curentului său la valori mai mici. Se asigură astfel o variație mai mică a temperaturii joncțiunilor reguletoarelor principale, comparativ cu variația temperaturii în cazul curentilor prin reguletoare egale.

Efectul global va fi de stabilitate mai bună a tensiunii de ieșire în raport cu puterea totală disipată, prin asigurarea unui domeniu mai redus de temperatură pentru referința internă de tensiune a reguletoarelor principale, în intervalul de curent de sarcină precizat de inegalitatea (3.6), în care reguletoarele nu ating

limita ariei sigure de funcționare. Circuitul termic echivalent prezentat în figura 3.10. arată că deși se utilizează același radiator, temperatura joncțiunilor regulatorului principal va fi mai mică decât a celor auxiliare. Reguletoarele auxiliare vor avea temperaturile joncțiunilor:

$$t_{ji} = t_a + \sum P_d \cdot R_{thr} + P_i (R_{thjc} + R_{thcr}) \quad (3.12)$$

unde  $P_i$  este puterea disipată de reguletoarele auxiliare,  $t_a$  este temperatura mediului ambiant,  $\sum P_d$  - totalul puterilor disipate de reguletoare, presupunând că toate reguletoarele au rezistențele termice între joncțiune și capsulă  $R_{thjc}$ , respectiv capsulă și radiator  $R_{thcr}$  identice, iar radiatorul comun are rezistența termică  $R_{thr}$ .

Temperatura joncțiunilor regulatorului principal va fi:

$$t_{jpp} = t_a + \sum P_d R_{thr} + P_{pp} (R_{thjc} + R_{thcr}) \quad (3.13)$$

unde  $P_{pp}$  este puterea disipată de regulatorul principal.

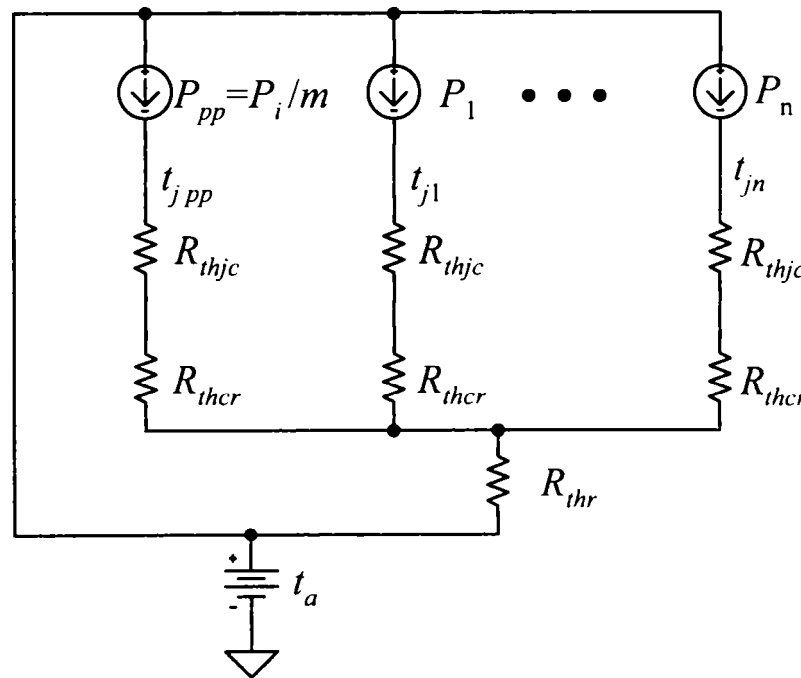


Fig.3.10. Circuitul termic echivalent pentru  $m > 1$

Din relațiile (3.4) și (3.5) ale curenților prin reguletoare și ținând cont că toate reguletoarele au aceeași cădere de tensiune între intrare și ieșire se deduce relația între puterile disipate de reguletoare:

$$P_{pp} = \frac{1}{m} P_i \quad (3.14)$$

$$\sum P_d = P_{pp} + \frac{n}{m} P_i \quad (3.15)$$

Din diferența între temperaturile joncțiunilor exprimate de ecuațiile (3.12) și (3.13) și ținând cont de relațiile între puterile reguletoarelor (3.14) și (3.15), se poate deduce cu ce valoare sunt mai mici temperaturile joncțiunilor reguletorului principal comparativ cu ale oricărui reguletor auxiliar:

$$\Delta t_{aux-pp} = \frac{m-1}{n+1} \sum P_d (R_{thjc} + R_{ther}) \quad (3.16)$$

**Factorul  $\frac{m-1}{n+1}$  arată creșterea temperaturii joncțiunilor reguletorului principal ca fracțiune din creșterea temperaturii joncțiunilor unui reguletor echivalent întregului stabilizator.** Această relație este validă doar pentru intervalul de curenți de sarcină ce îndeplinesc relația (3.6). Având în vedere că la disipare nulă de putere, temperaturile reguletoarelor auxiliare respectiv principal sunt egale cu temperatura mediului ambiant conform relațiilor (3.12) respectiv (3.13), avantajul folosirii reguletorului principal la putere redusă devine important pentru temperaturi cât mai mici ale mediului ambiant comparativ cu temperatura maximă admisă a joncțiunilor.

Atât pentru cazul  $m=1$ , cât și pentru cazul  $m>1$ , din punct de vedere termic, conectarea în paralel aduce avantajul că rezistențele termice între joncțiuni și radiator vor putea fi considerate în paralel pentru reguletoarele având aceleași puteri disipate, respectiv aceleași temperaturi ale joncțiunilor.

Comparativ cu un singur reguletor ce ar avea parametrii identici cu stabilizatorul format din reguletoare conectate în paralel, se obține un transfer termic optimizat prin folosirea de căi multiple de transfer de căldură spre suprafața de răcire.

Folosind un program de tip CFD (Computational Fluid Dynamics) (de exemplu Flotherm [103]) se poate obține o amplasare geometrică optimă pe radiator a reguletoarelor, obținându-se un gradient redus de temperatură în suprafața de răcire.

Existând mai mult suprafețe de transfer a căldurii către radiator, aceasta nu va mai fi nevoită să străbată trasee lungi în interiorul radiatorului. Se poate concluziona că reguletoarele conectate în paralel permit o reducere a grosimii radiatorului și deci o economie de material la aceeași putere totală disipată. Cu

cât numărul reguletoarelor conectate în paralel este mai mare cu atât eficiența transferului termic crește. Creșterea eficienței nu este liniară, astfel că există un număr maxim de reguletoare peste care performanțele sunt limitate de rezistența termică a radiatorului.

Valoarea stabilizării în raport cu tensiunea de intrare, pentru orice valori  $m \geq 1$  va rămâne neschimbată comparativ cu valoarea obținută la utilizarea unui singur reguletor. La proiectarea unei surse de alimentare folosind reguletoare conectate în paralel va trebui să se țină cont de acest fapt, având în vedere că îmbunătățirea performanțelor de stabilizare în raport devine nesemnificativă dacă la curenți mari de sarcină tensiunea de intrare a reguletorului va avea variații. Acest lucru trebuie rezolvat prin proiectarea corespunzătoare a blocului de redresare și filtrare ce precede stabilizatorul, în sensul obținerii unei rezistențe interne a redresorului de valoare cât mai mică.

Răspunsurile tensiunii de ieșire a stabilizatorului la tranziții ale curentului de sarcină respectiv la tranziții ale tensiunii de sarcină al circuitului sunt influențate de raportul  $m$ . Pe măsură ce  $m$  crește, acești parametri se vor deteriora comparativ cu valoarea lor pentru un singur reguletor.

**Raportul  $m$  are o limitare a valorii maxime, din motive impuse de înrăutățirea răspunsului tranzitoriu la saltul tensiunii de intrare respectiv la saltul curentului de sarcină. Prin simulări s-a constatat că intervalul în care poate fi ales fără ca să apară riscuri de oscilații este:  $m \in [1..5]$ .**

Rezultă că valoarea maximă a lui  $m$  va impune limitări în îmbunătățirea stabilizării în raport cu sarcina în intervalul de curenți de sarcină dat de inegalitatea (3.6). Totuși s-a constatat că se poate obține îmbunătățirea substanțială a stabilizării în raport cu sarcina fără a crește exagerat numărul de reguletoare  $n$  și factorul de scalare  $m$ . Un exemplu în acest sens îl constituie cazuri cu:  $n > 3$ ,  $m > 3$ , care echivalează în intervalul mai sus amintit, cu folosirea a cel puțin 9 reguletoare în paralel având distribuție egală a curenților.

Deteriorarea răspunsului tranzitoriu la variația curentului de ieșire se datorează faptului că reguletoarele auxiliare vor tinde să impună în continuare curent prin sarcină la o scădere bruscă a acestuia. Situația se remediază prin existența unui curent minim permanent la ieșire, care nu va impune necesitatea anulării curentului prin reguletoarele auxiliare la tranziții ale curentului de sarcină. Lipsa căderii de tensiune pe rezistențele de egalizare va duce la tendințe de oscilații la ieșire pentru tranziții ale curentului de sarcină.

Obligativitatea de a avea un curent de sarcină minim s-a regăsit și la soluțiile sugerate de [108], având evident aceleași cauze. Consider că din acest punct de vedere deși nu s-a obținut o îmbunătățire, nu vom asista nici la o înrăutățire față de alte soluții asemănătoare.

Răspunsul tensiunii de ieșire la tranzițiile tensiunii de intrare va prezenta de asemenea o deteriorare comparativ cu utilizarea unui singur reguletor din aceleași motive expuse anterior. Consider că acest fapt nu este un dezavantaj

având în vedere că viteza maximă a tranzițiilor tensiunii de intrare poate fi controlată printr-o proiectare corespunzătoare a circuitului de filtrare a tensiunii redresate. Decuplarea pinului de ajustare al reguletoarelor de tensiune principale va duce de asemenea la îmbunătățirea regimurilor tranzitorii.

Compromisul ce trebuie realizat pentru îmbunătățirea răspunsului la regimurile tranzitorii constă în principal în creșterea consumului minim necesar, ceea ce va duce la o scădere a eficienței, prin impunerea unui curent minim de până la 1-2% din curentul maxim total al reguletoarelor de tensiune principale. Acest curent în mare parte va fi asigurat și de divizorul rezistiv ce polarizează pinul de ajustare al reguletoarelor de tensiune principale.

**Prin soluția de conectare în paralel a reguletoarelor de tensiune ajustabile propusă de autor se poate obține o sursă stabilizată de înaltă performanță, care pe lângă extinderea gamei de curent asigură și o îmbunătățire substanțială a factorului de stabilizare în raport cu sarcina, o variație mult mai mică a tensiunii de ieșire cauzată de încălzire prin disiparea de putere, un transfer termic îmbunătățit spre suprafața de răcire, păstrând aceleași caracteristici de stabilizare în raport cu tensiunea de intrare, și permițând sesizarea atingerii limitei SOA de către reguletoarele auxiliare paralele.**

Circuitul propus are avantajul că reguletoarelor de tensiune principale poate să fie de orice tip, chiar și unul de tensiune fixă de ieșire. Întrucât reguletoarele auxiliare vor prelua majoritatea puterii disipate, reguletoarelor de tensiune principale poate fi unul de putere mică, alegerea sa făcându-se funcție de ceilalți parametri – stabilizarea în raport cu intrarea, cu sarcina sau, mai ales, cu temperatura.

### **A. Compensarea căderilor de tensiune pe firele de legătură la sarcină**

Un aspect care nu trebuie neglijat la reguletoarele de curent mare este căderea de tensiune pe firele de conexiune ale sarcinii așa cum s-a arătat în capitolul 2. Soluția pentru asemenea situații este de regulă o reacție printr-o conexiune de tip Kelvin direct de la bornele sarcinii, pentru a compensa căderile de tensiune introduse de firele de legătură la sarcină. Implementările ce folosesc această tehnică au dezavantajul că necesită circuite suplimentare de precizie sau se recurge la o simplificare a schemei cu compromisul unei dependențe a performanțelor de curentul rezidual al amplificatorului operațional folosit. [108].

**Am propus ca alternativă la conexiunea Kelvin din figura 2.12, o soluție eficientă ce permite compensarea căderilor pe firele de legătură la sarcină în cadrul reguletoarelor de tensiune principale și prezentat în figura 3.1. Eficiența survine din simplitate, fiind necesară doar separarea căii de curent a reguletoarelor de tensiune principale de cea a reguletoarelor auxiliare. Soluția se poate implementa în două moduri:**

- prin amplasarea regulatorului principal cât mai aproape de sarcină atunci când acest lucru este posibil sau
- folosind fire de conexiune separate pentru regulatorul principal.

Ambele variante sunt superioare ca performanță comparativ cu soluția descrisă în figura 2.12, și practic nu necesită componente suplimentare, propunerea reprezentând cu precădere o rearanjare fizică a circuitului din figura 3.1.

Soluția a) ar duce la performanțe maxime indiferent de distribuția curenților între reguletoarele auxiliare și cel principal, însă are dezavantajul că pentru regulatorul principal va trebui să se utilizeze un radiator separat, el aflându-se la distanță. Necesitatea unui radiator suplimentar poate fi eliminată prin menținerea regulatorului principal la un curent redus conform propunerii din secțiunea 3.1.2., prin folosirea circuitului de stabilizare doar la curenți conform inegalității (3.6), acest lucru necesitând circuite suplimentare.

Soluția practică este varianta b) în care se conectează regulatorul principal la sarcină utilizând fire separate (figura 3.11).

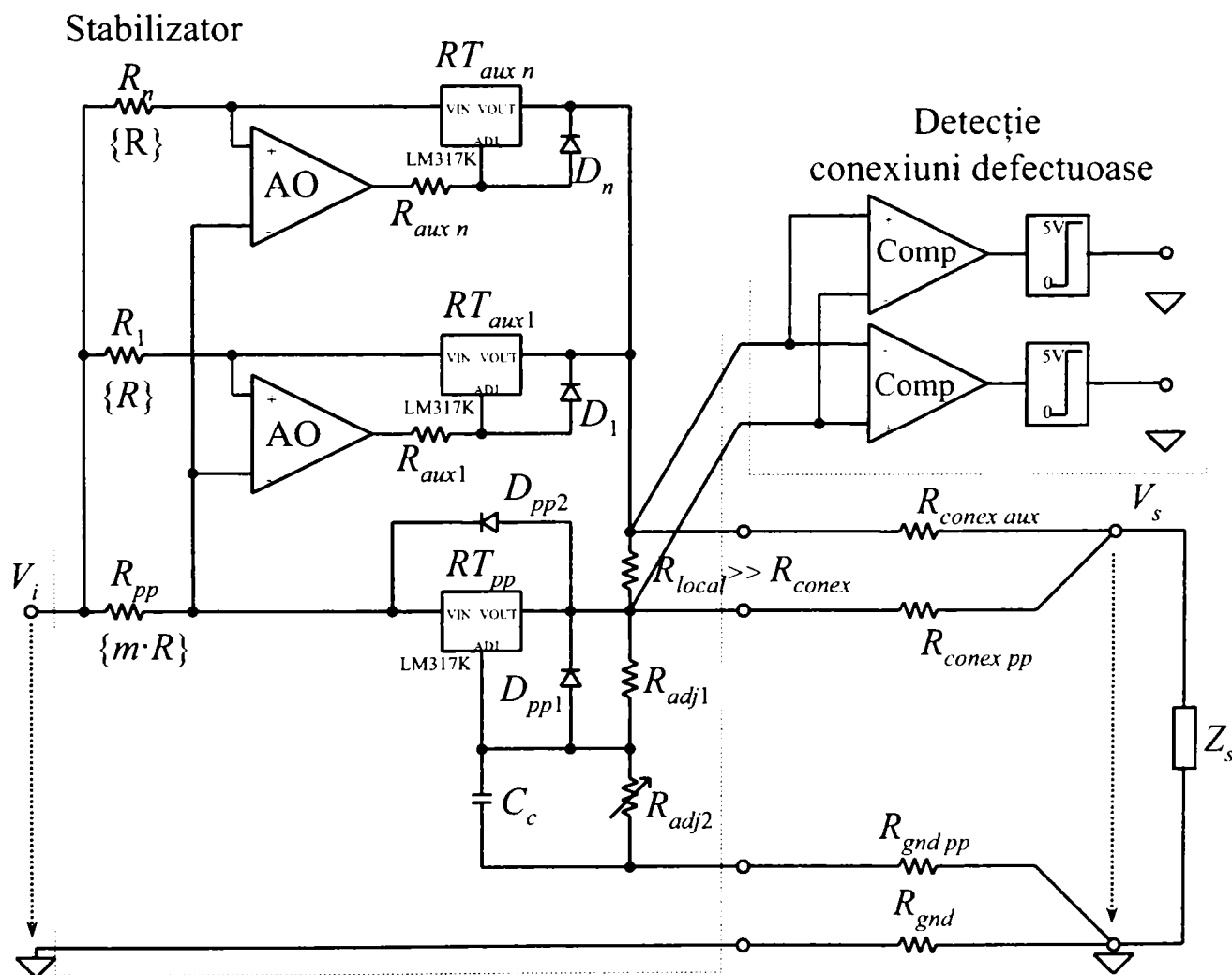


Fig.3.11. Stabilizator cu separarea căilor de curent principal și auxiliar, pentru compensarea căderilor de tensiune pe firele de conexiune la sarcină.

Performanțele în acest caz sunt cu atât mai bune cu cât curentul prin regulatorul principal reprezintă o fracțiune mai mică din curentul de sarcină, astfel încât căderile de tensiune pe firele de legătură ale acestuia să fie neglijabile.

Pentru a crește securitatea în manevrarea conexiunilor unui asemenea stabilizator, se poate prevedea o conexiune locală între ieșirile auxiliare și principală folosind o rezistență cu câteva ordine de mărime mai mare decât rezistența posibilă a firelor de legătură. Compararea căderii de tensiune pe această rezistență poate ajuta la semnalizarea unei conexiuni impropriei cu sarcina (de exemplu: una din conexiuni este întreruptă)

Conectarea paralelă a reguletoarelor duce din principiu la o reducere a rezistenței de ieșire, fiind unul din argumentele conectării paralele. La circuitele prezentate în capitolul 2, datorită funcționării asimetrice a reguletoarelor, nu se putea obține un optim al acestei rezistențe.

În soluția propusă în acest capitol rezistența de ieșire a regulatorului în regim static este practic constantă și foarte mică în intervalul descris de relația (3.6), mai mică de câteva ori față de cea a unui singur regulator, creșterea ei fiind observabilă doar în intervalul descris de relația (3.8).

Dependența valorii rezistenței de ieșire de numărul de reguletoare auxiliare  $n$ , respectiv factorul de scalare al curentului prin regulatorul principal  $m$ , în intervalul în care reguletoarele auxiliare nu au protecțiile acționate, poate fi observată în tabelul 3.1 și figura 3.12. Această dependență a fost obținută prin simulări ce folosesc un circuit propus de autor în [57], ce poate fi folosit și la trasarea familiilor de curbe.

Tabelul 3.1 Valorile rezistenței de ieșire ale stabilizatorului în diferite configurații de interconectare

		Numărul de reguletoare auxiliare $n$ :			
		$0$	$1$	$2$	$3$
Factorul $m$ de reducere a curentului prin regulatorul principal:	$1$	5.144 mΩ	2.599 mΩ	1.749 mΩ	1.392 mΩ
	$2$	5.144 mΩ	1.778 mΩ	1.089 mΩ	0.793 mΩ
	$3$	5.144 mΩ	1.361 mΩ	0.801 mΩ	0.576 mΩ
	$4$	5.144 mΩ	1.113 mΩ	0.642 mΩ	0.459 mΩ
	$5$	5.144 mΩ	0.944 mΩ	0.539 mΩ	0.388 mΩ
	$6$	5.144 mΩ		0.461 mΩ	0.331 mΩ
	$7$	5.144 mΩ		0.409 mΩ	0.295 mΩ
	$8$	5.144 mΩ		0.370 mΩ	0.268 mΩ
	$9$	5.144 mΩ		0.339 mΩ	0.246 mΩ
	$10$	5.144 mΩ		0.314 mΩ	0.229 mΩ



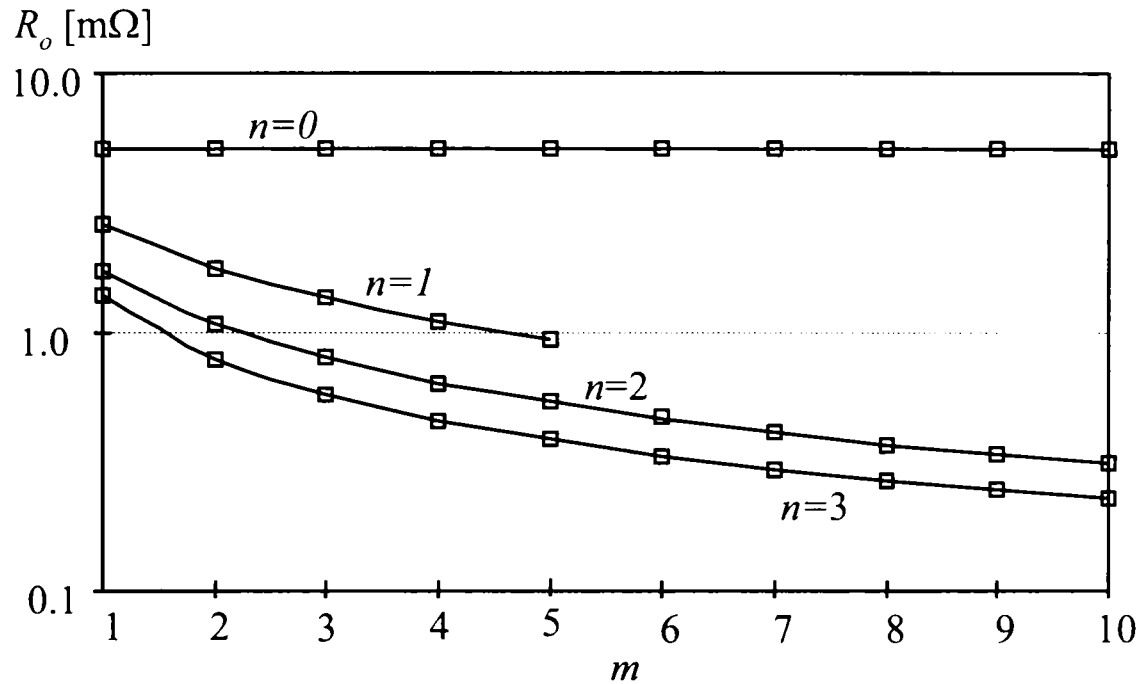


Fig. 3.12. Dependenta rezistenței de ieșire în funcție de  $m$ , pentru  $n= 0, 1, 2, 3$  reguletoare auxiliare (fără a fi în limitare de curent)

În figura 3.13, reprezentarea în funcție de curentul de sarcină a rezistenței de ieșire arată faptul că pentru factorul  $m > 1$ , apare un punct de inflexiune la valoarea curentului ce separă intervalele corespunzătoare inegalităților (3.6) și (3.8). Pe măsură ce valorile lui  $m$  și  $n$  cresc se observă că în intervalul descris de (3.6) rezistența de ieșire are o valoare constantă îmbunătățită în detrimentul celei din intervalul descris de (3.8) unde aceasta este crescătoare.

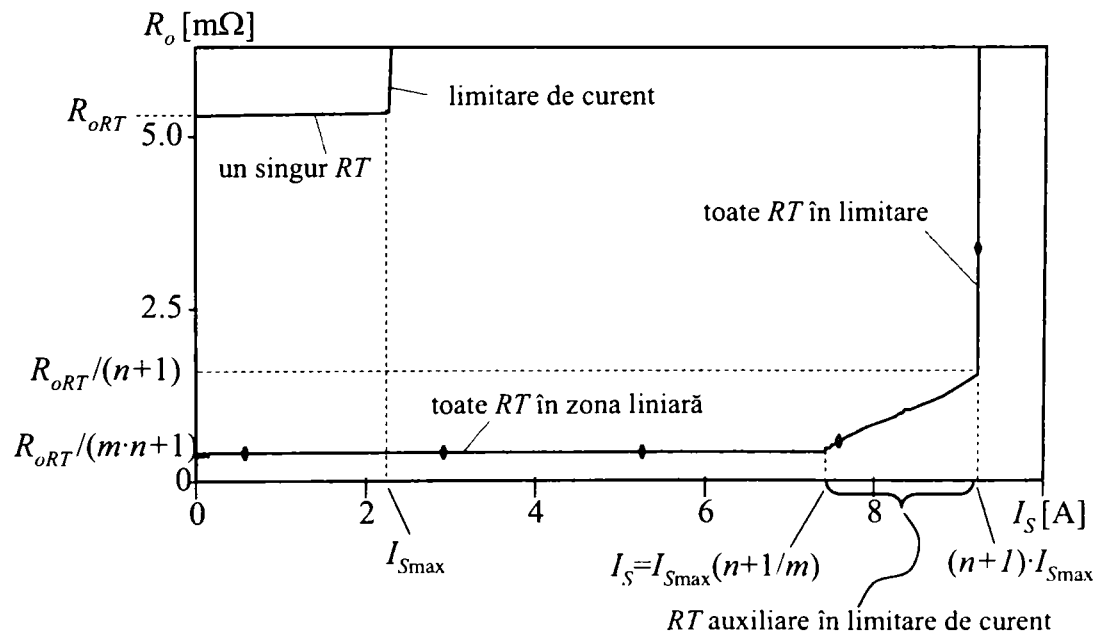


Fig. 3.13. Rezistența de ieșire în funcție de curentul de sarcină, exemplu pentru  $m=5, n= 3$

Folosirea unui factor  $m$  supraunitar poate fi asociată cu o îmbunătățire a performanțelor de stabilizare în raport cu sarcina, respectiv a rezistenței de ieșire a stabilizatorului în intervalul descris de (3.6) în detrimentul celor din intervalul descris de (3.8).

Și în regim dinamic, în zona de curenți dată de (3.6), rezistența de ieșire este îmbunătățită cu creșterea numărului de reguletoare respectiv a factorului de scalare  $m$ . La frecvențe foarte mari rezistența de ieșire va depinde de capacitățile de decuplare de la ieșire și de rezistența echivalentă serie (ESR) a capacității de filtraj.

### 3.2. Conectarea în serie a reguletoarelor de tensiune integrate

#### 3.2.1. Conectarea în serie cu distribuție egală a căderilor de tensiune

Soluțiile de interconectarea în serie a reguletoarelor constituie de regulă o prereglare cu tranzistoare sau alte reguletoare, cu scopul de a extinde domeniul tensiunii de ieșire sau de intrare. Problema majoră a acestor scheme este exploatarea inefficientă a resurselor componentelor utilizate, așa cum s-a arătat în capitolul 2.

**Pentru exploatarea optimă a ariei sigure de funcționare SOA a celor două reguletoare am propus o soluție ce duce la o distribuție relativ egală a puterilor disipate pe reguletoare în orice condiții de linie sau sarcină, (figura 3.14).**

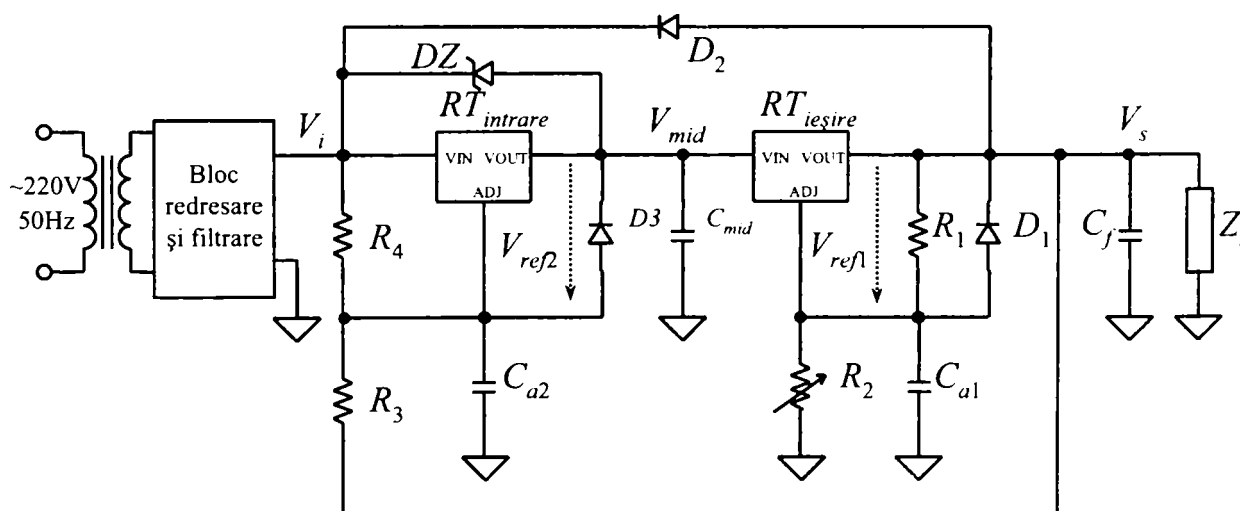


Fig. 3.14. Stabilizator cu reguletoare înseriate având distribuție echilibrată a căderilor de tensiune

În loc de a menține potențialului pinului Adj al prereglatorului la o diferență fixă față de tensiunea de ieșire, cum se proceda în schema din figura 2.14, am propus ca acesta să se modifice funcție de căderea de tensiune între

intrare și ieșire, astfel încât să se mențină o distribuție egală a căderilor de tensiune și deci a puterilor pe cele două reguletoare, chiar și în situația când tensiunea de ieșire este ajustată. Aceasta va face ca protecțiile reguletoarelor contra străpungerii secundare să între în funcție la o tensiune de două ori mai mare decât în cazul unui singur reglator, schema practic permițând dublarea tensiunii de intrare pentru aceleași condiții. Tot datorită distribuției egale a căderilor de tensiune se poate obține și dublarea gamei tensiunii de ieșire.

Pentru a obține egalizarea căderilor de tensiune pe reguletoare, pinul de ajustare al reglatorului de intrare este polarizat de către un divizor rezistiv al tensiunii de intrare-ieșire a stabilizatorului. Neglijând curentul prin pinul de ajustare, se poate spune că tensiunea în punctul comun celor două reguletoare este:

$$V_{mid} = k \cdot V_i + (1 - k) \cdot V_s + V_{ref2}, \quad (3.17)$$

unde  $V_{ref2}=1.25V$  reprezintă valoarea tipică a referinței de tensiune interne a reguletoarelor ajustabile, iar  $k$  raportul de divizare al căderii de tensiune între intrarea și ieșirea reglatorului:

$$k = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (3.18)$$

Căderile de tensiune pe reguletoare vor fi:

$$V_i - V_{mid} = (1 - k) \cdot (V_i - V_s) - V_{ref2} \quad (3.19)$$

$$V_{mid} - V_s = k \cdot (V_i - V_s) + V_{ref2} \quad (3.20)$$

Pentru o utilizare cât mai eficientă a ariilor sigure de funcționare ale reguletoare, aceste căderi de tensiune trebuie să fie egale în special în cazul cel mai defavorabil adică atunci când tensiunea de intrare este maximă, tensiunea de ieșire minimă și curentul de sarcină maxim, ce duc la o putere maximă disipată pe reguletoare. Valoarea teoretic optimă pentru  $k$  se obține egalând căderile de tensiune din ec. (3.19) și (3.20), de unde rezultă:

$$k_{opt} = \frac{1}{2} - \frac{V_{ref2}}{V_{i\max} - V_{s\min}} \quad (3.21)$$

Când se aleg valorile rezistențelor ce fixează raportul de divizare  $k$ , trebuie luate în considerare și dispersia valorilor tensiunilor de referință respectiv toleranța rezistențelor divizorului. În cazul cel mai nefavorabil, valoarea minimă a lui  $k$  trebuie să fie mai mare decât  $k_{opt}$  din motive explicate în cele ce urmează. Pentru a evita necesitatea impunerii unui curent minim de sarcină și pentru a îmbunătăți eficiența stabilizatorului [77], rezistențele divizorului nu trebuie să ducă la un curent mai mare decât cel fixat de rezistențele de polarizare ale regulatorului de ieșire, condiția necesară fiind:

$$R_3 + R_4 > R_1 \cdot \frac{V_{i\max} - V_{s\min}}{V_{ref1}} \quad (3.22)$$

Pentru a menține în permanență egale căderile de tensiune pe reguletoare, regulatorul de ieșire trebuie să fie cel care controlează funcționarea stabilizatorului chiar și atunci când reguletoarele ating limita SOA.

Peste o anumită cădere de tensiune reguletoarele limitează curentul de ieșire pentru a menține puterea disipată sub valori ce previn distrugerea termică. Acest lucru este realizat cu precizie slabă, și deci în mod diferit de la un regulator la altul, așadar apare riscul ca în această zonă a ariei sigure de funcționare [20], la același curent de limitare, regulatorul de intrare și cel de ieșire să prezinte căderi de tensiuni diferite. Întrucât tensiunea de intrare poate fi mare, egală cu suma căderilor maxime de tensiune admise, o distribuție inegală poate distrugere reguletoarele [88], [93]. Această situație, probabilă când reguletoarele sunt în limitare, este rezolvată de folosirea unei diode zener pentru limitarea căderii de tensiune pe regulatorul de intrare. Dioda de limitare poate să fie de putere mică, întrucât intrarea ei în funcție se face când reguletoarele sunt în zona de protecție contra străpunerii secundare. Valoarea tensiunii de limitare trebuie să fie jumătate din căderea maximă de tensiune între intrarea și ieșirea stabilizatorului, limitând căderea de tensiune sub valoarea maximă admisă de un regulator. Dioda de limitare va fi doar o măsură suplimentară de protecție dacă raportul  $k$  este ales ușor mai mare decât valoarea  $k_{opt}$ , asigurându-se o tensiune ușor mai mare pe regulatorul de ieșire, compensând astfel imprecizia limitării de curent în zona de putere disipată constantă.

În cazul în care regulatorul de intrare are, din cauza dispersiei de fabricație, curentul de limitare  $I_{s\max}$  mai mic decât cel al regulatorului de ieșire, există riscul de creștere a căderii de tensiune pe regulatorul de ieșire peste limitele admise atunci când protecțiile de supracurent sunt acționate. Pentru acest caz, în care căderile de tensiune nu ating valori ce aduc în conducție dioda de limitare conectată în paralel cu regulatorul de intrare, am propus utilizarea unei rezistențe de ocolire conectată în paralel cu regulatorul de intrare. Ea trebuie să devieze un curent mai mare decât abaterea  $\Delta I_{s\max}$  între curenții de limitare  $I_{s\max}$  ai celor două reguletoare, cu efect de a evita intrarea în limitare a regulatorului de intrare

înaintea celui de ieșire și deci menținând controlul regulatorului de ieșire asupra întregii funcționării a stabilizatorului. Valoarea acestei rezistențe se deduce în condițiile cele mai nefavorabile, ținând cont de abaterea maximă  $\Delta I_{smax}$  între curenții de scurtcircuit, pentru o tensiune de intrare maximă, tensiune de ieșire minimă și la un curent de sarcină maxim, obținându-se:

$$R_{ocolire} = \frac{V_{i\max} - V_{mid\min}}{\Delta I_{s\max}} \quad (3.23)$$

În cazul folosirii unei diode de ocolire în paralel cu regulatorul de intrare, întrucât ea are efectul de a reduce puterea disipată pe acesta, nu mai este necesară ponderarea diferită a căderilor de tensiune pe cele două reguletoare pentru a echilibra temperaturile joncțiunilor, însă va fi necesar un curent minim prin sarcină, pentru a nu periclita funcționarea regulatorului de ieșire prin supratensiunea ce apare la intrarea sa în lipsa curentului. Acest curent minim ar putea fi asigurat de divizorul rezistiv ce fixează tensiunea de ieșire, ținând cont că tot el trebuie să preia și curentul divizorului ce polarizează pinul de ajustare al regulatorului de intrare. Deși așa cum am arătat în [55], folosirea unei rezistențe de ocolire poate reduce drastic puterea disipată pe elementele active, aici ea are rolul doar de a menține reguletoarele în condițiile electrice prezentate anterior, puterea disipată de ea fiind mică.

Diodele de protecție  $D_1$ ,  $D_2$  și  $D_3$  vor preveni polarizarea inversă a reguletoarelor când sarcina conține capacități mari, iar intrarea este scurtcircuitată sau descărcată rapid. Capacitățile  $C_{a1}$ ,  $C_{a2}$ ,  $C_{mid}$  au rol de a îmbunătăți răspunsul la tranzițiile intrării, iar  $C_f$  la tranziții ale sarcinii.

Prin distribuția uniformă a căderilor de tensiune, aria sigură de funcționare echivalentă a stabilizatorului va deveni aproape dublă, așa cum se vede în figura 3.15. Se pierde aria care se află sub suma căderilor minime de tensiune  $\Delta V_{ie\min}$  a celor două reguletoare datorită conexiunii serie. Am definit cu  $r$  - raportul între curentul maxim al unui stabilizator cu două reguletoare înseriate și curentul maxim al unui singur reguletor, în condițiile aceleiași căderi de tensiune între intrare și ieșire:

$$r(\Delta V_{ie}) = \frac{I_{s\max,serie}}{I_{s\max}} \quad (3.24)$$

S-a observat că acest raport devine supraunitar pentru tensiuni mai mari de  $V_{imaxP}$  (tensiunea unde începe limitarea curentului pentru a obține o putere constantă), atingând un maxim în jurul tensiunii  $V_{imax}$ , arătând că la căderi de tensiune în jurul acestei valori se poate obține triplarea curentului prin sarcină față de cazul utilizării unui singur reguletor.

Stabilizarea în raport cu intrarea este identică cu cea a unui singur regulator, fiind un dezavantaj față de soluția ce folosește cădere de tensiune constantă pe regulatorul de ieșire ce duce la valori superioare. Stabilizarea în raport cu sarcina se păstrează însă la valori comparative cu cea a unui singur regulator.

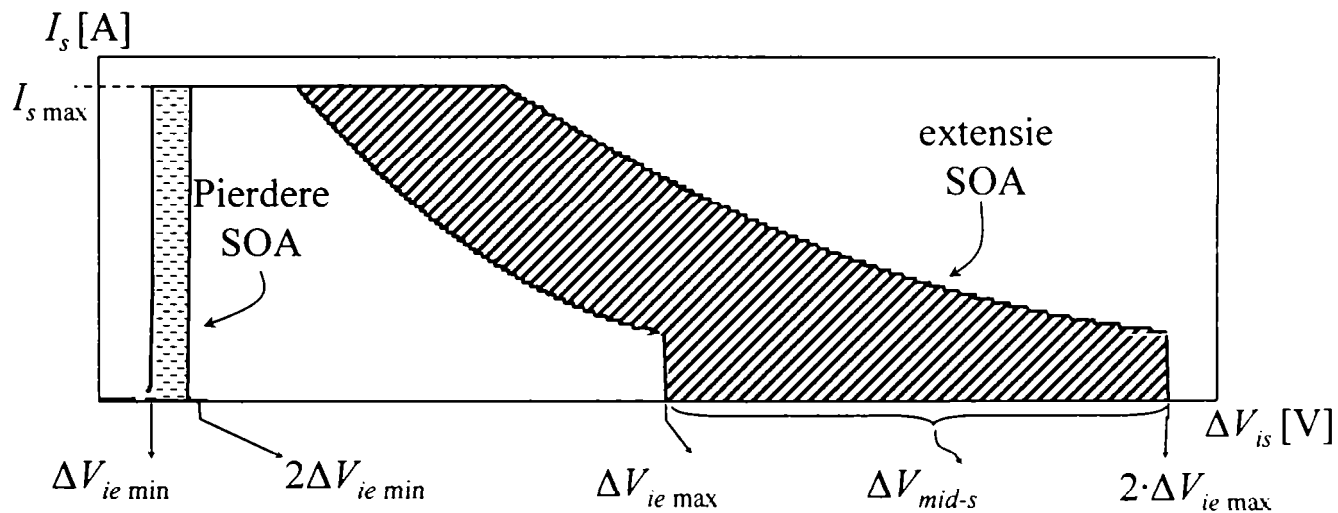


Fig. 3.15. Aria sigură de funcționare echivalentă a stabilizatorului cu reguletoare înseriate având distribuție echilibrată a căderilor de tensiune

Întrucât reguletoarele disipă puteri aproximativ egale, ele vor putea fi montate pe același radiator, cu condiția ca unul să se monteze cu izolație electrică. Deoarece regulatorul de intrare are o putere disipată ușor mai mică decât cel de ieșire, prezentând așadar o margine de temperatură mai mare, va fi ales pentru izolarea electrică față de radiator, ajutând în același timp și la egalizarea temperaturilor joncțiunilor celor două reguletoare. Reprezentarea echivalentă cu elemente de circuit electrice concentrate a traseului termic este prezentată în figura 3.16 a).

Pentru a egala temperaturile joncțiunilor celor două reguletoare, efectul rezistenței electrice a izolației regulatorului de intrare poate fi compensat prin distribuția inegală a căderilor de tensiune respectiv a puterilor disipate pe reguletoarele înseriate conform ecuației:

$$P_{d1}(R_{thjc1} + R_{thcr1}) + (P_{d1} + P_{d2})R_{thr} = P_{d2}(R_{thjc2} + R_{thcr2}) + (P_{d1} + P_{d2})R_{thr} \quad (3.25)$$

unde  $R_{thjc1}$ ,  $R_{thjc2}$  rezistențele termice între joncțiune și capsulă,  $R_{thcr1}$ ,  $R_{thcr2}$  rezistențele termice între capsulă și radiator,  $R_{thr}$  rezistența termică a radiatorului comun prin care se cedează căldura mediului ambiant aflat la temperatura  $t_a$ , iar  $P_{d1}$ ,  $P_{d2}$  sunt puterile disipate pe regulatorul de ieșire respectiv intrare:

$$P_{d1} = (V_{mid} - V_s) \cdot I_s \quad (3.26)$$

$$P_{d2} = (V_i - V_{mid}) \cdot I_s \quad (3.27)$$

Folosind reguletoare având capsulele identice cu  $R_{thjc1}=R_{thjc2}=R_{thjc}$ , și ținând cont că se izolează de radiator doar reguletorul de intrare, deci  $R_{thcir2} > R_{thcir1}$  deoarece  $R_{thcir2}$  conține și rezistența termică a izolației electrice, înlocuind puterile (3.26), (3.27), se obține relația care arată cum trebuie ponderate căderile de tensiune pe reguletoare pentru a obține egalarea temperaturilor joncțiunilor lor:

$$\frac{V_{mid} - V_s}{V_i - V_{mid}} = \frac{R_{thjc} + R_{thcir2}}{R_{thjc} + R_{thcir1}} \quad (3.28)$$

La egalarea temperaturilor joncțiunilor celor două reguletoare se obține schema echivalentă din figura 3.16. b), în care rezistențele termice pot fi considerate conectate în paralel datorită temperaturilor identice la cele două extremități –pe joncțiuni respectiv suprafața de contact cu radiatorul.

Ecuția (3.28) arată că este indicat să se impună căderi de tensiune egale pe reguletoare doar dacă există o simetrie a celor două căi termice, în acest caz obținându-se un transfer termic optim. Dacă rezistențele termice ale capsulelor sunt mici, ele vor fi comparabile cu rezistențele termice dintre capsulă și radiator care sunt asimetrice  $R_{thcir2} > R_{thcir1}$  și în acest caz, pentru o egalizare a temperaturilor  $t_{j1}$  și  $t_{j2}$  va fi necesară o dezechilibrare puternică a căderilor de tensiune  $V_i - V_{mid}$  și  $V_i - V_{mid}$ . Acest lucru nu va mai face posibilă exploatarea

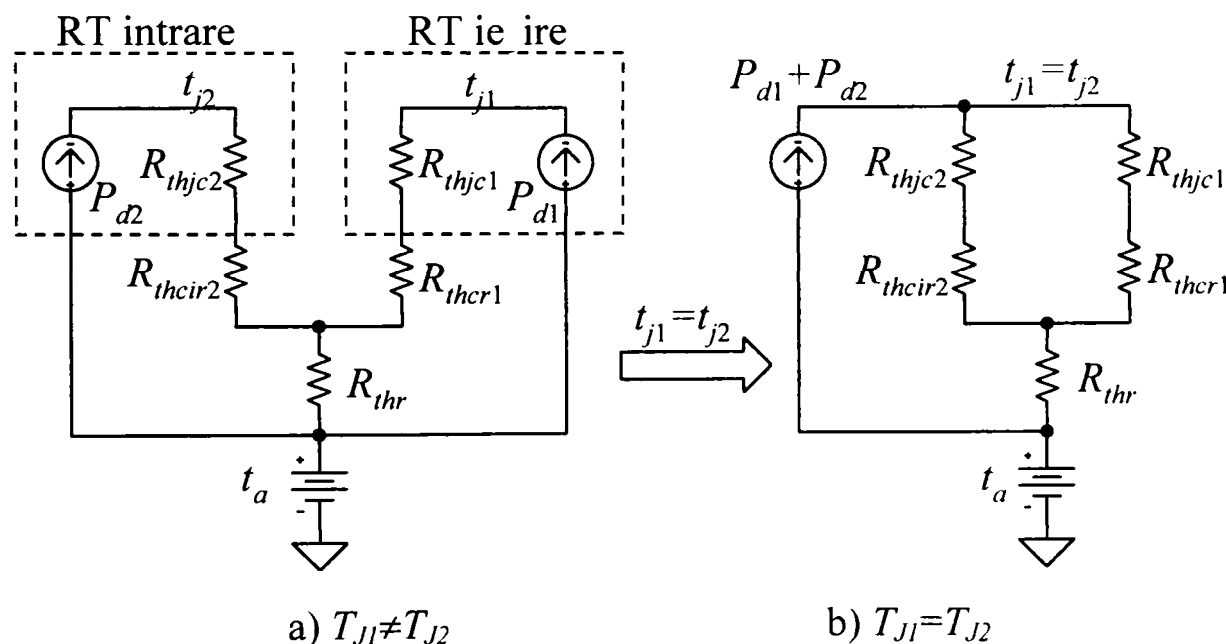


Fig.3.16. Circuitul termic echivalent pentru reguletoare înseriate montate pe același radiator

eficiență a ariilor sigure de funcționare pentru ambele reguletoare, fiind necesară reducerea tensiunii de intrare în limite care să nu ducă la depășirea valorii maxim admise a tensiunii de intrare a reguletoarelor pe care se distribuie căderea de tensiune mai mare.

Propun realizarea un compromis între egalizarea temperaturii joncțiunilor respectiv egalizarea căderilor de tensiune pe cele două reguletoare, care să ducă la satisfacerea în bună măsură a ambelor necesități. O altă soluție de compromis poate consta în izolarea ambelor reguletoare față de radiator, ducând astfel la trasee termice identice, însă cu dezavantajul creșterii ariei radiatorului de răcire, avantajul câștigat fiind acela că se poate extinde la maxim tensiunea de intrare.

### 3.2.2. Extinderea SOA cu reguletoare înseriate și rezistor de ocolire

Metodele de extindere a SOA propuse sau analizate anterior au dovedit că extinderea gamei tensiunii de intrare respectiv a curenților de sarcină se poate face prin controlul corespunzător al pinilor de ajustare

O soluție care exploatează acest fapt este aceea în care două reguletoare conectate în serie au pinii de ajustare controlați de un alt circuit de stabilizare, în funcție de condițiile de intrare și sarcină. Diferența față de soluțiile de interconectare analizate până acum constă în faptul că cele două reguletoare înseriate sunt folosite în regim de tranzistor [20]. Funcționarea în regiunea liniară a reguletoarelor ajustabile poate fi asemănată cu cea a unui tranzistor cu factor mare de amplificare în curent și cu  $V_{BE}=V_{OA}=1.25V$  așa cum se prezintă în figura 3.17.

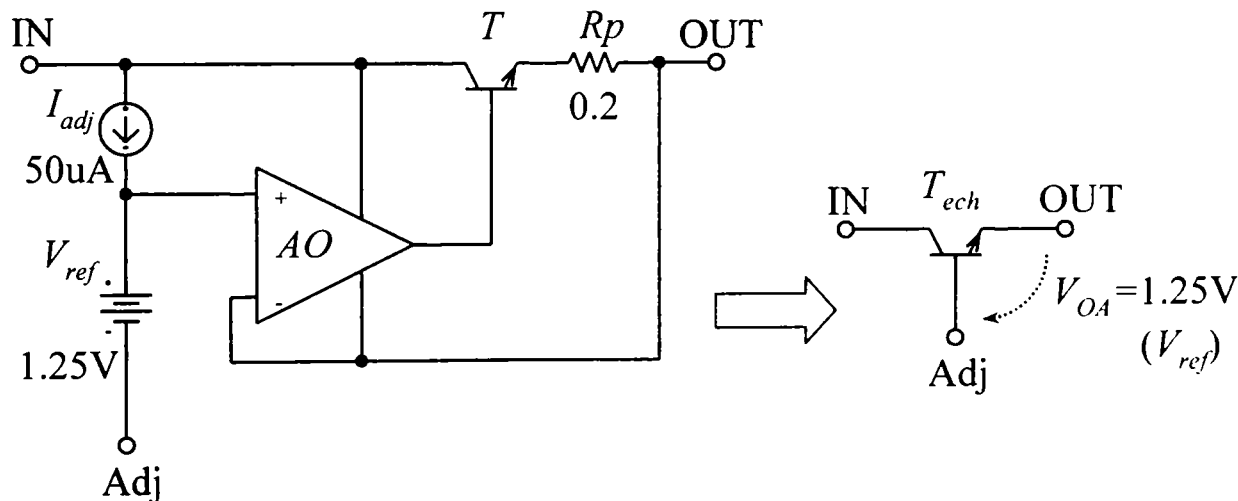


Fig. 3.17. Echivalarea reguletoarelor ajustabile → tranzistor

Deși reguletoarele necesită o cădere de tensiune mai mare decât un tranzistor pentru o funcționare corectă, acestea au avantajul că protecțiile integrate le fac practic indestructibile. Se va acorda însă atenție la comanda



pinului de ajustare, pentru care există riscul de străpungere a unor componente interne [110], atunci când regulatorul trebuie să fie blocat, având o cădere mare de tensiune între intrare și ieșire. Pentru a evita acest fenomen de străpungere, se va înseria cu pinul de ajustare un rezistor de limitare corespunzător.

Pentru comanda reguletoarelor înseriate se va utiliza un integrat de tipul 723 conectat ca în figura 3.18. Întrucât reguletoarele sunt utilizate ca tranzistoare, performanțele de stabilizare ale schemei vor proveni de la circuitul de comandă. Se combină astfel o serie de avantaje ce duc la o fiabilitate crescută, în timp ce sunt evitate neajunsuri atât ale reguletoarelor ajustabile cât și ale circuitului de comandă. La proiectarea schemei, plecând de la intervalul pentru condițiile de linie respectiv sarcină, se vor asigura căderile de tensiune necesare unei funcționări corecte a schemei în toate condițiile [20].

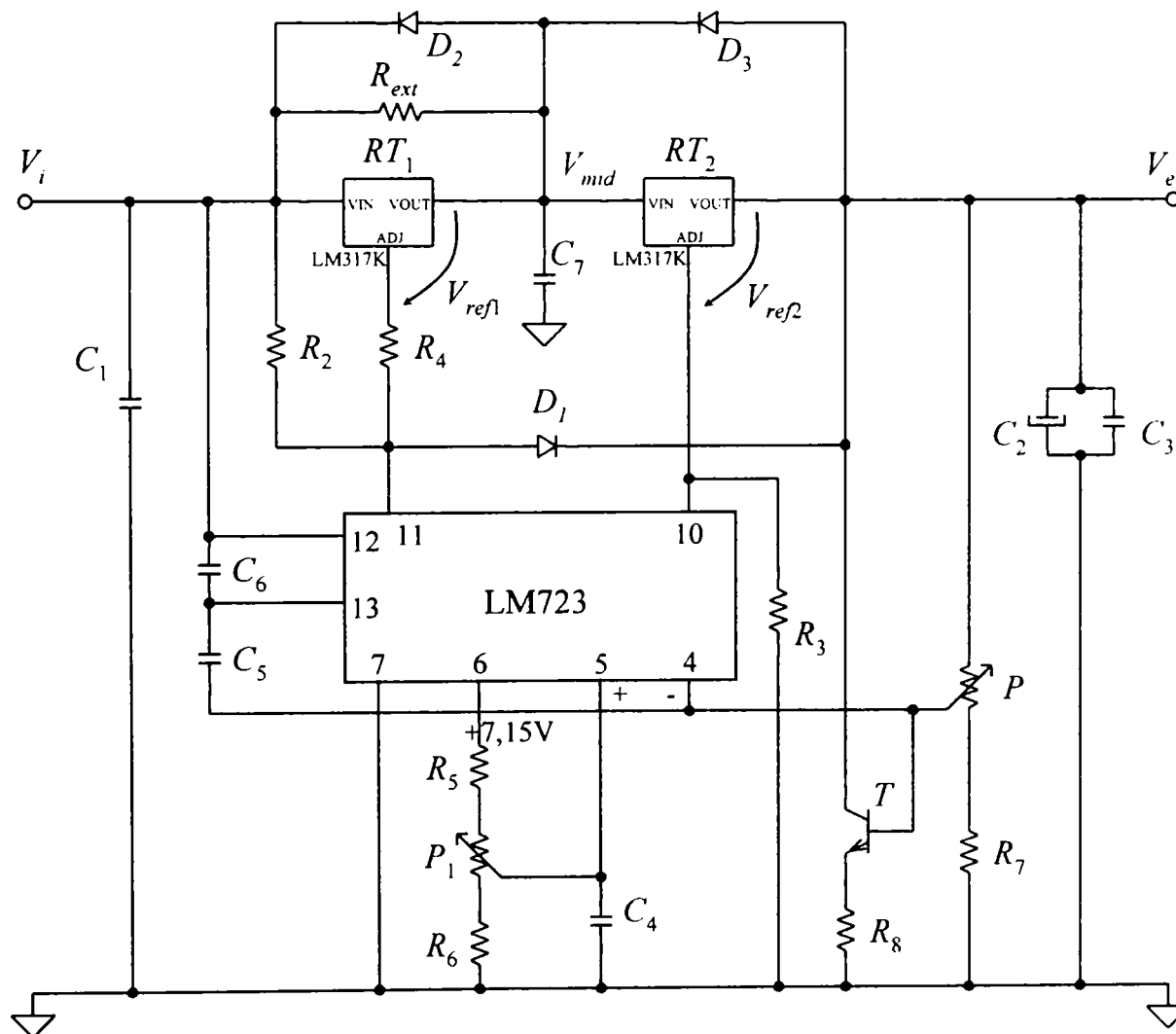


Fig. 3.18. Stabilizator de mare performanță cu două reguletoare în serie.

În [55] am prezentat un circuit similar în care se folosește un ERS cu două tranzistoare serie și rezistor de ocolire în cadrul unui reguletor ajustabil. Relațiile de calcul ale puterilor disipate de reguletoare, respectiv ale rezistorului de ocolire se vor deduce în mod similar, ținând cont însă că din cauza rezistențelor

de protecție înglobate și a conexiunilor tranzistoarelor ERS, reguletoarele vor prezenta la saturație o cădere de tensiune mai mare decât tranzistoarele.

Când tensiunea de ieșire este variată, păstrând constantă tensiunea de intrare la valoarea maximă  $V_{i\max}$ , la un curent de sarcină maxim  $I_{s\max}$ , reguletorul de ieșire este practic saturat - figura 3.19, preluând o disipare de putere constantă la orice valoare a tensiunii de ieșire:

$$P_{dRT2sat} = \Delta V_{ie2min} \cdot I_{s\max} \quad (3.29)$$

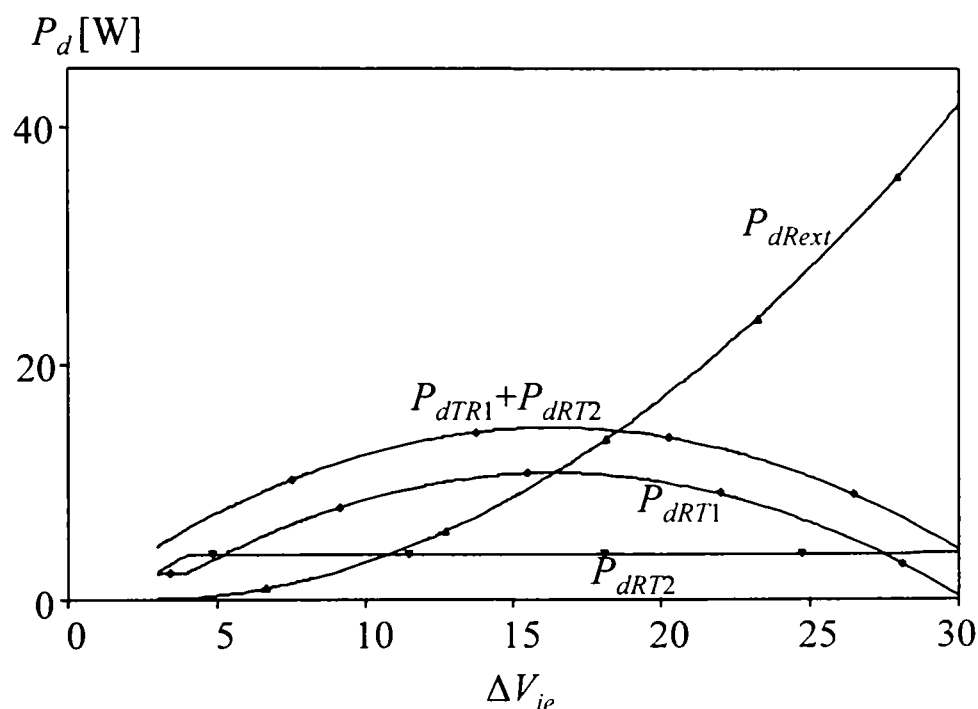


Fig. 3.19. Distribuția puterilor între reguletoare și rezistorul de ocolire la variația căderii de tensiune, având  $I_s = I_{s\max}$

Reguletorul de intrare și rezistența de ocolire paralelă cu acesta vor prelua diferența de tensiune respectiv de putere disipată. Puterea disipată de reguletorul de intrare este:

$$P_{dRT1} = \Delta V_{ie1} \cdot I_{RT1} = \Delta V_{ie1} \left( I_{s\max} - \frac{\Delta V_{ie1}}{R_{ext}} \right) \quad (3.30)$$

Căderea de tensiune pe acest reguletor este:

$$\Delta V_{ie1} = V_{i\max} - \Delta V_{ie2min} - V_e \quad (3.31)$$

Maximul puterii disipate se va obține în situația în care  $dP_{dRT1} / dV_e = 0$ , adică la  $\Delta V_{ie1} = I_{s\max} R_{ext} / 2$ , așa cum se observă și din figura 3.19, valoarea acestuia fiind:

$$P_{dRT1\max} = \frac{I_{s\max}^2 \cdot R_{ext}}{4} \quad (3.32)$$

Când curentul de sarcină este variat, menținând o diferență maximă de tensiune între intrare și ieșirea stabilizatorului  $\Delta V_{ie\max}$ , adică pentru tensiunea maximă de intrare  $V_{i\max}$  și tensiunea minimă la bornele sarcinii  $V_{e\min}$ , regulatorul de intrare este blocat, disiparea de putere având loc pe regulatorul de ieșire și rezistența de ocolire care sunt străbătute de același curent – cel de sarcină.

Puterea disipată în acest caz de regulatorul de ieșire este:

$$P_{dRT2} = \Delta V_{ie2} \cdot I_s = (V_{i\max} - I_s \cdot R_{ext} - V_{e\min}) \cdot I_s$$

$$P_{dRT2} = \Delta V_{ie\max} \cdot I_s - R_{ext} I_s^2 \quad (3.33)$$

Maximul acesteia se obține când  $dP_{dRT2} / dI_s = 0$ , adică:

$$I_s = \frac{\Delta V_{ie\max}}{2 \cdot R_{ext}} \quad (3.34)$$

Rezultă la acest curent un maxim al puterii disipate pe regulatorul de ieșire :

$$P_{dRT2\max} = \frac{\Delta V_{ie\max}}{4 \cdot R_{ext}} \quad (3.35)$$

Deși nu ideală, așa cum se va arăta în cele ce urmează, o soluție simplă de calcul a rezistenței de ocolire se obține din condiția de a avea puteri maxime disipate identice pe cele două reguletoare. În aceste condiții se consideră că rezistența preia aproape toată tensiunea între intrarea și ieșirea regulatorului la curentul maxim de sarcină:

$$R_{ext} = \frac{\Delta V_{ie\max}}{I_{s\max}} \quad (3.36)$$

Puterea maximă ce trebuie să o poată disipa aceasta se obține în condiții de scurtcircuit la ieșire și tensiune maximă la intrare, ținând cont că regulatorul de ieșire va prelua și el o cădere de tensiune, fiind saturat :

$$P_{R_{ext}} = \frac{V_{i_{max}} - \Delta V_{ie_{min2}}}{I_{s_{max}}} \quad (3.37)$$

Valoarea rezistenței de ocolire obținută cu relația (3.36) poate fi optimizată dacă se analizează în detaliu modul de funcționare al schemei. În figura 3.20 se prezintă distribuția puterilor disipate de reguletoare și rezistorul de ocolire când curentul de sarcină variază de la 0 la  $I_{s_{max}}$ , pentru diferite valori ale tensiunii de ieșire, când intrarea are valoarea maximă  $V_{i_{max}}$ .

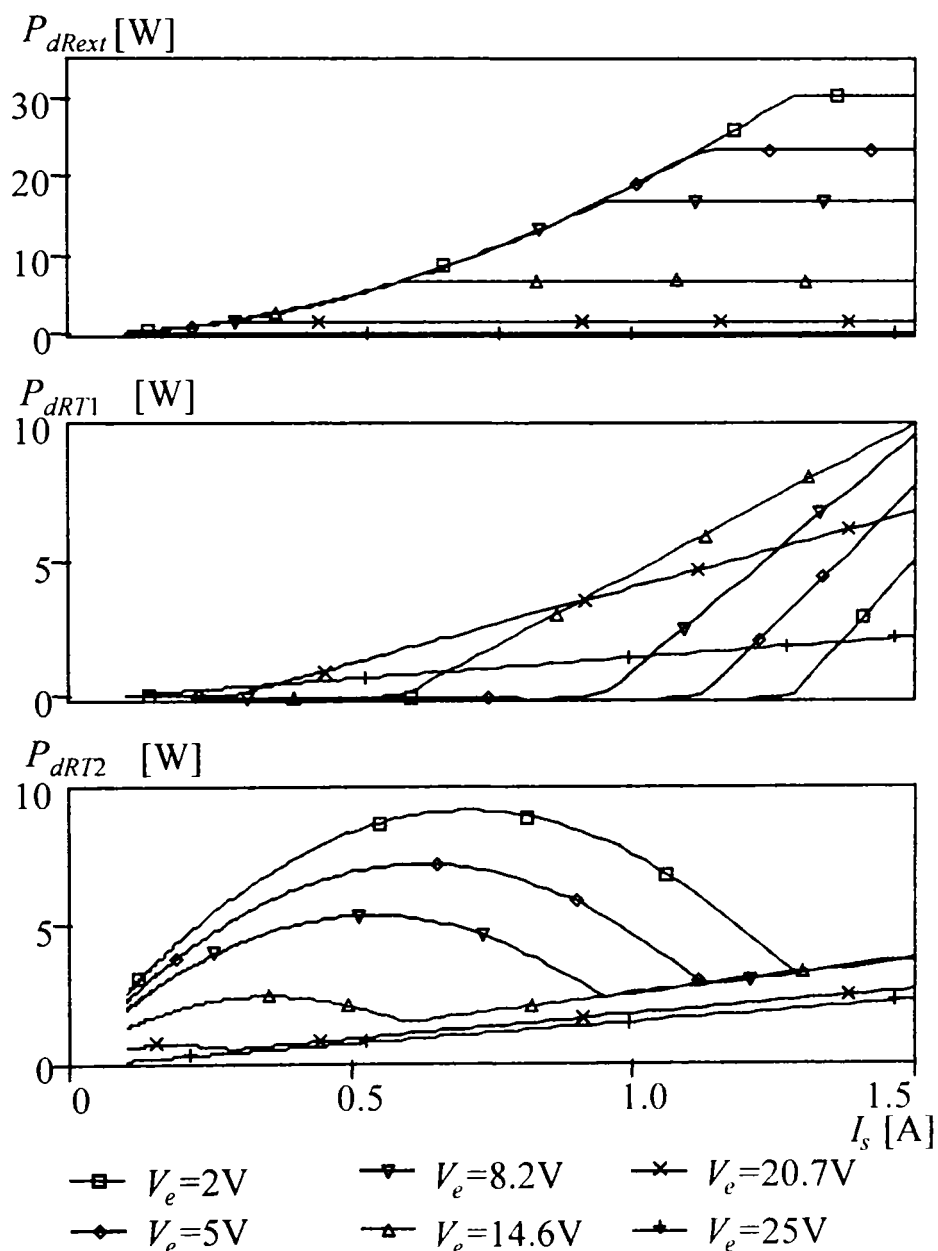


Fig. 3.20. Distribuția puterilor disipate  $P_{dRT1}$ ,  $P_{dRT2}$ ,  $P_{dR_{ext}}$ , la diferite valori ale tensiunii de ieșire  $V_e$ ,  $I_s$  variabil,  $V_i=28V$

Se observă că la căderi mari de tensiune (adică  $V_{e_{min}}$ ), puterea disipată se distribuie în principal pe rezistorul de ocolire conectat în paralel cu reguletorul

de intrare care este practic blocat, și pe regulatorul de ieșire care va prelua diferența de putere respectiv cădere de tensiune pentru a stabili tensiunea de ieșire.

Puterea maxim disipată de regulatorul de ieșire se regăsește pentru o cădere maximă de tensiune între intrarea și ieșirea stabilizatorului, însă la o valoare a curentului de sarcină situată la aproximativ jumătatea gamei acestuia.

La căderi de tensiune mici între intrarea și ieșirea stabilizatorului (adică  $V_{e\max}$ ), regulatorul de ieșire va fi saturat, preluând o cădere minimă de tensiune, funcția de stabilizare fiind preluată de regulatorul de intrare care va avea o cădere de tensiune puțin peste limita minimă. Puterea disipată de rezistorul de ocolire în acest caz este minimă, acesta având rol de disipare cu precădere la de căderi de tensiune și curenți mari.

La căderi de tensiune de valoare intermediară, puterea disipată se va distribui între toate cele trei elemente. Analizând toate situațiile posibile, rezultă că maximum puterilor disipate de cele două reguletoare este redus față de situația utilizării unui singur ERS, cu proprietatea importantă că aceste maxime apar în condiții diferite – deci nu simultan. Așa cum se observă din relațiile (3.32) și (3.35), se obține practic o reducere de 4 ori a puterii disipate pe elementele active, comparativ cu situația utilizării unui singur regulator, ducând la o reducere drastică sau chiar eliminarea radiatorului de răcire, dacă aceste puteri maxime nu depășesc maximum ce se poate disipa fără radiator de către reguletoarele folosite [20], [55].

Pentru rezultate optime din punct de vedere termic se va acorda atenție distribuției valorii maxime a puterilor disipate între cele două reguletoare. Se va ține cont că maximum puterii disipate pe regulatorul de intrare se obține simultan cu o putere mică disipată de regulatorul de ieșire care este saturat, așa cum se vede în figura 3.19. Rezistența de ocolire optimă va face ca cele două maxime ale sumei puterilor disipate de reguletoare să fie egale:

$$\begin{aligned} (P_{dRT1} + P_{dRT2})_{P_{dRT1\max}} &= (P_{dRT1} + P_{dRT2})_{P_{dRT2\max}} \\ P_{dRT1\max} + P_{dRT2\text{sat}} &= 0 + P_{dRT2\max} \end{aligned} \quad (3.38)$$

Înlocuind în (3.38) relațiile (3.29), (3.32), (3.35), se obține o ecuație de gradul 2 pentru rezistența de ocolire:

$$R_{ext}^2 + 4 \cdot \frac{\Delta V_{ie2\min}}{I_{s\max}} \cdot R_{ext} - \left( \frac{\Delta V_{ie\max}}{I_{s\max}} \right)^2 = 0 \quad (3.39)$$

care va furniza o soluție cu sens fizic (valoare pozitivă) [20], [55].

Soluția ecuației (3.39) pentru rezistența de ocolire este valabilă în condițiile unor căi termice identice pentru cele două reglatoare, și dacă se ignoră rezistența internă nenulă a  $R_{ir}$  a redresorului. Dacă se ia în calcul rezistența internă  $R_{ir}$  a redresorului se obține o ecuație de gradul 3 pentru rezistența de ocolire, de unde evident se va alege doar soluția cu sens fizic:

$$R_{ext}^3 + 4 \cdot \frac{\Delta V_{ie2min}}{I_{smax}} \cdot R_{ext}^2 - \left( \frac{\Delta V_{ie max}}{I_{smax}} \right)^2 \cdot R_{ext} - \left( \frac{\Delta V_{ie max}}{I_{smax}} \right)^2 \cdot R_{ir} = 0 \quad (3.40)$$

La folosirea unui radiator comun va trebui însă să se țină cont că doar unul din reglatoare va fi izolat față de acesta, recomandabil cel de intrare care în anumite situații este blocat și nu necesită răcire. Relația (3.38) se vrea de fapt a conduce la egalarea temperaturilor maxime ale joncțiunilor celor două reglatoare. Spre diferență de circuitul prezentat în [55], unde s-a considerat că tranzistorul saturat practic nu disipă putere, în cazul reglatoarelor va trebui să se țină cont de această valoare care va ridica cu câteva grade temperatura radiatorului.

Pentru a obține această egalitate a maximelor temperaturilor joncțiunilor celor două reglatoare, pe baza schemei termice echivalente prezentată în figura 3.21, se scrie ecuația:

$$P_{dRT1max} (R_{thj1} + R_{thi1}) + (P_{dRT1max} + P_{dRT2sat}) \cdot R_{thr} = P_{dRT2max} (R_{thj2} + R_{thr}) \quad (3.41)$$

unde pentru simplitate s-a ignorat transferul termic direct spre mediul ambiant de la capsula reglatoarelor (prin  $R_{thja}$ ).

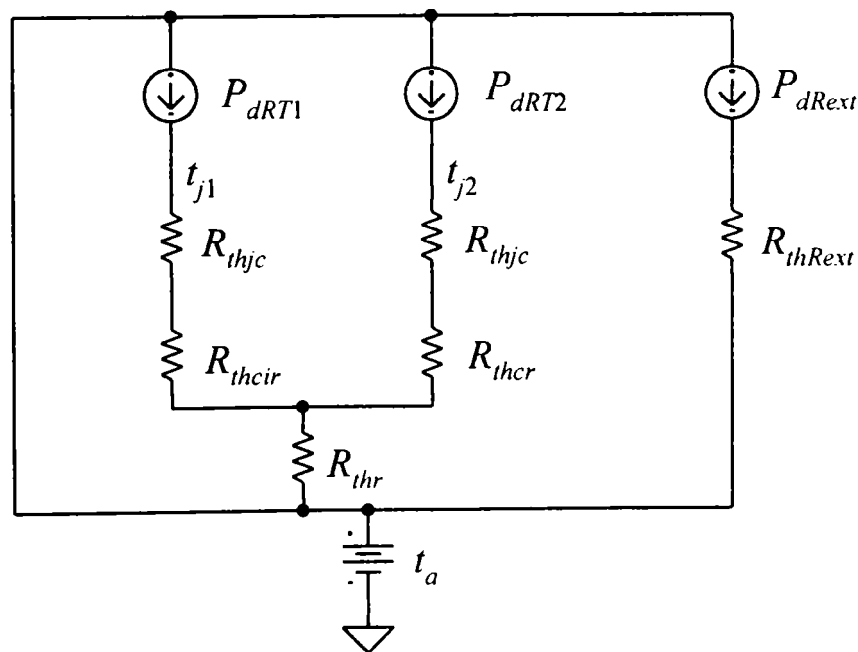


Fig. 3.21. Circuitul termic echivalent pentru cele două reglatoare serie și rezistorul de ocolire

Se obține astfel o ecuație de gradul 3 ce oferă soluția pentru valoarea rezistenței de ocolire pentru o distribuție a puterilor disipate ce duce la un optim al temperaturilor joncțiunilor:

$$I_{s\max}^3 (R_{thj1} + R_{thi1} + R_{thr}) R_{ext}^3 + 4 \frac{\Delta V_{ie2\min}}{I_{s\max}} R_{thr} R_{ext} - I_{s\max} \Delta V_{ie\max}^2 (R_{jc2} + R_{thr}) = 0 \quad (3.42)$$

Dacă diferența între soluțiile ecuațiilor (3.39) și (3.40) este mai mare decât între cea a ecuațiilor (3.39) și (3.42), acest lucru semnifică în calculul  $R_{ext}$  o importanță mai mare a rezistenței interne a redresorului  $R_{ir}$  decât a asimetriei termice, în caz contrar, asimetriile căilor termice vor fi cele care vor trebui luate în seamă prin utilizarea ecuației (3.42).

În figura 3.22 este prezentată aria  $SOA_{ech}$ , obținută prin simulare cu ieșirea în scurtcircuit. Se pot observa în acest caz distribuțiile puterilor pe elementele disipative (cele două reguletoare și rezistorul de ocolire) la variația căderii de tensiune între intrare și ieșire prin modificarea tensiunii de intrare  $V_i$ .

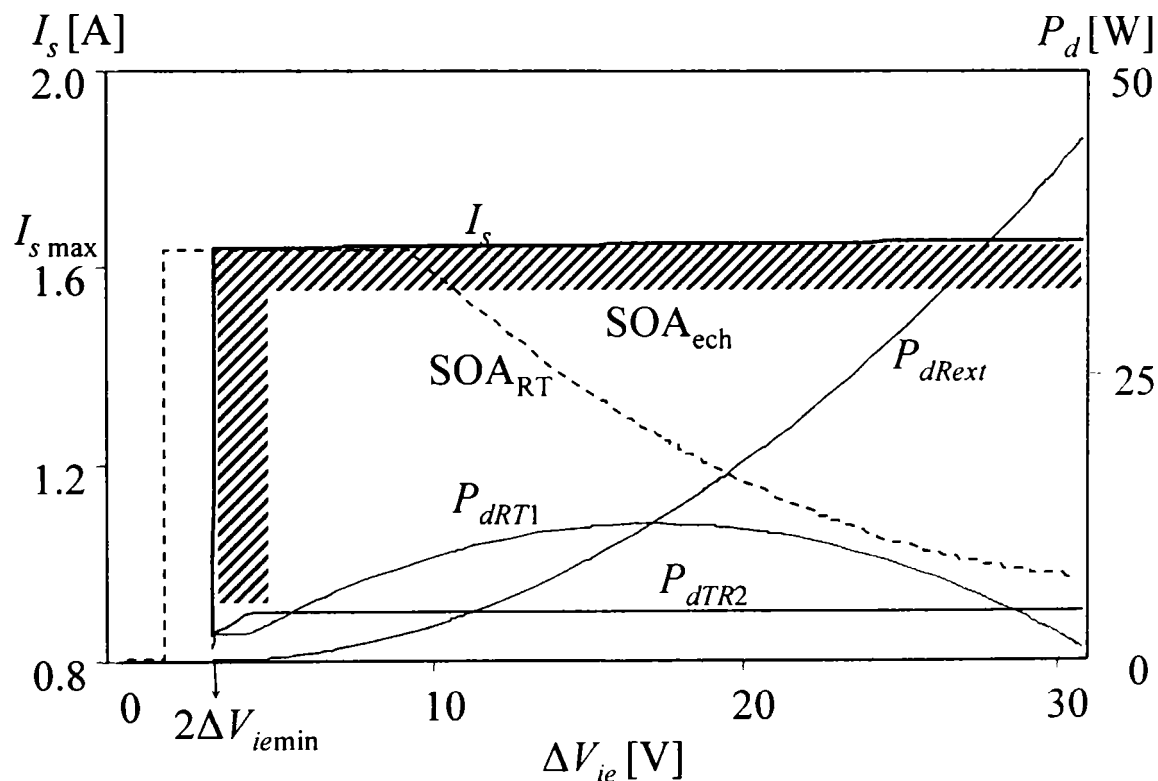


Fig. 3.22. SOA echivalentă comparativ cu SOA unui singur regulator respectiv distribuția puterilor disipate pe  $R_{ext}$ ,  $RT_1$ ,  $RT_2$ , la variația căderii de tensiune  $\Delta V_{ie}$  cu ieșirea în scurtcircuit

Stabilizatorul astfel obținut va avea o arie SOA echivalentă extinsă în zona de curenți și diferențe de tensiune mari, comparativ cu caracteristica SOA a unui singur regulator. Performanțele deosebite ale schemei provin din modul de

distribuție al tensiunilor respectiv puterilor între cele două reguletoare înseriate și rezistorul de ocolire.

### 3.3. Concluzii

Contribuțiile doctorandului la interconectarea în paralel a reguletoarelor au îmbunătățit performanțele de stabilizare în raport cu sarcina, în contextul unei fiabilități ridicate obținute prin solicitarea echilibrată a reguletoarelor utilizate.

S-a oferit o soluție ce permite semnalizarea scăderii performanțelor de stabilizare în raport cu sarcina, obținute prin propunerea originală de a utiliza reguletorul principal la curenți mai mici.

Problema tipică reguletoarelor de curenți mari, de compensare a căderilor de tensiune pe firele de conexiune la sarcină, a fost soluționată ieftin, separând calea de curent a reguletorului principal de cea a reguletoarelor auxiliare.

La interconectarea în serie a reguletoarelor, o soluție propusă duce la creșterea domeniului tensiunii de intrare și ieșire a stabilizatorului, și un echilibru termic îmbunătățit, prin distribuția controlată a căderilor de tensiune pe reguletoare.

La interconectarea în serie a reguletoarelor folosite ca element de reglare serie al unui alt reguletor, contribuția a constat în stabilirea strategiei și a relațiilor de calcul necesare alegerii rezistenței de ocolire paralele cu unul din reguletoarele în seriate. Se obține o optimizare în dimensionarea radiatorului comun de răcire.



## CAPITOLUL 4

### SOLUȚII PENTRU EXPLOATAREA OPTIMĂ A ARIEI SIGURE DE FUNCȚIONARE

Regimul de funcționare sigură al dispozitivelor electronice și implicit al reguletoarelor integrate de tensiune, depinde atât de valoarea stimulilor electrici dar și de condițiile de transfer a căldurii rezultate în urma disipării de putere de către joncțiuni. Așa cum s-a arătat în capitolul anterior, pentru o bună funcționarea reguletoarelor de tensiune interconectate în diferite configurații, este necesară optimizarea transferului termic al puterii disipate de către acestea. Acest lucru se poate face prin îmbunătățiri ale traseului termic dar și prin cunoașterea și analiza cât mai precisă a transferului termic.

Pentru îmbunătățirea regimului termic, cât și pentru o analiză termică corectă, am propus câteva soluții, în consens cu ultimele tendințe în domeniu.

Abordarea tratează astfel următoarele direcții:

- Îmbunătățirea traseului termic (reducerea rezistenței și a inerției termice) prin folosirea de materiale compozite avansate în monturile și suprafețele de răcire, metode de modelare neliniară unitară sau pe porțiuni a acestor materiale;
- Modelarea Spice a deplasării ariei sigure de funcționare cu temperatura;
- Reducerea rezistenței termice între joncțiuni și radiator prin cedarea echilibrată a căldurii pe căi multiple identice.

#### **4.1. Îmbunătățirea traseului termic folosind materiale compozite avansate**

Eforturile de ultimă oră sunt orientate spre reducerea rezistenței termice a oricărui element prin care se transferă căldura disipată de joncțiuni spre mediul ambiant [99]. Se folosesc materiale cu o cât mai bună conductivitate termică începând de la joncțiune până la capsulă, izolatori, suportți, sau radiatoare de

răcire [59], [58], pentru a obține o densitate de putere disipată cât mai mare pe unitatea de suprafață [85].

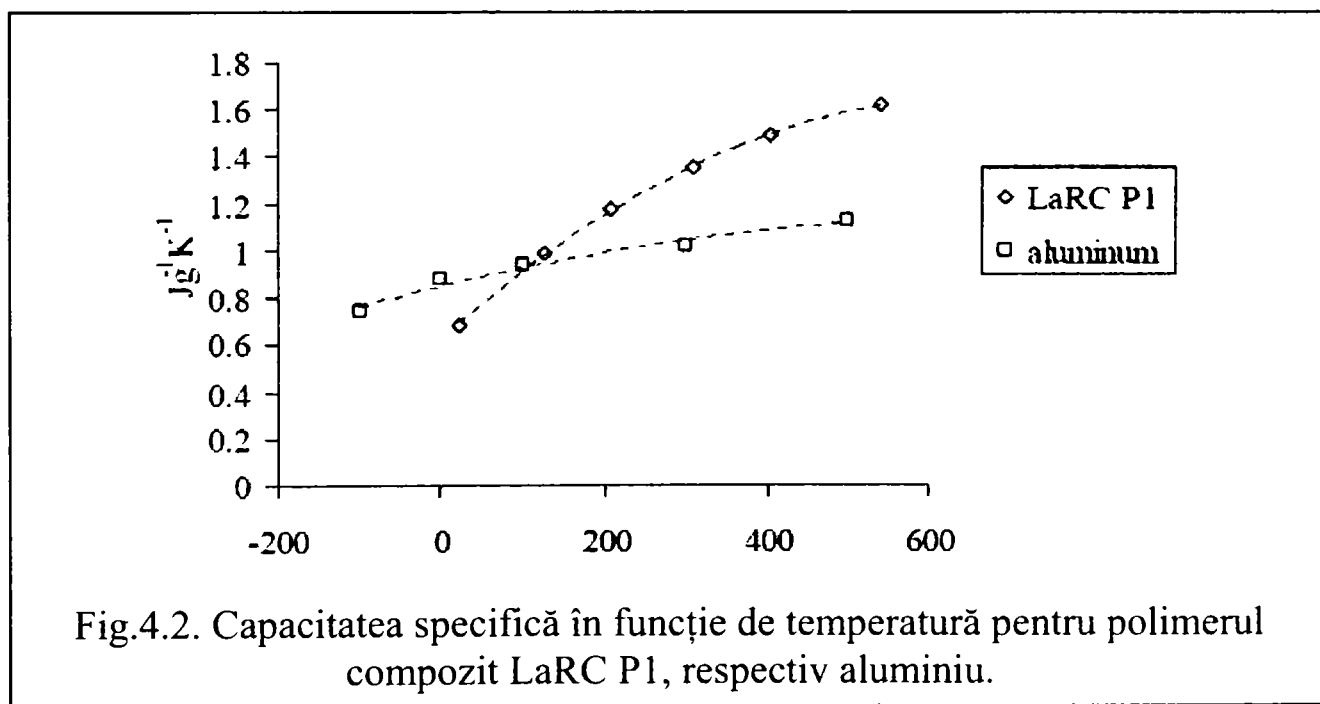
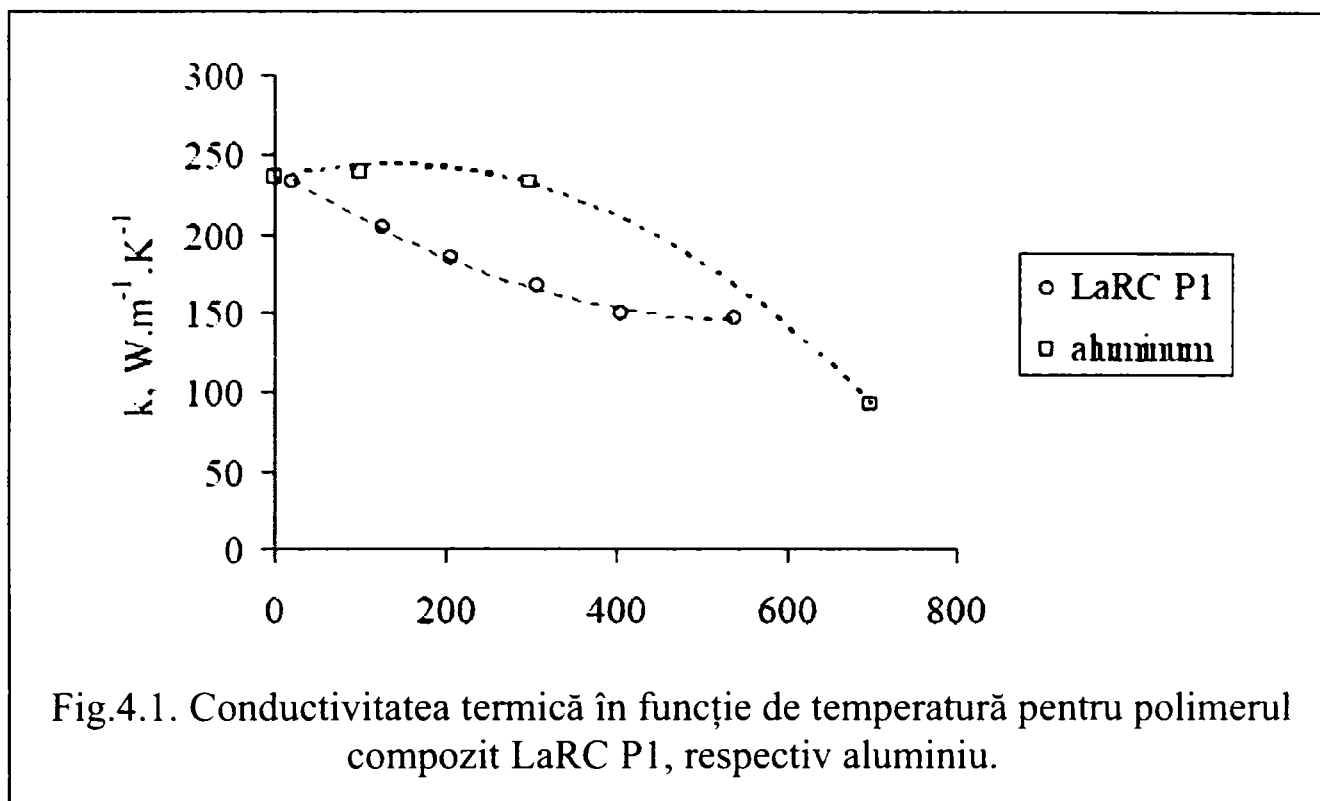
Se știe că de regulă materialele cu o bună conductivitate termică sunt metalele (făcând excepție diamantul care prezintă cea mai bună conductivitate termică), astfel cuprul și aluminiu sunt cele mai des utilizate la construcția suprafețelor sau elementelor cu rol de conductor termic. Dezvoltarea și miniaturizarea continuă a tehnicii și în special a industriei electronice impune o nouă tendință pe lângă performanțele electrice: aceea de a reduce volumul și greutatea elementelor începând de la capsulele circuitelor integrate până la elementele de disipare a căldurii și a carcaselor aparatelor [60].

Există însă situații când din diferite motive (de regulă electrice: multitudinea de interconexiuni sau căderi de tensiune pe traseele lungi), elementele care disipă căldură nu beneficiază de condiții optime de amplasare respectiv ventilare. Variantele de răcire utilizate în astfel de situații necesită o tehnică de răcire activă bazată pe ventilație forțată [33] sau o instalație de refrigerare, așa cum s-a arătat în capitolul 1. Tehnicile de răcire activă pot crește considerabil costurile în anumite situații. Pentru a eficientiza tehnicile de răcire pasive se utilizează materiale compozite avansate la realizarea monturilor sau suprafețelor de răcire [67], [59], [99]. Aceste materiale compozite sunt realizate din polimeri având inserați diferiți compuși - uzual carbon pentru a crește conductivitatea termică [99], [73]. Așa cum am arătat în [59], se obțin materiale cu o conductivitate termică asemănătoare aluminiului însă la o greutate și un volum mai redus. Unele din aceste materiale avansate prezintă proprietăți de ghidare a căldurii prin conducția crescută doar pe două direcții (în plan), facilitând evacuarea căldurii la distanță fără a încălzi componentele alăturate și evitând astfel necesitatea unei răcirii de tip activ.

Am analizat în acest sens un polimer superconductiv termic de tipul LaRC P1 (K321 2k AR Pitch Densified Material) în care fibra de carbon este produsă de Mitsubishi Kasei's iar matricea AR de Mitsubishi Gas Chemical. S-au folosit datele experimentale furnizate într-un raport NASA [67]. Pentru a evidenția proprietățile termice ale acestui material utilizat ca element termoconductiv, am realizat o comparație cu aluminiul - des utilizat în electronică în construcția radiatoarelor de răcire. Un aspect de care trebuie ținut cont la aceste materiale avansate este neliniaritatea parametrilor în funcție de temperatură. Folosirea unor valori constante pentru modelarea rezistenței și capacității termice ar duce la erori în proiectarea sau estimarea temperaturilor în lanțul termic. Efectele pot fi de supra/subdimensionare a radiatorului în etapa de proiectare, sau de sub/supraestimare a temperaturii joncțiunilor.

În prima etapă s-au extras coeficienții ecuațiilor de ordinul 2 ale curbelor ce interpolatează cu o eroare minimă datele experimentale pentru conductivitățile termice  $\kappa_{Al}$ ,  $\kappa_{polimer}$  și capacitățile specifice  $C_{p-Al}$ ,  $C_{p-polimer}$  ale polimerului superconductiv termic, folosind datele din [94], respectiv raportul NASA [67].

Figura 4.1 și figura 4.2 ilustrează grafic datele experimentale pentru conductivitățile termice respectiv pentru capacitățile specifice.



În a doua etapă s-au determinat dependențele de temperatură ale rezistențelor termice în funcție de conductivitățile termice  $\kappa_{Al}$ ,  $\kappa_{polimer}$ , și capacitățile specifice  $c_{p-Al}$ ,  $c_{p-polimer}$  anterior determinate, considerând și dimensiunile fizice:  $\rho_{Al}$ ,  $\rho_{polimer}$  [ $g/cm^3$ ] – densitățile volumetrice, respectiv  $A[mm^2]$  – ariile și  $\Delta x [mm]$  – lungimile echivalente ale unui paralelipiped ce reprezintă traseul termic echivalent al radiatoarelor folosind cele două materiale.

S-a considerat că sursa de căldură se află într-o capsulă de tipul TO220, des utilizată de componentele electronice și de regulatoarele de tensiune integrate.

Această capsulă se caracterizează de regulă prin rezistența termică între joncțiune și capsulă  $R_{thjc}=2.5$  [K/W], și capacitățile termice ale joncțiunii și ale capsulei  $C_{thj}=0.01$  [J/K] respectiv  $C_{thc}=0.54$  [J/K] [108]. Rezistența termică între capsulă și radiator incluzând izolația s-a considerat având  $R_{thcir}=0.5$  [K/W].

Reprezentarea fizică a căilor termice de la joncțiuni spre radiator și mediul ambiant respectiv circuitul electric echivalent folosind elemente de circuit concentrate este prezentată în figura 4.3.

#### 4.1.1. Comparație între modelarea neliniară unitară și modelarea folosind elemente constante

Pentru a arăta diferențele de comportament termic respectiv erorile de estimare a temperaturii joncțiunilor, s-au analizat situațiile cu radiatorul realizat din aluminiu sau din polimer atât pentru cazul clasic ce folosește o modelare cu valori constante cât și pentru cazul ce propune o modelare ce reflectă dependența neliniară a parametrilor termici ai radiatorului.

Coeficienții interpolării polinomiale de ordinul 2 ai conductivității termice și capacității specifice din figurile 4.1 și 4.2 sunt prezentați în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1. Coeficienții interpolării polinomiale de ordinul 2 ai conductivității termice și ai capacității specifice, pentru dependența de temperatură în cazul compozitului LaRC P1, respectiv aluminiului.

Material	Coeficienții conductivității termice $\kappa$ [W/m K]			Coeficienții capacității specifice $c_p$ [J/g K]		
	$a$	$b$	$c$	$e$	$f$	$g$
K321 2k AR	+0.0003	-0.3451	+241.9	$-2 \times 10^{-6}$	+0.0031	+0.6259
Aluminiu	-0.0003	+0.0650	+236.0	$-2 \times 10^{-6}$	+0.0010	+0.8649

Întrucât materialele prezintă inerții diferite la propagarea căldurii, pentru un studiu cât mai relevant s-a studiat un regim tranzitoriu în care joncțiunile din capsulă aflate la temperatura camerei trec de la o putere disipată nulă la disiparea unei puteri de 20W. Pentru a exclude factorul de formă al radiatorului s-a considerat secțiunea echivalentă a traseului termic  $A=1$ [cm<sup>2</sup>] și lungimea traseului echivalent prin radiator  $\Delta x= 100$ [mm].

Impedanța termică a radiatorului este reprezentată de rezistența și capacitatea termică:

$$R_{thr}(t_r) = \frac{\Delta x}{\kappa(t_r)A} \quad (4.1)$$

$$C_{thr}(t_r) = m \cdot c_p(t_r) \quad (4.2)$$

unde  $\kappa(t)$  [W/mK] – este conductivitatea termică la temperatura  $t_r$ ,  $c_p(t_r)$  [J/gK] – este căldura specifică la temperatura  $t_r$ , și  $m$ [kg] – este masa radiatorului.

Pentru a putea analiza prin simulare circuitul termic echivalent în cazul dependenței neliniare de temperatură a rezistenței termice  $R_{thr}$  și a capacității termice  $C_{thr}$  ale radiatorului, s-a folosit schema din figura 4.4.

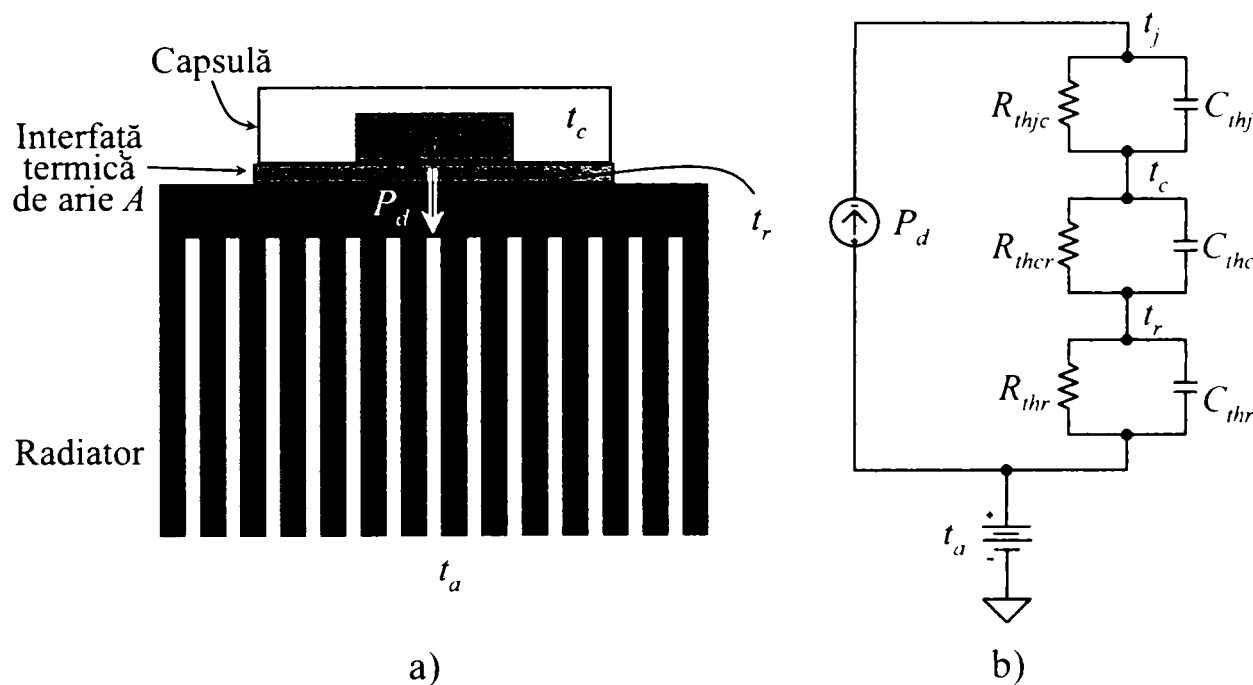


Fig. 4.3. a) traseul termic și b) schema electrică echivalentă folosind elemente de circuit concentrate

Pentru a implementa rezistența neliniară ca funcție de temperatură am utilizat o sursă de curent controlată în tensiune printr-o expresie polinomială, având ieșirile conectate în paralel cu intrările sale. Expresia polinomială folosită pentru modelarea  $R_{thr}$  este cea din ecuația:

$$EXPR = \frac{A}{\Delta x} (V(\%IN+, \%IN-)) \cdot (a \cdot V(\%IN+, \%IN-)^2 + b \cdot V(\%IN+, \%IN-) + c) \quad (4.3)$$

unde  $a$ ,  $b$ ,  $c$  – sunt coeficienții interpolării polinomiale de ordinul doi prezentați în tabelul 1,  $\Delta x$ ,  $A$  – sunt lungimea respectiv secțiunea echivalentă a traseului termic,  $V(\%IN+, \%IN-)$  – este tensiunea ce reprezintă diferența de temperatură între extremitățile traseului căldurii prin radiatorul de răcire.

În aceeași manieră ca și pentru rezistența termică s-a implementat neliniaritatea capacității termice cu temperatura. Plecând de la ecuația curentului printr-o capacitate:

$$I = C(V) \frac{dV}{dT}, \quad (4.4)$$

se ajunge la expresia polinomială folosită de sursa de curent comandată în tensiune:

$$EXPR = \Delta x \cdot A \cdot \rho_0 \cdot (e \cdot V(\%IN+, \%IN-) + f \cdot V(\%IN+, \%IN-) + g) \cdot DDT(V(\%IN+, \%IN-)) \quad (4.5)$$

unde  $\rho_0$  este densitatea volumetrică a materialului,  $e, f, g$  – coeficienții interpolării polinomiale de ordinul 2 ai capacității specifice, iar  $DDT$  – funcția ce implementează derivata în raport cu timpul în mediul de simulare Spice.

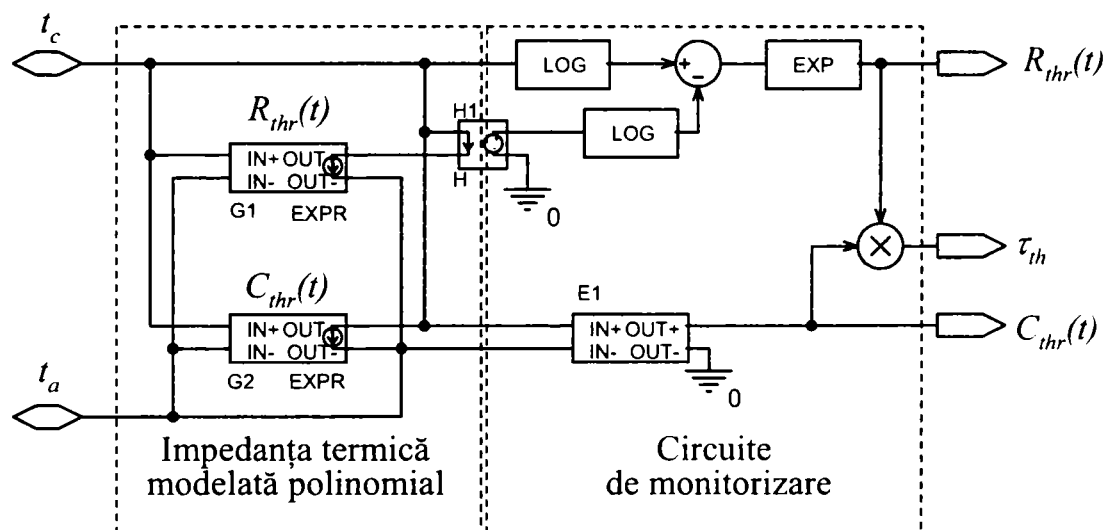


Fig. 4.4. Circuit pentru modelarea polinomială a neliniarităților  $R_{thr}$  și  $C_{thr}$  în raport cu temperatura

Opțional pot fi utilizate circuitele auxiliare pentru a indica valoarea  $R_{thr}$  și  $C_{thr}$  și a constantei termice de timp  $\tau_{thr}$ , în funcție de temperatura instantanee a modelului. Pentru  $A=1[\text{cm}^2]$ ,  $\Delta x=100[\text{mm}]$ , în figura 4.5 se prezintă dependența rezistenței și capacității termice în funcție de temperatură pentru polimerul compozit analizat. Coeficienții de temperatură de ordinul 2 ai acestora au fost prezentați în tabelul 4.1.

Se observă că modelul poate fi ușor adaptat oricărui material dacă se dețin datele experimentale pentru conductivitatea termică și capacitatea specifică,

întrucât parametrii care reprezintă dimensiunile fizice pot fi controlați separat de parametrii care caracterizează proprietățile materialului utilizat.

Pentru dimensiunile fizice descrise anterior, analiza care evidențiază cel mai bine neliniaritățile cu temperatura ale mărimilor  $R_{thr}$  și  $C_{thr}$ , este răspunsul în regim tranzitoriu. Se folosește așadar un semnal treaptă de putere cu un salt de la 0W la 20W pentru puterea disipată de joncțiuni. Răspunsul tranzitoriu al temperaturii joncțiunilor obținut prin simulare este prezentat în figura 4.6.

Erorile în estimarea prin simulare a temperaturii joncțiunilor pentru aluminiu sau polimerul superconductiv, folosind modelarea  $R_{thr}$  și  $C_{thr}$  cu elemente de valori constante sau neliniare se pot observa în figura 4.7.

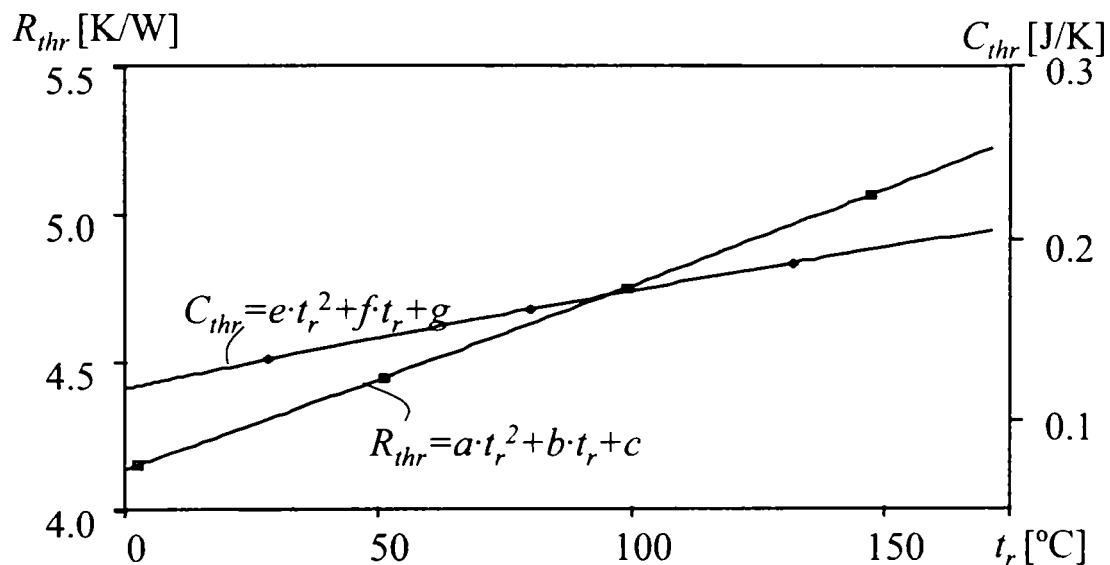


Fig.4.5. Dependenta de temperatură a  $R_{thr}$  și  $C_{thr}$  pentru un radiator din polimer compozit,  $A=1\text{cm}^2$ ,  $\Delta x=100\text{mm}$

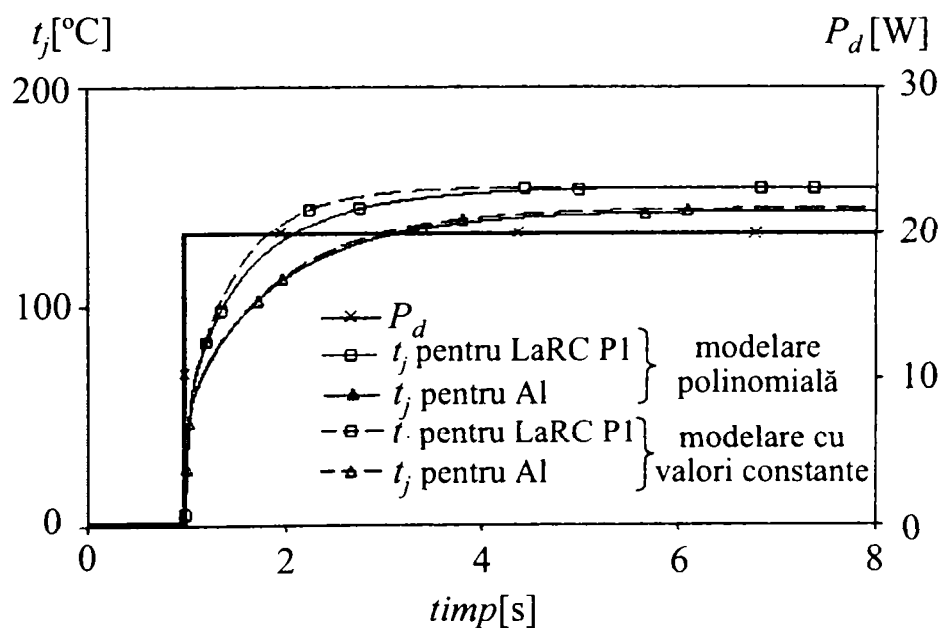


Fig.4.6. Evoluția temperaturilor joncțiunilor la un semnal treaptă de putere disipată.

Pentru aluminiu nu se sesizează diferențe mari, ceea ce justifică folosirea de valori constante pentru modelarea mărimilor termice, în schimb pentru polimer, modelul neliniar arată că în realitate temperatura joncțiunilor poate fi mai mică cu  $7.81^{\circ}\text{C}$  decât o arată modelarea cu valori constante în condițiile simulate.

Aceasta se datorează unei neliniarități mai pronunțate cu temperatura a parametrilor radiatoarelor (monturilor) realizate din materiale compozite avansate.

Un aspect cărui i se acordă o importanță tot mai mare din cauza densității de putere disipată pe unitatea de arie este viteza cu care se poate elimina căldura din joncțiuni [33]. Pentru exemplul analizat s-au trasat în figura 4.8. evoluțiile constantelor de timp pentru cele două materiale.

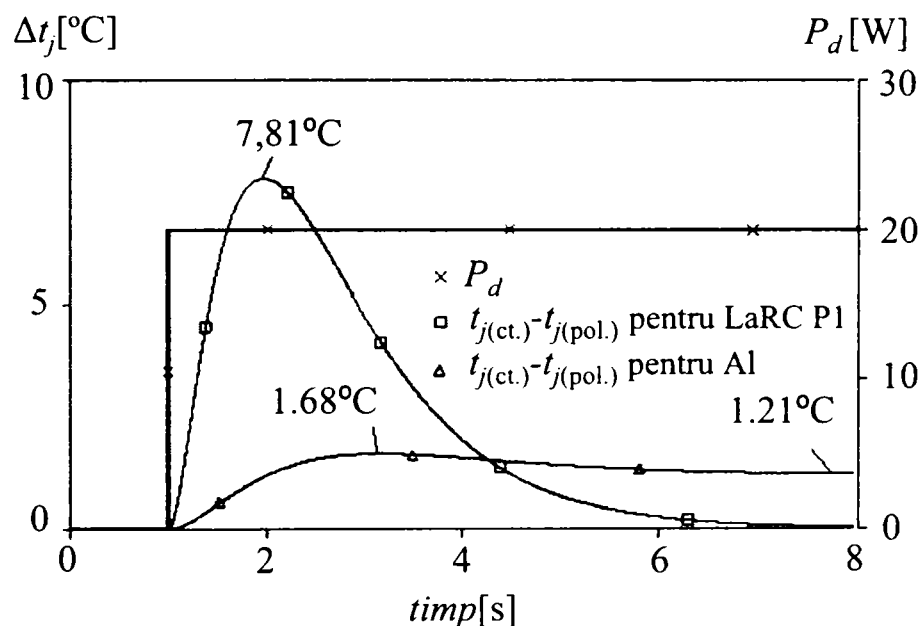


Fig. 4.7. Erorile de estimare a temperaturii joncțiunilor la modelarea cu elemente constante față de modelarea polinomială a impedanțelor termice

Se remarcă aproape o dublare a constantei de timp a materialului compozit în cazul creșterii temperaturii, pe când la aluminiu aceasta suferă o creștere slabă. Acest lucru semnifică o creștere a inerției materialelor compozite la temperaturi mai mari.

Deși aparent acest lucru este un dezavantaj, analizând valoarea absolută a constantei de timp a polimerului compozit comparativ cu cea a aluminiului, putem spune că evacuarea căldurii este mai rapidă în cazul polimerului, indiferent de temperatură, fiind însă mult mai eficientă (aproape de două ori) la temperaturi joase.



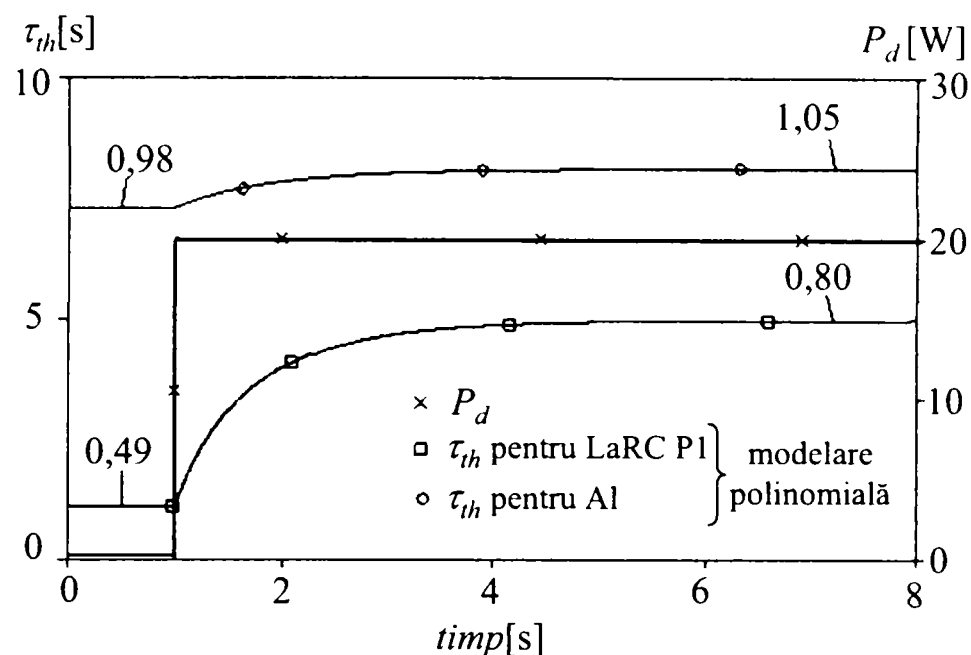


Fig. 4.8. Evoluția constantei de timp pentru aluminiu respectiv polimer, la aplicarea unui semnal treaptă de putere

#### 4.1.2. Modelarea neliniară folosind subdiviziuni

Deși modelarea neliniară propusă anterior aduce o serie de avantaje în estimarea temperaturilor joncțiunii, gradientul de temperatură ce apare de-a lungul traseului termic face ca erorile de estimare a temperaturii să fie încă destul de mari.

Gradientul de temperatură în suprafața de răcire face ca în realitate doar extremitatea dinspre sursa de căldură să aibă temperatura folosită de model, în rest temperatura fiind mai mică. Aceasta face ca modelul propus în paragraful precedent să estimeze valori mai mari decât în realitate pentru rezistența și capacitatea termică, adică subestimează valoarea temperaturii joncțiunilor.

Împărțirea suprafeței de răcire în subdiviziuni și folosirea de către acestea a modelului neliniar propus este de fapt o implementare a modelării cu diferențe finite așa cum am indicat în [59], [54]. Cu cât suprafața e împărțită în mai multe subdiviziuni cu atât teoretic modelarea este mai precisă. Totuși apare problema erorilor de modelare a subdiviziunii care va duce la o eroare totală destul de mare, fiind proporțională cu numărul de subdiviziuni parcurse de căldură. Scopul modelării cu diferențe finite este de regulă acela de a cunoaște temperatura în cât mai multe puncte ale suprafeței de răcire, fapt evidențiat grafic de regulă prin reprezentarea în culori a zonelor izotermice.

Nu se dorește o abordare de mare acuratețe din acest punct de vedere, întrucât ar însemna evidențierea propagării căldurii folosind calcule masive. Se dorește a se arăta doar că o modelare a subdiviziunilor, folosind modelului

neliniar propus anterior, pune în evidență față de modelarea neliniară unitară o rezistență și o capacitate termică echivalentă diferită din motive legate de gradientul de temperatură ce se formează în suprafața de răcire.

A fost analizat transferului termic în cazul utilizării unei suprafețe de răcire modelate unitar cu modelul neliniar propus comparativ cu modelarea neliniară a subdiviziunilor. Întrucât gradientul de temperatură se formează cu precădere de-a lungul traseului termic am realizat divizarea în  $n$  subdiviziuni a lungimii traseului termic echivalent.

Simulând răspunsul tranzitoriu al circuitului termic la un semnalul treaptă al puterii disipate cu un salt de la 0W la 20W, și urmărind variațiile temperaturii joncțiunilor se obține graficul din figura 4.9. Se observă că există un număr de diviziuni peste care se poate spune că modelul converge spre situația reală cu o precizie satisfăcătoare.

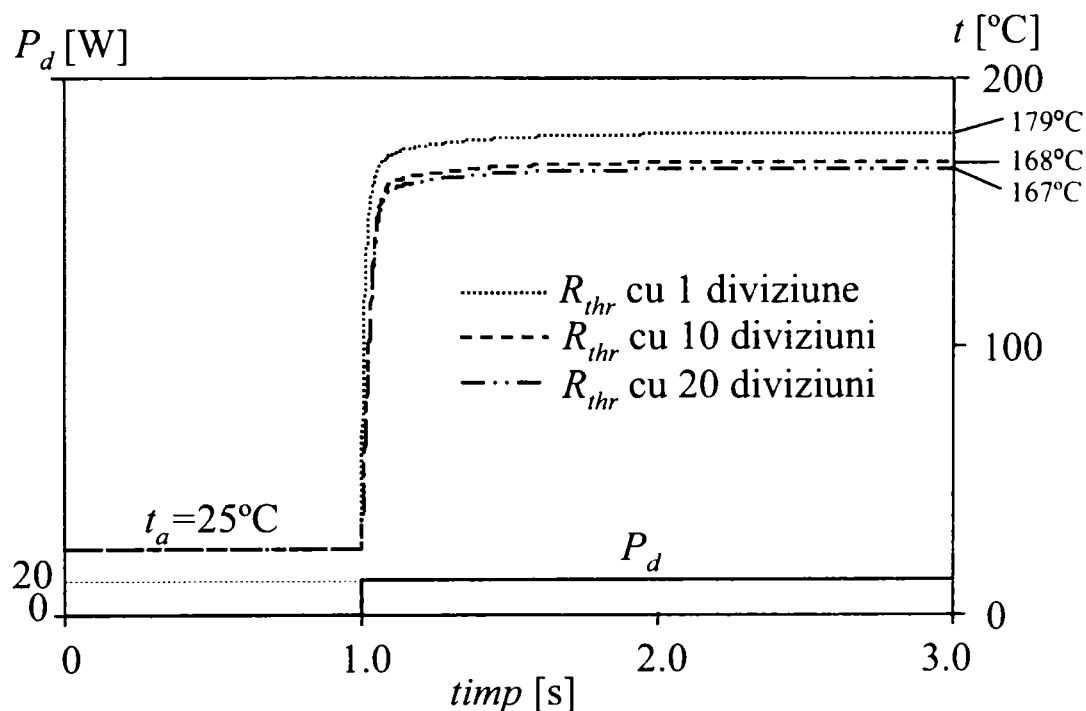


Fig. 4.9. Temperatura joncțiunilor în răspunsul tranzitoriu, pentru diferite nivele de subdivizare a radiatorului modelat polinomial

Rezultatele demonstrează că folosirea modelului neliniar la modelarea cu diferențe finite reduce erorile provenite din gradientul de temperatură ce afectează în mod diferit conductivitatea termică a suprafeței de răcire. Pentru exemplul studiat, folosind modelarea cu subdiviziuni se estimează o temperatură a joncțiunilor cu aproximativ 10 grade mai mică decât în cazul modelării unitare.

Volumul de calcule relativ redus va permite implementarea de simulări cu modele electrotermice [3], putându-se evalua funcționarea electrică în contextul modelării circuitului termic de răcire cu elemente electrice [51], [85].

Analiza propusă, ce folosește modelarea neliniară a unui număr mic dar suficient de mare de subdiviziuni, reduce substanțial erorile de estimare a temperaturii, ducând în același timp la un volum de calcule moderat față de programele de tip CFD (Computational Fluid Dynamics) [103].

Soluțiile propuse de analiză termică folosind metodele de modelare neliniară sunt o alternativă la programele de tip CFD. Deși mai precise, acestea din urmă au dezavantajul că necesită detalii fizice și geometrice detaliate ale componentelor și folosesc un volum mare de calcule, făcându-le atractive doar în etapa finală a unui produs sau atunci când costurile implicate sunt mari.

Cunoașterea cu precizie a comportării termice este de asemenea foarte utilă, prevenind supra sau subdimensionarea elementelor. În acest sens trebuie să se țină cont de dependența neliniară a rezistenței termice în cazul materialelor compozite avansate ce se folosesc pentru o disipare eficientă a căldurii [59], [58].

S-a constatat că pentru elementele de răcire realizate din polimeri superconductivi termic, este necesară folosirea pentru  $R_{th}$  și  $C_{th}$  a modelelor ce reflectă neliniaritatea cu temperatura a conductivității termice și a capacității specifice, acest fapt ducând la reducerea erorilor ce apar în estimarea temperaturii joncțiunilor în special în regimurile tranzitorii. În cazul folosirii aluminiului în traseele termice, erorile cauzate de neliniaritățile cu temperatura nu sunt semnificative și se pot utiliza pentru analize valori constante ale parametrilor termici, așa cum de altfel s-a procedat până în prezent.

Din simulările folosind aceste modele neliniare a rezultat de asemenea că elementele de răcire realizate din polimeri superconductivi termic prezintă avantaje comparativ cu cele din aluminiu din următoarele motive:

- o figură de merit (F.M.) mai bună prin greutatea mai redusă;
- un răspuns tranzitoriu mai bun datorat difuzivității termice mai bune (o constantă termică de timp mai mică) ceea ce va duce la o evacuare mai rapidă a căldurii.

Aceste avantaje, adăugate la prelucrarea relativ simplă la forma dorită, vor permite în viitor înlocuirea radiatoarelor metalice cu cele realizate din polimeri superconductivi termic. Utilizarea acestora este deja răspândită în realizarea monturilor pentru procesoare, unde densitatea de putere mare necesită o evacuare cât mai eficientă a căldurii [33]. Întrucât majoritatea descoperirilor tehnologice utilizate în tehnica spațială ajung a fi utilizate după un timp și în produsele de larg consum, am anticipat utilizarea polimerilor superconductivi termic la răcirea tuturor circuitelor electronice, inclusiv a reguletoarelor de tensiune liniare, care își au un loc bine stabilit în alimentarea circuitelor electronice.

## 4.2. Modelarea deplasării ariei sigure de funcționare cu temperatura

Întrucât parametrii electrici ai circuitelor electronice prezintă o dependență mai mare sau mai mică de temperatură, în simulare, pentru a reda acest lucru majoritatea parametrilor au alocați coeficienți de temperatură de ordinul unu sau doi. Deși acești parametri pot reda cu o acuratețe suficient de bună funcționarea la diferite temperaturi, programele de simulare permit doar impunerea unei temperaturi comune tuturor componentelor, care va rămâne neschimbată pe durata unei analize cu excepția celei cu temperatura. Analiza cu temperatura poate arăta funcționarea la diferite temperaturi, însă persistă același dezavantaj că toate componentele se consideră ca fiind la aceeași temperatură. În realitate, temperatura componentelor poate fi identică eventual la momentul punerii în funcție a circuitului, după care disiparea de putere va duce la încălzirea în mod diferit a componentelor. Acest lucru poate fi captat în simulare de modele electrotermice care permit modelarea autoîncălzirii respectiv a încălzirii de la componentele învecinate [31]. Aceste modele electrotermice, deși reflectă mult mai bine situația reală, cresc complexitatea calculelor și durata de simulare a unui circuit, putând exista chiar probleme de convergență a calculelor.

Din dorința de a modela totuși efectele modificării temperaturii din cauze electrice, fără a crește însă complexitatea simulărilor, s-a considerat pentru reglatoarele de tensiune liniare ca utilă implementarea în timp real a dependenței de temperatură doar a mărimilor limită, nu și a celor ce țin de funcționarea propriuzisă.

Pentru a asigura o fiabilitate crescută, proiectarea circuitelor electronice se face astfel încât acestea să se situeze în aria sigură de funcționare SOA în orice condiții electrice sau termice. În cazul reglatoarelor integrate de tensiune marginea SOA indică totalitatea punctelor statice de funcționare caracterizate de mărimile electrice peste care circuitul este în pericol de a se distruge ireversibil [20], [68]. Aceste mărimi descrise în capitolul 1 sunt  $I_{smax}$ ,  $\Delta V_{iemax}$ ,  $P_{dmax}$ .

Porțiunea marginii SOA descrisă de puterea maximă disipată de regulator în anumite condiții de răcire, este determinată de un circuit de limitare termică, care peste o anumită temperatură duce la limitarea curentului prin elementul de reglare serie. Pentru o limitare termică fermă și precisă, acest traductor de temperatură trebuie amplasat cât mai aproape de joncțiunile ERS. La unele reglatoare este implementată și modificarea curentului  $I_{smax}$  în funcție de temperatura joncțiunilor. Se previne astfel suprasolicitarea termică a joncțiunilor ce poate să apară la regimuri de putere disipată mare și/sau temperaturi mai ridicate ale mediului ambiant.

Din aceste motive se furnizează în foile de catalog ariile sigure de funcționare pentru câteva valori ale temperaturii joncțiunii, trasate în cazul unui radiator de răcire infinit de mare. Uneori este precizată și SOA fără radiator.

La proiectarea traseului termic și a suprafeței de răcire trebuie să se țină cont de aria sigură de funcționare a regulatorului. Extinderea acesteia prin folosirea unui radiator este limitată de rezistențele termice între jonctiune și radiator [20].

Curentul prin regulator și căderea de tensiune între intrarea și ieșirea acestuia vor duce la o disipare de putere care va ridica temperatura jonctiunilor peste cea a mediului ambiant cu o valoare proporțională cu disiparea de putere și cu rezistența termică echivalentă între jonctiuni și mediul ambiant.

Trasarea experimentală a curbei ce delimitează aria SOA presupune menținerea constantă a temperaturii capsulei. Acest lucru se poate obține teoretic doar folosind radiatoare cu dimensiuni infinite de mari. Pe lângă acest inconvenient, în cazul unui proces de serie, timpul și costurile alocate unei componente aferente montării pe un radiator ar duce la o creștere exagerată a prețului componentei.

Având în vedere faptul că disiparea de putere este un proces tranzitoriu cauzat de inerția termică a diferitelor componente din calea termică, am propus o soluție care evită folosirea unui radiator în determinarea ariei SOA, delimitată de protecțiile regulatorului la o temperatură constantă. Aceasta are ca principiu măsurarea curentului de ieșire al regulatorului la diferite căderi de tensiune  $\Delta V_{ie}$  între intrare și ieșire într-un timp suficient de scurt, care nu va duce la variația semnificativă a temperaturii jonctiunilor.

Dacă se dorește trasarea caracteristicilor la diferite temperaturi, se va crește corespunzător timpul măsurătorii în raport cu intervalul dintre două măsurări succesive. Puterea disipată în timpul măsurării este cea care va stabili temperatura medie a jonctiunii în timpul determinării [14]. Întrucât căldura degajată de jonctiuni în timpul unei măsurători este o funcție de curentul de limitare, de căderea de tensiune între intrare și ieșire și timpul în care se aplică stimulii pentru o măsurare, pentru a se obține o putere disipată constantă și deci o temperatură constantă pentru măsurătorile la diferite căderi de tensiune între intrare și ieșire, timpul este singura variabilă ce poate fi controlată. Controlul acestui timp se va face și în funcție de temperatura mediului ambiant, rezistența termică  $R_{thja}$  și capacitatea termică  $C_{thja}$  între jonctiune și mediul ambiant. Această metodă de trasare a ariei sigure de funcționare este echivalentă cu folosirea unui radiator termostatat (sau infinite de mare) la o anumită temperatură.

Modelele utilizate la simularea reguletoarelor de tensiune integrate au implementată dependența anumitor mărimi în funcție de temperatură, însă nu țin cont de disiparea de putere a regulatorului care va schimba temperatura de funcționare a acestuia [22], [43]. Pentru a obține un rezultat corect, ar fi necesare mai multe iterații. În fiecare iterație, temperatura la care se face simularea ar trebui dedusă din iterația anterioară în care pe baza puterii disipate și a

condițiilor de răcire se determină creșterea temperaturii joncțiunilor regulatorului.

Deși în 3-4 iterații s-ar putea estima temperatura joncțiunilor cu o precizie satisfăcătoare, metoda prezintă câteva dezavantaje importante:

- necesitatea evaluării manuale a creșterii temperaturii la fiecare iterație;
- temperatura celorlalte componente din schema va fi cea stabilită pe baza temperaturii regulatorului;
- nu reflectă variațiile de temperatură în timp, fiind adecvată doar pentru regimuri statice;

Pentru eliminarea acestor dezavantaje **am propus o soluție care estimează în timp real creșterea temperaturii joncțiunilor pe baza stimulilor electrici și a condițiilor de răcire**. Generarea unui semnal electric care indică supracreșterea temperaturii joncțiunii față de temperatura la care se rulează simularea este una din căile de a obține un model electrotermic al reguletoarelor de tensiune [3].

Așa cum am argumentat anterior, pentru a nu crește complexitatea simulării, se va implementa doar pentru valorile limită efectul supracreșterii temperaturii din cauza puterii disipate. Pentru simplitate și pentru a putea fi ușor activat sau dezactivat acest mod de simulare, în loc să se implementeze modificarea individuală a parametrilor funcție de creșterea temperaturii ca efect al autoîncălzirii se va folosi o corecție globală a ariei sigure de funcționare. Creșterea temperaturii are ca efect deplasarea marginii SOA în sensul reducerii suprafeței, prin limitarea curentului la valori mai scăzute. Acest lucru este echivalent cu adăugarea unui curent prin ERS al regulatorului peste cel absorbit de sarcină care-l va face să limiteze la un curent mai mic la aceeași temperatură [56].

Așadar soluția de a implementa supracreșterea temperaturii regulatorului este de a trece un curent suplimentar prin ERS al regulatorului care are o valoare cu atât mai mare cu cât se dorește implementarea unei supracreșteri mai mari a temperaturii regulatorului. Sursa de curent prin care se corectează caracteristica regulatorului la supracreșterea temperaturii este conectată ca în figura 4.10.

Se observă că valoarea curentului de corecție nu va afecta funcționarea circuitelor anexe regulatorului, întrucât prin modul de conectare va crește strict curentul prin elementul de reglare serie al regulatorului față valoarea reală.

Acest curent de corecție este nul dacă nu există o putere disipată care să ducă la o supracreștere a temperaturii. El va avea o valoare proporțională cu creșterea temperaturii joncțiunii estimată folosind o schemă termică echivalentă cu elemente de circuit electrice concentrate. Dacă se dorește implementarea acestei corecții a caracteristicii SOA atât pentru simulările în regim static cât și în cele de regim tranzitoriu, se va utiliza un circuit termic echivalent ce poate reda și evoluția termică tranzitorie, adică va fi necesar ca acesta să conțină și capacitățile termice ale căii de răcire.

Corecția marginii SOA în timp real a reguletoarelor permite o analiză mai precisă a acestora în diferite configurații de interconectare prezentate în capitolele anterioare. Orice asimetrie în distribuția puterii disipate între reguletoare interconectate va duce la temperaturi diferite ale joncțiunilor acestora, care au drept cauză nu doar distribuția diferită a puterii disipate ci și intrarea în limitare în mod diferit din motive termice. O simulare în care temperatura reguletoarelor ar fi identică și constantă nu ar reflecta efectele distribuției inegale a puterii. Așadar implementarea acestei corecții permite analiza corectă și eficientă a reguletoarelor interconectate.

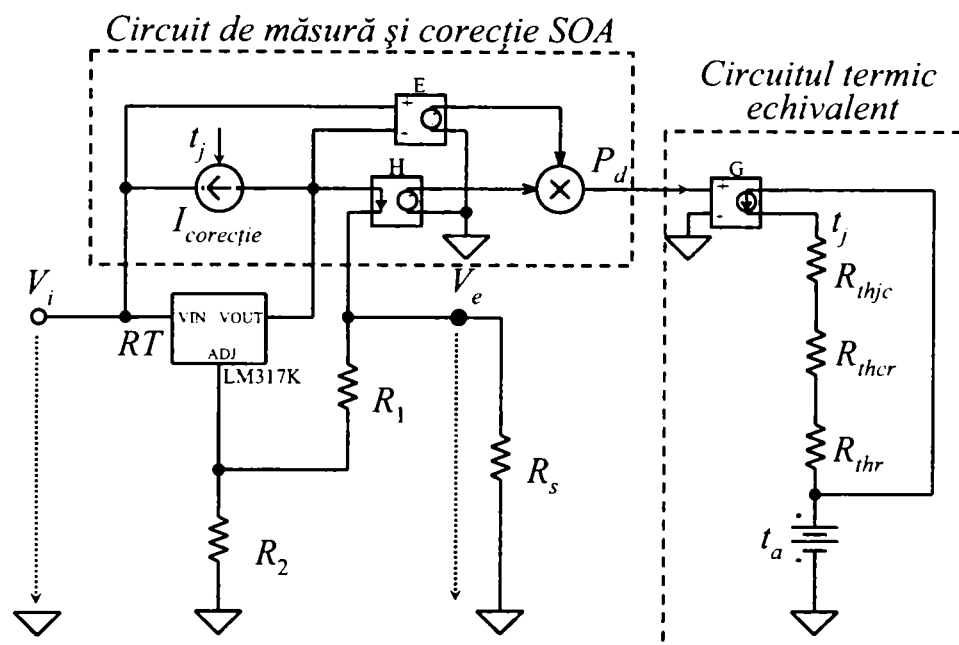


Fig. 4.10. Modelarea deplasării marginii SOA în funcție de puterea disipată și condițiile de răcire, folosind un curent de corecție

Într-o simulare la o anumită temperatură, stimulii electrici – curentul prin regulator și căderea de tensiune între intrare și ieșire vor duce la o disipare de putere care în practică ar ridica proporțional temperatura joncțiunii peste temperatura mediului ambiant, schimbând și temperatura capsulei cu o întârziere dependentă de condițiile de răcire. Întrucât marginea SOA se determină experimental astfel încât temperatura capsulei să fie constantă indiferent de stimulii electrici, folosirea acestuia în simulare va duce la o supraestimare a capacității regulatorului de a disipa puterea.

Cel mai sugestiv exemplu în acest sens este simularea menită să arate marginea SOA, când ieșirea regulatorului este ținută în scurtcircuit iar tensiunea de intrare este cea modificată. Puterea disipată de regulator în acest caz variază așa cum se vede în figura 4.11, și în mod normal și temperatura joncțiunilor ar avea o supracreștere proporțională cu aceasta și dependentă de condițiile de răcire.

Este evident așadar, că simulările ce folosesc o temperatură constantă și nu pot modifica independent parametrii electrici în orice moment al simulării în

funcție de supracreșterea temperaturii cauzată de disiparea de putere, nu reflectă cu acuratețe funcționarea circuitelor.

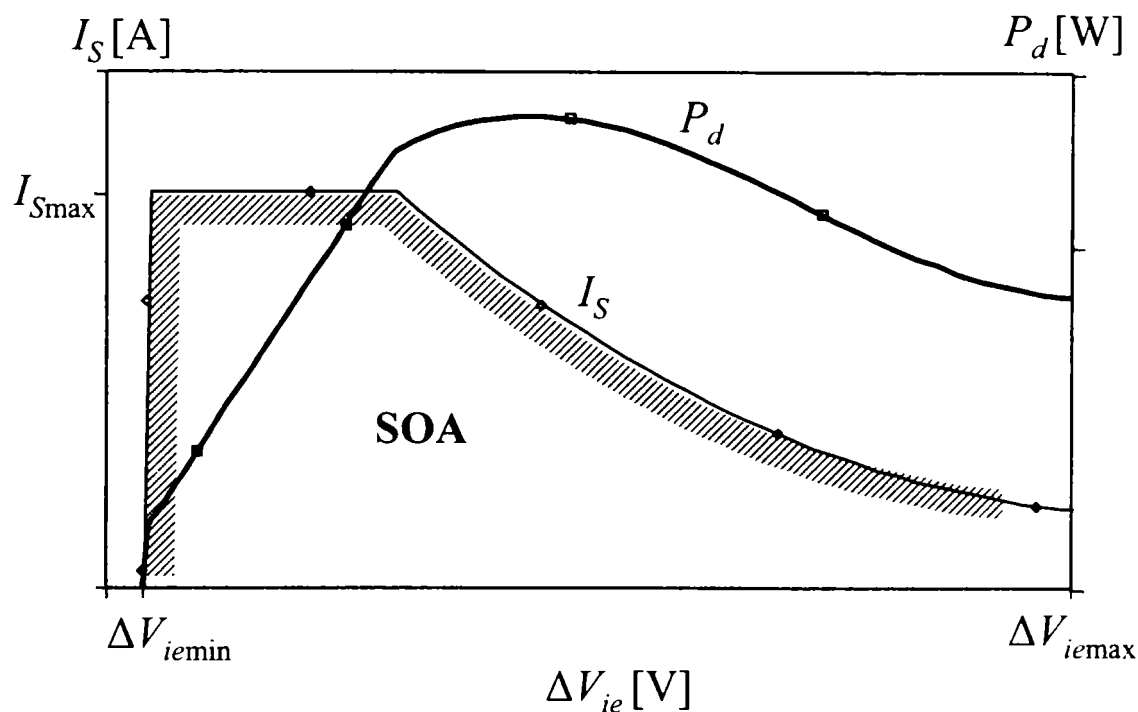


Fig. 4.11. Puterea disipată de regulator la trasarea marginii SOA cu ieșirea regulatorului în scurt circuit

Plecând de la observația făcută anterior, precizăm că la ridicarea manuală sau automată a caracteristicii SOA pentru un regulator trebuie să se țină cont de modificarea temperaturii în funcție de stimulii electrici. Metodele de ridicare a SOA propuse în [20] vor duce la obținerea unor caracteristici particulare condițiilor de răcire asigurate care vor fi utile doar pentru cazul particular analizat. Exact acest lucru se dorește prin implementarea unui curent de corecție pentru deplasarea SOA în timp real.

Trasarea marginii SOA statice prin scurtcircuitarea ieșirii regulatorului și modificarea tensiunii de intrare reprezintă de fapt o caracteristică deplasată, obținută din punctele mai multor caracteristici cu temperaturi diferite, așa cum se ilustrează în figura 4.12.

Prin folosirea unui circuit de răcire modelat și pentru regimul tranzitoriu (cu impedanțe nu doar rezistențe termice) se obține marginea SOA de regim tranzitoriu, care de regulă nu este disponibilă în cataloage, ea depinzând de inerția termică în anumite condiții de răcire.



Deși în modelul Spice al reguletoarelor se permite definirea unor mărimi limită care sunt utilizate pentru verificare în analiza Smoke, soluția propusă oferă avantajul că depășirea valorii limită a temperaturii joncțiunii se poate detecta la orice moment de timp. Analiza Smoke poate indica doar măsura în care a fost depășită această valoare limită, fără a putea preciza intervalul de timp în care s-a întâmplat acest lucru.

Cunoscând constanta termică de timp a regulatorului fără radiator se poate trasa rapid caracteristica SOA corectă, fără a fi necesară montarea pe un radiator.

- Se evită astfel stresul mecanic și necesitatea termostatării radiatorului;
- Se poate trasa caracteristica SOA pentru orice temperatură situată sub cea în care protecția termică intră în funcție, folosind o cantitate minimă de energie prin disiparea ei chiar de către regulator.

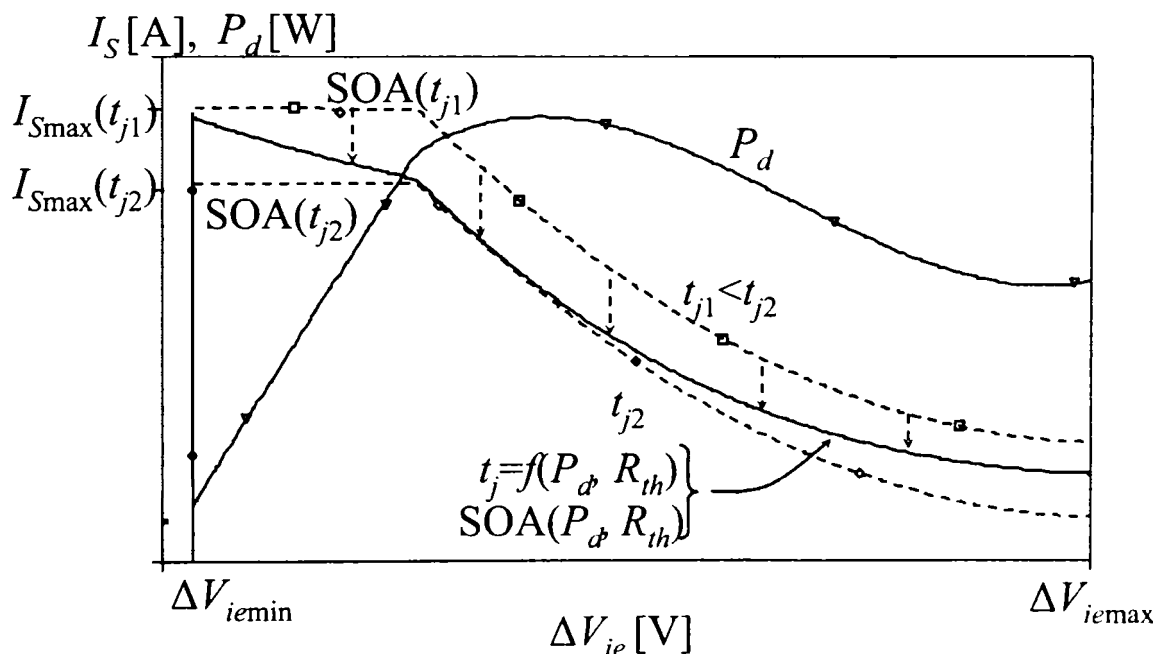


Fig. 4.12. Deplasarea SOA în funcție de puterea disipată și condițiile de răcire

### 4.3. Reducerea rezistenței termice echivalente între joncțiuni și radiator prin cedarea echilibrată a căldurii pe căi multiple identice

O metodă cunoscută de a reduce rezistența termică între sursa de căldură și mediul ambiant este aceea de a disipa puterea simultan cu ajutorul mai multor componente. Desigur acest lucru se poate aplica cu ușurință în cazul rezistoarelor care pot fi conectate în serie sau paralel pentru a obține o putere disipată mai mare.

În cazul componentelor complexe – cum este și cazul reguletoarelor, conectarea paralelă pin la pin sau în serie poate ridica anumite probleme termice așa cum s-a expus în capitolul 2. Asimetria în disiparea puterii pe căi multiple poate surveni din următoarele cauze:

- rezistențe termice diferite între joncțiuni și mediul ambiant, între joncțiuni și radiator, a izolației, a radiatorului prin locul de amplasare asimetric față de alte reguletoare amplasate pe același radiator;
- puteri disipate diferite din motive de dispersie de fabricație a tensiunilor de referință sau a circuitelor de limitare de temperatură și curent.

Aceste asimetrii pot duce la temperaturi diferite ale joncțiunilor reguletoarelor interconectate reducând exploatarea optimă a SOA a tuturor reguletoarelor și reducând fiabilitatea prin suprasolicitarea îndelungată doar a unora.

Pentru rezolvarea acestor probleme este necesară ponderarea puterilor disipate în funcție de asimetria căilor individuale de transfer termic, în special la valoarea maximă a puterii disipate.

Deși în capitolul 4 pentru distribuția precisă a puterilor disipate s-au propus soluții foarte eficiente, nu se poate face în mod simplu determinarea cu precizie a asimetriei căilor termice. Programe de tipul CFD permit prin simulare aceste determinări și ajută la găsirea unei soluții optime de amplasare pe radiator ținând cont de toate aspectele posibile – temperatură, amplasare, modul de răcire.

Transferul termic optim pe căi multiple se obține când există o simetrie atât între căile termice cât și între puterile disipate prin aceste căi. În situația în care există asimetrie fie între căile termice fie între puterile disipate, se va încerca o compensare a asimetriei termice prin asimetria electrică sau viceversa, astfel încât temperaturile joncțiunilor ce folosesc căi termice (parțial) diferite să fie identice.

Realizarea asimetriei între puterile disipate este ușor de implementat prin metodele propuse în capitolul anterior, metode care implică doar ajustarea valorii unor rezistențe. Asimetria termică poate fi ajustată în mod brut prin folosirea unei izolații în calea termică acolo unde se știe că de regulă puterea disipată este minimă, sau mai precis, prin analiza termică folosind programe de tip CFD.

Soluțiile de egalare a puterilor disipate propuse rezolvă foarte bine problemele cauzate de parametrii electrici, limitările survenind din asimetriile căilor termice. Acestea pot fi reduse prin eficientizarea amplasării pe radiatorul comun folosind programe speciale de simulare [103], sau după realizarea prototipului - prin măsurători în infraroșu în condițiile reale de funcționare a circuitelor.

#### 4.4. Concluzii

Înlocuirea metalelor cu materiale compozite superconductive termic trebuie însoțită de o schema termică echivalentă ce ține cont de dependența neliniară de temperatură a conductivității termice și a capacității specifice.

O modelare polinomială de ordinul doi a neliniarităților cu temperatura, respectiv împărțire în subdiviziuni a traseului termic, va reduce erorile de estimare a temperaturii joncțiunilor atât în regim static cât și într-unul tranzitoriu sau permanent variabil și va rezulta într-o proiectare în care rezervele pot fi reduse.

Caracteristicile SOA trasate în condiții ideale de răcire pot fi înlocuite cu o caracteristică SOA deplasată care depinde de stimulii electrici și de condițiile de răcire. Modelarea acesteia în simulare se obține folosind un curent de corecție comandat de temperatura joncțiunii, temperatură rezultată din circuitul termic echivalent, simulat și el odată cu schema electrică.

Distribuția echilibrată între mai multe regulatoare a puterii disipate, duce la un transfer optim al căldurii spre mediul ambiant la folosirea un radiator comun.

## CAPITOLUL 5

### CONTRIBUȚII ȘI CONCLUZII

#### 5.1. Contribuții teoretice și aplicative

Performanțele reguletoarelor integrate de tensiune sunt în continuă creștere, în concordanță cu evoluția circuitelor electronice alimentate. Schemele interne ale reguletoarelor au blocuri intensiv studiate și îmbunătățite, fiind excluse schimbări majore în structura acestora, de regulă ele fiind impuse de schimbările tehnologice. În contextul extinderii performanțelor și fiabilității stabilizatoarelor ce utilizează reguletoare existente, s-au abordat și îmbunătățit tehnicile de interconectare ale reguletoarelor integrate liniare ajustabile sau fixe.

S-au propus soluții pentru exploatarea eficientă a ariei sigure de funcționare a reguletoarelor atât la conectarea în paralel cât și la conectarea în serie a acestora, ridicând substanțial unele performanțe comparativ cu cele obținute de către soluțiile de interconectare utilizate până în prezent.

Folosind un număr minim de reguletoare conectate în paralel, s-a oferit o soluție ce duce la îmbunătățirea cu mai mult de un ordin de mărime al stabilizării în raport cu sarcina și al rezistenței de ieșire, oferind în același timp și posibilitatea detecției situațiilor când reguletoarele auxiliare intră în limitare de curent.

În cazul conectării în serie a reguletoarelor, s-a prezentat o soluție de extindere a gamei tensiunii de intrare și de ieșire fără reducerea curentului maxim, prin asigurarea unei distribuții optime a puterilor disipate de acestea.

S-a modelat caracterul neliniar cu temperatura al impedanței termice a materialelor compozite avansate folosite în monturi (interfețe) și radiatoare de răcire, eliminând erorile de estimare a temperaturii joncțiunilor atât în regim static cât și dinamic. A fost introdusă în simulare deplasarea cu temperatura a marginii ariei sigure de funcționare SOA în funcție de stimulii electrici aplicați, permițându-se folosirea impedanțelor termice ale traseului de răcire.

Pentru a reduce timpii alocăți editării stimulilor necesari în simularea stabilizatoarelor cu un număr de reguletoare conectate în paralel ce trebuie să poată fi ales fără editare de schemă, am propus un circuit Spice ce permite parametrizarea gradului de extindere a schemei. Trasarea familiilor de curbe

pentru orice număr de regulatoare interconectate poate fi realizată astfel într-un singur pas de simulare. De asemenea un instrument virtual realizat în mediul LabView a permis generarea de stimuli necesari diferitelor simulări, cu posibilitate de scalare eficientă în timp și în amplitudine. În funcție de complexitate, timpii de reeditare/modificare a stimulilor au fost reduși de la zeci de minute la minute sau secunde, eliminând în același timp factorul uman ce poate duce la erori.

În lucrarea de față se pot evidenția un număr de 12 contribuții personale. Aceste contribuții, având caracter de noutate în domeniul interconectării reguletoarelor de tensiune integrate și al transferului termic, sunt prezentate mai jos, fiind însoțite de referințe bibliografice - articolele publicate de autor.

### **Contribuțiile teoretice ale doctorandului sunt:**

- 1) Un studiu al influenței puterii disipate totale asupra performanțelor stabilizatorului în funcție de distribuția puterilor între reguletoarele paralele auxiliare și reguletorul principal.
  - Studiul arată cum pot fi îmbunătățiți unii parametri ai stabilizatorului prin distribuția inegală a curenților între reguletoarele auxiliare și reguletorul principal.
- 2) O metodă de analiză a extinderii performanțelor stabilizatoarelor de tensiune prin analiza ariei sigure de funcționare (SOA) echivalente.
  - Am introdus noțiunea de arie sigură de funcționare echivalentă a stabilizatorului ca fiind spațiul mărimilor curentului de sarcină și căderii de tensiune între intrare și ieșire, în care reguletoarele și componentele auxiliare sunt în propria arie sigură de funcționare. Se obține astfel o reprezentare grafică din care rezultă rapid avantajele sau dezavantajele diferitelor tehnici de interconectare a reguletoarelor [54].
- 3) Studiul distribuției puterilor disipate al reguletoarelor înseriate folosite ca elemente de reglare serie. Evidențierea condițiilor în care solicitările reguletoarelor sunt maxime cu aplicație în determinarea suprafeței radiatorului de răcire necesar [55].
- 4) Determinarea unei formule de calcul îmbunătățite pentru determinarea rezistenței de ocolire în cazul stabilizatoarelor cu reguletoare înseriate,
  - Alegerea valorii rezistenței de ocolire va ține cont atât de rezistența internă a redresorului dar și de rezistențele termice diferite din căile de răcire ale celor două reguletoare, datorită izolării doar a unuia față de radiator, fiind o îmbunătățire a soluției propuse de autor în [55].
- 5) O metodă de modelare a modificării în timp real a marginii ariei sigure de funcționare (SOA) în funcție de stimulii electrici și circuitul termic de eliminare a puterii disipate.

- Metoda permite simularea reguletoarelor liniare integrate având o margine a SOA controlată în timp real funcție de temperatura mediului ambiant, de stimulii electrici ai circuitului (curent și cădere de tensiune) și de elementele circuitului termic de răcire al reguletoarelor. Se evidențiază astfel foarte rapid funcționarea la limită fără a mai fi necesare calcule repetate ale circuitului termic pentru a modifica în mai multe iterații temperatura de simulare, până se obține o convergență satisfăcătoare [56], [58], [59].
- 6) O metodă de modelare neliniară a rezistenței și capacității termice a polimerilor superconductivi termic folosiți în monturi (interfețe) de răcire.
- Monturile de răcire folosite din necesitatea de a evacua puteri disipate tot mai mari fără a crește gabaritul și greutatea sistemelor sunt realizate din materiale compozite avansate. S-a propus un model al rezistenței și capacității termice ce ține cont de variația neliniară în funcție de temperatură pentru aceste materiale.
  - Modelul neliniar propus reduce erorile în evaluarea termică, ducând la o proiectare fără supradimensionări a circuitului termic.
  - Sunt posibile de asemenea simulări ale circuitului termic și în regim tranzitoriu, permițând evaluarea în timp real a ariei sigure de funcționare echivalente [58], [59].
- 7) Implementarea unui numărator-convertoare-generator matematic pentru simulările circuitelor mixte analogice și digitale, util în parametrizarea valorilor digitale.
- Circuitul este conceput pentru a facilita simulările circuitelor mixte analogice și digitale. Permite generarea de valori digitale pe baza unor valori analogice fără a fi nevoie de convertoare analog numerice ce furnizează ieșiri valide doar la analiza în timp. În acest fel se pot obține valori digitale în oricare din analize doar introducând valoarea analogică corespunzătoare.
  - S-a introdus posibilitatea rulării de analize parametrice cu valori digitale în oricare din analizele de bază: .AC, .DC, .TRAN., utile în ridicarea familiilor de curbe obținute prin extinderea numărului de reguletoare auxiliare paralele. [42], [57].
- 8) Extinderea performanțelor stabilizatoarelor cu reguletoare de tensiune integrate liniare conectate în paralel prin distribuția egală a puterilor disipate pe acestea și având un reguletoare principal străbătut de o fracțiune redusă din curentul de sarcină.
- Soluția propusă permite egalarea curenților prin reguletoare independente de dispersia de fabricație a tensiunilor interne de referință ale reguletoarelor, ducând la o stabilizare bună în raport cu sarcina până la suma curenților maximi ai reguletoarelor și la o durată de viață crescută a componentelor printr-o solicitare termică egală. [56]
  - Îmbunătățirea stabilizării în raport cu sarcina în intervalul de curenți de sarcină ce nu aduc în limitare reguletoarele auxiliare, proporțional cu factorul

de scalare a curentului prin regulatorul principal, fără a se reduce valoarea maximă a curentului limită al stabilizatorului;

- Posibilitatea semnalizării, folosind resurse minime, a momentului când curentului de sarcină depășește o fracțiune prestabilită din valoarea maximă, ce coincide și cu scăderea stabilizării în raport cu sarcina respectiv intrarea în limitare de curent a reguletoarelor auxiliare.

### **Contribuțiile aplicative ale doctorandului sunt:**

9) Reprezentarea echivalentă a diferitelor regimuri de funcționare a reguletoarelor interconectate, cu aplicație în obținerea unui model echivalent al stabilizatorului ce va reduce timpii de simulare.

10) Reducerea suplimentară a rezistenței de ieșire a stabilizatorului cu reguletoare conectate în paralel prin conectarea pe fire separate a regulatorului principal la sarcină.

- Metoda profită de fracțiunea redusă a curentului prin regulatorul principal ce se va conecta în paralel direct la bornele sarcinii, permițând astfel compensarea căderilor de tensiune pe firele de legătură de curent mare și înlocuind astfel necesitatea unei reacții prin conexiune tip Kelvin. Se vor obține astfel rezistențe de ieșire extrem de reduse în gama de curenți unde stabilizatoarele auxiliare nu sunt în limitare, crescând astfel performanțele schemelor de stabilizare de curenți mari.
- Se permite creșterea considerabilă a distanței stabilizatorului față de sarcină, fără a afecta practic stabilizarea în raport cu sarcina. Se va menține rezistența de ieșire redusă în defavoarea creșterii ușoare a căderii minime de tensiune necesare între intrarea și ieșirea stabilizatorului.

11) O metodă de extindere a tensiunii maxime de intrare și a gamei tensiunii de ieșire a stabilizatoarelor cu reguletoare înseriate prin distribuția optimă a puterilor disipate.

- Metoda exploatează optim ariile sigure de funcționare ale reguletoarelor înseriate, prin distribuția controlată a căderilor de tensiune, respectiv prin puterea disipată, ducând la creșterea valorii tensiunii maxime de intrare, și a gamei tensiunii de ieșire, în întreaga gamă a curentului admis de reguletoare [54].

12) Optimizarea modului de generare al stimulilor necesari în simulările Spice ale reguletoarelor de tensiune interconectate.

- Pentru a reduce timpii de modificare/generare ale seturilor de stimulilor necesari în simulările tranzitorii s-a propus o metodă de generare automată, care permite păstrarea informației stimulului inițial.
- Generatorul de stimuli permite o scalare totală sau selectivă a stimulilor atât în amplitudine cât și în timp, ducând astfel la reducerea timpului alocat acestor operațiuni [53].

## 5.2. Concluzii și perspective

Extinderea performanțelor stabilizatoarelor de tensiune prin metode de interconectare a reguletoarelor se poate obține eficient și cu resurse minime, așa cum s-a arătat în această lucrare. Modelarea efectului temperaturii asupra SOA și modelarea neliniarităților materialelor din traseul termic permite o simulare și proiectare mai precisă, ce asigură în același timp o siguranță și fiabilitate crescută a componentelor. Simularea acestor circuite s-a făcut într-un mod original, permițând reducerea drastică a timpilor pregătire a stimulilor și schemei în funcție de necesități.

În viitor se va studia un nou mod de alimentare al circuitelor (în special convertoare analog numerice și numeric analogice de mare rezoluție), prin integrarea regulatorului principal în aceste circuite, având conectate în paralel reguletoare auxiliare externe. Metoda necesită doi pini suplimentari pentru circuitul alimentat, însă oferă performanțe deosebite de stabilizare în raport cu sarcina, și poate duce la eliminarea capacităților de decuplare a tensiunii stabilizate.

Se va studia modul de refolosire sau stocare a energiei disipate pe rezistența de ocolire în cazul stabilizatorului cu două reguletoare serie, pentru a-i crește eficiența. Se va analiza folosirea de elemente de răcire Peltier în locul rezistenței de ocolire, care pe baza energiei recuperate vor putea răci elemente din componența regulatorului sau chiar a sarcinii.

Se va studia conectarea mixtă (paralelă și serie) a reguletoarelor pentru a exploata avantajele fiecărei metode.



## BIBLIOGRAFIE

- [1] Agiman D., “*Thermally matched current limit circuit*”, US Patent #5428287, 1995.
- [2] Ahuja B.K., Vu H., Laber C. A., Owen W.H., “*A Very High Precision 500-nA CMOS Floating-Gate Analog Voltage Reference*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.40, pp. 2364-2372, December 2005.
- [3] Alessandro V., Rinaldi N., “*A critical review of thermal models for electro-thermal simulation*”, Solid-State Electron., vol.46, pp.487–496, Apr. 2002.
- [4] Annema A., “*Low-power bandgap references featuring DTMOSTs*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, pp. 949-955, July 1999.
- [5] Atherton.J. H, Stanojevic S., “*Integrated circuit voltage regulator with transient protection*”, US Patent #4884161, 1989.
- [6] Balan V., “*A low-voltage regulator circuit with self-bias to improve accuracy*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, pp. 365 - 368, February 2003.
- [7] Banba H., ş.a., “*CMOS bandgap reference circuit with sub-1-V operation*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, pp. 670 - 674, May 1999.
- [8] Besten G.W. den., Nauta B., “*Embedded 5 V-to-3.3 V voltage regulator for supplying digital IC's in 3.3 V CMOS technology*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, pp. 956 - 962, July 1998.
- [9] Boni A., “*Op-amps and startup circuits for CMOS bandgap references with near 1-V supply*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, pp. 1339 - 1343, October 2002.
- [10] Brokaw A.P., “*A simple three-terminal IC bandgap reference*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 9, pp. 388 - 393, December 1974.
- [11] Brucker K.A., Majdalani J, “*Effective thermal conductivity of common geometric shapes*”, International Journal of Heat and Mass Transfer, 2005.
- [12] Buck A. E., McDonald C. L., Lewis S. H., Viswanathan T. R., “*A CMOS bandgap reference without resistors*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, pp. 81 - 83, January 2002.
- [13] Bynum B. ş.a., “*Method and circuit for providing adjustable control of short circuit current through a semiconductor device*”, US Patent #4893211, 1990.
- [14] Cehan V., “*Introducere în tehnologia subansamblelor electronice*”, Editura MatrixRom, Bucuresti, pag. 90-119, 1998.

- [15] Choi Ch., Lin L., Liu Y., Chen R.T., “*Performance Analysis of 10-mm-Thick VCSEL Array in Fully Embedded Board Level Guided-Wave Optoelectronic Interconnects*”, Journal of Lightwave Technology, Vol. 21, no. 6, June 2003.
- [16] Ciugudean M., “*Régulateurs de tension avec élément de régulation à deux transistors en série*”, L'Onde Electrique, Paris, Vol.72, No.1, Janvier–Février, pag.42–47, 1992.
- [17] Ciugudean M., Guignard J.C., “*Alimentation linéaire utilisant deux régulateurs intégrés en série*”, Electronique, Paris, No.45, Février, pag.57–63, 1995.
- [18] Ciugudean M., **Maranescu V.I.**, “*Extension de la gamme de courant pour certains regulateurs de tension integres par modification du schema*”, Buletinul Științific al Universității “Politehnica” din Timișoara, Tom 45(59), Fascicola2, pp. 21-24, Timișoara, 2000.
- [19] Ciugudean M., Tomoroga M., Jurca L., “*Le calcul de la résistance thermique des radiateurs à ailettes*”, Buletinul științific și tehnic al UT, Tom38, Electrotehnică Electronică și Telecomunicații, pag. 153-156, Timișoara, 1993.
- [20] Ciugudean M.A., “*Stabilizatoare de tensiune cu circuite integrate liniare. Dimensionare*”, Editura de Vest, Timișoara, 2001.
- [21] Colletti P., ș.a., “*Protection circuit and method for power transistors, voltage regulator using the same*”, US Patent #5789971, 1998.
- [22] Conant R., “*Engineering Circuit Analysis with Pspice and Probe*” McGraw-Hill, 1993.
- [23] Cong J., Zhang Z., “*Thermal-Driven Multilevel Routing for 3-D Ics*”, Proceedings of the 2005 conference on Asia South Pacific design automation, pp. 121-126, 2005.
- [24] Culham J.R., Yovanovich M.M., Lee S., “*Thermal Modeling of Isothermal Cuboids and Rectangular Heat Sinks Cooled by Natural Convection*”, IEEE Transactions on Components, Packaging, and Manufacturing Technology - Part A, Vol. 18, no 3, Sept 1995.
- [25] Dokania R., Rincón-Mora G.A., “*Cancellation of Load-Regulation in Low Drop-Out Regulators*”, Electronic Letters, vol. 38, issue 22, pp. 1300-1302, Oct. 2002.
- [26] Enjeti P.N., Martinez R., “*A high performance single phase AC to DC rectifier with input powerfactor correction*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '93, pp.190-195, 1993.
- [27] Ferro M., ș.a., “*A Floating CMOS Bandgap Voltage Reference for Differential Applications*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 24, p. 690-691, June 1989.

- [28] Gilbert B., “*Monolithic voltage and current references: Theme and variations*”, in Analog Circuit Design, J.H. Huijsing, R.J. van de Plassche, and W.M.C. Sansen, Eds. Dordrecht, The Netherlands: Kluwer, pp. 269–352, 1996.
- [29] Giustolisi G., Palumbo G., “*A detailed analysis of power-supply noise attenuation in bandgap voltage references*”, IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 50, pp. 185-197, Feb. 2003.
- [30] Giustolisi G., Palumbo G., Criscione M., Cutrì F., “*A low-voltage low-power voltage reference based on subthreshold MOSFETs*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, pp. 151 - 154, January 2003.
- [31] Goodson K., Jiang L., ş.a. “*Microscale Thermal Engineering of Electronic Systems*”, Proceedings of Rohsenow Symposium on Future Trends of Heat Transfer Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Massachusetts May 16, 2003.
- [32] Green M.A, “*The integration of liquid cryogen cooling and cryocoolers with superconducting electronic systems*”, Lawrence Berkeley National Laboratory, University of California, Berkeley, CA, USA. Superconductor Science and Technology, 16(12), pp.1349-1355, 2003.
- [33] Guarino J.R., Manno V.P., “*Characterization of laminar jet impingement cooling in portable computer applications*”, IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Volume: 25, Issue: 3, pp. 337- 346, sep 2002.
- [34] Gunawan M., Meijer G. C. M., Fonderie J., Huijsing J. H., “*A curvature-corrected low-voltage bandgap reference*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 28, pp. 667 - 670, June 1993.
- [35] Hang Li, Pu Liu, ş.a., “*Efficient Thermal Simulation for RunTime Temperature Tracking and Management*”, IEEE International Conference on Computer Design, pp.130-136, 2005.
- [36] Hijikata K., Nagasaki T., “*A study on heat transfer from small heating elements in an integrated circuit chip*”, 3rd Proc. ASME-JSME Therm. Eng. Jt. Conf., 1991.
- [37] Horn W., Zitta H., “*A robust smart power bandgap reference circuit for use in an automotive environment*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, pp. 949 - 952, July 2002.
- [38] Horowitz P., Hill W., “*The Art of Electronics*”, 2nd ed., Cambridge University Press, Cambridge, 1989.

- [39] Hu X., Prasher R., Goodson K., "*Thermal Conduction Phenomena in Advanced Interface Materials for Electronics Cooling*", ASME National Heat Transfer Conference, July 17-22, San Francisco, CA, 2005.
- [40] Johnson D.A., Welch M.J., Cullimore B.A., "*Novel Simulation Techniques for Design of Air-cooled Electronics*", Proceedings of InterPack '01, Pacific Rim International Electronic Packaging Conference, Kauai, Hawaii, July 2001.
- [41] Jurcă L., Ciugudean M., "*Circuite integrate analogice*", Editura Politehnica, Timișoara, 2004
- [42] Jurcă L., **Maranescu V.I.**, "*A new Way to Build a very Fast Binary Adder*", Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Tom 49(63), Fascicola1, pp.193-198, Timișoara, 2004.
- [43] Keown J., "*PSPICE and Circuit Analysis*", Second edition, Macmillan Publishing Company, 1993.
- [44] Kuijk K.E., "*A precision reference voltage source*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 8, pp. 222 - 226, June 1973.
- [45] Laude D.P., Beasom J.D., "*5 V temperature regulated voltage reference*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 15, pp. 1070 - 1076, December 1980.
- [46] Lee I., Kim G., Kim W., "*Exponential curvature-compensated BiCMOS bandgap references*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 29, pp. 1396 - 1403, November 1994.
- [47] Leung K. N., Mok P. K. T., "*A sub-1-V 15-ppm/°C CMOS bandgap voltage reference without requiring low threshold voltage device*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, pp. 526 - 530, April 2002.
- [48] Leung K. N., Mok P. K. T., Leung C. Y., "*A 2-V 23- $\mu$ A 5.3-ppm/°C curvature-compensated CMOS bandgap voltage reference*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, pp. 561 - 564, March 2003.
- [49] Leung K. N., Mok P.K.T., "*A CMOS voltage reference based on weighted  $\Delta V_{GS}$  for CMOS low-dropout linear regulators*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, pp. 146 - 150, January 2003.
- [50] Lineykin S., Ben-Yaakov S., "*PSPICE-Compatible Equivalent Circuit of Thermoelectric Coolers*", IEEE 36th Conference on Power Electronics Specialists, pp 608-612, sept. 2005.
- [51] Liu Pu , Qi Zhenyu , ș.a., "*Spice compatible thermal simulation with lumped circuit modeling for thermal reliability analysis based on model reduction*", Proc. Int. Symposium. on Quality Electronic Design (ISQED), pp. 357-362, 2004.

- [52] Malcovati P., Maloberti F., Fiocchi C., Pruzzi M., “*Curvature-compensated BiCMOS bandgap with 1-V supply voltage*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 36, pp. 1076 - 1081, July 2001.
- [53] **Maranescu V.I.**, Căleanu C., Mocofan M., “*Stimulus generator for spice simulations using graphical programming language*”, Analele Universității “Eftimie Murgu” Fascicola I, pp. 200-204, Reșița, 2005.
- [54] **Maranescu V.I.**, Căleanu C., Toma C., “*High input, wide output voltage range linear regulators*”, Buletinul Științific al Universității “Politehnica” din Timișoara, Tom 51(65), Fascicola1, pp.205-208, Timișoara, 2006.
- [55] **Maranescu V.I.**, Ciugudean M., “*Integrated voltage regulator with two serial transistors regulation element*”, Buletinul Științific al Universității “Politehnica” din Timișoara, Tom 47(61), Fascicola1-2, pp.89-92, 2002.
- [56] **Maranescu V.I.**, Ciugudean M., Toma C., “*Integrated voltage regulators, Safe Operating Area - real time shift with temperature*”, microCAD 2006 International Scientific Conference, Section Electrotechnics and Electronics, pp. 23-28, Miskolc, 16-17 March 2006.
- [57] **Maranescu V.I.**, Jurcă L., “*Mathematical counter/converter for mixed analog and digital simulations*”, Buletinul Științific al Universității “Politehnica” din Timișoara, Tom 49(63), Fascicola1, pp.189-192, Timișoara, 2004.
- [58] **Maranescu V.I.**, Pleșu N., Căleanu C., Toma C. “*Accurate Modeling of Carbon-Polymer Composites Thermal Path in High Power Density Electronic Devices*”, Annals of Vest University of Timișoara, vol.15, No.1, pp.65-74, Timișoara, 2006.
- [59] **Maranescu V.I.**, Pleșu N., Toma C., Căleanu C., Tănase M., “*Nonlinear Thermal Impedance Electrical Model for Polymers Used in Electronic Industry*”, Materiale Plastice, Iunie 2006, vol.43, pp 165-169, 2006.
- [60] Matisoff, B.S., “*Handbook of Electronics Packaging Design and Engineering*”, (Second Edition), Van Nostrand Reinhold, New York, 1990.
- [61] Meijer G.C.M., Vingerling K., “*Measurement of the temperature dependence of the  $I_C(V_{be})$  characteristics of integrated bipolar transistors*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 15, pp. 237 - 240, April 1980.
- [62] Meijer G.C.M., Schmale P.C., Zalinge K., “*A new curvature-corrected bandgap reference*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 17, pp. 1139 - 1143, December 1982.

- [63] Mok P.K.T., Leung K.N., “*Design Considerations of Recent Advanced Low-Voltage Low-Temperature-Coefficient CMOS Bandgap Voltage Reference*,” IEEE Custom Integrated Circuits Conference, Orlando, Florida, USA, pp.635-642, Oct. 2004.
- [64] Murari B., “*Power integrated circuits: Problems, tradeoffs, and solutions*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 13, pp. 307 – 319, June 1978.
- [65] Nelson C.T., Dobkin R.C., “*Current limiting circuit*”, U.S. Patent no. 3796943, Mar. 1974.
- [66] Oguey H.J., Gerber B., “*MOS voltage reference based on polysilicon gate work function difference*”, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. SC-15, pp. 264–269, June 1980.
- [67] Ohlhorst C.W., Vaughn W.L., Ransone P.O., Tsou H.T., “*NASA TM-4787*”, p. 94, November 1997.
- [68] O'Malley K., “*Keep linear regulators in their safe zone*”, EDN. Vol. 40, no. 22, 1995.
- [69] Ouyang P.H., s.a., “*Over-current protection circuits for linear voltage regulators*”, US Patent #6374029, 2002.
- [70] Palmer C.R., Dobkin R.C., “*A curvature corrected micropower voltage reference*”, IEEE International Solid-State Circuits Conference, vol. XXIV, pp. 58 - 59, February 1981.
- [71] Palmisano G., Palumbo G., Salerno R., “*CMOS output stages for low-voltage power supplies*”, IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol. CASII-47, pp. 96 - 104, February 2000.
- [72] Popescu V., “*Electronică aplicată, Stabilizatoare de tensiune în comutație*”, Editura de Vest, Timișoara 1992.
- [73] Ransone P.O., Spivack B.D., Maahs H.G., “*The 16th Conference on Metal Matrix, Carbon, and Ceramic Matrix Composites*”, NASA CP-3175, Part 1, pp. 347, 1992.
- [74] Rincon Mora, G.A., “*Current Efficient, Low Voltage, Low Drop-out Regulators*” PhD. Thesis, Georgia Institute of Technology, 176 pp., 1996.
- [75] Rincon-Mora G.A., “*Voltage References — From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits*”, IEEE Press, Wiley Interscience, 2002.
- [76] Rincon-Mora G.A., Allen P.E., “*A low-voltage, low quiescent current, low drop-out regulator*”, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, pp. 36 - 44, January 1998.
- [77] Rincón-Mora G.A., “*Power Management ICs – A Top-Down Design Approach*”, Lulu, 2005.

- [78] Rincon-Mora G.A., Allen P.E., "A 1.1-V current-mode and piecewise-linear curvature-corrected bandgap reference", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 1551 - 1554, October 1998.
- [79] Rincón-Mora G.A., Gupta V., "Power Supply Ripple Rejection and Linear Regulators: What's all the noise about?" *Planet Analog* ([www.planetanalog.com](http://www.planetanalog.com)), September 20, 2005.
- [80] Serra-Graells F., Huertas J.L., "Sub-1-V CMOS proportional-to-absolute temperature references", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 84 - 88, January 2003.
- [81] Shier J., "A finite-mesh technique for laser trimming of thin-film resistors", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 23, pp.1005-1009, August 1988.
- [82] Silverman E.M., "Product Development of Engineered Thermal Composites for Cooling Spacecraft Electronics", *Northrop Grumman Technology Review Journal*, Vol. 13, Number 2, 2005.
- [83] Skadron K., Abdelzaher T., Stan M.R., "Control-Theoretic Techniques and Thermal-RC Modeling for Accurate and Localized Dynamic Thermal Management", *Proceedings of the Eighth International Symposium on High-Performance Computer Architecture*, Cambridge, Mass., USA, Feb. 2002.
- [84] Song B., Gray P.R., "A precision curvature-compensated CMOS bandgap reference", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 18, pp. 634 - 643, December 1983.
- [85] Stan M.R., Skadron K., *ş.a.*, "HotSpot: a Dynamic Compact Thermal Model at the Processor-Architecture Level", 8th THERMINIC Workshop, Madrid, 1- 4 October, 2002.
- [86] Tham K., Nagaraj K., "A low supply voltage high PSRR voltage reference in CMOS process", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 586 - 590, May 1995.
- [87] Torres E., Rincón-Mora G.A., "Harvesting ambient energy", *Electronic Engineering Times (EE Times)*, August 29, 2005.
- [88] Trémouilles D., Bafleur. M, *ş.a.*, "Latch-Up Ring Design Guidelines to Improve Electrostatic Discharge (ESD) Protection Scheme Efficiency", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 39, no. 10, pp.1778-1785, October 2004.
- [89] Tsividis Y. P., "Accurate analysis of temperature effects in  $I_C$ - $V_{BE}$  characteristics with application to bandgap reference sources," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 15, pp. 1076 - 1084, December 1980.

- [90] Veijola T., Valtonen M., "*Combined Electrical and Thermal Circuit Simulation Using APLAC*", Part A: Implementation and Basic Component Models, February 1997.
- [91] Viswanadham P., Singh P., "*Failure Modes and Mechanisms in Electronic Packages*", Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [92] Vladimirescu A., "*Spice*", Editura Tehnică, București 1999.
- [93] Voldman S.H., "*The state of the art of electrostatic discharge protection: Physics, technology, circuits, design, simulation, and scaling*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, pp. 1272 - 1282, September 1999.
- [94] Weast R.C., "*Handbook of Chemistry and Physics. Boca Raton*", FL: CRC Press, 1990.
- [95] Wei G., Horowitz M., "*A fully digital, energy-efficient, adaptive power-supply regulator*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, pp. 520 - 528, April 1999.
- [96] Widlar R.J., "*New Developments in IC Voltage Regulators*", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 6, pp. 2 - 7, February 1971.
- [97] Wong J., "*Voltage References for High Accuracy Systems*", Analog Devices, Databook, Section 5.
- [98] Yoo D.W., Joshi Y.K., "*Energy efficient thermal management of electronic components using solid-liquid phase change materials*", IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Volume 4, Issue 4, pp.641 - 649, Dec. 2004.
- [99] Zweben C., "*Metal Matrix Composites, Ceramic Matrix Composites, Carbon Matrix Composites and Thermally Conductive Polymer Matrix Composites, Handbook of Plastics, Elastomers and Composites*", Fourth Edition, New York, 2002.
- [100] \*\*\* "*Beating the Heat: Liquid Cooling Technique Uses Microfluidic Channels Integrated onto the Backs of Chips*", June 21, 2005.  
<http://gtresearchnews.gatech.edu/newsrelease/cooling.htm>
- [101] \*\*\* Aavid Thermalloy, LL,  
<http://www.aavidthermalloy.com/products/heatsinks.shtml>
- [102] \*\*\* Analog Devices, "*Microprocessor Reset Circuits, ADM1810-ADM1813/ADM1815-ADM1818*".
- [103] \*\*\* Flotherm, <http://www.flomerics.com/flotherm/>
- [104] \*\*\* Micrel, "*Micrel's Guide to Designing With Low-Dropout Voltage Regulators*", San Jose CA, 1998.
- [105] \*\*\* Microchip, "*Understanding and Using Supervisory Circuits*", Application Note AN686.



- [106] \*\*\* National Semiconductor “*LM78XX Series Voltage Regulators*”.
- [107] \*\*\* National Semiconductor, “*Linear and Switching Voltage Regulator Fundamentals*”.
- [108] \*\*\* National Semiconductor, LM117/LM317A/LM317 3-Terminal Adjustable Regulator, Data Sheet, 1999.
- [109] \*\*\* ON Semiconductor, “*Linear & Switching Voltage Regulator Handbook*”, Feb. 2002.
- [110] \*\*\* SGS THOMSON Microelectronics, “*Power transistors. Databook*”, 1989.
- [111] \*\*\* SGS-THOMSON Microelectronics, “*Low Drop Voltage Regulators For Automotive Electronics*”, Application Note, AN254/1088.
- [112] \*\*\* ThermoTek, Inc., <http://www.thermotekusa.com/>
- [113] Gray P.R., Meyer R.G., “*Circuite integrate analogice, Analiză și proiectare*”, Editura tehnică, București 1999.

## Anexa 1.1.

### Parametrii reguletoarelor de tensiune. Explicații și definiții.

Foile de catalog furnizează de regulă următorii parametri sub formă de valori sau grafice:

- Stabilizarea în raport cu sarcina (*Load Regulation*):

$$\frac{\Delta V_e}{V_e \Delta V_i} \cdot 100 [\%], \text{ pentru } \Delta I_s = I_{s\max}, t_j \text{ și } V_e \text{ date.}$$

- Stabilizarea în raport cu tensiunea de intrare (*Line Regulation*):

$$20 \log \frac{\Delta V_i}{\Delta V_e} [\text{dB}], \text{ pentru } \Delta V_{i\max} = V_{i\max} - V_{i\min} \text{ și } V_e \text{ date, sau}$$

$$\frac{\Delta V_e}{V_e \Delta V_i} \cdot 100 [\%/V], \text{ pentru } \Delta V_{i\max} = V_{i\max} - V_{i\min}, t_j \text{ și } V_e \text{ date,}$$

unde  $\Delta V_e/V_e$  reprezintă variația relativă a tensiunii de ieșire.

- Stabilitatea cu temperatura sau coeficient de temperatură (*temperature stability*):

$$\frac{\Delta V_e}{V_e} \cdot 100 [\%], \text{ pentru } \Delta t_j = t_{j\max} - t_{j\min}, \text{ sau}$$

$$\frac{\Delta V_e}{\Delta t_j} [\text{mV}/^\circ\text{C}], \text{ pentru } V_e \text{ dată, sau}$$

$$\frac{\Delta V_{ref}}{\Delta t_j} [\text{mV}/^\circ\text{C}], \text{ pentru } V_i \text{ dată, sau}$$

- Rejecția riplului:

$$20 \log \left. \frac{\Delta V_{em}}{\Delta V_{em}} \right|_{100\text{Hz}} [\text{dB}], \text{ pentru } V_e, C_{adj}, \text{ date.}$$

- Tensiunea de referință  $V_{ref}$  și dispersia valorilor de fabricație :

$V_{ref\min} < V_{ref} < V_{ref\max}$ , pentru  $\Delta V_{ie}$  în limite permise și valori ale  $I_s, P_d$ , ce nu acționează protecțiile regulatorului.

- Curentul de limitare, cu valori furnizate ca și :

Parametru: - Fără limitare termică sau contra străpungerii secundare  
- Cu limitare contra străpungerii secundare, la  $\Delta V_{ie\max}$

Caracteristică - marginea ariei sigure de funcționare SOA (*Safe Operating Area*)

- Zgomotul tensiunii de ieșire:

Valoarea RMS în % din  $V_e$ , într-un interval de frecvență dat.

- Stabilitatea pe termen lung [%], într-un timp de ore funcționând la  $t_{j\max}$ .

- Rezistențele termice între joncțiune și capsulă respectiv mediul ambiant:

$R_{thjc}, R_{thja}$  [ $^\circ\text{C}/\text{W}$ ], cea din urmă definită fără radiator.

- Curentul de sarcină minim necesar, definit la  $\Delta V_{ie\max}$ .

- Curentul pinului de ajustare, și variația acestuia când regulatorul se află în aria sigură de funcționare.

- Căderea minimă de tensiune între intrare și ieșire, definită prin grafice la diferite temperaturi și curenți de sarcină.

- Căderea maximă de tensiune între intrare și ieșire.

- Intervalul temperaturilor de operare  $\Delta t_j = t_{j\max} - t_{j\min}$

- Răspunsul tranzitoriu al tensiunii de ieșire la saltul tensiunii de intrare respectiv al curentului de sarcină (forme de undă).

- Puterea maximă disipată  $P_{d\max}$ , ce nu duce la depășirea  $t_{j\max}$  în condiții de răcire cunoscute.

- Temperaturile și intervalele de timp maxim admise pentru lipire.

## Anexa 1.2. Noțiuni de fiabilitate

Statistic, rata defectărilor în funcție de timp are o alură tip “cadă de baie” (figura 1.). Viața unei componente sau a unui dispozitiv are trei intervale de timp semnificative:

- viața timpurie: în intervalul ( $t_0-t_1$ ) (imediat după fabricare, în testări)
- viața utilă: în intervalul ( $t_1-t_2$ )
- viața după amortizare (uzură): după  $t_2$

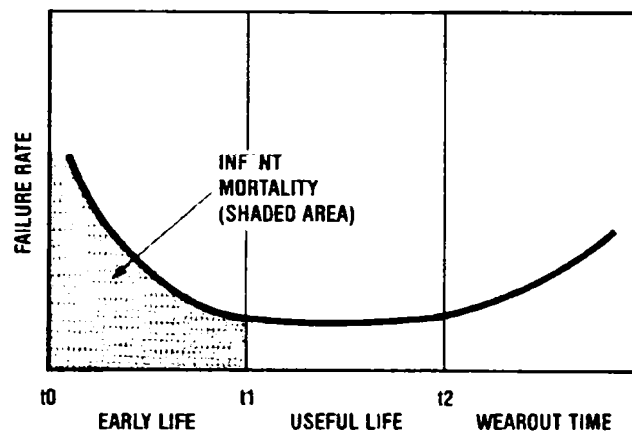


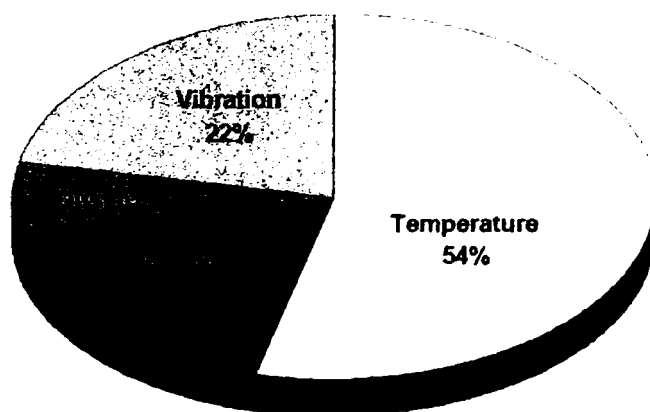
Fig.1. Rata de defectare în funcție de timp

Curba ce reprezintă rata globală a defectărilor este în cea mai mare parte o consecință a solicitărilor termice, electrice și mecanice.

Defectarea în viața timpurie este în mare măsură influențată de alte solicitări decât temperatura și diferă mult de la o aplicație la alta. Principalii factori ce contribuie la defectarea prematură sunt regimurile tranzitorii, zgomotul, solicitările mecanice improprie și temperatura excesivă. Multe din aceste defecte sunt evidențiate în etapa de testare, asamblare și mânăuire la punerea în funcție.

Viața utilă a componentei este intervalul de la  $t_1$  – sfârșitul defectării timpurii, până la  $t_2$  - timpul când uzura este accentuată. Acest interval, care este de fapt zona plată a curbei ratei globale a defectărilor este cel utilizat pentru definirea ratei de defectare. Rata defectării în timpul de viață util se poate defini ca procentul de componente ce se defectează în unitatea de timp.

Principalii factori care influențează timpul de viață util sunt presiunea, umiditatea, solicitările mecanice, solicitările electrice și ciclurile termice (figura. 2). Temperatura componentei semiconductoare în timpul vieții utile joacă un rol important în durata acesteia.



Source: US Air Force Avionics Integrity Program (AIVIP)

Fig.2. Ponderea cauzelor de defectare în viața utilă a unei componente

Rata de defectare reprezintă numărul de componente ce se defectează într-un anumit interval de timp (de exemplu într-un milion de ore).

O altă noțiune folosită este timp mediu între defectări (MTBF = mean time between failures) și arată timpul mediu scurs între două defectări succesive.

Aceste două mărimi se utilizează în estimarea fiabilității și sunt inverse:

$$MTBF = \frac{1}{RataDefectării} \quad (1)$$

Rata de apariție a defectelor este uzual reprezentată de modelul Arrhenius. Acest model, este utilizat cu predominanță pentru testarea accelerată a duratei de viață a circuitelor integrate, și presupune existența unei degradări liniare a performanței cu timpul, arătând că rata defectării este o funcție dependentă de solicitarea termică printr-o funcție exponențială:

$$RataDefectării(T) = \exp\left(\frac{E}{kT}\right) \quad (2)$$

unde  $E$  = energia de activare [eV],  $k$  = constanta lui Boltzman,  $T$  = temperatura joncțiunii în [K].

Se definește factorul de accelerare  $F$  ce arată modificarea ratei defectării între două temperaturi diferite:

$$F = \frac{RataDefectării(T_2)}{RataDefectării(T_1)} = \exp\left[\frac{E}{k}\left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1}\right)\right] \quad (3)$$

Acest factor de accelerare are o evoluție mai rapidă cu creșterea temperaturii pentru energii de activare mai mari, rezultând clar importanța menținerii temperaturii joncțiunilor la o valoare cât mai mică pentru a reduce rata defectării. O temperatură cu câteva grade mai mare poate reduce dramatic viața unei componente.

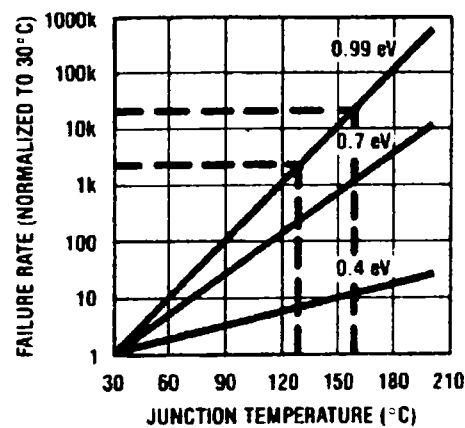


Fig.3. Exemplu al dependenței ratei de defectare de temperatura joncțiunii, la diferite energii de activare

**Anexa 1.3.**  
**Tehnicile de răcire pasive și active. Comparație.**

Tehnica de răcire:	Refrigerare (compresor)	Termoelectrică (elemente Peltier)	Pasivă (radiator)
Performanță	oferă temperaturi sub sau la nivelul mediului ambiant	oferă temperaturi sub sau la nivelul mediului ambiant	depinde de suprafața totală de răcire, volumul de aer și temperatura lui
Întreținere	excesivă	practic nu e necesară	practic nu e necesară
Eficiență	necesită funcționarea 100% pentru eficiență	necesită funcționarea 100% pentru eficiență	eficientă și fără ventilator
Costuri de operare	putere consumată mare	putere consumată mare	putere mică, consumată opțional de ventilator
Fiabilitate	reparații periodice sau ocazionale la valve, bobine, părți în mișcare	viață lungă, întreținere doar pentru ventilator	viață lungă, întreținere doar pentru ventilator
Densitatea de putere	disipare foarte bună a căldurii	disipare acceptabilă a căldurii	disipare slabă a căldurii
Gabarit	dependent de capacitate (Wați, sau BTU/h)	dependent de eficiența și dimensiunea radiatorului atașat	mare – pentru o eficiență bună

ThermoTek, Inc., <http://www.thermotekusa.com/smart.html>

## Anexa 1.4. Mecanismele transferului termic. Modelare.

Mecanismele de transfer termic ce trebuiesc modelate atât în răcirea activă cât și cea pasivă sunt de trei feluri:

- transfer prin conducție (în corpurile solide)
- transfer prin convecție (în fluide)
- transfer prin radiație (optic)

### Conducția termică.

Conductivitatea termică  $\kappa$  este definită de legea Fourier:

$$\frac{Q}{A} = -\kappa \frac{\partial T}{\partial x} \quad (1)$$

unde  $Q$  este fluxul de căldură care parcurge distanța  $x$  prin aria  $A$ .

Distribuția temperaturii în urma conducției de căldură poate fi modelată utilizând următoarea ecuație diferențială:

$$\nabla \cdot (\kappa \cdot \nabla T) = \rho \cdot c_p \frac{\partial T}{\partial t} - q' \quad (2)$$

unde  $q'$  este căldura generată pe unitatea de volum,  $\rho$  densitatea materialului,  $c_p$  căldura specifică.  $T$ ,  $q'$  și  $\kappa$  sunt funcții de poziția ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ) și timpul  $t$ .

Transferului static de căldură este de obicei descris de rezistența termică  $R_{th}$ , care arată legătura dintre căldura transferată în unitatea de timp  $Q$  și diferența de temperatură  $\Delta T = T_1 - T_2$ :

$$Q = \frac{1}{R_{th}} \Delta T \quad (3)$$

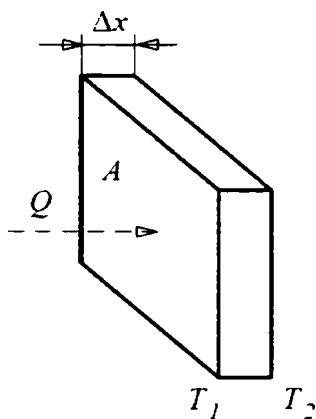


Fig. 1.

Rezistența termică este o funcție de conductivitatea termică  $\kappa$  și formă. În conducția printr-un perete plan de grosime  $\Delta x$  și arie  $A$  (fig.1), rezistența termică este:

$$R_{th} = \frac{\Delta x}{\kappa A} \quad (4)$$

Capacitatea termică  $C_{th}$  modelează dinamica transferului de căldură. Pentru peretele plan anterior considerat, capacitatea termică este :

$$C_{th} = \rho \cdot c_p \cdot \Delta x \cdot A \quad (5)$$

**Modelarea conductiei termice utilizând elemente electrice concentrate**  
(model simplificat pentru transferul de căldură definit de ecuația (2))

- Sursa de curent caracterizează căldura disipată de jonctiuni.
- Potențialele nodurilor reprezintă temperaturile în punctele respective
- Temperatura mediului ambiant, dacă e constantă, este reprezentată de o sursă de tensiune constantă
- Rezistențele termice caracterizează conductivitatea și forma traseului termic pe diferite porțiuni (Uneori unele se neglijează).
- $C_{thj}$  și  $C_{thc}$  sunt capacitățile termice ale jonctiunii respectiv capsulei, modelând efectul dinamic în propagarea căldurii. În regim static, capacitatea termică poate fi exclusă și rețeaua termică devine pur rezistivă

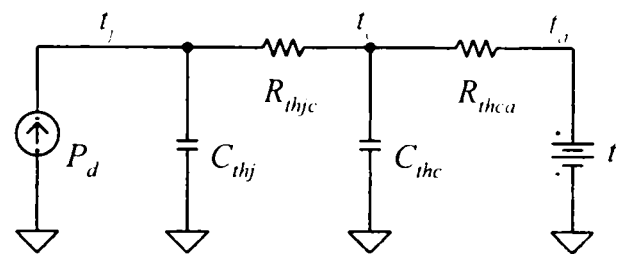


Fig. 2.

**Modelul cu diferențe finite 2D**

În modelarea cu diferențe finite, sistemul este compus dintr-un număr de elemente finite. Fiecare element are o temperatură proprie și este format dintr-o capacitate termică conectată către masă și rezistențe termice conectate cu nodurile adiacente. Se pot realiza diferite topologii interconectând mai multe elemente ca cel din figura 3. Marginile sunt implementate prin legarea nodurilor la potențiale fixe folosind surse de tensiune.

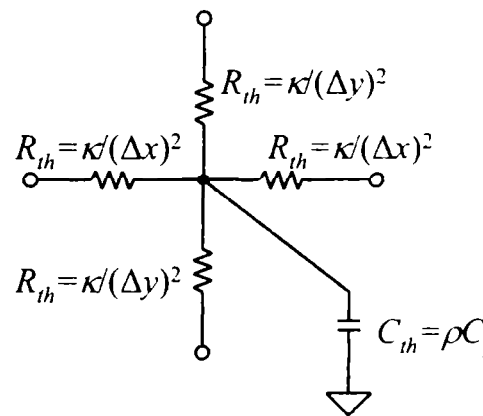


Fig. 3.

**Modelul cu diferențe finite 3D (Dispersia impedanței termice)**

Rețeaua cu diferențe finite devine foarte mare când se modelează structuri mai mari. O metodă pentru conducția 3D utilizează sferile, acestea fiind modelate cu un circuit echivalent simplu.

**Convecția termică**

Este de două tipuri în funcție de sursa ce cauzează viteza fluidului.

- Liberă (viteza fluidului e naturală)
- Forțată (viteza fluidului e forțată)

Se modelează printr-o rezistență termică între radiator și mediul ambiant ce poate fi o funcție de forma, poziția radiatorului și tipul fluidului utilizat.

**Radiația termică**

Transferul termic radiativ este de natură electromagnetică având lungimi de undă de la 0.1μm până la 1000μm.

Fiind dependent de proprietățile optice, se modelează printr-o rezistență termică între radiator și mediul ambiant ce este o funcție de proprietățile suprafeței radiante – forma și culoarea acestuia.

# LM117/LM317A/LM317

## 3-Terminal Adjustable Regulator

### General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential volt-

age, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

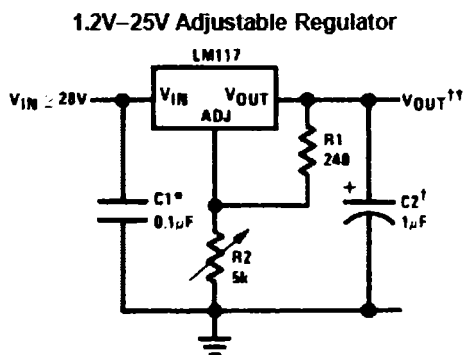
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

### Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P\* Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

### Typical Applications



DSC03063-1

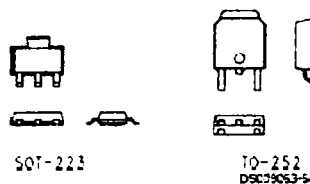
Full output current not available at high input-output voltages  
 \*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.  
 †Optional — improves transient response. Output capacitors in the range of 1 µF to 1000 µF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$†V_{OUT} = 1.25V \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}(R2)$$

### LM117 Series Packages

Part Number Suffix	Package	Design Load Current
K	TO-3	1.5A
H	TO-39	0.5A
T	TO-220	1.5A
E	LCC	0.5A
S	TO-263	1.5A
MP	SOT-223	1A
MDT	TO-252	0.5A

### SOT-223 vs D-Pak (TO-252) Packages



Scale 1:1



## Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C
ESD Tolerance (Note 5)	3 kV

## Operating Temperature Range

LM117	-55°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ +150°C
LM317A	-40°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ +125°C
LM317	0°C ≤ T <sub>J</sub> ≤ +125°C

## Preconditioning

Thermal Limit Burn-In	All Devices 100%
-----------------------	------------------

## Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for T<sub>J</sub> = 25°C, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V<sub>N</sub> - V<sub>OUT</sub> = 5V, and I<sub>OUT</sub> = 10 mA.

Parameter	Conditions	LM117 (Note 2)			Units	
		Min	Typ	Max		
Reference Voltage					V	
	3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 40V, 10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ I <sub>MAX</sub> , P ≤ P <sub>MAX</sub>	<b>1.20</b>	1.25	1.30	V	
Line Regulation	3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 40V (Note 4)		0.01	0.02	%/V	
			<b>0.02</b>	<b>0.05</b>	%/V	
Load Regulation	10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ I <sub>MAX</sub> (Note 4)		0.1	0.3	%	
			<b>0.3</b>	<b>1</b>	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ I <sub>MAX</sub> 3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 40V		<b>0.2</b>	5	μA	
Temperature Stability	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>J</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		1		%	
Minimum Load Current	(V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) = 40V		3.5	5	mA	
Current Limit	(V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 15V	K Package	<b>1.5</b>	<b>2.2</b>	<b>3.4</b>	A
		H Packages	<b>0.5</b>	<b>0.8</b>	<b>1.8</b>	A
	(V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) = 40V	K Package	0.3	0.4		A
		H Package	0.15	0.2		A
RMS Output Noise, % of V <sub>OUT</sub>	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	V <sub>OUT</sub> = 10V, f = 120 Hz, C <sub>ADJ</sub> = 0 μF		65		dB	
	V <sub>OUT</sub> = 10V, f = 120 Hz, C <sub>ADJ</sub> = 10 μF	<b>66</b>	<b>80</b>		dB	
Long-Term Stability	T <sub>J</sub> = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package		2.3	3	°C/W	
	H Package		12	15	°C/W	
	E Package				°C/W	
Thermal Resistance, Junction- to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W	
	H Package		140		°C/W	
	E Package				°C/W	

## Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$ , and  $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ .

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ , $10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ , $P \leq P_{MAX}$	<b>1.225</b>	<b>1.250</b>	<b>1.270</b>	<b>1.20</b>	<b>1.25</b>	<b>1.30</b>	V	
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			<b>0.01</b>	<b>0.02</b>		<b>0.02</b>	<b>0.07</b>	%/V	
Load Regulation	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			<b>0.3</b>	<b>1</b>		<b>0.3</b>	<b>1.5</b>	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	$\mu\text{A}$	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{ mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	$\mu\text{A}$	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T, S Packages		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
		H Package	0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
		MP Package	1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages		0.15	0.4		0.15	0.4		A
		H Package	0.075	0.2		0.075	0.2		A
		MP Package	0.55	0.4		0.15	0.4		A
RMS Output Noise, % of $V_{OUT}$	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$	66	80		66	80		dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$ , 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package					5		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C/W}$	
	MP Package		23.5			23.5		$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package (Note 6)					92		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C/W}$	
	S Package (Note 6)		50			50		$^\circ\text{C/W}$	

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-30 and SOT-223 and 20W for the TO-3, TO-220, and TO-263.  $I_{MAX}$  is 1.5A for the TO-3, TO-220, and TO-263 packages, 0.5A for the TO-30 package and 1A for the SOT-223 Package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

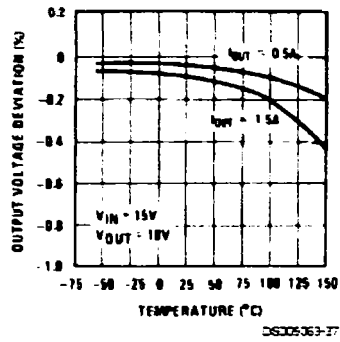
Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k $\Omega$  resistor.

Note 6: If the TO-263 or TO-252 packages are used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. If the SOT-223 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area (see applications hints for heatsinking).

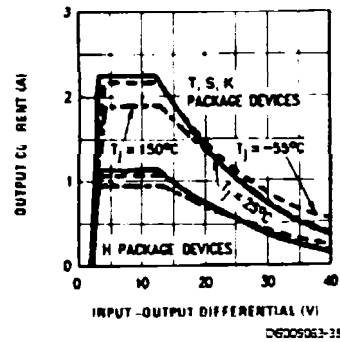
# Typical Performance Characteristics

Output Capacitor = 0  $\mu$ F unless otherwise noted

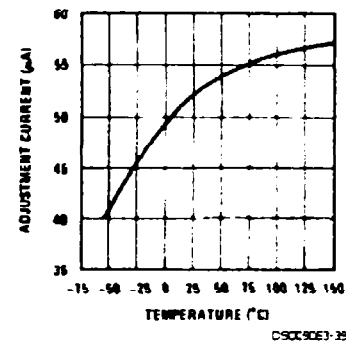
### Load Regulation



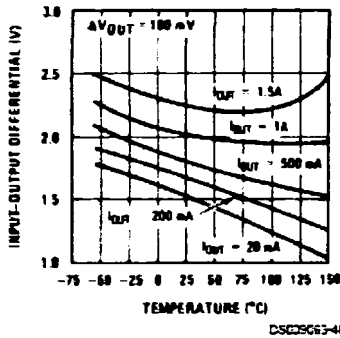
### Current Limit



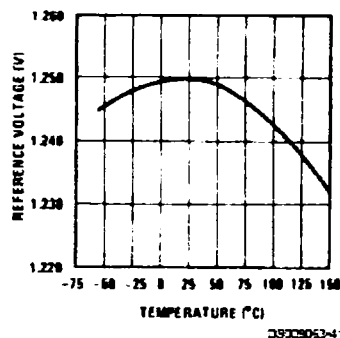
### Adjustment Current



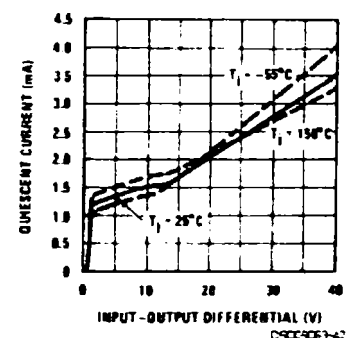
### Dropout Voltage



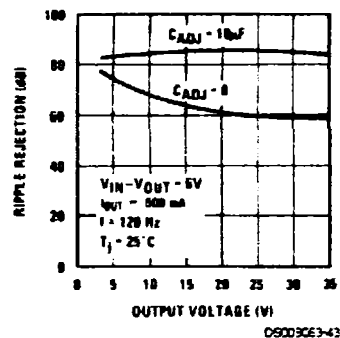
### Temperature Stability



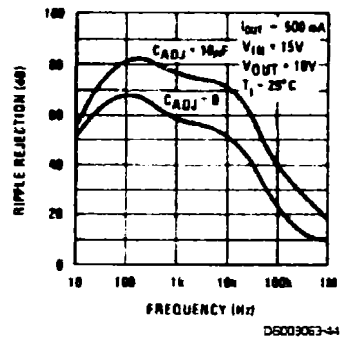
### Minimum Operating Current



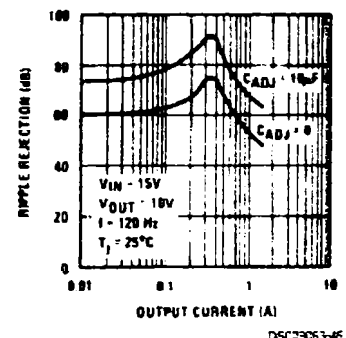
### Ripple Rejection



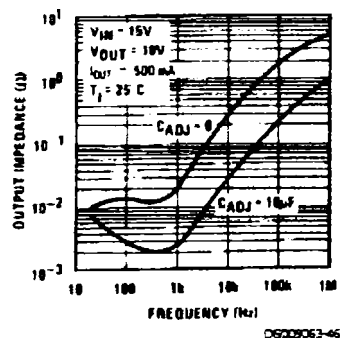
### Ripple Rejection



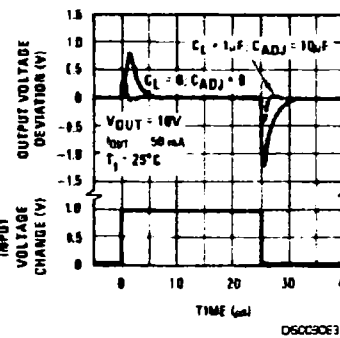
### Ripple Rejection



### Output Impedance



### Line Transient Response



### Load Transient Response

