

CONCEPȚIA UNOR SURSE DE CURENT DE REFERINȚĂ PENTRU CIRCUITE INTEGRATE CMOS

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la

Universitatea „Politehnica” din Timișoara
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ ȘI
TELECOMUNICAȚII
de către

Ing. Radu Dan Mihăescu

Conducător științific: prof.univ.dr.ing. MIRCEA CIUGUDEAN
Referenți științifici: prof.univ.dr.ing. MIRCEA BODEA
prof.univ.dr.ing. CLAUDIUS DAN
prof.univ.dr.ing. VIRGIL TIPONUȚ

Ziua susținerii tezei: 27 Septembrie 2008

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|------------------------|---|
| 1. Automatică | 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații |
| 2. Chimie | 8. Inginerie Industrială |
| 3. Energetică | 9. Inginerie Mecanică |
| 4. Ingineria Chimică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 5. Inginerie Civilă | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | |

Universitatea „Politehnica” din Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnica – Timișoara, 2008

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității „Politehnica” din Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300159 Timișoara, Bd. Republicii 9,
tel. 0256 403823, fax. 0256 403221
e-mail: editura@edipol.upt.ro

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Societății Alcatel (actualmente Alcatel-Lucent România).

Mulțumiri deosebite se cuvin conducătorului de doctorat prof. dr. ing. MIRCEA CIUGUDEAN, precum și celor care m-au sprijinit și încurajat pe parcursul elaborării tezei: prof. Dr. Ing. MARIUS BĂBESCU și prof. Dr. Ing. HORIA CĂRSTEA.

De asemenea mulțumesc în mod special domnului d. Ing. DAN BEDROS, președintele Alcatel-Lucent România, care mi-a asigurat cadrul necesar terminării în bune condiții a tezei.

Timișoara, Septembrie 2008

Radu Dan Mihăescu

Mihăescu, Radu Dan

Concepția unor surse de curent de referință pentru circuite integrate CMOS

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 6, Editura Politehnica, 2008, 110 pagini, 31 figuri, 2 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-973-625-707-0

Cuvinte cheie: circuite integrate analogice, sursă de curent de referință, compensare termică

Rezumat:

Această lucrare include studiul unei surse de curent de referință foarte simplă, cu oglinzi interconectate în cruce, unde se efectuează compensarea termică a sumei curenților pe ramură (**curentul total**). Această metodă de abordare este adecvată atunci când sursa curentului de referință trebuie să furnizeze curent în sarcina conectată la o sursă de tensiune. Sunt analizate compensările termice de ordinul I și II ale curentului de referință și sunt stabilite ecuațiile ce reprezintă condițiile de compensare ale curentului total. Curentul de referință este proiectat printr-un proces CMOS 0.35 μ m, calitatea acestuia fiind verificată prin simulare. Rezultatele simulării arată posibilitatea dobândirii unor performanțe bune pentru un curent total de 8...15 μ A, pe o scară de temperatură de la 0-100°C, doar pentru compensarea termică de ordinul I, cu o deviație de -200ppm/°C (sau o variație maximă de <2%) și pentru compensarea termică de ordinul II cu o variație maximă de <0.45%.

CUPRINS

1. STADIUL CUNOAȘTERII DOMENIULUI	6
1.1 INTRODUCERE	6
1.2 COMENTAREA REALIZĂRILOR CUNOSCUTE	7
1.3 CONCLUZII	13
2. SURSA DE CURENT DE REFERINȚĂ PE RAMURĂ	15
REZUMAT	15
2.1. INTRODUCERE.....	15
2.2. DEPENDENȚA DE TEMPERATURĂ A CURENTULUI LA SURSA STANDARD	16
2.3. COMPENSAREA TERMICĂ DE ORDINUL I A CURENTULUI PE RAMURĂ.....	17
2.4. COMPENSAREA TERMICĂ DE ORDINUL II A CURENTULUI PE RAMURĂ.....	208
2.4.1. Compensarea de temperatură de ordinul I cu introducerea dependenței de temperatură a raportului curenților m.....	19
2.4.2. Coeficienții de temperatură ai raportului m	20
2.4.3. Condiția de compensare termică de ordinul II a curenților pe ramură	20
2.5 REZULTATELE SIMULĂRILOR SCR FIORI-CROVETTI DE ORDINELE I ȘI II	21
2.6. CONCLUZII	23
2.7. OBSERVAȚII CRITICE	24
3. O NOUĂ SURSĂ DE CURENT DE REFERINȚĂ PE RAMURĂ WILSON-WIDLAR.....	26
REZUMAT	26
3.1 INTRODUCERE.....	26
3.2 COMPENSAREA TERMICĂ DE ORDINUL I A CURENTULUI PE RAMURĂ.....	27
3.1.1 Coeficienții de temperatură de ordinul I.....	31
3.3 COMPENSAREA TERMICĂ DE ORDINUL II A CURENTULUI PE RAMURĂ.....	33
3.4 COEFICIENȚII DE TEMPERATURĂ DE ORDINUL I ȘI II AI RAPORTULUI M AL CURENȚILOR DIN RAMURI	34
3.5 SCHEMA PRACTICĂ	43
3.6 REZULTATELE SIMULĂRII.....	38
3.7 CONCLUZII	44
4. O NOUĂ SURSĂ DE CURENT DE REFERINȚĂ TOTAL WIDLAR-WIDLAR	46
REZUMAT	46
4.1 INTRODUCERE.....	46
4.2 COMPENSAREA TERMICĂ DE ORDINUL I A CURENTULUI TOTAL.....	47
4.3 COMPENSAREA TERMICĂ DE ORDINUL II A CURENTULUI TOTAL	50
4.4 COEFICIENȚII DE TEMPERATURĂ DE ORDINUL I ȘI II AI RAPORTULUI M AL CURENȚILOR DIN RAMURI	54
4.5 REZULTATELE SIMULĂRII.....	56
4.5.1 Simularea SCR cu rezistență R_1 difuzată N^+ , cu compensare de ordinul I ...	56
4.5.2 Simularea SCR cu rezistență R_1 difuzată N^+ , cu compensare de ordinul II ..	58
4.5.3 Simularea SCR cu rezistență R_1 de tip ZTC.....	60
4.6 CONCLUZII	62
5. O NOUĂ SURSĂ DE CURENT DE REFERINȚĂ TOTAL WILSON-WIDLAR	64
REZUMAT	64
5.1 INTRODUCERE.....	64
5.2 COMPENSAREA TERMICĂ DE ORDINUL I A CURENTULUI TOTAL.....	66
5.3 COMPENSAREA TERMICĂ DE ORDINUL II A CURENTULUI TOTAL	69

5.4 REZULTATELE SIMULĂRII.....	71
5.4.1 Simularea SCR cu rezistență R_1 difuzată N^+	71
5.4.2 Simularea SCR cu rezistență R_1 de tip ZTC.....	74
5.5 CONCLUZII	76
6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII	77
6.1 CONCLUZII	77
6.2 CONTRIBUȚII.....	80
6.3 PERSPECTIVE.....	81
ANEXA 1	82
BIBLIOGRAFIE.....	84

1. STADIUL CUNOAȘTERII DOMENIULUI

1.1 Introducere

Tot mai multe circuite integrate analogice de precizie necesită surse de curent de referință independente de temperatură, de tensiunea de alimentare, de sarcină și de procesul tehnologic, de obicei pentru curenți mici. Acestea se folosesc atât pentru polarizări precise în amplificatoare, oscilatoare, filtre, senzori monolitici, PLL-uri, etc. cât și pentru convertoare D/A cu mod de lucru în curent. În circuitele integrate mixte, partea analogică se realizează tot mai mult cu circuite cu mod de lucru în curent datorită posibilității de creștere a frecvenței semnalelor prelucrate față de circuitele cu mod de lucru în tensiune. La aceste circuite sunt necesare în special surse de curent de referință (SCR).

Au fost concepute, simulate și realizate în ultimii 15 ani numeroase tipuri de SCR, care ar putea fi clasificate după mai multe criterii: principiul de funcționare, obiectivul principal, valoarea curentului de referință, performanțele realizate, tensiune minimă de alimentare, complexitate, etc. Numai în publicațiile și la conferințele cele mai importante și mai cunoscute au fost prezentate peste 25 articole științifice având ca subiect cercetări în domeniul SCR.

Cele mai multe lucrări s-au focalizat pe reducerea influenței temperaturii chipului asupra curentului de referință. O mare parte s-au ocupat însă de reducerea efectului dispersiei parametrilor de proces, cauza principală a impreciziei valorii curentului la sursele care nu au prevăzută operația de „*trimmering*”. Sensibilitatea la proces a acestor circuite analogice, care conduce la dispersii ale curentului de ordinul peste $\pm 10\%$ (în special din cauza variației grosimii oxidului de poartă al tranzistoarelor și toleranței rezistoarelor), este poate cea mai dificilă problemă de rezolvat la SCR. Prin tehnici speciale se reușește reducerea dispersiei la valori de ordinul $\pm 5\text{...}6\%$. Îmbunătățirea acestui parametru ar impune creșterea substanțială a dimensiunilor tranzistoarelor și rezistoarelor deci creșterea ariei ocupate pe chip și a prețului circuitelor integrate. De asemenea, ar trebui evitate rezistoarele integrate care au o dispersie a valorii de peste $\pm 20\%$.

În cadrul studiilor publicate se constată mai puțin eforturi speciale pentru reducerea efectului variației tensiunii de alimentare și a tensiunii pe sarcină asupra curentului de referință dar parametri realizați, legați de această influență nefavorabilă, „*supply regulation*” (SR) (uneori și „*power supply rejection ratio*” – PSRR) și „*load regulation*” (LR) sunt în permanență anunțați. Pentru îmbunătățirea lor se iau cel mult măsuri obișnuite, ca utilizarea pe unele ramuri a montajelor cascodă în locul tranzistoarelor simple.

Se prezintă aici doar o clasificare a SCR **după principiul de funcționare**, făcută de autorul tezei în urma studierii bibliografiei, pentru a simplifica în oarecare măsură înțelegerea și compararea lor și a performanțelor realizate de acestea. Au fost identificate următoarele categorii de SCR:

- combinații de surse cu interconectare în cruce (cu autopolarizare),
- cu tranzistoare lucrând în regim de inversiune slabă („*weak inversion*”),
- oglinzi cu rezistența înlocuită prin grup de tranzistoare,
- cu oglinzi cu tranzistoare având grosimi diferite de oxid,
- cu tranzistoare simple sau oglinzi controlate prin referințe de tensiune,
- cu polarizare activă ori reacție prin amplificator

- oglinzi cu rezistența înlocuită prin capacități comutate,
- cu tranzistoare MOS-FG („floating gate”) cu *trimmering*, etc.

În cadrul tezei a interesat în special prima categorie de SCR adică cele bazate pe combinații de oglinzi clasice ori modificate, interconectate în cruce, cum ar fi oglinzi simple, oglinzi cascodă, oglinzi Widlar normale, oglinzi Widlar inverse, oglinzi Widlar modificate, oglinzi Wilson, oglinzi Wilson modificate etc. La aceste combinații de surse cu două ramuri s-a urmărit de obicei compensarea termică a curentului de pe o singură ramură, considerată ca ramură de ieșire. Dar ieșirea de curent spre sarcină nu se poate realiza simplu (nu este în general posibilă conectarea pe o sarcină cu capăt la masă ori la sursa de alimentare) fără afectarea nedorită a schemei și stabilității curentului. Acest lucru a fost ignorat în cele mai multe dintre lucrările publicate. Astfel, circuitul de ieșire trebuie și el inclus în analizele și simulările efectuate, eventual trebuie luate măsuri pentru compensare termică și insensibilizare la variația procesului și alimentării și în acest circuit.

1.2 Comentarea realizărilor cunoscute

În cele ce urmează se prezintă sumar și, după caz, **critic** (cu caractere bold), principalele studii și realizări de SCR în tehnologii CMOS, raportate în literatura de specialitate, într-o ordine ce respectă în bună măsură clasificarea după principiul de funcționare expusă mai sus. Pentru a limita extinderea posibilă a acestui capitol, schemele cunoscute sunt doar prezentate prin text, nu și prin figuri.

Lucrarea [1] (1988) prezintă o SCR compusă în principal din două oglinzi simple interconectate în cruce, fără rezistențe, unde, pentru reducerea efectului variației de proces, autorul intercalează în bucla oglinzii inferioare o sursă de tensiune de referință PTAT („proportional to absolute temperature”). Tranzistoarele acestei oglinzi lucrează în regim de inversiune slabă. Sunt prevăzute ramuri de ieșire suplimentare pentru curent de 0,78μA bi-sens. Sunt necesare 39 tranzistoare dar se realizează o deviație standard a curentului de ieșire de numai 2,5%. Performanța privind variația curentului cu temperatura este modestă: 3% într-o gamă de 80°C. La aceasta a contribuit în mod cert și **dependența de temperatură a raportului curenților pe ramurile oglinzilor de ieșire - necompensată**. Datorită tranzistoarelor în montaj cascodă de pe ramurile de ieșire, parametrii SR și LR au valori performante: SR=150ppm/V, LR=400ppm/V, cu un ordin mai bun decât în mod uzual. Schema a fost concepută în tehnologie de 3μm și nu a necesitat circuit de pornire. Ea ocupă arie redusă pe chip și este alimentată cu minimum 3V.

Lucrarea [2] (1997) utilizează oglinzi interconectate în cruce, cea inferioară fiind de tip Widlar dar cu rezistența înlocuită de un tranzistor în regim liniar, polarizat cu o sursă de curent suplimentară fixă. Ramurile de ieșire, pentru curent bi-sens, sunt ramuri de oglinzi simple, **necompensate termic**. Tranzistoarele oglinzii inferioare lucrează în regim de inversiune slabă și deci curenții de ieșire au valori extrem de mici, <10nA. Tensiunea de alimentare minimă este foarte redusă: 1,2V. În rest, performanțele acestei SCR sunt slabe: dispersia curentului de ieșire cauzată de proces: ±30%, variația curentului cu temperatura pe 140°C de peste 10% (mai mică doar la tensiune de alimentare de 3,5V), PSRR de 10%/V

(100.000ppm/V). Sursa nu necesită circuit de pornire și este realizată în tehnologie de 2μm, cu arie redusă pe chip.

Lucrarea [3] (2005) incluzând numai două oglinzi de curent interconectate în cruce, cu compensare termică de ordinul II, reprezintă o lucrare deschizătoare de categorie de SCR. Ea are meritul de a fi introdus forțat dependența de temperatură a raportului m al curenților prin ramuri și de a fi găsit o soluție pentru compensarea termică de ordinul II a curentului dintr-o ramură. Fiind o **lucrare de referință pentru teza de față**, prin aceea că a determinat continuarea cercetărilor pe direcția deschisă, lucrarea [3] urmează a fi **analizată amănunțit și critic în Capitolul II**. SCR propusă este destinată curenților de ordinul 10μA și realizează performanțe bune spre foarte bune în raport cu variația temperaturii în gamă largă. Incluzând și rezistențe, sursa are o **dispersie mare a valorii curentului** realizat: -25%...+35%. **Schema nu are prevăzută ieșire** care ar mai înrăutăți performanțele. Este concepută pentru tehnologie BiCMOS de 0,35μm și nu necesită circuit de pornire.

Lucrarea [4] (2004) tratează o oglindă simplă cu sarcina pe ramura principală constituită de două „diode”, fără rezistențe, și care are intercalat pe ramura de referință un tranzistor controlat de o sursă de tensiune PTAT cu scopul de a reduce efectul dispersiei de proces prin proiectare (la „cornere”). Ieșirea spre sarcină este soluționată cu ramură de oglindă simplă **fără vreo compensare**. Schema are calitatea de a fi simplă. Performanța sursei privind dispersia curentului cauzată simultan de variații de proces, de temperatură și alimentare de ±6...12% (în funcție de tehnologie) este considerată bună. În rest, comportarea numai cu temperatura indică o **variație a curentului de 6%** pe o gamă de 120°C (sau 5% pe 100°C) iar parametrul SR=1% pentru o variație de ±10% a alimentării (recalculat: 15.000ppm/V) ceea ce înseamnă **performanțe modeste**. Circuitul a fost simulat pentru tehnologii de 0,25...0,09 μm și curent de 100μA și ar merita îmbunătățit în continuare.

Lucrarea [5] (1995) folosește o combinație: oglindă Wilson modificată cu oglindă cascodă, interconectate în cruce, la care se prevede prin calcul o compensare termică echivalentă cu ordinul I. **Curentul de referință** a fost stabilit **la o valoare mare** (50μA) pentru ca rezistența din oglinda Wilson să fie redusă. Sursa de curent **nu are prevăzută o ieșire spre sarcină**. Sursa **necesită circuit de pornire** care a fost rezolvat prin schemă cu porți logice ce comandă un tranzistor MOS cu curent egal cu cel de referință. Performanța **variația curentului cu temperatura a fost de +6,5% considerată slabă**, iar parametrul SR=1960ppm/V are o valoare bună datorită folosirii unei oglinzi superioare de tip cascodă.

Lucrarea [6] (2002) studiază două oglinzi simple interconectate în cruce, fără rezistențe, unul din tranzistoare având oxid de poartă mai gros. Ieșirea spre sarcină se realizează cu ramură de oglindă simplă care, credem noi, **afectează comportarea termică**. Circuitul are curent redus, 0,43μA, se poate alimenta cu 2,5V, este propus în tehnologie 0,8μm și ocupă arie extrem de redusă pe chip. **Comportarea termică a circuitului este foarte slabă** (0,6%/°C), deoarece circuitul nu include nici o compensare termică, dar parametrii SR și LR sunt de valori bune: SR=5000ppm/V, LR=1455ppm/V.

Lucrarea [7] (2003) include o oglindă simplă având sarcină activă simetrică cu montaje cascodă. Pe unul din brațe se realizează circuitul de ieșire al unui convertor tensiune/curent cu amplificator operațional și cu rezistența înlocuită de un tranzistor al oglinzii inferioare, ce lucrează în regiunea liniară. Mai include o sursă de tensiune de referință „band gap” cu coeficient de temperatură pozitiv

precum și un amplificator operațional de simetrizare a ramurilor oglinzii principale. Curentul de ieșire fiind impus de o tensiune de referință prin convertorul V/I, nu va depinde mult de proces. Prin urmare este vorba de o **schemă complexă** dar și de performanțe ridicate. Variația maximă a curentului de referință de $10\mu\text{A}$ este de numai 0.7% în gama de temperatură de 120°C (corespunzând la 0,5% într-o gamă de 100°C). Variația cumulată a curentului în raport cu temperatura și tensiunea de alimentare (1,4...3V) este sub 1%. Variația maximă a curentului de referință în „cornerele” procesului este sub 5% pentru o tehnologie de $0,25\mu\text{m}$. Datorită utilizării unei ramuri de ieșire cu cascodă performanțele SR și LR sunt foarte bune.

Lucrarea [8] (2007) analizează o schemă de SCR alcătuită din două oglinzi interconectate în cruce, una de tip standard însă cu rezistențele înlocuite prin două tranzistoare MOS ce impun curenții și alta simplă. Tranzistoarele oglinzii lucrează în regim de inversiune slabă, la un curent foarte redus: 9nA . Ieșirea schemei este realizată prin ramură de **oglină simplă ceea ce înrăutățește performanța termică**. Oricum, rezultatele obținute sunt bune: deviația standard a curentului: 2,16% (foarte bună), variația curentului de ieșire de 0,44% în gama de temperatură de 80°C (sau 0,53% în gama de 100°C), $\text{SR}=569\text{ppm/V}$, $\text{LR}=274\text{ppm/V}$. Schema este relativ simplă și conține numai 15 tranzistoare într-o tehnologie de $0,35\mu\text{m}$.

Schema folosită în lucrarea [9] (2002) are la bază două oglinzi simple interconectate în cruce dar între ele, pe o ramură, este intercalat un condensator ce este încărcat și descărcat prin comandă cu *clock*. Prin filtrarea tensiunii de pe condensator se obține o tensiune de decalaj practic continuă, care, împreună cu o tensiune de referință, controlează curentul de ieșire prin intermediul unui amplificator diferențial. Schema nu include rezistențe dar este relativ complexă dacă se consideră și circuitele de polarizare a amplificatorului diferențial și circuitele logice de comandă a încărcării/descărcării capacității. **Ieșirea spre sarcină este omisă** și performanțele nu sunt deci globale. La un curent de $2,1\mu\text{A}$ pe ramura principală a sursei, pentru o tehnologie de $1,5\mu\text{m}$, variația cumulată a curentului pentru proces, tensiune de alimentare și temperatură este sub 10%. Efectul separat al temperaturii este caracterizat de o variație a curentului de 2,3% într-o gamă de 100°C , ceea ce reprezintă o **performanță modestă**.

Lucrarea [10] (2007) propune un circuit simplu, asemănător unui etaj diferențial cu două tranzistoare în montaj drenă comună și cu intrările legate între ele, la care curentul de ieșire este cel de pe ramura comună a drenelor (suma a doi curenți). Acest montaj permite reducerea substanțială a efectului variației procesului. În sursa unuia din tranzistoare este intercalat un tranzistor MOS-FG („floating gate”) ce permite programarea prin tensiune a curentului dintr-o ramură deci a curentului total al sursei. Intrările etajului sunt polarizate printr-o tensiune creată cu o sursă relativ simplă, având la bază o oglindă simplă cu sarcini active (tranzistoare). Prin această polarizare se obține o dependență redusă a curentului de ieșire în raport cu temperatura chipului. Curentul sursei este relativ mare, $34\mu\text{A}$, din cauza plasării tranzistoarelor principale în punctul cu coeficient de temperatură zero („ZTC”). Pe ansamblu se obține o variație a curentului cu temperatura de 0,5% într-o gamă de 60°C (0.8% pe 100°C), considerată bună. Se consideră o tehnologie de $0,35\mu\text{m}$.

Lucrarea [11] (2003) include o combinație de oglinzi Widlar (cu montaje cascodă) și simplă, realizată pentru curent mai mare, deci cu rezistență redusă. Apoi, curentul mare este extras prin oglindă cascodă și divizat cu un lanț de celule „splitter” realizate cu tranzistoare. Schema este relativ complexă, având un număr mare de tranzistoare. **Nu este raportată nici o performanță**.

Lucrarea [12] (2007) folosește pentru prima dată principiul însumării a trei curenți cu dependență diferită de temperatură : unul cu dependență liniară, al doilea cu dependență pătratică iar al treilea cu o dependență polinomială cu termeni de grade 1, 2, 3 și 4. Prin urmare, se realizează o compensare de temperatură de ordin superior. Dar schema devine complexă deoarece trebuie să producă cei trei curenți. Schema mai include o sursă de tensiune de referință *band gap* ce contribuie la producerea curentului cu dependență liniară de temperatură și un circuit de pornire. Cei trei curenți se însumează într-un tranzistor dând 7,25μA. Schema utilizează și tranzistoare bipolare (unele ca diode) precum și rezistențe. Tensiunea de alimentare este redusă la 1,8V pentru o tehnologie de 0,5μm. Performanța principală a sursei este dependența foarte redusă a curentului de referință de temperatură, dar raportarea ei de către autor în ppm/°C nu este deloc potrivită din cauza formei ondulatorie a curbei. Calculând din grafic variația maximă a curentului pe un domeniu de 100°C rezultă: 0,0118% (**un rezultat aparent extraordinar de bun !**) dar, **este un rezultat parțial deoarece în schemă nu există ramura de oglindă de ieșire**, care, după aprecierea autorului tezei, conduce la o variație suplimentară a curentului de ieșire cu temperatura (fără măsuri de compensare) de ordinul 0,3%. Oricum, soluția din [11] este cea mai performantă din punct de vedere al comportării termice dintre toate cele cunoscute.

În lucrarea [13] (2005) se propune o schemă de SCR compusă din două oglinzi simple interconectate în cruce la care într-una sau în ambele ramuri se intercalează surse de tensiune PTAT, realizate simplu cu două tranzistoare în schemă denumită „tranzistor MOS *self-cascode*”. Astfel, între intrările celor două tranzistoare ale oglinzii inferioare apare o tensiune de decalaj PTAT („*voltage shift*”) cu scopul reducerii sensibilității la variații de proces și de alimentare. Ieșirea este realizată prin ramură de oglindă simplă. Toate tranzistoarele lucrează în regim de inversiune slabă sau moderată, curentul de ieșire fiind extrem de redus: 0,4nA. Tensiunile PTAT au valori sub 100mV și practic nu depind de tensiunea de alimentare (1,1V pentru tehnologia de 1,5μm sau 0.7V pentru cea de 0,18μm, redusă datorită regimului de inversiune slabă). Instabilitatea curentului de referință la variații de proces este relativ bună: ±10%. **Restul performanțelor sursei sunt totuși slabe**: variația curentului cu temperatura este de 23% pe un domeniu de 80°C iar parametrul SR : 6%/V (60.000ppm/V).

Lucrarea [14] (2007), asemănătoare ca principiu cu [13], folosește oglinzi cu intercalare de tensiuni de decalaj PTAT („*shift voltage*”). Totuși, oglinda simplă superioară (PMOS) este înlocuită aici cu un etaj diferențial ce impune factorul de curent. Sursele PTAT sunt realizate tot cu tranzistoare MOS „*self-cascode*” dar prezintă și o reacție negativă locală prin tranzistoare bipolare pentru reducerea variațiilor cu procesul și temperatura. **Ieșirea este realizată prin ramură de oglindă simplă**. Toate tranzistoarele lucrează în regim de inversiune slabă sau moderată, curentul de ieșire fiind extrem de redus: 0,5nA. Tensiunea de alimentare este redusă: 1,1V pentru tehnologia de 1,5μm sau 0.7V pentru cea de 0,18μm (redusă datorită regimului de inversiune slabă). **Performanțele SCR sunt modeste**: variația curentului cu temperatura ±5% în gamă de 190°C, PSRR de 70dB.

Lucrarea [15] (2006) realizează o SCR prin însumarea a doi curenți cu compensare termică de ordinul I dar cu variație de tip opus în raport cu temperatura: un curent mai mare (2μA) cu curbă convexă iar un curent mai mic (0,1μA) cu curbă concavă. Se obține astfel o compensare bună a curentului total la variația temperaturii, echivalentă cu o compensare de ordinul II. Optimizarea se

realizează prin alegerea raportului celor doi curenți, produși de surse de tensiune *band gap* corespunzătoare. Tensiunea de alimentare este de 1,8V pentru o tehnologie de 0,6 μ m. **Ieșirea** este posibilă doar prin ramură de oglindă simplă și **nu este cuprinsă în schema simulată, astfel că abaterea pe care o poate introduce aceasta la variația temperaturii, de ordinul 0,3%, nu este inclusă în performanța raportată: 0,475% în toată gama de temperatură (autorul a raportat-o în ppm/°C ceea ce nu este potrivit pentru o curbă cu 4 pante sus-jos). Parametrul SR=0,01%/V (sau 100ppm/V, adică foarte bun) nu este determinat la ieșirea efectivă a sursei (care lipsește) deci valoarea lui nu este utilă** într-o comparație cu o SCR completă.

Principiul SCR prezentată în [16] (2008) este unul simplu: se înscriează cu sarcina un convertor V/I cu AO și tranzistor de ieșire NMOS, un rezistor cu un coeficient de temperatură negativ (polisiliciu) și un rezistor programabil cu tranzistor NMOS cu coeficient de temperatură pozitiv. Montajul celor două rezistoare înseriate este alimentat la un capăt cu tensiune de referință programabilă prin convertorul V/I. Programarea rezistorului și a tensiunii de referințe se face prin modificare (injecție) de sarcină în noduri flotante din scheme. Astfel, schema devine complexă pentru că include un AO și 4 pompe de sarcină. Tensiunea minimă de alimentare este de 2,3V, **curentul prin ramura principală**, care este și ramura de ieșire, **este mare** (programabil în gama 16-53 μ A, optim 40 μ A). Tehnologia propusă este CMOS 0,5 μ m. Performanțele raportate sunt următoarele: variația curentului de ieșire de 132ppm/°C (0,85%) pentru o gamă de temperatură de 80/°C, reprezentând probabil 1,1% pe 100/°C, deci bun, parametrul LR=1%/V (10.000ppm/V) deci **modest**.

Lucrarea [17] (2007) are un principiu foarte simplu: un tranzistor MOS înseriat cu sarcina este plasat într-un punct de funcționare cu coeficient termic zero (ZTC, realizat prin compensare mutuală a variațiilor mobilității și ale tensiunii de prag). Tranzistorul este polarizat cu o tensiune de referință la un **curent foarte mare, de 144 μ A**. Tensiunea de referință are o variație cauzată de proces și de temperatură de $\pm 2\%$ și în mod normal ar necesita „*trimmering*”. Schema mai utilizează un amplificator operațional și un amplificator diferențial transimpedanță într-o buclă de reacție negativă, devenind complexă. Performanțele SCR sunt: variația curentului la modificare cumulată de proces și temperatură: $\pm 7\%$ (bună); variația curentului cu temperatura: sub 2% (**modestă**). Circuitul a fost fabricat în tehnologie CMOS de 0,18 μ m.

Principiul SCR prezentată în [18] (2003) este tot unul simplu: scăderea a doi curenți ai două tranzistoare PMOS pereche, dintre care unul este scalat cu un factor cuprins în gama 1..2. Curenții sunt produși prin polarizare controlată în două variante: cu tensiune fixă de la o sursă *sub band gap* sau printr-o tensiune de prag scalată. Prin aceste polarizări se creează o diferență dorită între parametrii μ_p și V_{Tp} ai celor două tranzistoare pereche pentru reducerea efectului variației procesului și temperaturii chipului. **Curentul realizat este însă foarte mare: 85 μ A respectiv 105 μ A în cele două variante de polarizare.** Tehnologia considerată este 0,15 μ m. Performanțele obținute sunt: variația curentului la efect cumulat proces-temperatură de $\pm 5\%$ respectiv $\pm 6\%$ (performanță bună) în cele două variante; variația cauzată de temperatură în gamă de 70°C de 1,8% respectiv 1,2% (**performanță modestă**).

Lucrarea [19] (2003) propune o schemă pe principiul PTAT cu un etaj amplificator diferențial, care furnizează la două ieșiri diferite o tensiune de referință redusă respectiv un curent de referință redus. Majoritatea tranzistoarelor lucrează în regim de inversiune slabă pentru a se realiza o tensiune de alimentare scăzută,

de 0,9V, și curentul de ieșire este de 0,345 μ A. Tensiunea de referință rezultă cu o deviație standard de 2,5% (performanță bună) iar curentul de referință are o deviație standard de 3% (performanță bună). Variația curentului de referință cu temperatura este însă importantă: 1,13nA/°C, ceea ce, pe un domeniu de temperatură obișnuit conduce la **10% (performanță foarte slabă)**. **Ieșirea curentului de referință se face prin ramură de oglindă simplă, neperformantă (PSRR=60dB)**. Tehnologiile încercate au fost de 1,2 μ m și 0,35 μ m.

În lucrarea [20] (1996) se propune o SCR specială în care curentul de ieșire este obținut printr-o operație analogică de extragere a rădăcinii pătrate din doi curenți ce curg prin două ramuri diferite, unul proporțional cu mobilitatea, celălalt – invers proporțional cu mobilitatea. Astfel, curentul final nu mai este dependent de mobilitate. Circuitul este cunoscut sub numele de „circuit de extragere de radical”; are pe ramura de ieșire doar o „diodă” MOS și un tranzistor și folosește tranzistoare în regim de inversiune slabă. Curentul rezultat este de 0,285 μ A și poate fi injectat direct într-o sarcină cu capăt la masă. Tehnologia folosită este CMOS de 2 μ m. Variația curentului de ieșire cu temperatura este de 1,7% în gama de 90°C, adică o **performanță modestă**.

Principiul SCR prezentată în [21] (2006) este acela de însumare a doi curenți cu coeficienți de temperatură de semne diferite. Curentul cu coeficient negativ este creat cu ajutorul unei surse de tensiune *band gap* pusă în regimul cu coeficient de temperatură minim (ZTC). Curentul este produs prin convertor V/I cu AO și oglindit în circuitul sumator. Curentul cu coeficient de temperatură pozitiv, PTAT, este realizat cu o a doua sursă de tensiune *band gap*. Insumarea celor doi curenți se realizează cu scalare, într-un etaj diferențial, în ramura comună din sursele tranzistoarelor și este oglindit la ieșire. **Curentul de referință realizat este foarte mare: 236 μ A**. Alimentarea minimă este de 3V iar tehnologia: 0.35 μ m. **Schema necesită circuit de pornire și este relativ complexă din cauza celor două AO**. Performanțele privind variația curentului de referință cu temperatura: 0,09% (variație ne-monotonă) și variația curentului cu tensiunea de alimentare: 0,007% (variație ne-monotonă) sunt excepționale!

Lucrările [22] și [23] constituie soluții de SCR cu capacități comutate ce înlocuiesc rezistențe și nu mai sunt analizate în detaliu aici.

Unele din SCR comentate mai sus sunt complexe și nu ar putea fi utile într-o schemă ce folosește multe surse de curent de referință (de exemplu un DAC cu mod de lucru în curent). De asemenea, la multe dintre acestea, interconectarea cu sarcina nu este simplă sau alterează performanța.

Pentru reducerea ariei pe chip a surselor de curent din DAC s-a propus o schemă cu segmentare de cod [32], [33], la care însă trebuie asigurat un raport foarte precis al lanțului de rezistențe de la ieșire. Această soluție permite utilizarea unor surse de curent unitare chiar mai complexe ori cu arie ocupată pe chip mai mare deoarece numărul de surse necesar este mult redus.

În teza de față (Capitolele 4 și 5) se propun **în premieră** două SCR cu soluție de compensare termică de ordinul II a **curentului total** al celor două ramuri ale sursei de curent cu interconectare în cruce, astfel încât sursa să poată alimenta o sarcină cu capăt la masă ori la sursa de tensiune de alimentare. Cercetările au fost prezentate în lucrările [26], [27], [29], [34], aparținând autorului tezei. În lucrarea [28] și în teză (Capitolul 3) este prezentată o SCR **pe ramură** care aduce, tot **în premieră**, o soluție de compensare termică de ordinul II a curentului ramurii suplimentare de oglindă ce asigură ieșirea spre sarcină.

1.3 Concluzii

Tot mai multe circuite integrate analogice de precizie necesită SCR cât mai puțin dependente de parametri de proces, temperatură și tensiunea de alimentare, de obicei de curenți mici. Convertoarele D/A cu mod de lucru în curent pretind SCR simple și foarte performante, ținând cont de cantitatea de surse utilizată în convertor și de precizia pe care acesta trebuie să o realizeze.

În circuitele integrate mixte, partea analogică se realizează tot mai mult cu circuite cu mod de lucru în curent datorită posibilității de creștere a frecvenței semnalelor prelucrate față de circuitele cu mod de lucru în tensiune. La aceste circuite sunt necesare în special surse de curent de referință (SCR).

Cercetările efectuate până în prezent pe plan mondial au evidențiat dificultatea realizării surselor de curent cu sensibilitate redusă la variațiile de proces (la „*cornere*”). Pentru a se obține variații de numai câteva procente ale curentului sunt necesare studii consistente și idei deosebite. În schimb, un număr foarte mare de lucrări s-au ocupat de reducerea efectelor temperaturii și tensiunii de alimentare asupra curentului de ieșire al surselor.

Au fost concepute, simulate și realizate în ultimii 15 ani numeroase tipuri de SCR, care ar putea fi clasificate după mai multe criterii: principiul de funcționare, obiectivul principal, valoarea curentului de referință, performanțele realizate, tensiune minimă de alimentare, tehnologie folosită, complexitate, etc. Numai în publicațiile și la conferințele cele mai importante și mai cunoscute pe plan mondial au fost prezentate peste 25 articole științifice (unele datate 2008) având ca subiect cercetări în domeniul SCR. Analizând cea mai mare parte dintre aceste articole au fost prezentate în Capitolul 1 detalii, performanțe obținute și critici despre realizările cunoscute. Aspectele critice ale lucrărilor comentate au fost subliniate cu bold. O lipsă a multor lucrări a fost aceea a omiterii circuitului de ieșire spre sarcină sau a omiterii unor măsuri pentru ca acesta să nu altereze performanțele obținute pentru un curent pe o ramură interioară a sursei. Se constată că un număr mare de lucrări s-au ocupat de concepția de SCR de curenți foarte mici, obținuți prin funcționarea tranzistoarelor în regim de inversiune slabă, ceea ce a permis și reducerea drastică a tensiunii de alimentare minime necesare (la 1,2...0,7V).

La comentarea lucrărilor făcută în acest capitol s-a încercat prezentarea performanțelor pentru același domeniu de variație și cu aceleași unități de măsură (de exemplu gama de temperatură de 100°C, variația alimentării cu 1V, ppm/°C sau ppm/V unde curbele au fost monotone, ori procente unde curbele nu erau monotone) ceea ce a necesitat recalcularea performanțelor pe baza celor raportate de autori. Nu s-au prezentat tabele comparative cu performanțe ale schemelor analizate din cauza numărului mare al acestora. Totuși, o clasificare după performanța sensibilitate la variații de proces ar situa pe primele trei locuri lucrările: [8], [1], [19] iar o clasificare după performanța sensibilitate la variații de temperatură în aceeași gamă termică ar situa pe primele trei locuri lucrările: [12], [21], [3] (cu observația că la aceasta din urmă a fost ignorată ramura de ieșire care poate afecta suplimentar precizia).

În teza de față, folosind ca lucrare de referință articolul [3], se propun **în premieră** (Capitolele 4 și 5) două SCR cu soluție de compensare termică de ordinul II a **curentului total** al celor două ramuri ale SCR cu interconectare în cruce, astfel încât sursa se poate interconecta simplu cu o sarcină având capăt la masă ori la alimentare. Cercetările au fost prezentate în lucrările [26], [27],

[29], [34], aparținând autorului tezei. În lucrarea [28] și în teză (Capitolul 3) este prezentată o SCR pe **ramură** care aduce, tot **în premieră**, o soluție de compensare termică de ordinul II a curentului ramurii suplimentare de oglindă ce asigură ieșirea.

*Observație: în cadrul tezei, lucrările bibliografice citate cu caractere bold reprezintă lucrări ale autorului tezei.

2. SURSA DE CURENT DE REFERINȚĂ PE RAMURĂ WIDLAR-WIDLAR (Fiori-Crovetti)

Rezumat

În acest capitol se analizează sursa de curent de referință (SCR) cu interconectare în cruce Widlar-Widlar sau Fiori-Crovetti [3], care a relansat seria de SCR simple, cu compensare termică de ordinul II, capabile de performanțe bune și chiar foarte bune. Sursa folosește mai întâi o compensare termică de ordinul I pentru curentul de referință de pe o ramură, obținută prin impunerea valorii unei prime rezistențe, apoi, realizează o compensare termică de ordinul II a curentului, prin impunerea valorii coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai raportului curenților din cele două ramuri. **Meritul deosebit al acestei lucrări deschizătoare de drum** este acela că a introdus forțat un raport de curenți pe ramuri cu dependență mai puternică de temperatură, impusă printr-o a doua rezistență și prin rapoarte dimensionale de tranzistoare. Acest lucru a condus la performanțe bune și poate fi considerat ca un început pentru SCR cu performanțe și mai bune.

Se analizează structura SCR Fiori-Crovetti [3], unica de acest gen cunoscută până în prezent, proiectată în tehnologie BiCMOS de $0,35\mu\text{m}$ și condițiile de compensare termică de ordinul I și II a curentului. Se prezintă relațiile deduse pentru coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai raportului curenților din ramuri. Se comentează performanțele prezentate de circuit la simulare.

În finalul capitolului se prezintă un număr important de comentarii critice la adresa lucrării [3], care au constituit punctul de plecare pentru această teză de doctorat.

2.1. Introducere

Sistemele de mare performanță analogice și mixte necesită SCR foarte stabile pentru buna lor funcționare. În acest scop, în ultimele două decenii, au fost propuse în literatura de specialitate numeroase circuite de precizie și în particular, s-au făcut multe eforturi pentru a dezvolta SCR în tehnologie CMOS. Cele mai multe circuite au încercat să exploateze compensarea reciprocă a dependenței de temperatură a tensiunii de prag și a mobilității purtătorilor de sarcină dar sunt de obicei complexe și ocupă o arie importantă pe chip.

Lucrarea [3] este prima care propune o nouă SCR compactă (simplă, denumită „cu autopolarizare”), realizată cu numai 5 tranzistoare MOS și două rezistențe integrate (fig.2.3), adică două componente în plus față de SCR cu conectare în cruce standard [30] (fig.2.1). Cu toate acestea, performanțele sursei în raport cu temperatura și tensiunea de alimentare sunt comparabile cu acelea ale unor referințe complexe, consumatoare de arie pe chip.

În cele ce urmează este prezentată cu o anumită extindere lucrarea [3], care a constituit punctul de plecare pentru teza de doctorat de față, și care conține proceduri de calcul ce sunt parcurse și în capitolele originale următoare.

2.2. Dependența de temperatură a curentului la sursa standard

Se analizează aici SCR standard din fig.2.1 [30] și dependența de temperatură a curentului pe o ramură a acesteia [3]. Circuitul este realizat din două oglinzi conectate în cruce: o oglindă simplă superioară (M_3 și M_4) și o „oglină” Widlar inferioară (M_1 , M_2 , R_1). Oglinda Widlar, prin rezistența R_1 , stabilește valoarea curentului I_2 iar oglinda simplă stabilește raportul m între curenții pe ramuri. Toate tranzistoarele din circuit lucrează în regim de saturație. O astfel de structură mai este denumită în literatura de specialitate: „cu autopolarizare”.

Observație: noțiunea de „oglină” de curent s-a extins în ultima perioadă, în special la sursele CMOS, și la acelea la care raportul curenților este diferit de 1, ba chiar și la sursele Widlar [3].

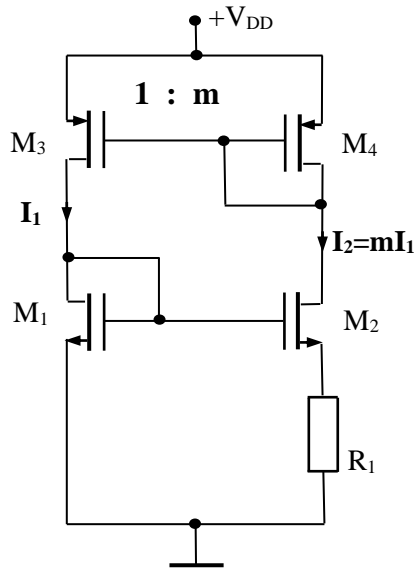


Fig.2.1 SCR standard

Pe bucla de jos a circuitului din fig.2.1 se scrie ecuația curentului I_1 [3]:

$$\sqrt{\frac{I_1}{\beta_n}} \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) - mI_1 R_1 = 0 \quad (2.1)$$

cu $\beta_n = \mu_n C_{ox} / 2$ - factorul de câștig al tranzistoarelor NMOS, μ_n - mobilitatea electronilor în canalul tranzistoarelor NMOS, C_{ox} - capacitatea de poartă pe unitatea de suprafață, a_i - raportul dimensional (sau „factorul de aspect”) W_i/L_i al tranzistorului i . Aici s-au anulat reciproc tensiunile de prag V_{Tn} ale tranzistoarelor M_1 și M_2 , considerate egale.

În această relație, singurele mărimi ce depind de temperatură, considerate până la apariția lucrării [3] sunt μ_n și R_1 , deci coeficientul de temperatură al curentului I_1 a fost scris:

$$\frac{1}{I_1} \cdot \frac{dI_1}{dT} = -\frac{1}{\mu_n} \cdot \frac{d\mu_n}{dT} - \frac{2}{R_1} \cdot \frac{dR_1}{dT} \quad (2.2)$$

Sau, introducând coeficientul de temperatură al unei variabile v , definit în forma

$k_v = \frac{dv}{v dT}$, reprezentând variația relativă a variabilei cu temperatura [3], rezultă

$$k_{I1} = -k_{\mu n} - 2k_{R1} \quad (2.3)$$

Coeficientul de temperatură al curentului pe ramură I_1 depinde de parametri ce nu se pot stabili prin proiectare astfel încât să se realizeze o compensare termică totală. În [3] se arată că pentru compensarea termică de ordinul I a curentului I_1 mai trebuie introdusă în bucla inferioară o componentă cu coeficient de temperatură potrivit.

2.3. Compensarea termică de ordinul I a curentului pe ramură

Pe baza constatărilor anterioare, lucrarea [3] a propus o nouă SCR cu compensare termică de ordinul I, obținută prin modificarea schemei standard ca în fig.2.2. A fost introdus aici tranzistorul M_5 conectat ca diodă.

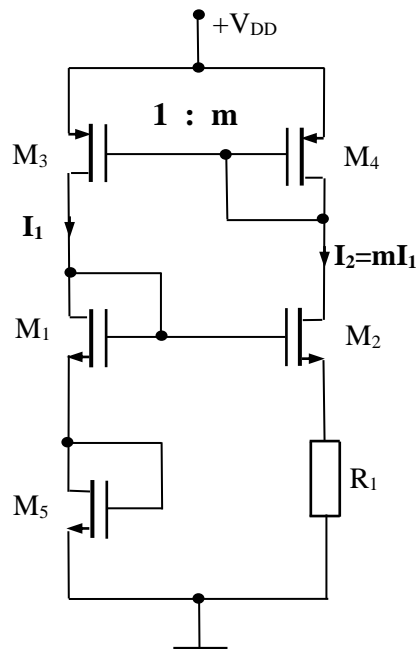


Fig.2.2 SCR Fiori-Crovetti cu compensare termică de ordinul I

Ecuția curentului pentru acest circuit ia forma [3]:

$$\sqrt{\frac{I_1}{\beta_n}} \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - mI_1R_1 = 0 \quad (2.4)$$

În această ecuație, deriva termică se manifestă prin două efecte cu semne diferite:

- $1/\beta_n$ crește cu temperatura din cauza scăderii cu lui β_n prin intermediul mobilității μ_n (care are derivă termică negativă),
- V_{Tn} scade cu temperatura.

Prin urmare, se poate încerca apropierea de o situație în care curentul de referință să aibă un coeficient de temperatură apropiat de zero, dacă paranteza are semnul pozitiv iar raportul m al curenților are o valoare potrivită.

Considerând (pentru compensarea termică de ordinul I) că raportul curenților m este independent de temperatură, autorii lucrării [3] au obținut după calcule un coeficient de temperatură al curentului I_1 :

$$k_{I1} = \frac{(2k_{VTn} + k_{\mu n})V_{Tn} - (2k_{R1} + k_{\mu n})mI_1R_1}{V_{Tn} + mI_1R_1} \quad (2.5)$$

Acest coeficient poate fi adus spre zero dacă:

$$R_1 = \frac{V_{Tn}}{mI_1} \cdot \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn}}{k_{\mu n} + 2k_{R1}} \quad (2.6)$$

În care fracția coeficienților de temperatură este pozitivă pentru tehnologia BiCMOS folosită. Oricum, în [3] este dată și o soluție de modificare a circuitului pentru cazul în care fracția de mai sus ar fi negativă.

În concluzie, autorii arată că se poate realiza o compensare termică de ordinul I a curentului de referință I_1 pentru orice parametri tehnologici, dimensionând raportul m și rezistența R_1 conform cu relația (6), pentru orice valoare a curentului I_1 . Așa cum au arătat simulările din [3] în cazul compensării de ordinul I, rămâne încă o valoare relativ mare a derivatei termice a curentului de referință cauzată de efecte de ordinul II.

2.4. Compensarea termică de ordinul II a curentului pe ramură

Autorii lucrării [3] au ajuns apoi la concluzia importantă că este necesară și posibilă o compensare termică suplimentară, pentru îmbunătățirea performanțelor SCR propuse. Astfel, ei își propun să realizeze un raport m dependent de temperatură și introduc în calculul coeficientului de temperatură k_{I1} un coeficient de temperatură al raportului m al curenților pe ramuri: k_m . Apoi constată că este posibilă o compensare termică mai bună, pe care o denumesc de ordinul II, dacă se asigură o anumită valoare pentru k_m și pentru coeficientul de temperatură de ordinul II al lui m , notat k_{mm} . Schema care poate asigura coeficientul k_m necesar este dată în fig.2.3 și folosește în locul oglinzii simple din partea superioară a schemei anterioare o oglindă Widlar „inversă” (denumire introdusă în [3] pentru schema de sursă ce diferă de schema Widlar obișnuită prin apariția rezistenței pe ramura cu diodă).

Oglinda Widlar inversă se dimensionează pentru a se realiza compensarea termică de ordinul II a curentului I_1 , ceea ce conduce la o îmbunătățire cu un factor de valoare în jur de 5 a performanțelor SCR cu compensare de ordinul I.

2.4.1. Compensarea de temperatură de ordinul I cu introducerea dependenței de temperatură a raportului curentilor m

După ce s-a considerat dependența de temperatură a raportului curentilor pe ramuri m atunci, din relația (2.4), după calcule s-a obținut expresia coeficientului de temperatură de ordinul I al curentului I_1 , k_{I1} :

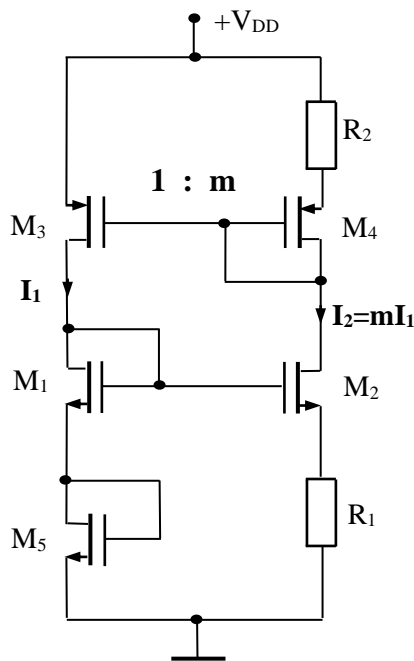


Fig.2.3 SCR Fiori-Crovetti cu compensare termică de ordinul II

$$k_{I1} = \frac{(2k_{VTn} + k_{\mu n})V_{Tn} - (2k_{R1} + k_{\mu n} + 2k_m)mI_1R_1 - 2k_m\sqrt{\frac{mI_1}{\beta_n a_2}}}{V_{Tn} + mI_1R_1} \quad (2.7)$$

Acest coeficient de temperatură devine nul (teoretic) dacă se îndeplinește condiția:

$$R_1 = \frac{V_{Tn}}{mI_1} \cdot \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn} - 2\gamma k_m}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + 2k_m} \quad (2.8)$$

unde factorul γ are formula:

$$\gamma = \frac{1}{V_{Tn}} \sqrt{\frac{mI_1}{\beta_n a_2}} \quad (2.9)$$

și unde coeficientul de temperatură k_m este încă necunoscut.

2.4.2. Coeficienții de temperatură ai raportului m

În [3] au fost determinați coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai raportului curenților pe ramuri m pentru oglinda Widlar inversă, pe baza relației curentului I_1 scrisă pe bucla acestei oglinzi superioare din fig.2.3:

$$\frac{1}{m} - \sqrt{\frac{\sigma}{m}} = R_2 \sqrt{\beta_p a_3 I_1} \quad (2.10)$$

unde β_p este factorul de câștig pentru tranzistoarele PMOS iar $\sigma = a_3/a_4$ este raportul rapoartelor dimensionale ale tranzistoarelor M_3 și M_4 .

Prin calcule, folosind definiția coeficienților de temperatură (stabilită anterior) în lucrarea [3] s-a obținut coeficientul de temperatură de ordinul I al raportului m:

$$k_m = \frac{2(1 - \sqrt{\sigma m})}{\sqrt{\sigma m} - 2} (0,5k_{\mu p} + k_{R2}) \quad (2.11)$$

Coeficienții de temperatură de ordinul II au fost definiți aici altfel decât cei de ordinul I și anume, ca derivate în raport cu temperatura ai coeficienților de temperatură de ordinul I, de exemplu: $k_{mm} = dk_m/dT$. Acesta este calculat în [3] din relația (2.11) și are expresia:

$$k_{mm} = \frac{\sqrt{\sigma m}(1 - \sqrt{\sigma m})}{(\sqrt{\sigma m} - 2)^3} (0,5k_{\mu p} + k_{R2})^2 + \frac{2(1 - \sqrt{\sigma m})}{\sqrt{\sigma m} - 2} (0,5k_{\mu p \mu p} + k_{R2 R2}) \quad (2.12)$$

unde s-au introdus coeficienții de temperatură de ordinul II pentru mobilitatea μ_p și rezistența R_2 : $k_{\mu p \mu p}$ și $k_{R2 R2}$.

2.4.3. Condiția de compensare termică de ordinul II a curentului pe ramură

Pentru stabilirea condiției de compensare termică de ordinul II a curentului de referință I_1 , autorii articolului [3] au aplicat următoarea procedură. S-a pus expresia (2.7) a coeficientului de temperatură k_{I1} în forma:

$$k_{I1} = \frac{N(T)}{D(T)} \quad (2.13)$$

unde $N(T)$ este numărătorul expresiei (2.7) iar $D(T)$ este numitorul („denominator”) expresiei (2.7) și este o cantitate finită. Deci condiția $k_{I1}=0$ înseamnă $N(T)=0$. Cu aceasta, coeficientul de temperatură de ordinul II al curentului I_1 va fi:

$$k_{III1} = \frac{\frac{dN(T)}{dT} D(T) - \frac{dD(T)}{dT} N(T)}{D(T)^2} = \frac{1}{D(T)} \frac{dN(T)}{dT} \quad (2.14)$$

și se poate aduce la zero numai dacă $\frac{dN(T)}{dT} = 0$. În consecință, din derivata aceasta și folosind relația (2.8) rezultă condiția de compensare termică de ordinul II a curentului I_1 [3]:

$$k_{\mu n} \mu n + 2k_{VTn} VTn - 2\gamma k_{mm} - \gamma k_m (k_m - k_{\mu n}) + k_{VTn} (2k_{VTn} + 2k_{\mu n}) - (k_{\mu n} + 2k_{VTn} - 2\gamma k_m) \cdot \left(k_m + k_{R1} + \frac{k_{\mu n} \mu n + 2k_{mm} + 2k_{R1} R1}{k_{\mu n} + 2k_m + 2k_{R1}} \right) = 0 \quad (2.15)$$

unde coeficienții de temperatură cu indice repetat reprezintă coeficienții de temperatură de ordinul II ai mărimilor μ_n , V_{Tn} , R_1 și m (derivatele în raport cu temperatura ale coeficienților de temperatură de ordinul I ai acestora) [3].

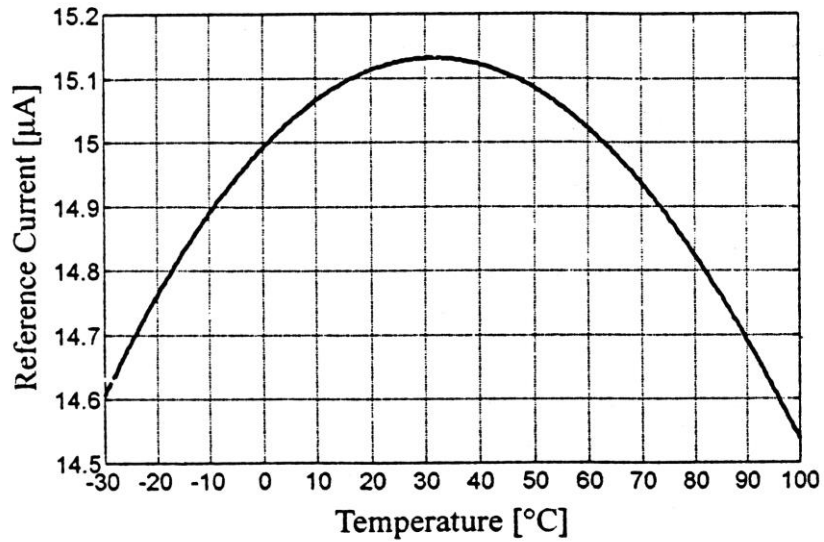
Condiția (2.15) trebuie îndeplinită de către coeficienții k_m și k_{mm} , precum și de factorul γ (deci de către m și α_2 , vezi relația (2.9)) pentru ca să se realizeze un coeficient de temperatură de ordinul II al curentului I_1 foarte apropiat de zero.

2.5 Rezultatele simulărilor SCR Fiori-Crovetti de ordinele I și II

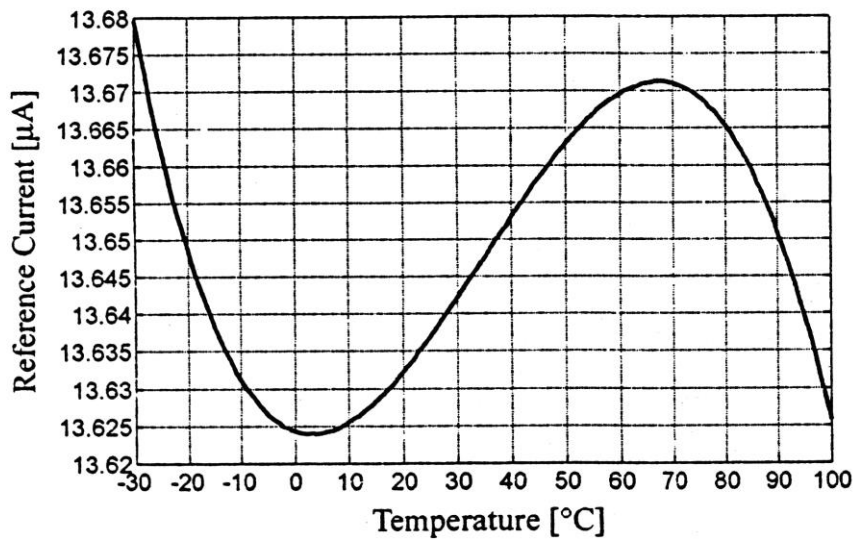
Autorii lucrării [3] au simulat două SCR, una cu compensare termică de ordinul I și alta, cu compensare termică de ordinul II, considerate ca fiind realizate în tehnologie BiCMOS de $0,35\mu\text{m}$. În lucrare s-au raportat pentru aceste surse performanțele din Tabelul 2.1.

Tabelul 2.1

Parametrul	Unitate de măsură	SCR cu compensare de ordinul I	SCR cu compensare de ordinul II
Curentul de referință (I_1) nominal	μA	15,15	13,65
Coeficientul de temperatură (mediu) al curentului	$\text{ppm}/^\circ\text{C}$	130	28
Gama de temperatură	$^\circ\text{C}$	-30...+100	-30...+100
Arie siliciu	μm^2	4200	4200
„Supply regulation”	ppm/V	4000	4000
Tensiune de alimentare minimă	V	2,5	2,5



(a)



(b)

Fig.2.4 Variația cu temperatura a curentului I_1 pentru SCR cu compensare de ordinul I (a) și de ordinul II (b). Coeficienții de temperatură ai curentului de referință au fost stabiliți pe baza graficelor date în fig.2.4a și fig.2.4b. Prezentarea și comentarea performanțelor concrete obținute se face mai jos, la concluzii și apoi la observațiile critice.

În [3] a mai fost prezentat graficul curentului de referință pe ramură I_1 cu compensare termică de ordinul II pentru situațiile în care parametri tehnologici sunt minimi respectiv maximi („*process corners*”) (fig.2.5). Rezultatul simulării arată o înrăutățire de cca. 5 ori a coeficientului de temperatură mediu raportat pentru cazul parametrilor tipici. De aceea, autorii propun „*trimmering*”-ul sursei prin intermediul rezistenței R_2 .

Și în cazul considerării efectului de corp („*body effect*”) ce intervine când substratul tranzistoarelor M_1 și M_2 din fig.2.3 se leagă la masă, performanța coeficientului de temperatură al curentului de referință, cu compensare termică de ordinul II, se înrăutățește vizibil: variație a curentului de 4% (graficul din fig.2.5).

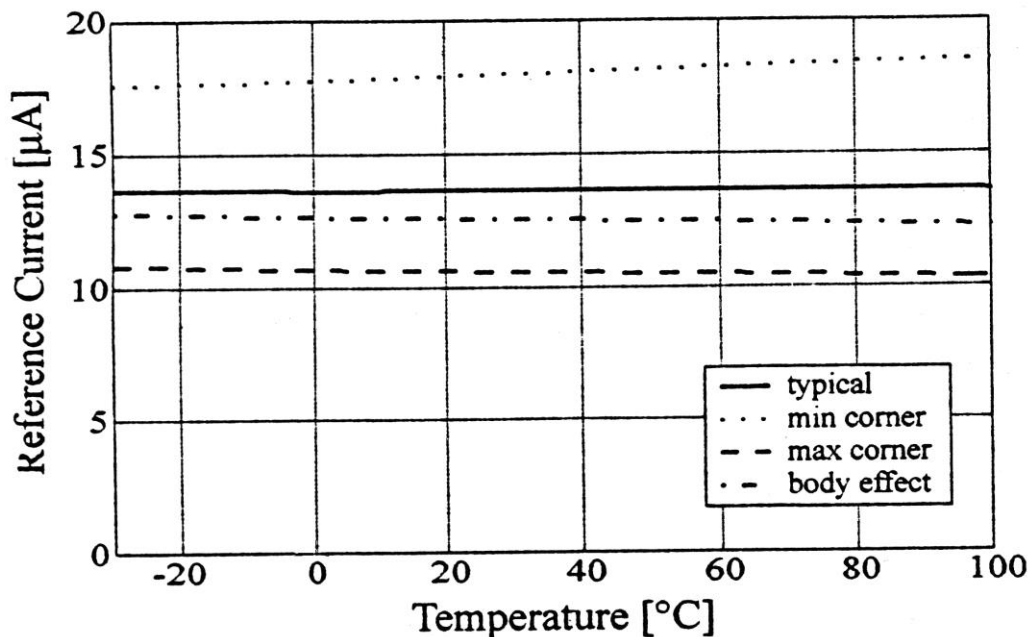


Fig.2.5 Graficul dependenței curentului de referință de temperatură la cornere și cu efect de corp

2.6. Concluzii

Lucrarea [3] are meritul de a fi relansat o SCR simplă, de tipul cu interconectare în cruce, la care s-a reușit o spectaculoasă compensare termică de ordinul II a curentului de referință pe o ramură. A fost pentru prima dată avansată ideea de a se forța o anumită dependență de temperatură a raportului m al curenților pe ramuri. În acest fel, SCR atinge performanțe bune spre foarte bune privind deriva termică a curentului de referință și parametrul stabilizarea în raport cu tensiunea de alimentare („*supply regulation*”) raportate în Tabelul 2.1. Începând

cu această recentă (2005) și unică lucrare, sursele de curent simple și compacte, de tipul cu interconectare în cruce, revin în categoria surselor de precizie, sau de referință, cu performanțe comparabile cu cele ale unor SCR complexe.

Concret, pentru graficul din fig.2.4b se poate stabili o variație maximă de 0,41% în gama de 130°C sau **0,35%** în gama de 100 °C. Acest rezultat constituie **o performanță mai mult decât bună pentru SCR**. De asemenea, valoarea de 4000ppm/V a parametrului „*supply regulation*” pentru schema SCR cu compensare termică de ordinul II constituie un rezultat bun.

Acest lucru a motivat și declanșarea cercetărilor din cadrul tezei de doctorat de față, urmărind exploatarea și a altor variante posibile dar mai ales interconectarea simplă, fără alterarea performanțelor, cu sarcina.

2.7. Observații critice

În urma unei analize atente a lucrării [3] și în urma experienței dobândite prin studierea și simularea unor noi tipuri de SCR, au rezultat o serie de observații critice referitoare la această lucrare de referință. Acestea sunt:

1. Lucrarea nu conține nimic în legătură cu o problemă esențială, aceea a **interconectării cu o sarcină** care folosește curentul de referință pe ramură. O ieșire prin ramură suplimentară de oglindă ar fi posibilă, fără alterarea performanțelor, numai cu realizarea unei compensări termice de ordinul II pentru curentul de ieșire ca în **[28]*** și în Capitolul 3 al tezei.

2. În lucrare nu s-a observat necesitatea respectării unei condiții pentru ca rezistența R_2 să fie pozitivă: $\sigma_m < 1$ (rezultată din ecuația 2.10) și importantă la adoptarea valorii raportului σ .

3. Nu se comentează semnul coeficientului de temperatură k_m , pozitiv pentru oglinda Widlar inversă.

4. Nu s-a observat că raportul dintre curenții prin cele două ramuri ale sursei, m , impus de oglinda simplă, depinde deja de temperatură, ceea ce intervine în studiul și simularea SCR cu compensare termică de ordinul I (explică nepotrivirea dintre valoarea rezistenței R_1 calculate pentru $k_m=0$ cu cea definitivată la simulare). O dovadă a acestui efect este graficul din fig.3.2, obținut prin simulare de către autorul tezei, care arată abaterea celor doi curenți din ramurile unei oglinzi simple față de valoarea inițială comună dacă temperatura chipului variază de la 0 la 100°C.

5. A fost scăpat un factor 2 în primul termen din membrul doi al relației lui k_{mm} (2.12).

6. Lipsesc indicațiile privind dimensionarea tranzistorului M_5 , conectat ca diodă, operație ce trebuie să țină cont de tensiunea pe care dioda trebuie să o preia, practic aceea care cade pe rezistența R_1 dacă M_1 și M_2 sunt dimensionate din condiția $m\alpha_2 = \alpha_1$.

7. Lipsesc semnalarea faptului că trecerea de la compensarea termică de ordinul I la aceea de ordinul II raportul dimensional α_4 al tranzistorului M_4 (sau raportul dimensional α_3 al tranzistorului M_3) trebuie modificat corespunzător valorii noi pentru σ (în primul caz egală cu 1).

8. Nu este stabilită clar ordinea calculelor de dimensionare a schemei SCR, acestea prezentând și o buclă de iterație în definitivarea valorii raportului σ pentru care se verifică condiția de compensare termică de ordinul II (relația 2.15).

9. Nu este corectă prezentarea performanței privind coeficientul de temperatură al curentului de referință, la schema cu compensare de ordinul I, în

unități ppm/°C, pe baza graficului din fig.2.4a, care nu are o formă de variație monotonă ci una cu două pante diferite. În acest caz este mai potrivit un parametru ca „variația maximă a curentului în gama de temperatură dată”, măsurată în % față de curentul maxim (de exemplu). Pentru graficul din fig.2.4a pantele curbei curentului sunt de ordinul 530ppm/°C deci mult mai mari decât panta medie raportată în tabelul 2.1 (de 130 ppm/°C). În schimb, variația maximă a curentului este de ordinul a 3,9% în gama de 130 °C, considerată în lucrare, sau 2,3% în gama de 100 °C (-18...+82 °C).

10. Din nou, prezentarea ca performanță a coeficientului de temperatură al curentului de referință la schema cu compensare termică de ordinul II, pe baza variației ne-monotone din graficul dat în fig.2.4b, în unități ppm/°C, nu este deloc potrivită și creează impresia unei performanțe mult superioare celei reale (o medie de 28ppm/°C, când pe o porțiune de grafic centrală, într-o gamă de 63°C, panta este de 55ppm/°C). Și în acest caz ar fi fost potrivit parametrul variația maximă a curentului de referință în %, în gama de temperatură dată. Concret, pentru graficul din fig.2.4b se poate stabili o variație maximă de 0,41% în gama de 130°C sau 0,35% în gama de 100 °C. Aceasta reprezintă oricum o performanță bună spre foarte bună a SCR propus în [3].

11. Întrucât în tehnologia BiCMOS uzuală substratul („body”) al tranzistoarelor nMOS M_1 și M_2 trebuie conectat la masă (și nu la sursa acestora, pentru a nu se scurtcircuita M_5 respectiv R_1) performanțele ce trebuiau raportate ar fi fost cele în prezența efectului de corp, care erau mai slabe (conform fig.2.5).

12. Unele performanțe date în Tabelul 2.1 nu prezintă încredere, cum ar fi parametrul „supply regulation” pentru schema cu compensare termică de ordinul I, care nu se poate ridica la nivelul celui pentru schema cu compensare termică de ordinul II. Apoi aria de siliciu pentru schema cu compensare termică de ordinul II, este sigur mai mare decât aceea pentru schema cu compensare termică de ordinul I unde sunt mai puține componente.

13. Nu sunt prezentate și comentate valorile tipice ale coeficienților de temperatură de ordinul I și II utilizați la dimensionare și simulare.

14. Lucrarea nu prezintă nici o dată concretă (în special pentru m , σ , R_1 și R_2 , coeficienți de temperatură, etc.) pentru ca performanțele raportate să poată fi verificate, în condițiile în care unele dintre acestea sunt susceptibile de erori (în cazurile semnalate mai sus dar și în cazul tensiunii minime de alimentare care nu poate fi redusă la valoarea raportată decât eventual în cazul folosirii unui rezistor integrat R_1 cu coeficient de temperatură negativ, cum se va arăta în Capitolul 3).

3. O NOUĂ SURSĂ DE CURENT DE REFERINȚĂ PE RAMURĂ WILSON-WIDLAR

Rezumat

În acest capitol se propune o nouă schemă compactă de sursă de curent de referință (SCR) pe o ramură, compusă din două oglinzi de curent clasice interconectate în cruce: o oglindă Wilson modificată și o oglindă Widlar. Acest tip de sursă de referință poate fi conectat cu sarcina ce are un capăt la masă ori la sursa de tensiune de alimentare numai printr-o ramură de oglindă suplimentară. Se determină condițiile pentru compensare termică de ordinul I și de ordinul II a curentului de referință pe ramură. Sunt deduse, de asemenea, formulele pentru coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai raportului m al curenților prin ramuri, k_m și k_{mm} . Se prezintă dimensionarea sursei și rezultatele simulărilor efectuate pe o schemă completată cu ramură de ieșire. Performanțele sursei cu compensare termică de ordinul II sunt: o variație maximă a curentului de referință de numai 0,43% în gama de temperatură 0...100°C și un parametru „supply regulation” de 2740ppm/V, comparabile cu cele din lucrarea de referință [3]. SCR propusă are însă o variație totală maximă a curentului de referință cauzată de variația procesului, de numai 7,5%, mult mai bună decât aceea realizată în [3].

3.1 Introducere

SCR simple și compacte, compuse din două oglinzi de curent interconectate în cruce, au fost relansate de lucrarea [3]. Acolo s-a introdus intenționat, pentru prima dată, o dependență de temperatură a raportului curenților prin cele două ramuri ale sursei. Acest lucru a permis apoi proiectarea sursei, compusă dintr-o oglindă Widlar completată cu diodă și o oglindă Widlar „inversă” interconectate în cruce (fig.2.3), pentru a se realiza o spectaculoasă compensare termică de ordinul II a curentului de referință (printr-o ramură), ce a condus la performanțe bune spre foarte bune. În lucrarea [3] nu este însă arătat sau discutat modul de extragere a curentului de referință spre o sarcină ce are un capăt la masă ori la sursa de tensiune de alimentare. Desigur, acest curent poate fi trimis sarcinii printr-o oglindă de curent suplimentară dar, așa cum se va arăta aici, raportul curenților din această nouă oglindă ar fi afectat și el de temperatură, deci curentul de ieșire ar avea stabilitatea compromisă într-o măsură importantă în raport cu performanța obținută pe ramura principală a sursei. În plus, o ramură suplimentară simplă nu poate asigura parametri „supply regulation” și „load regulation” (reprezentând gradul de independență a curentului sursei față de tensiunile: de alimentare V_{DD} și pe sarcină) de valoare multumitoare pentru circuitul de ieșire spre sarcină.

În lucrările [26] și [27] s-a introdus pentru astfel de surse compacte noțiunea de curent de referință „total”, reprezentând suma curenților prin cele două ramuri ale sursei. Este un concept nou, care permite o interconectare foarte simplă, serială, a SCR cu sarcina ce are un capăt la masă ori la sursa de tensiune de alimentare. O astfel de sursă asigură câteva performanțe bune legate de variația totală a curentului într-o gamă dată de temperatură și de parametrul

„supply regulation”. Unele performanțe ale SCR total au totuși de suferit din cauza creșterii valorii unei rezistențe, care conduce la creșterea tensiunii minime de alimentare a circuitului și a ariei ocupate pe chip. Poate că cercetările viitoare vor conduce la atenuarea acestor dezavantaje ale SCR total.

În prezentul capitol se propune o altă combinație (nefolosită până în prezent) de oglinzi clasice interconectate în cruce: o oglindă Wilson modificată (cu rezistență în loc de diodă) și o oglindă Widlar normală. Oglinda Wilson modificată (având 3 componente) asigură implicit compensarea de temperatură de ordinul I pentru o anumită valoare a rezistenței ce înlocuiește dioda și este mai simplă decât o oglindă Widlar completată cu diodă (4 componente, [3]) pentru obținerea compensării de ordinul I. În plus, datorită oglinzii Wilson (cu reacție) sursa de curent de referință propusă aici poate asigura un parametru „supply regulation” mai bun precum și o sensibilitate la proces mult mai mică.

3.2 Compensarea termică de ordinul I a curentului pe ramură

În [3] se prezintă o SCR compusă dintr-o oglindă superioară de tip Widlar „inversă” și o sursă inferioară de tip Widlar modificată, interconectate în cruce, la care se realizează o compensare termică de ordinul II pentru curentul I_1 din ramura stângă (fig.2.3). Autorii au stabilit că pentru această compensare este necesar să se introducă forțat o anume dependență de temperatură a raportului m al curenților din cele două ramuri ($I_2 = mI_1$) și au arătat că fără tranzistorul M_5 (conectat ca „diodă”) nu este posibilă compensarea termică. Astfel, sursa de curent din partea de jos a circuitului este o sursă Widlar modificată. Sursa Widlar inversă (M_3, M_4, R_2) realizează, în scopul compensării termice, un raport m cu coeficient de temperatură de ordinul I pozitiv. Schema din fig.2.3 este numită în teză sursa Fiori-Crovetti. Din păcate, curentul compensat termic I_1 nu poate fi extras din ramura stângă a sursei și folosit într-o sarcină, fără a afecta schema și deci compensarea termică dorită. Au fost prezentate în Capitolul 2 relația și condițiile de compensare de ordinul I și II pentru curentul I_1 .

Noua SCR propusă este dată în fig.3.1. Ea este compusă dintr-o oglindă inferioară de tip Wilson modificată (cu M_1, M_2, R_1) și o oglindă superioară de tip Widlar (cu M_3, M_4, R_3) care sunt interconectate în cruce. Schema fără rezistența R_3 este una standard, cunoscută [25]. Cu ajutorul rezistenței R_3 se va realiza aici compensarea termică de ordinul II a curentului de referință I_1 .

Pentru compensarea termică de ordinul I a curentului I_1 al sursei propuse din fig.3.1, se stabilește aici condiția ce trebuie îndeplinită de rezistența R_1 . Relația curentului I_1 se poate obține plecând de la aceea scrisă pe bucla de jos a sursei :

$$V_{GS1} = I_2 R_1 = m I_1 R_1 \quad \text{sau} \quad V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n a_1}} = m I_1 R_1$$

din care se obține ecuația

$$m R_1 I_1 - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n a_1}} - V_{Tn} = 0 \quad (3.1)$$

unde $\beta_n = \mu_n C_{ox} / 2$ este factorul de câștig al tranzistoarelor NMOS (considerat același la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni); a_1 reprezintă raportul

dimensional W_1/L_1 al tranzistorului M_1 ; V_{Tn} este tensiunea de prag a tranzistoarelor MOS (considerată aceeași la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni) iar m reprezintă raportul curenților din ramurile sursei ($I_2=mI_1$).

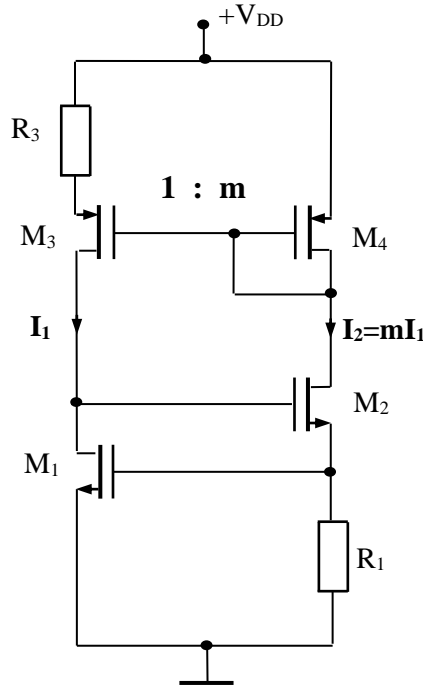


Fig.3.1 Referința de curent pe ramură cu compensare termică de ordinul II propusă

Înlocuind aici expresia factorului β_n de mai sus relația (3.1) devine :

$$mR_1I_1 - \sqrt{\frac{2I_1}{\mu_n C_{ox} a_1}} - V_{Tn} = 0 \quad (3.2)$$

Stabilirea condiției de compensare de ordinul I pentru curentul I_1 din relația (3.2), notată $f(T)$, se face pe baza derivatei „totale” a funcției

$$f(T) = f(I_1, \mu_n, R_1, V_{Tn}, m) = 0 \quad (3.3)$$

în care cele cinci variabile sunt, la rândul lor, funcții de temperatură:

$$\frac{\delta f}{\delta I_1} \frac{dI_1}{dT} + \frac{\delta f}{\delta \mu_n} \frac{d\mu_n}{dT} + \frac{\delta f}{\delta R_1} \frac{dR_1}{dT} + \frac{\delta f}{\delta V_{Tn}} \frac{dV_{Tn}}{dT} + \frac{\delta f}{\delta m} \frac{dm}{dT} = 0 \quad (3.4)$$

Introducând ca în [3] coeficienții (relativi) de temperatură ai celor cinci variabile, definiți în forma

$$k_v = \frac{dv}{vdT} \quad \text{sau} \quad \frac{dv}{dT} = vk_v \quad (3.5)$$

(pentru o variabilă notată aici cu v) și reprezentând variația relativă a acelei variabile cu temperatura, se obține:

$$\frac{\delta f}{\delta I_1} I_1 k_{I1} + \frac{\delta f}{\delta \mu_n} \mu_n k_{\mu n} + \frac{\delta f}{\delta R_1} R_1 k_{R1} + \frac{\delta f}{\delta V_{Tn}} V_{Tn} k_{V_{Tn}} + \frac{\delta f}{\delta m} m k_m = 0 \quad (3.6)$$

După efectuarea calculului derivatelor parțiale din ecuația (3.2) relația devine:

$$\left(mR_1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{\mu_n C_{ox} a_1}} \frac{1}{\sqrt{I_1}} \right) I_1 k_{I1} + mI_1 R_1 k_{R1} - V_{Tn} k_{V_{Tn}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_1}{\mu_n C_{ox} a_1}} \frac{1}{\mu_n} \mu_n k_{\mu n} + I_1 R_1 m k_m = 0 \quad (3.7)$$

sau

$$\left(mI_1 R_1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_1}{\mu_n C_{ox} a_1}} \right) k_{I1} + mI_1 R_1 k_{R1} - V_{Tn} k_{V_{Tn}} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_1}{\mu_n C_{ox} a_1}} k_{\mu n} + mI_1 R_1 k_m = 0 \quad (3.8)$$

Se înlocuiește aici radicalul cu expresia lui scoasă din ecuația (3.2), adică

$$\sqrt{\frac{2I_1}{\mu_n C_{ox} a_1}} = mR_1 I_1 - V_{Tn} \quad (3.9)$$

și rezultă expresia:

$$\frac{1}{2} (mR_1 I_1 + V_{Tn}) k_{I1} + \frac{1}{2} (mR_1 I_1 - V_{Tn}) k_{\mu n} + mR_1 I_1 k_{R1} - V_{Tn} k_{V_{Tn}} + mR_1 I_1 k_m = 0 \quad (3.10)$$

Dacă se impune aici condiția de compensare de ordinul I a curentului, $k_{I1}=0$, rezultă valoarea necesară pentru rezistența R_1 :

$$R_1 = \frac{V_{Tn}}{mI_1} \cdot \frac{k_{\mu n} + 2k_{V_{Tn}}}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + 2k_m} \quad (3.11)$$

care este mai simplă decât cea obținută în [3]. Aici k_m este coeficientul de temperatură „natural” (adică ne-impus încă prin tehnici de circuit) al raportului m .

Studierea dependenței raportului m al unei oglinzi simple, conectată în partea superioară a SCR, în raport cu temperatura, s-a făcut prin simulare de către autorul tezei. S-a obținut, pentru un curent obișnuit (6,4μA) graficul din fig.3.2, care arată abaterea celor doi curenți din ramurile unei oglinzi simple față de valoarea inițială comună dacă temperatura chipului variază de la 0 la 100°C.

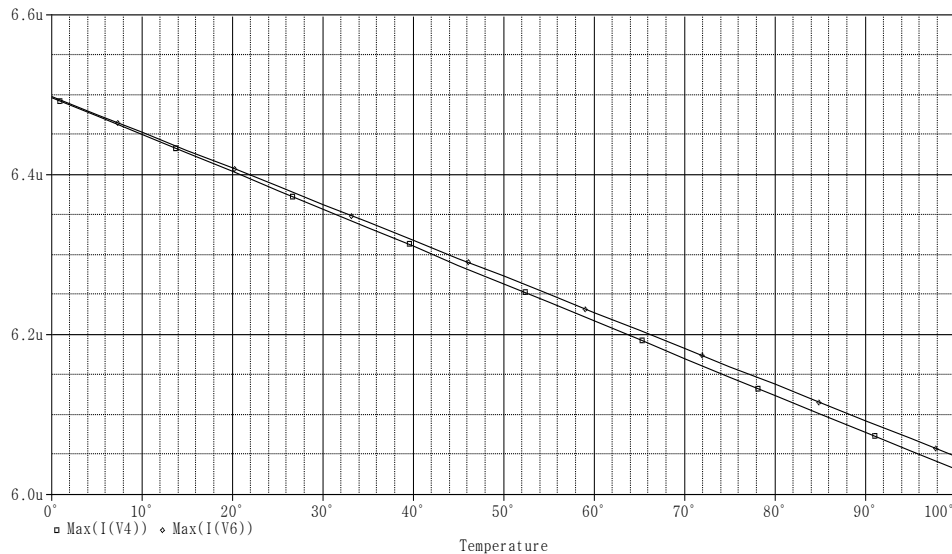


Fig.3.2 Modificarea curentilor din ramurile unei oglinzi simple cu temperatura

Calculul coeficientului de temperatură pe baza graficului conduce la o valoare redusă, pozitivă : $k_m=0,0275 \cdot 10^{-3}$. Cu toate acestea, efectul ei asupra curentului de referință în gama de temperatură 0...100°C poate cauza o variație de 0,28...0,3%.

În relația (3.11), dacă se va face și compensarea de ordinul II, apar de fapt două necunoscute: R_1 și k_m . Dacă se introduce aici valoarea rezistenței R_1 obținută la simulare în condiția compensării de ordinul I (situația în care panta de variație a curentului I_1 cu temperatura este minimă) rezultă pentru tehnologia folosită un coeficient de temperatură k_m cu valoare negativă. Prin urmare, pentru realizarea compensării termice de ordinul II a curentului I_1 trebuie utilizată o oglindă superioară de tip Widlar normală M_3, M_4, R_3 , spre deosebire de schema din fig.2.3, unde oglinda superioară M_3, M_4, R_3 este de tipul Widlar inversă [3].

Un dezavantaj important al schemelor de SCR cu oglinzi interconectate în cruce (cu autopolarizare) îl constituie faptul că pentru coeficienți de temperatură uzuali valoarea rezistenței R_1 rezultă mare (de ordinul sutelor de $k\Omega$ pentru curent de ordinul $10\mu A$). O posibilitate de reducere a valorii rezistenței este aceea a folosirii unui rezistor integrat cu coeficient de temperatură apropiat de zero sau chiar negativ, care să ducă la creșterea valorii numitorului în relația (3.11) (unde μ_n este negativă). Rezistorul de polisiliciu disponibil în tehnologia preconizată are coeficient de temperatură de două ori mai mic decât rezistorul N^+ difuzat dar din păcate are și rezistența pe pătrat de mai mult decât de două ori mai mică și dispersia de proces mai mare față de rezistențele de tip N^+ difuzate, adoptate în teză. De asemenea, folosirea unui rezistor cu rezistența pe pătrat mai mare ar conduce la diminuarea ariei ocupată de acesta pe chip.

O altă constatare importantă este aceea că pentru menținerea unei valori mai mici a rezistenței R_1 , trebuie folosit un raport m cât mai mare.

Dacă în relația (3.11) se trece în membrul stâng cantitatea mI_1 care reprezintă valoarea curentului I_2 , atunci în membrul stâng apare căderea de tensiune pe rezistența R_1 . Se poate acum evalua cu aproximație fracția rămasă în

membrul drept pentru tehnologia preconizată, ea apropiindu-se de 2,7...3. **Rezultă o observație foarte importantă pentru toate SCR de acest gen, inclusiv pentru aceea care a servit ca punct de plecare pentru teză [3]: căderea de tensiune pe rezistența R_1 este de ordinul $2,7..3 \cdot V_{Tn}$, adică de valoare mare (2,2...2,4V) și aceasta duce la creșterea substanțială a tensiunii minime de alimentare V_{DDmin} . Singura soluție pentru reducerea acestei căderi de tensiune și deci a tensiunii minime de alimentare este aceea de folosire a unui rezistor integrat cu coeficient de temperatură foarte redus, ba chiar negativ.** Un astfel de rezistor, de tip n^+ -poly (fără salicidă) a fost folosit în [7], el având și o rezistență pe pătrat mare.

Trebuie menționat aici că circuitul clasic, realizat prin interconectarea în cruce a unei oglinzi simple și a unei oglinzi Wilson modificate [5], [25], se poate stabili la pornire în starea de curent zero, ceea ce impune completarea circuitului cu unul de pornire. Dar oglinda superioară din fig.3.1 este de tipul Widlar iar simulările nu au semnalizat necesitatea acestei completări.

Se menționează, de asemenea, că încercarea de a realiza compensare termică de ordinul I pentru curentul I_2 al schemei (în loc de curentul I_1) pentru a profita mai mult de rezistența mare de ieșire a oglinzii Wilson, eșuează.

3.2.1 Coeficienții de temperatură de ordinul I

Coeficientul de temperatură $k_{\mu n}$ al mobilității purtătorilor la tranzistorul NMOS se stabilește pe baza datelor pentru modelul de tranzistor folosit în tehnologia de $0.35\mu m$ (există model de 3V și de 5V). Astfel, fiind extras din tabelul cu parametri de model "exponentul de temperatură" pentru factorul de câștig β_n (notat BEX) se folosește ecuația pentru dependența mobilității de temperatură:

$$\ln \mu_n(T) = \ln \mu_n(T_0) + BEX [\ln T - \ln T_0] \quad (3.12)$$

care provine din logaritmare expresiei mobilității

$$\mu_n(T) = \mu_n(T_0) \cdot e^{BEX [\ln(T) - \ln(T_0)]} \quad (3.13)$$

Rezultă:

$$k_{\mu n} = \frac{d\mu_n}{\mu_n dT} = \frac{1}{\mu_n(T)} \mu_n(T_0) BEX \frac{1}{T} e^{BEX \ln T / T_0} = \frac{BEX}{T} \quad (3.14)$$

Se constată că acesta depinde neliniar de temperatură, având o variație de forma dată în fig.3.3 pentru o gamă de temperatură 0 - 100°C [26].

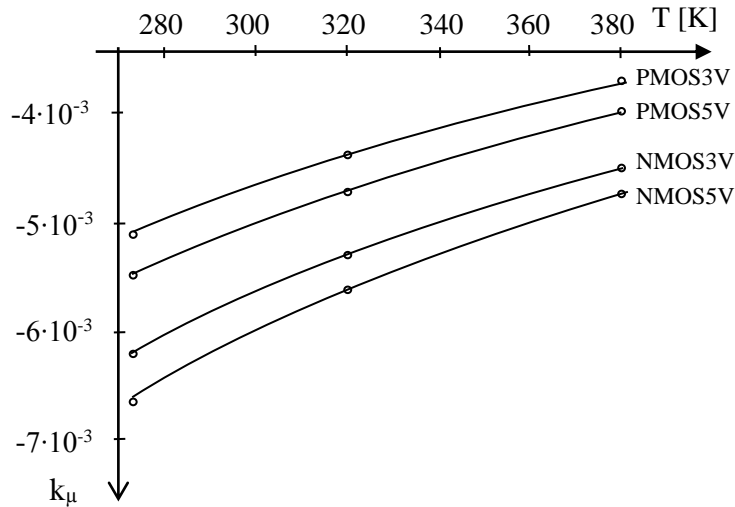
Din aceste grafice, prin aproximare liniară, rezultă expresiile coeficienților de temperatură k_{μ} pentru modelele de 3 și de 5V [26]:

$$k_{\mu p3} = [-5.07 + 0.0138(T - 273)] \cdot 10^{-3} \quad [1/K] \quad (3.15)$$

$$k_{\mu p5} = [-5.43 + 0.0148(T - 273)] \cdot 10^{-3} \quad [1/K] \quad (3.16)$$

$$k_{\mu n3} = [-6.17 + 0.0167(T - 273)] \cdot 10^{-3} \quad [1/K] \quad (3.17)$$

$$k_{\mu n5} = [-6.53 + 0.0177(T - 273)] \cdot 10^{-3} \quad [1/K] \quad (3.18)$$

Fig.3.3 Graficele k_{μ} pentru 0-100°C și diferite modele de transistor

Acum, se pot determina ușor coeficienții de temperatură de ordinul I ai mobilității (de exemplu la 300K) precum și coeficienții de temperatură de ordinul II (care sunt derivatele în raport cu temperatura ale coeficienților de ordinul I), reprezentați în relații de factorul parantezei temperaturilor.

Coeficientul de temperatură $k_{V_{Tn}}$ al tensiunii de prag se stabilește prin calcul:

$$k_{V_{Tn}} = \frac{1}{V_{Tn}} \cdot \frac{dV_{Tn}}{dT} \quad (3.19)$$

unde valoarea derivatei tensiunii de prag în raport cu temperatura este dată în lista parametrilor modelului de tranzistor folosit și este negativă. Deoarece V_{Tn} depinde mult de dimensiunile tranzistorului la valori reduse ale acestora, coeficientul $k_{V_{Tn}}$ nu se poate stabili cu precizie.

Coeficientul de temperatură al rezistențelor integrate k_R se extrage direct din lista cu parametri modelului. Pentru a se obține o rezistență cu arie mai mică și cu dispersie de fabricație mai mică, se recomandă tipul "*N⁺ diffusion sheet resistance*", având valoare tipică de $90\Omega/\square$ și coeficientul de temperatură $k_R = +1,6 \cdot 10^{-3}/K$.

Coeficientul de temperatură de ordinul I al raportului m pentru schema din fig.3.1 ar putea fi determinat doar din relația rezistenței R_1 (4.11) care are deci o necunoscută în plus. Rezistența R_1 va putea fi stabilită numai cu aproximație, considerând fracția coeficienților de temperatură o constantă egală cu cca. 3 pentru tehnologia folosită în teză. La folosirea compensării de ordinul II valoarea coeficientului k_m se impune de către sursa Widlar din partea de sus a schemei și poate fi calculată [3], [27].

3.3 Compensarea termică de ordinul II a curentului pe ramură

Pentru stabilirea condiției de compensare de ordinul II a curentului de referință I_1 din fig.3.1 se procedează ca în lucrarea [3]. Astfel, se scrie coeficientul de temperatură al curentului de referință din relația (3.8) în forma :

$$k_{II} = \frac{V_{Tn}(k_{\mu n} + 2k_{VTn}) - mR_1I_1(k_{\mu n} + 2k_{R1} + 2k_m)}{V_{Tn} + mR_1I_1} = \frac{N(T)}{D(T)} \quad (3.20)$$

Coeficientul de temperatură de ordinul II al curentului va fi atunci [3] :

$$k_{III} = \frac{\frac{dN(T)}{dT} D(T) - \frac{dD(T)}{dT} N(T)}{D^2(T)} \quad (3.21)$$

În relația (3.20), numărătorul $N(T)=0$ deoarece aceasta este tocmai condiția de compensare de ordinul I a curentului total [26]. Prin urmare, după simplificarea cu $D(T)$, din relația (3.21) se obține :

$$k_{III} = \frac{1}{D(T)} \cdot \frac{dN(T)}{dT} \quad (3.22)$$

Dacă se impune condiția de compensare de temperatură de ordinul II, adică $k_{III}=0$, va rezulta condiția :

$$\frac{dN(T)}{dT} = 0 \quad (3.23)$$

Calculul acestei condiții se face aici ținând cont că pentru tehnologia concretă adoptată, conform listei parametrilor de model pentru tranzistoare și rezistoare, parametri k_{VTn} și k_{R1} nu depind de temperatură adică, pentru mărimile V_{Tn} și R_1 nu există coeficienți de temperatură de ordinul II. De asemenea, se va considera curentul I_1 constant în raport cu temperatura, aceasta fiind tocmai condiția de compensare de temperatură de ordinul I a curentului. După calculul derivatei din (3.23) și introducerea coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai mărimilor μ_n , V_{Tn} și m rezultă:

$$V_{Tn}(k_{\mu n} + 2k_{VTn})k_{VTn} + V_{Tn}(k_{\mu n}\mu_n + 2k_{VTn}V_{Tn}) - mI_1R_1[(k_{\mu n} + 2k_{R1} + 2k_m)(k_{R1} + k_{II} + k_m) + k_{\mu n}\mu_n + 2k_{R1}R_1 + 2k_{mm}] = 0 \quad (3.24)$$

În aceasta s-au folosit notații cu indice repetat pentru coeficienții de temperatură de ordinul II, definiți ca derivate în raport cu temperatura ale coeficienților de temperatură de ordinul I [3], [27]. Dar, pentru tehnologia considerată, coeficienții de temperatură de ordinul II k_{VTnVTn} și k_{R1R1} sunt nuli. De asemenea, se consideră nul coeficientul k_{II} (condiția de compensare termică de ordinul I). Apoi se înlocuiește în relația (3.24) factorul

$$\frac{mI_1R_1}{V_{Tn}} = \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn}}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + 2k_m} \quad (3.25)$$

și se obține, după simplificări, condiția de compensare termică de ordinul II:

$$k_{\mu n}\mu_n - (k_{\mu n} + 2k_{VTn}) \left(k_{VTn} + k_{R1} + k_m + \frac{k_{\mu n}\mu_n + 2k_{mm}}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + 2k_m} \right) = 0 \quad (3.26)$$

care este mai simplă decât cele din lucrările [3], [27].

În relația (3.26), primul termen este o cantitate negativă iar produsul parantezelor dă o cantitate pozitivă. Astfel, condiția de compensare termică de ordinul II se va îndeplini pentru o anumită pereche de valori m și σ . Acestea pot fi determinate cu aproximație prin încercări repetate. Cu ajutorul lor se pot calcula cu aproximație valorile rezistențelor R_1 și R_3 , ce vor fi folosite la plecare în simulare.

3.4 Coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai raportului m al curenților din ramuri

Calculul coeficientului de temperatură de ordinul I al raportului curenților din ramurile sursei propuse (fig.3.1) urmează procedura din [3] însă aplicată la sursa Widlar normală.

Astfel, pe bucla intrărilor tranzistoarelor M_3 și M_4 din fig.3.1 se scrie ecuația:

$$I_1 R_3 = V_{GS4} - V_{GS3} \quad (3.27)$$

din care, după substituirea tensiunilor în funcție de curent și anularea reciprocă a tensiunilor de prag se obține

$$\sqrt{\frac{mI_1}{\beta_p a_4}} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_p a_3}} = I_1 R_3 \quad (3.28)$$

unde β_p este factorul de câștig al tranzistoarelor PMOS iar a este raportul dimensional W/L al tranzistoarelor M_3 respectiv M_4 . Relația (3.28) se scrie

$$\sqrt{\frac{m}{a_4}} - \sqrt{\frac{1}{a_3}} = R_3 \sqrt{I_1 \beta_p} \quad (3.29)$$

și apoi, folosind notația $\sigma = a_3/a_4$ se pune în forma

$$\sqrt{\sigma m} - 1 = R_3 \sqrt{I_1 \beta_p a_3} \quad (3.30)$$

Aceasta este o relație din care, după stabilirea mărimilor m și σ , se va putea calcula valoarea rezistenței R_3 . Aici trebuie făcută o remarcă importantă și anume, aceea că pentru obținerea unei valori pozitive pentru rezistența R_3 , trebuie îndeplinită condiția:

$$\sqrt{\sigma m} > 1 \quad \text{sau} \quad \sigma m > 1 \quad (3.31)$$

Pentru calculul coeficientului de temperatură de ordinul I al raportului m , notat k_m , se pune relația (3.30) în forma potrivită pentru calcul facil al derivatei totale în raport cu temperatura :

$$f_1(T) = f_1(I_1, R_3, \mu_p, m) = R_3 \sqrt{I_1 \frac{\mu_p C_{ox}}{2} a_3} - \sqrt{\sigma m} + 1 = 0 \quad (3.32)$$

Aici a fost înlocuit factorul de câștig cu relația cunoscută

$$\beta_p = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \quad (3.33)$$

Derivata „totală” a funcției $f_1(T)$ în raport cu temperatura se scrie :

$$\frac{\delta f_1(T)}{\delta T} = \frac{\delta f_1}{\delta I_1} \frac{dI_1}{dT} + \frac{\delta f_1}{\delta R_3} \frac{dR_3}{dT} + \frac{\delta f_1}{\delta \mu_p} \frac{d\mu_p}{dT} + \frac{\delta f_1}{\delta m} \frac{dm}{dT} = 0 \quad (3.34)$$

După înlocuirea derivatelor simple cu coeficienții de temperatură de ordinul I corespunzători, definiți ca în [3] și [26] în forma generală pentru o variabilă v (relația 3.5) se obține forma:

$$\frac{\delta f_1(T)}{\delta T} = \frac{\delta f_1}{\delta I_1} I_1 k_{I1} + \frac{\delta f_1}{\delta R_3} R_3 k_{R3} + \frac{\delta f_1}{\delta \mu_p} \mu_p k_{\mu p} + \frac{\delta f_1}{\delta m} m k_m = 0 \quad (3.35)$$

După efectuarea și introducerea derivatelor parțiale rezultă :

$$\begin{aligned} R_3 \sqrt{\frac{\mu_p C_{ox}}{2}} a_3 \cdot \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{I_1}} \cdot I_1 k_{I1} + \sqrt{\frac{I_1 \mu_p C_{ox}}{2}} a_3 \cdot R_3 k_{R3} + \\ + R_3 \sqrt{\frac{I_1 C_{ox}}{2}} a_3 \cdot \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{\mu_p}} \cdot \mu_p k_{\mu p} - \frac{1}{2} \sqrt{\sigma} \cdot \frac{1}{\sqrt{m}} m k_m = 0 \end{aligned} \quad (3.36)$$

sau

$$\begin{aligned} R_3 \sqrt{\frac{I_1 \mu_p C_{ox}}{2}} a_3 \cdot k_{I1} + 2R_3 \sqrt{\frac{I_1 \mu_p C_{ox}}{2}} a_3 \cdot k_{R3} + \\ + R_3 \sqrt{\frac{I_1 \mu_p C_{ox}}{2}} a_3 \cdot k_{\mu p} - \sqrt{\sigma m} \cdot k_m = 0 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Aici se impune condiția de compensare termică a curentului, $k_{I1}=0$, apoi se înlocuiește radicalul ce intervine în membrul stâng al relației (3.30) scrisă :

$$R_3 \sqrt{I_1 \cdot \frac{\mu_p C_{ox}}{2}} a_3 = \sqrt{\sigma m} - 1 \quad (3.38)$$

Rezultă:

$$(\sqrt{\sigma m} - 1) k_{\mu p} + (\sqrt{\sigma m} - 1) 2k_{R3} - \sqrt{\sigma m} \cdot k_m = 0 \quad (3.39)$$

iar de aici :

$$k_m = \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m}} \cdot (k_{\mu p} + 2k_{R3}) \quad (3.40)$$

Cu condiția obligatorie (3.31) fracția din expresia de mai sus este pozitivă, în timp ce factorul din paranteză, dat de coeficienții de temperatură, este negativ (pentru tehnologia de $0.35\mu\text{m}$ adoptată). Astfel, $k_m < 0$, așa cum este necesar pentru compensarea termică de ordinul II a curentului pe ramură al sursei din fig.3.1.

Pentru sursa din [3] era necesar în acest scop un coeficient de temperatură $k_m > 0$, de aceea autorii au folosit o sursă superioară de tip Widlar inversă (fig.2.3).

Pe baza relației (3.40) se va determina în continuare coeficientul de temperatură de ordinul II al raportului curentilor m , definit simplu [3]:

$$k_{mm} = \frac{dk_m}{dT} \quad (3.41)$$

Astfel :

$$\begin{aligned} k_{mm} &= \frac{dk_m}{dT} = \frac{\partial k_m}{\partial m} \frac{dm}{dT} + \frac{\delta k_m}{\delta k_{\mu p}} \frac{dk_{\mu p}}{dT} + \frac{\delta k_m}{\delta k_{R3}} \frac{dk_{R3}}{dT} = \\ &= \frac{\partial k_m}{\partial m} m k_m + \frac{\delta k_m}{\delta k_{\mu p}} k_{\mu p \mu p} + \frac{\delta k_m}{\delta k_{R3}} k_{R3 R3} \end{aligned} \quad (3.42)$$

unde $k_{\mu p \mu p}$ și $k_{R3 R3}$ reprezintă coeficienții de temperatură de ordinul II ai lui μ_p și R_3 . Coeficientul $k_{\mu p \mu p}$ a fost stabilit în lucrarea [26] (reluat în paragraful 3.2.1) iar coeficientul $k_{R3 R3}$ este dat în lista parametrilor modelului rezistorului integrat, în cazul tehnologiei folosite și a unui rezistor de tipul "N⁺ diffusion sheet resistance", $k_{R3 R3} = 0$.

Efectuând derivatele parțiale și introducându-le în relația (3.42) se obține :

$$\begin{aligned} k_{mm} &= \frac{\frac{1}{2} \sqrt{\sigma} \cdot \frac{1}{\sqrt{m}} \cdot \sqrt{\sigma m} - (\sqrt{\sigma m} - 1) \cdot \frac{1}{2} \sqrt{\sigma} \cdot \frac{1}{\sqrt{m}}}{(\sqrt{\sigma m})^2} (k_{\mu p} + 2k_{R3}) m k_m + \\ &+ \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m}} (k_{\mu p \mu p} + 2k_{R3 R3}) \end{aligned} \quad (3.43)$$

Apoi, înlocuind pe k_m cu relația (3.40), după unele reduceri de termeni se obține expresia finală:

$$k_{mm} = \frac{(\sqrt{\sigma m} - 1)}{2\sigma m} (k_{\mu p} + 2k_{R3})^2 + \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m}} (k_{\mu p \mu p} + 2k_{R3 R3}) \quad (3.44)$$

După adoptarea valorii raportului m [26] și a raportului dimensional σ , cu considerarea condiției (3.31), se poate calcula coeficientul k_{mm} . Precizia calculului nu va fi însă foarte bună din cauza folosirii unor valori de parametrii tipici dați în lista modelelor pentru anumite dimensiuni de tranzistoare în timp ce aici ele au alte dimensiuni. Se știe că în tehnologia 0.35 μ m parametrii tranzistoarelor depind mai mult de dimensiuni în zona valorilor mai mici de câțiva μ m.

3.5 Schema practică

Ținând cont că nu poate fi folosit direct într-o sarcină curentul I_1 (fig.3.1), s-a propus și simulat circuitul practic din fig.3.4, în care s-a adăugat o ramură de ieșire suplimentară, cu tranzistorul M_5 (cu dimensiuni identice cu M_4) și rezistența R_4 (apropiată de valoarea lui R_3), optimizată prin simulare pentru o compensare termică mai bună a curentului de ieșire I_o .

Astfel, s-a realizat ieșirea printr-o oglindă Widlar normală, care menține calitatea de compensare termică de ordinul II și pe brațul de ieșire.

Folosind relația curentului prin tranzistorul M_3 al oglinzii Widlar dată în [25] și adaptată la schema din fig.3.4:

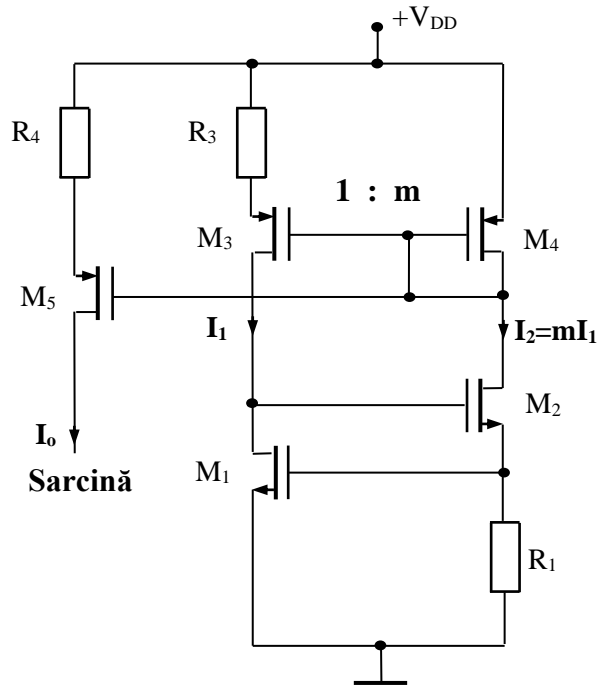


Fig.3.4 Schema practică a SCR, prevăzută cu ieșire spre o sarcină având capăt la masă

$$\sqrt{I_1} = \frac{1}{2R_3} \left(-\sqrt{\frac{1}{\beta_p a_3}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_p a_3} + 4R_3 V_{ov4}} \right) \quad (3.45)$$

unde

$$V_{ov4} = \sqrt{\frac{I_2}{\beta_p a_4}} = \sqrt{\frac{mI_1}{\beta_p a_4}} \quad (3.46)$$

reprezintă tensiunea suplimentară față de V_T („*overload*”) din tensiunea V_{GS4} , și scriind o relație asemănătoare pentru curentul I_0 din tranzistorul M_5 (care are raportul dimensional $a_5 = a_4$), rezultă raportul curenților:

$$\sqrt{\frac{I_0}{I_1}} = \frac{-\sqrt{\frac{1}{\beta_p a_5}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_p a_5} + 4R_4 V_{ov4}}}{-\sqrt{\frac{1}{\beta_p a_3}} + \sqrt{\frac{1}{\beta_p a_3} + 4R_3 V_{ov4}}} \cdot \frac{R_3}{R_4} = \frac{\sqrt{1 + 4R_4 V_{ov4} \beta_p a_4} - 1}{\sqrt{1 + 4R_3 V_{ov4} \beta_p a_3} - 1} \cdot \sqrt{\sigma} \frac{R_3}{R_4} \quad (3.47)$$

sau

$$\frac{I_0}{I_1} = \left(\frac{\sqrt{1 + 4R_4 V_{ov4} \beta_p a_4} - 1}{\sqrt{1 + 4R_3 V_{ov4} \beta_p a_3} - 1} \right)^2 \cdot \sigma \left(\frac{R_3}{R_4} \right)^2 \quad (3.48)$$

S-a pus, în mod normal, problema de a se încerca reducerea valorii rezistenței R_1 prin inserierea cu aceasta a unei „diode” realizată cu tranzistor MOS, așa cum apare ea în oglinda Wilson originală (fără rezistență), fig.3.5. Într-adevăr, valoarea necesară pentru rezistența R_1 se reduce de peste patru ori (pentru $M_6 \equiv M_2$), ceea ce ar însemna o mare reducere a ariei ocupate de aceasta pe chip, dar, cum se va vedea la simulare, compensarea termică de ordinul I a curentului pe ramură I_1 nu mai este atât de eficientă iar compensarea de ordinul II a curentului I_o nu mai poate aduce performanța la o valoare acceptabilă. În plus, tensiunea V_{DD} minimă crește cu ceva față de cea realizată de SCR din fig. 3.4.

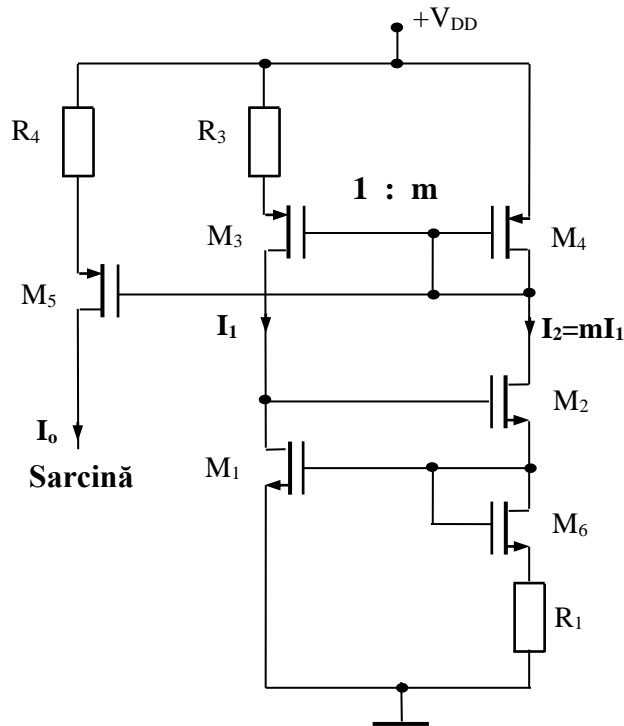


Fig.3.5 Schemă de SCR cu rezistență R_1 de valoare redusă

3.6 Rezultatele simulării

Simularea schemei din fig.3.1 în vederea găsirii valorilor optime pentru rezistențe și dimensiunile tranzistoarelor în scopul realizării compensării termice de ordinul II a curentului I_1 al sursei, s-a făcut plecând de la situația obținută după compensarea termică de ordinul I (conform algoritmului din fig.3.6). Acolo au fost deja stabilite valoarea rezistenței R_1 și dimensiunile tranzistoarelor M_1 , M_2 , M_4 .

Apoi, s-a stabilit W_3 (α_3) pentru tranzistorul M_3 astfel încât să se realizeze aproximarea lui (după un calcul iterativ) valoarea necesară pentru raportul σ , care să îndeplinească condiția de compensare de ordinul II (3.31). Având valoarea finală pentru σ se poate face un pre-calcul al rezistenței R_3 cu care se pleacă la simularea schemei și la definitivarea valorii acesteia.

Au fost efectuate simulări pentru diferite valori m și σ și pentru curent cuprins în gama 8...15 μ A. Rezultatele în performanță au fost similare: variația maximă a curentului I_1 în gama de temperatură 0...100°C s-a situat în jurul valorii de 2,1%, $V_{DDmin}=4.6V$, parametrul „*supply regulation*” $SR=8.000ppm/V$. Acestea corespund unor valori: $I_1=7,82\mu A$, $m=1$, $\sigma=6,4$, $L_1=20\mu m$, $L_{2,3,4}=5\mu m$, $W_{1,2}=2\mu m$, $W_3=25\mu m$, $W_4=3,6\mu m$, $R_1=240k\Omega$, $R_3=53,3k\Omega$. Comparând performanțele obținute aici cu cele din lucrările [3] și [27] se constată că ele nu sunt satisfăcătoare în totalitate. Este vorba în special de variația maximă a curentului I_1 .

Simularea schemei practice din fig.3.4, incluzând căutarea valorii optime pentru rezistența R_4 care să realizeze compensarea termică de ordinul II pentru curentul de ieșire I_o , a confirmat corectitudinea relației (3.48) și a condus la **performanțe superioare** față de schema inițială. Este vorba în special de efectul variațiilor de proces asupra variației maxime a curentului de referință.

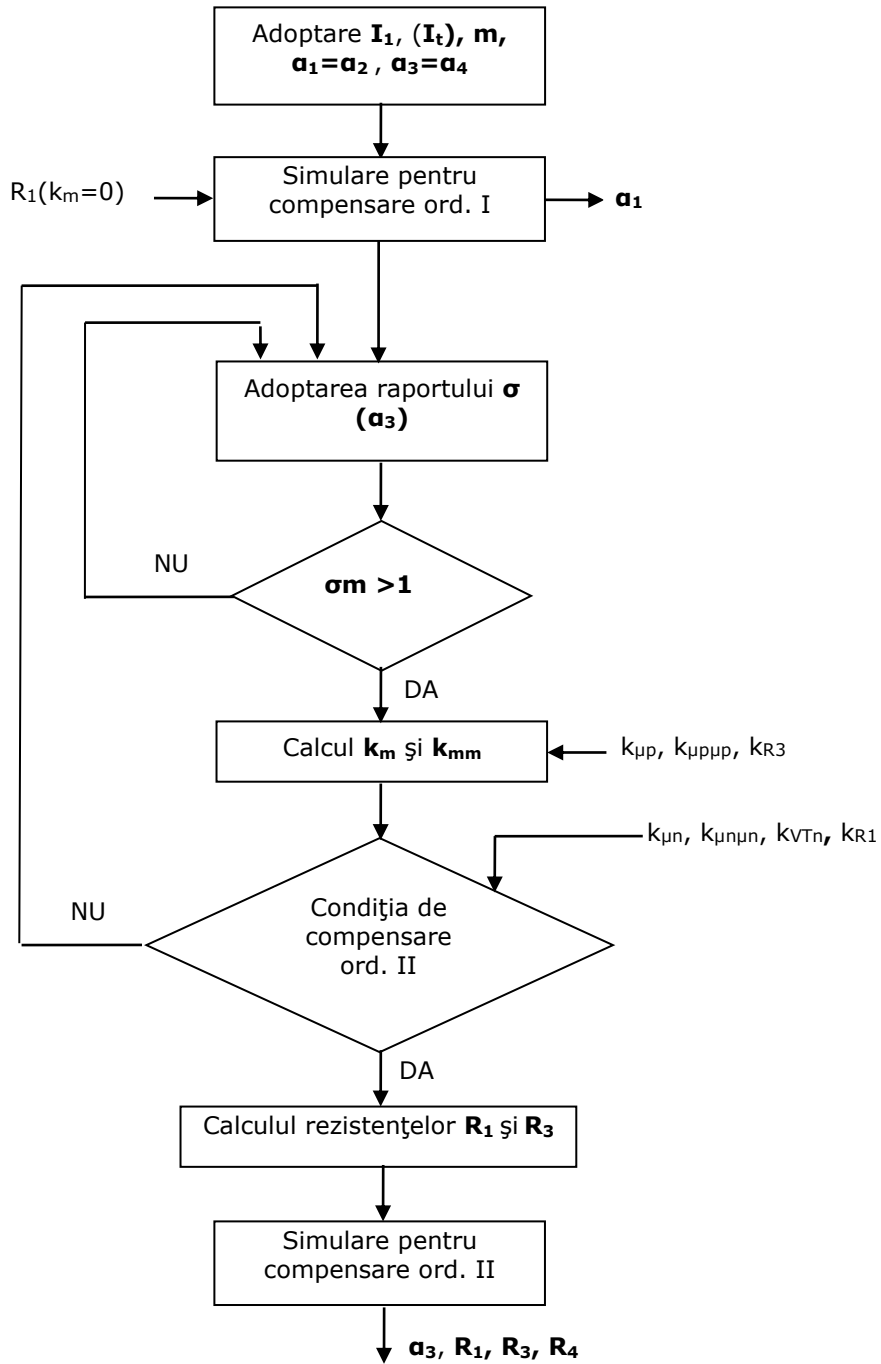


Fig.3.6 Algoritm de calcul de pre-dimensionare a elementelor SCR

Astfel, având $R_4=40\text{k}\Omega$ și $I_1=6,75\ \mu\text{A}$, s-au obținut pentru ieșirea I_o spre o sarcină cu cădere de tensiune de 1V , performanțele: variația maximă a curentului I_o în gama de temperatură $0\dots 100^\circ\text{C}$ situată în jurul valorii de $0,43\%$, la un curent de $4,35\ \mu\text{A}$ (fig.3.7), $V_{D\text{min}}=4,6\text{V}$, parametrul „supply regulation” $SR=2740\text{ppm/V}$ iar parametrul „load regulation” (la fel de important ca cel precedent) $LR=750\text{ppm/V}$. Parametrii SR și LR ar mai putea fi îmbunătățiți prin folosirea unui tranzistor în montaj cascodă pe ramura de ieșire.

Performanța obținută în variația maximă a curentului de referință este cu ceva mai bună decât aceea realizată în [27] și doar cu puțin mai slabă decât aceea realizată în [3] pentru aceeași gamă de temperatură (dar fără considerarea efectului de corp la tranzistoarele M_1 și M_2). În schimb, așa cum era de așteptat în cazul folosirii în schemă a unei oglinzi Wilson, parametrul „supply regulation” realizat cu schema din fig.3.4 este de 1,4 ori mai bun decât valoarea raportată în [3] și de 2,8 ori mai bun decât valoarea raportată în [27]. El mai poate fi cu ceva redus prin creșterea lungimii de canal la tranzistoare.

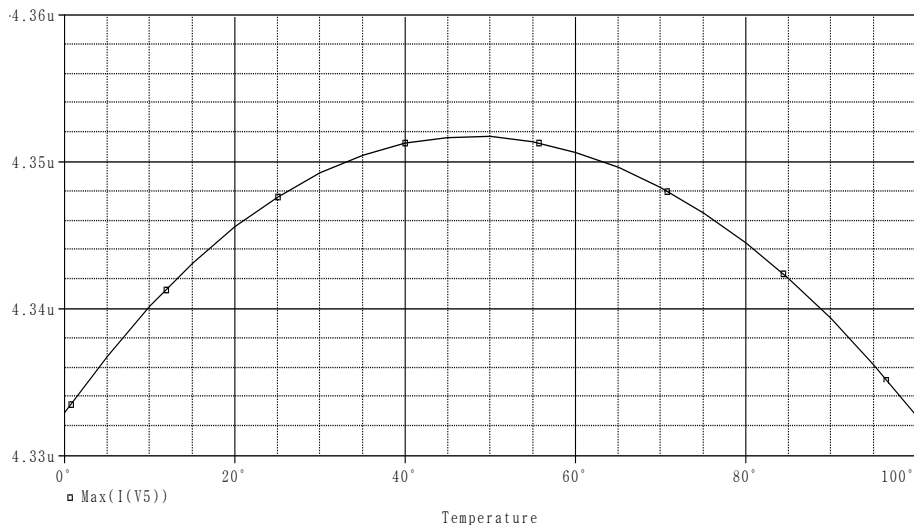


Fig.3.7 Variația curentului de referință (de ieșire) cu temperatura, în gama $0-100^\circ\text{C}$

Tensiunea minimă de alimentare a schemei a rezultat relativ mare, $4,6\text{V}$, cum era de așteptat [26], [27], de aceea au fost folosite la simulare modele de tranzistoare de 5V . Pe baza celor anunțate de lucrarea [7], existând tehnologii la care este posibilă folosirea unor rezistențe n^+ -poly fără salicidă, cu coeficient de temperatură negativ ($-0,62\cdot 10^{-3}/^\circ\text{C}$) și rezistență pe pătrat mai mare ($180\Omega/\square$), valoarea și aria rezistenței R_1 s-ar putea reduce substanțial iar tensiunea minimă de alimentare a schemei s-ar putea micșora și ea. Astfel, dezavantajele SCR propuse în teză s-ar putea în viitor diminua.

S-a simulat, de asemenea, schema din fig.3.5 cu datele: $R_1=58,9\text{k}\Omega$, $R_3=39,2\text{k}\Omega$, $R_4=53\text{k}\Omega$, tranzistoare cu dimensiuni la fel ca în schema din fig.3.4, și s-a măsurat o variație maximă a curentului I_o în gama de temperatură $0-100^\circ\text{C}$ de $2,4\%$, considerată modestă pentru o compensare termică de ordinul II.

Au fost de asemenea făcute simulări **cu variații de proces**, pe circuitul din fig.3.4, la 5 temperaturi în gama 0-100°C. Pe baza rezultatelor simulării s-au construit graficele din fig.3.8 (a, b, c) în care s-au marcat curbele pentru parametrii tipici („TYP”), pentru cazul cel mai bun (BC-„best case”) și pentru cazul cel mai rău (WC-„worst case”). Cele mai mari diferențe (în condițiile în care dispersia rezistențelor integrate prevăzute este de $\pm 22\%$) apar astfel:

Cazul a) toate rezistențele cu lățime de $1\mu\text{m}$:

- pentru BC, de +16,3% față de cazul TYP, la 75°C;
- pentru WC, de +1% față de cazul TYP, la 0°C.

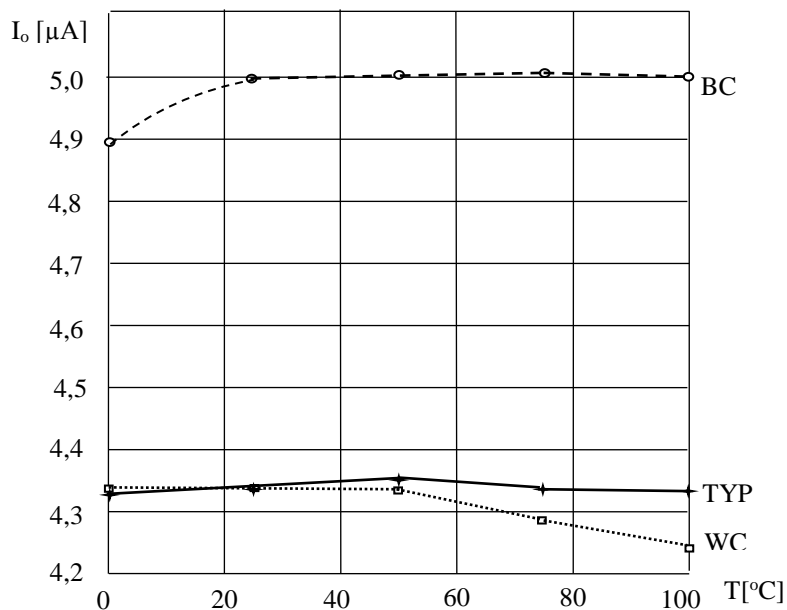
Cazul b) rezistența R_1 cu lățime de $1,2\mu\text{m}$, R_3 și R_4 cu lățime de $1,5\mu\text{m}$:

- pentru BC, de +9,3% față de cazul TYP, la 75°C;
- pentru WC, de +5,9% față de cazul TYP, la 0°C.

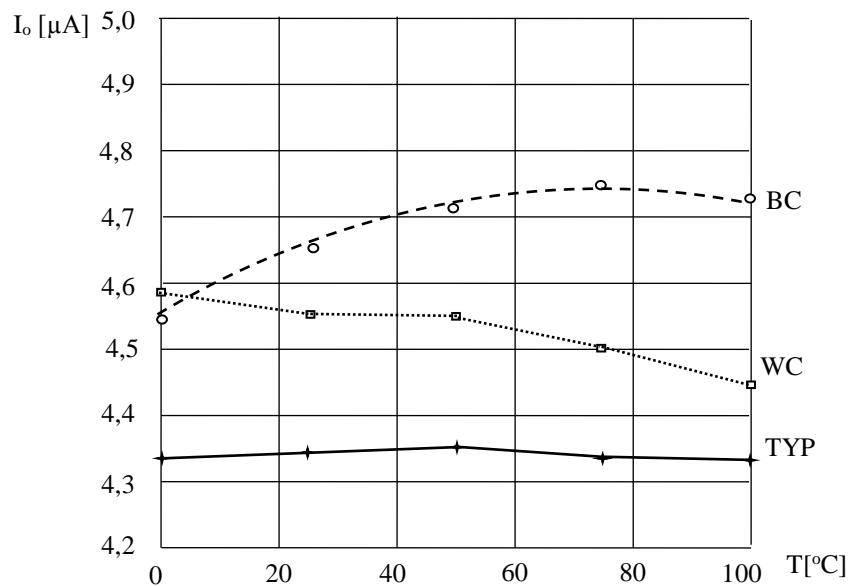
Cazul c) rezistența R_1 cu lățime de $1,21\mu\text{m}$, R_3 și R_4 cu lățime de $2\mu\text{m}$:

- pentru BC, de +7,5% față de cazul TYP, la 100°C;
- pentru WC, de +7,5% față de cazul TYP, la 0°C.

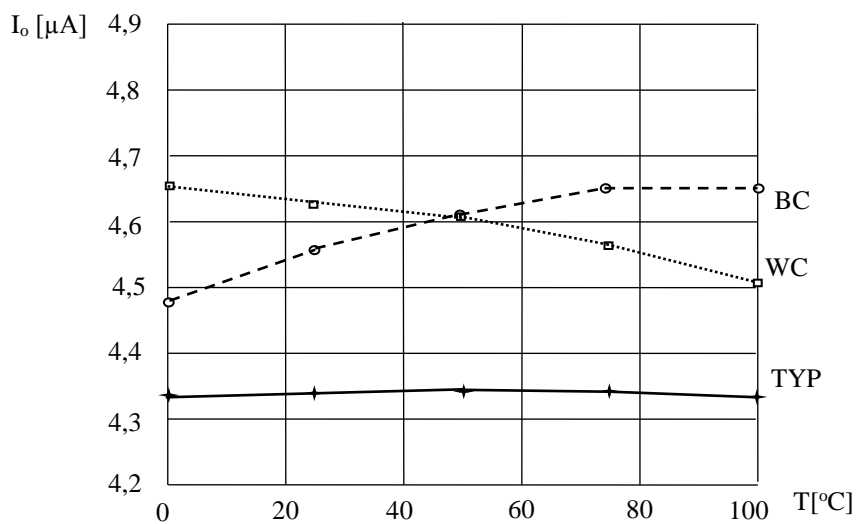
După cum se constată în graficele de mai jos, apare o situație mai puțin obișnuită și anume, graficul pentru cazul cel mai rău („WC”) este cel puțin parțial deasupra celui pentru cazul parametrilor tipici (fig.3.8a). Pe măsură ce lățimea rezistoarelor crește acest grafic se deplasează în sus, spre cel pentru cazul cel mai bun („BC”), adică în zona variațiilor pozitive ale curentului de referință (fig.3.8b), ajungând să se intersecteze cu graficul pentru cazul BC (fig.3.8c). Explicația acestei situații neobișnuite constă în funcționarea schemei referinței de curent care conține o reacție negativă la oglinda Wilson și a suferit trei operații de compensare termică (de optimizare), în urma cărora au fost stabilite valorile celor trei rezistoare. După cum se va vedea la schemele SCR total din capitolele ce urmează, (cu două compensări termice) o astfel de situație nu mai apare.



a) toate rezistențele cu lățime de $1\mu\text{m}$



b) rezistența R_1 cu lățime de $1,2\mu\text{m}$, R_3 și R_4 cu lățime de $1,5\mu\text{m}$



c) rezistența R_1 cu lățime de $1,21\mu\text{m}$, R_3 și R_4 cu lățime de $2\mu\text{m}$

Fig.3.8 Dependența curentului de referință de proces și temperatură (3 cazuri)

Situația specială ce intervine la această SCR este, desigur, foarte avantajoasă, în condițiile în care dispersia rezistoarelor integrate este de $\pm 22\%$. Domeniul de variație a curentului de referință cauzată de variația de proces se autolimitează pentru anumite lățimi de rezistoare integrate (neexagerate) la $+7,5\%$, fără să mai fie necesară vre-o măsură deosebită. O astfel de variație redusă permite aplicarea mai simplă a unei eventuale operații de „trimming”.

Simulările prezentate în fig.3.8 nu includ și variația tensiunii de alimentare dar din verificările făcute prin simulare, variații de ordinul $\pm 5\%$ ale sursei de alimentare V_{DD} sau ale tensiunii pe sarcină, cauzează la „cornere” modificări sub 1% pentru variațiile prezentate mai sus, datorită valorilor bune ale parametrilor SR și LR ai schemei.

Aceste variații ale curentului de referință, cu valoare totală de 16,3%, 9,3% și respectiv 7,5% (din fig.3.8), cauzate de variațiile procesului de fabricație, sunt relativ reduse față de cele raportate în lucrarea [3]. Acolo, conform graficelor din fig.2.5, rezultă o abatere totală maximă a curentului de referință cauzată de proces de ordinul 60% (pentru arie pe chip de $4200\mu\text{m}^2$). Variațiile cauzate de proces mai pot fi reduse dacă se micșorează valoarea rezistenței R_1 .

Pentru cele trei cazuri de lățimi de rezistoare de mai sus, ariile pe chip ale SCR, sunt estimate la : $5500\mu\text{m}^2$, $8600\mu\text{m}^2$ și respectiv $10.700\mu\text{m}^2$. Din acestea, peste 90% reprezintă aria ocupată de rezistoare. Este deci important să se realizeze SCR într-o tehnologie ce dispune de un rezistor cu coeficient de temperatură redus ,chiar negativ, și rezistență pe pătrat mare [7], pentru ca valoarea ariei ocupate pe chip de rezistoare să se reducă simțitor.

Variațiile de curent cauzate de variațiile de proces mai pot fi reduse prin creșterea dimensiunilor tranzistoarelor dar mai ales prin creșterea lățimii rezistoarelor integrate. Din păcate, în special ultima creștere, conduce la mărirea sensibilă a ariei ocupate de rezistoare pe chip, scumpind chipul.

3.7 Concluzii

În acest capitol s-a analizat compensarea termică de ordinul I și II a curentului unei surse compuse din două oglinzi uzuale conectate în cruce și care a fost apoi modificată cu scopul de a se putea interconecta simplu cu o sarcină având capăt la masă. Pentru compensarea termică de ordinul II a curentului de referință s-a folosit o sursă modificată față de referințele de curent cunoscute: din [3], cu compensarea curentului pe o singură ramură, și din [27], cu compensarea curentului total. Față de schema din lucrarea [3] s-a propus o soluție practică de ieșire a curentului de referință spre sarcină (fig.3.4) deoarece, la prima din acestea, curentul de referință nu se poate folosi într-o sarcină fără a se afecta schema și compensarea termică.

S-au dedus, prin metode similare cu cele din [3], [26] și [27], condițiile de compensare termică de ordinul I și II pentru curentul de referință pe o ramură a schemei. Au fost deduse de asemenea formulele pentru coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai raportului m al curenților prin ramuri, k_m și k_{mm} pentru sursa Widlar normală.

Având avantajele simplității schemei, al conectării simple a sarcinii la SCR și al performanței bune în stabilitatea curentului de referință, compensarea termică a curentului aduce și un dezavantaj; acela al creșterii rezistenței R_1 a sursei Wilson

modificată, care are drept consecințe: creșterea ariei ocupate pe chip și creșterea tensiunii minime de alimentare V_{DD} . Aceste probleme trebuie studiate și ameliorate în cercetări viitoare poate prin realizarea SCR într-o tehnologie ce dispune de un rezistor cu coeficient de temperatură redus, chiar negativ, și rezistență pe pătrat mare [7].

Performanța în variația maximă a curentului de referință în gama 0-100°C, de 0,43%, este cu ceva mai bună decât aceea realizată în [27] și doar cu puțin mai slabă decât aceea realizată în lucrarea [3]. Parametrul *supply regulation* obținut este de 2,8 ori mai bun decât cel raportat în [27] și de 1,4 ori mai bun decât cel raportat în [3]. Parametrul *load regulation* este evaluat doar aici și are o valoare foarte bună, de 750ppm/V în timp ce în [27] el este același cu parametrul *supply regulation* și are o valoare de 10 ori mai slabă. Acești doi parametri se pot îmbunătăți cu un ordin dacă se utilizează montaj cascodă în locul tranzistorului simplu M_5 .

În urma simulării SRC din fig.3.4 la variații de proces (în condițiile în care dispersia rezistoarelor integrate este de $\pm 22\%$) s-a obținut, pentru cazul optim, o variație totală maximă a curentului de referință de numai 7,5% (pentru o arie pe chip de $10.700\mu\text{m}^2$), rezultat sensibil mai bun decât cel de 60% (pentru o arie pe chip de $4200\mu\text{m}^2$) raportat în lucrarea de referință [3]. Chiar și celelalte variante cu arie mai mică (cazurile 1 și 2) conduc la variații ale curentului de referință mult mai mici decât cele din lucrarea [3]. Atât variațiile cauzate de proces cât și ariile pe chip mai pot fi reduse dacă se micșorează valoarea rezistenței R_1 cum s-a arătat mai sus.

4. O NOUĂ SURSĂ DE CURENT DE REFERINȚĂ TOTAL WIDLAR-WIDLAR

Rezumat

Capitolul 4 conține studiul unei surse de curent de referință (SCR) cu două ramuri simplă, la care este compensată termic **suma celor doi curenți din ramuri sau curentul „total”**. O astfel de abordare este potrivită dacă circuitul este destinat să alimenteze o sarcină cu capăt la masă ori la sursa de alimentare. Se analizează sursa cu compensare termică de ordinul I și apoi de ordinul II. Sunt deduse ecuațiile ce reprezintă condițiile de compensare termică și relațiile pentru coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai raportului curenților pe ramuri m . SCR este dimensionată într-o tehnologie CMOS de $0.35\mu\text{m}$ iar calitatea acesteia a fost verificată prin simulare pe calculator.

Rezultatele simulării SCR cu compensare termică de ordinul II, cu R_1 difuzată N^+ , arată posibilitatea obținerii unei performanțe bune: o variație maximă de ordinul sub 0,45%, pentru un curent de $13\mu\text{A}$, într-o gamă de temperatură 0 - 100 °C, o tensiune de alimentare minimă de 4,5V, un factor “*supply regulation*” de ordinul 7690ppm/V și o variație totală cu procesul de 56%.

Rezultatele simulării schemei cu compensare termică de ordinul II, cu R_1 de polisiliciu ZTC, arată posibilitatea obținerii unei performanțe și mai bune: o variație maximă de ordinul 0,42%, pentru un curent de $16\mu\text{A}$, într-o gamă de temperatură 0 - 100 °C, o tensiune de alimentare minimă de 3,6V, un factor “*supply regulation*” de ordinul 9400ppm/V și o variație totală cu procesul de 38%.

4.1 Introducere

Au fost concepute, simulate și realizate numeroase tipuri de SCR, bazate mai ales pe combinații de surse clasice ori modificate, interconectate în cruce (cu autopolarizare), cum ar fi oglinzi simple, surse Widlar normale, surse Widlar inverse, oglinzi Wilson [1],...[3]. La aceste combinații de surse cu două ramuri s-a urmărit de obicei compensarea termică a curentului de pe o singură ramură, considerată ca ramură de ieșire. Dar ieșirea de curent spre sarcină nu se poate realiza simplu (nu este în general posibilă conectarea pe o sarcină cu capăt la masă ori la sursa de alimentare) fără afectarea nedorită a stabilității curentului.

În câteva cazuri de surse de referință anterioare [1], [2], [4], [8], [13], [14], [19], extragerea curentului compensat termic pe o singură ramură prin procedura clasică cu oglindă de curent suplimentară alterează compensarea, întrucât raportul curenților din ramurile unei oglinzi de ieșire este și el dependent de temperatură. Menționez aici că raportul m la o oglindă simplă depinde într-o oarecare măsură de temperatură (fapt stabilit de autorul tezei prin simulare în Capitolul 3) dar acest lucru nu poate fi exploatat pentru îmbunătățirea compensării termice de ordinul I sau II.

Lucrarea [3], prezentată în detaliu în Capitolul 2 al tezei, are meritul de a fi introdus necesitatea impunerii dependenței de temperatură a raportului m al curenților prin ramuri și de a fi găsit astfel o soluție pentru compensarea termică

de ordinul II a curentului dintr-o ramură, ceea ce a condus la performanțe deosebite. Această SCR a fost denumită în teză – sursa Fiori-Crovetti.

În Capitolul 3 s-a studiat o SCR pe ramură de tipul Wilson-Widlar, prevăzută în final cu ieșire de curent de referință prin oglindă suplimentară de tip Widlar cu compensare termică de ordinul II, care a condus chiar la îmbunătățirea performanțelor față de cele ale curentului de ramură principală, care are și el compensare termică de ordinul II.

În lucrările [26], [27], [34], care sunt incluse în capitolul de față, a fost prezentată în premieră o soluție de compensare de temperatură a curentului total (suma curenților din cele două ramuri) al unei surse de curent de referință compusă din două oglinzi de curent interconectate în cruce. Utilitatea unei astfel de tehnici este aceea că referința de curent poate face simplu să curgă curentul printr-o sarcină cu capăt la masă ori la tensiunea de alimentare V_{DD} . În [26] s-a notat că avantajele simplității sursei cu compensarea de temperatură a curentului total: al interconectării simple cu sarcina, al simplității schemei și al performanțelor bune, sunt plătite prin dezavantajul creșterii valorii unei rezistențe, care apoi se reflectă în creșterea ariei ocupate pe chip și a tensiunii de alimentare V_{DD} minime.

Este posibil ca, utilizând ideea compensării de temperatură a curentului total al sursei, cercetări viitoare să se ocupe de reducerea valorii și ariei rezistenței (dacă tehnologia folosită va dispune de rezistoare integrate cu coeficient de temperatură redus sau chiar negativ și rezistență pe pătrat mai mare), sau de înlocuirea acestora cu tranzistoare, și de reducerea tensiunii minime de alimentare. Performanțele obținute în variația maximă a curentului pe o gamă de temperatură în lucrarea [27] și în teza de față sunt apropiate de cele din lucrarea [3], dar în aceasta din urmă este ignorat modul de interconectare al referinței de curent cu sarcina.

În capitolul de față se studiază soluția de compensare termică a curentului total al celor două ramuri ale sursei de curent cu interconectare în cruce. Se propune o schemă asemănătoare cu cea din [3] (fig.4.2, având oglinda superioară de tip Widlar "inversă") dar cu oglinda superioară de tip Widlar normală (fig.4.3). În paragraful 4.2 se tratează compensarea termică de ordinul I a curentului total al sursei, în paragraful 4.3 se prezintă compensarea de temperatură de ordinul II. Paragraful 4.4 se ocupă de calculul coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai raportului m al curenților prin cele două ramuri ale sursei. Paragraful 4.5 include rezultatele simulărilor iar paragraful 4.6 cuprinde concluziile capitolului 4.

4.2 Compensarea termică de ordinul I a curentului total

În [3], analizată detaliat în Capitolul 2 al tezei, se prezintă o SCR compusă dintr-o oglindă simplă și o sursă Widlar modificată, interconectate în cruce, la care se realizează în primă fază o compensare termică de ordinul I, pentru curentul I_1 din ramura stângă (fig.4.1). Este dată în [3] relația curentului și condiția de compensare de ordinul I. Autorul arată că fără tranzistorul M_5 (conectat ca „diodă”) nu este posibilă compensarea termică. Astfel, sursa de curent din partea de jos a circuitului este o sursă Widlar modificată. Din păcate, curentul compensat termic I_1 nu poate fi extras din ramura stângă a sursei și folosit într-o sarcină, fără a afecta schema și deci compensarea termică dorită.

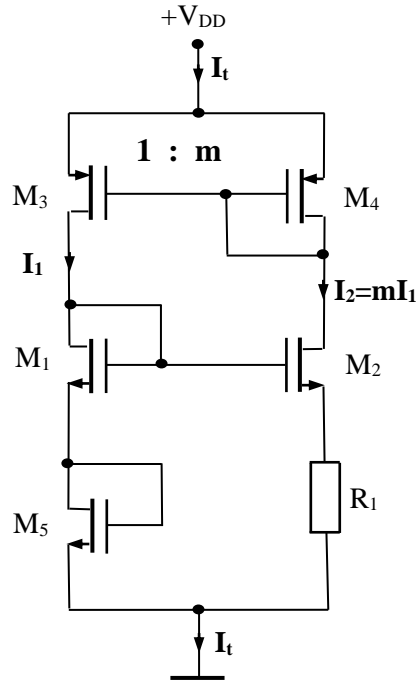


Fig.4.1 SCR pe ramură cu compensare termică de ordinul I (Fiori-Crovetti)

Capitolul de față își propune într-o primă fază realizarea compensării termice de ordinul I a curentului total I_t (adică suma curenților din cele două ramuri) în scopul simplificării folosirii sursei în aplicații cu sarcina conectată la masă ori la sursa pozitivă. Studiul compensării de temperatură de ordinul I pentru această schemă a fost făcut în [26].

Pentru compensarea termică doar de ordinul I a curentului total al sursei, I_t , schema sursei nu se modifică față de cea din [3] (fig.4.1). Relația curentului total I_t se poate obține plecând de la aceea dată în [3] pentru curentul I_1 , scrisă pe bucla de jos a sursei :

$$\sqrt{\frac{I_1}{\beta_n}} \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - mR_1 I_1 = 0 \quad (4.1)$$

unde $\beta_n = \mu_n C_{ox} / 2$ este factorul de câștig al tranzistoarelor NMOS (considerat același la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni); a_i reprezintă rapoartele dimensionale W_i/L_i ale tranzistoarelor; V_{Tn} este tensiunea de prag a tranzistoarelor NMOS (considerată aceeași la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni) iar m reprezintă raportul curenților din ramurile sursei ($I_2 = mI_1$).

Stiind că :

$$I_t = I_1 + I_2 = I_1 + mI_1 = (1 + m)I_1 \quad (4.2)$$

în relația (4.1) se formează acest curent astfel că ea devine :

$$\sqrt{\frac{I_t}{(1+m)\beta_n}} \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - \frac{m}{1+m} R_1 I_t = 0 \quad (4.3)$$

sau

$$\sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox}}} \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - \frac{m}{1+m} R_1 I_t = 0 \quad (4.4)$$

Stabilirea condiției de compensare de ordinul I pentru curentul total I_t din relația (4.4), notată $f(T)$, se face pe baza derivatei totale a funcției

$$f(T) = f(I_t, \mu_n, R_1, V_{Tn}, m) = 0 \quad (4.5)$$

în care cele cinci variabile sunt, la rândul lor, funcții de temperatură:

$$\frac{\delta f}{\delta I_t} \frac{dI_t}{dT} + \frac{\delta f}{\delta \mu_n} \frac{d\mu_n}{dT} + \frac{\delta f}{\delta R_1} \frac{dR_1}{dT} + \frac{\delta f}{\delta V_{Tn}} \frac{dV_{Tn}}{dT} + \frac{\delta f}{\delta m} \frac{dm}{dT} = 0 \quad (4.6)$$

Introducând ca în [3] coeficienții (relativi) de temperatură ai celor cinci variabile, definiți în relația (3.5), se obține ecuația:

$$\frac{\delta f}{\delta I_t} I_t k_{It} + \frac{\delta f}{\delta \mu_n} \mu_n k_{\mu n} + \frac{\delta f}{\delta R_1} R_1 k_{R1} + \frac{\delta f}{\delta V_{Tn}} V_{Tn} k_{Vtn} + \frac{\delta f}{\delta m} m k_m = 0 \quad (4.7)$$

După efectuarea calculului derivatelor parțiale din relația (4.4) și folosind pentru simplificare notația parantezei de acolo:

$$x = \frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \quad (4.8)$$

(mărime ce este funcție de temperatură prin intermediul lui m) apoi înlocuind radicalul cu expresia scoasă din ecuația (4.4)

$$\sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox}}} = \frac{1}{x} \left(\frac{m}{1+m} R_1 I_t - V_{Tn} \right) \quad (4.9)$$

rezultă expresia:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{m}{1+m} R_1 I_t + V_{Tn} \right) k_{It} + \left(\frac{m}{1+m} R_1 I_t - V_{Tn} \right) k_{\mu n} + \\ & + \frac{2m}{1+m} R_1 I_t k_{R1} - 2V_{Tn} k_{Vtn} + \\ & + \left[\frac{m(2+m)}{(1+m)^2} R_1 I_t - \frac{m}{1+m} V_{Tn} + \left(\frac{m}{1+m} R_1 I_t - V_{Tn} \right) \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] k_m = 0 \end{aligned} \quad (4.10)$$

Dacă se impune aici condiția de compensare de ordinul I a curentului total, $k_{It}=0$, rezultă valoarea necesară pentru rezistența R_1 :

$$R_1 = \frac{1+m}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{I_t} \cdot \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn} + \left(\frac{m}{1+m} + \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) k_m}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + \left(\frac{2+m}{1+m} + \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) k_m} \quad (4.11)$$

care are o formă asemănătoare cu aceea obținută în [3]. Notând pentru simplificare

$$y = \frac{m}{1+m} + \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \quad z = \frac{2+m}{1+m} + \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \quad (4.12)$$

se scrie

$$R_1 = \frac{1+m}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{I_t} \cdot \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn} + yk_m}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + zk_m} \quad (4.13)$$

O primă constatare este aceea că valoarea necesară pentru R_1 este aici mai mare decât cea folosită în [3] ceea ce înseamnă creșterea ariei ocupată de sursă pe chip precum și creșterea tensiunii de alimentare V_{DD} a circuitului. Creșterea rezistenței R_1 are doar avantajul creșterii rezistenței de ieșire a sursei, tradusă în îmbunătățirea parametrului "supply regulation".

O a doua constatare este aceea că pentru menținerea unei valori mai mici a rezistenței R_1 , trebuie folosit un raport m cât mai mare. Astfel, valoarea rezistenței R_1 este dependentă în special de fracția $(1+m)/m$ deoarece fracția ce include coeficienții de temperatură este foarte aproape de o constantă în raport cu m (aproapiată de 3 pentru tehnologia și modelele de tranzistor adoptate aici).

O a treia constatare este aceea că, obținând la simulare o valoare pentru R_1 apropiată de cea calculată cu relația (4.13), rezultă că într-adevăr este necesar să se considere, atât pentru compensarea de ordinul I cât și pentru cea de ordinul II, că raportul m este dependent de temperatură (ideea lucrării [3]). Deci calculul corect al rezistenței R_1 pentru compensarea de ordinul I trebuie să-l includă pe k_m .

O a patra constatare este aceea că dacă s-ar dispune de un rezistor integrat cu coeficient de temperatură k_{R1} foarte mic, ba chiar negativ, valoarea rezistenței R_1 s-ar reduce simțitor (așa cum s-a comentat în Capitolul 3) și s-ar atenua dezavantajele SCR propusă în acest capitol.

În fine, în urma comparării rezultatului unui calcul concret al rezistenței R_1 cu rezultatul simulării pentru cazul compensării termice de ordinul II, rezultă necesitatea unui coeficient de temperatură al raportului m , k_m , cu semn minus. Acesta poate fi realizat cu o sursă Widlar normală, spre deosebire de sursa Widlar "inversă" folosită în [3] (fig.4.2), care asigură un coeficient k_m pozitiv.

4.3 Compensarea termică de ordinul II a curentului total

Lucrarea [3] aduce o soluție pentru realizarea compensării termice de ordinul I și II a curentului ce curge printr-o singură ramură a sursei (I_1 în fig.4.1) cu ajutorul tranzistorului suplimentar M_5 și a mecanismului dependenței de temperatură a raportului m al curenților din cele două ramuri (fig.4.2).

Autorii au stabilit că este necesar să se introducă forțat o anumită dependență de temperatură a raportului m al curenților din cele două ramuri ($I_2 = mI_1$). Sursa Widlar inversă M_3, M_4, R_2 realizează în acest scop un raport m cu coeficient de temperatură de ordinul I pozitiv. Am denumit această SCR "referința Fiori-Crovetti de ordinul II". La aceasta nu se arată însă modul de utilizare a curentului de referință într-o sarcină. Alte critici la adresa lucrării [3] au fost prezentate în paragraful 2.7 din Capitolul 2.

În paragraful 4.2 s-a prezentat studiul compensării de temperatură de ordinul I pentru schema din fig.4.1 în care se urmărește realizarea unui curent de referință reprezentând curentul total al sursei. Această soluție permite interconectarea simplă a sarcinii la referința de curent.

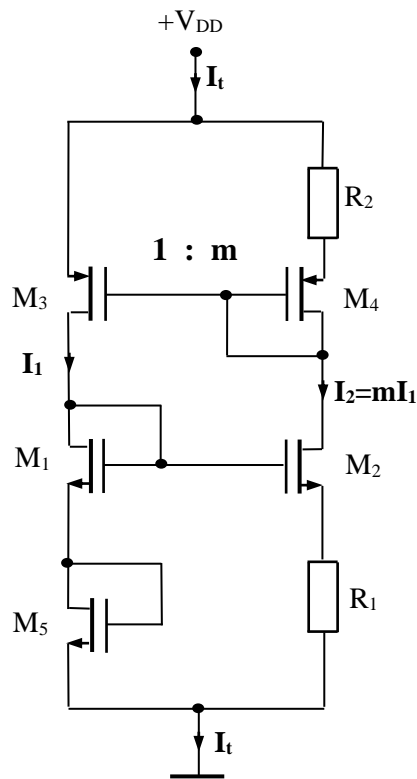


Fig.4.2 SCR pe ramură cu compensare termică de ordinul II (Fiori-Crovetti)

Acum se va stabili condiția de compensare de temperatură de ordinul II a curentului total, folosind tehnica prezentată în lucrarea [3] dar aplicată la schema de SCR total propusă, din fig.4.3.

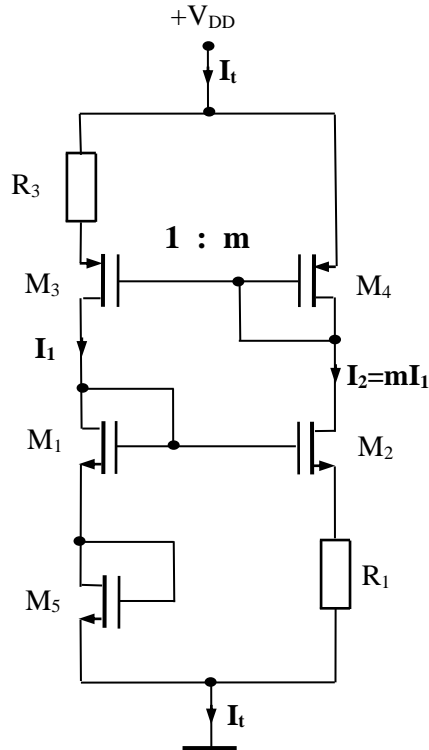


Fig.4.3 SCR total cu compensare termică de ordinul II propus

Ținând cont de condiția (4.27), la compensarea de ordinul II este nevoie de un raport dimensional $a_3/a_4=\sigma$, diferit de cel utilizat la schema cu compensare de ordinul I, care este de obicei $a_3/a_4=m$. Astfel, plecând de la relația coeficientului de temperatură de ordinul I a curentului de referință stabilită în paragraful anterior [26] și pusă în forma :

$$k_{It} = \frac{1}{V_{Tn} + \frac{m}{1+m} R_1 I_t} \cdot \left\{ - \left(\frac{m}{1+m} R_1 I_t - V_{Tn} \right) k_{\mu n} - \frac{2m}{1+m} R_1 I_t k_{R1} + 2V_{Tn} k_{V_{Tn}} - \left[\frac{m(2+m)}{(1+m)^2} R_1 I_t - \frac{m}{1+m} V_{Tn} + \left(\frac{m}{1+m} R_1 I_t - V_{Tn} \right) \frac{1}{\alpha} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] k_m \right\} \quad (4.14)$$

aceasta se scrie acum:

$$k_{It} = \frac{1}{V_{Tn} + \frac{m}{1+m} R_1 I_t} \cdot \left\{ V_{Tn} \left[k_{\mu n} + 2k_{VTn} + \left(\frac{m}{1+m} + \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) k_m \right] - \right. \\ \left. - \frac{m}{1+m} R_1 I_t \left[k_{\mu n} + 2k_{R1} + \left(\frac{2+m}{1+m} + \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) k_m \right] \right\} = \frac{N(T)}{D(T)} \quad (4.15)$$

Coeficientul de temperatură de ordinul II al curentului total va fi atunci [3]:

$$k_{ItIt} = \frac{\frac{dN(T)}{dT} D(T) - \frac{dD(T)}{dT} N(T)}{D^2(T)} \quad (4.16)$$

În relația (4.16), numărătorul $N(T)=0$ deoarece aceasta este tocmai condiția de compensare de ordinul I a curentului total [27]. Prin urmare, după simplificarea cu $D(T)$, din relația (4.16) se obține :

$$k_{ItIt} = \frac{1}{D(T)} \cdot \frac{dN(T)}{dT} \quad (4.17)$$

Dacă se impune condiția de compensare de temperatură de ordinul II, adică $k_{ItIt}=0$, va rezulta condiția :

$$\frac{dN(T)}{dT} = 0 \quad (4.18)$$

Calculul acestei condiții se face aici ținând cont că pentru tehnologia concretă adoptată, conform listei parametrilor de model pentru tranzistoare și rezistoare, parametrii k_{VTn} și k_{R1} nu depind de temperatură adică, pentru mărimile V_{Tn} și R_1 nu există coeficienți de temperatură de ordinul II. De asemenea, se va considera curentul I_t constant în raport cu temperatura, aceasta fiind tocmai condiția de compensare de temperatură a curentului de ordinul I. După calculul derivatei din (4.18), introducerea coeficienților de temperatură și a notațiilor:

$$\frac{m}{1+m} + \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} = y \\ \frac{2+m}{1+m} + \frac{1}{x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} = z \\ \frac{m}{(1+m)^2} + \frac{m}{2x^2 a_2} + \frac{1}{2x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} = u \\ - \frac{m}{(1+m)^2} + \frac{m}{2x^2 a_2} + \frac{1}{2x} \sqrt{\frac{m}{a_2}} = w \quad (4.19)$$

se obține condiția:

$$\begin{aligned}
& V_{Tn}(k_{\mu n} + 2k_{VTn} + yk_m)k_{VTn} + \\
& + V_{Tn}(k_{\mu n}\mu_n + uk_m^2 + yk_{mm}) - \\
& - \frac{m}{(1+m)^2} R_1 I_t (k_{\mu n} + 2k_{R1} + zk_m)k_m - \\
& - \frac{m}{1+m} R_1 I_t (k_{\mu n}\mu_n + wk_m^2 + zk_{mm}) - \\
& - \frac{m}{1+m} R_1 I_t (k_{\mu n} + 2k_{R1} + zk_m)k_{R1} = 0
\end{aligned} \tag{4.2}$$

După înlocuirea factorului

$$\frac{m}{1+m} R_1 I_t = V_{Tn} \cdot \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn} + yk_m}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + zk_m} \tag{4.21}$$

obținut din condiția de compensare de temperatură de ordinul I, $N(T)=0$, rezultă condiția de compensare de temperatură de ordinul II :

$$\begin{aligned}
& (k_{\mu n} + 2k_{VTn} + yk_m)k_{VTn} + k_{\mu n}\mu_n + \\
& + uk_m^2 + yk_{mm} - \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn} + yk_m}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + zk_m} \cdot \\
& \cdot \left[\frac{1}{1+m} (k_{\mu n} + 2k_{R1} + zk_m)k_m + k_{\mu n}\mu_n + \right. \\
& \left. + wk_m^2 + zk_{mm} + (k_{\mu n} + 2k_{R1} + zk_m)k_{R1} \right] = 0
\end{aligned} \tag{4.22}$$

În această relație, mărimile y, z, u, w definite prin relațiile (4.19) sunt de obicei pozitive, suma din rândul întâi dă o cantitate pozitivă iar produsul din rândurile unu și doi dă o cantitate negativă. Astfel, condiția de compensare termică de ordinul II se va îndeplini pentru o anumită pereche de valori m și σ . Cu ajutorul acestora se pot calcula cu aproximație valorile rezistențelor R_1 și R_3 ce vor fi folosite la plecare în simulare.

4.4 Coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai raportului m al curenților din ramuri

Calculul coeficientului de temperatură de ordinul I al raportului curenților din ramurile sursei propuse (fig.4.3) urmează procedura din [3] însă aplicată la sursa Widlar normală și considerând compensat termic curentul total I_t .

Astfel, pe bucla intrărilor tranzistoarelor M_3 și M_4 din fig.4.3 se scrie ecuația:

$$I_1 R_3 = V_{GS4} - V_{GS3} \tag{4.23}$$

din care, după substituirea tensiunilor în funcție de curent și anularea reciprocă a tensiunilor de prag se obține

$$\sqrt{\frac{mI_1}{\beta_p a_4}} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_p a_3}} = I_1 R_3 \quad (4.24)$$

unde β_p este factorul de câștig al tranzistoarelor PMOS iar a este raportul dimensional W/L al tranzistoarelor M_3 respectiv M_4 . Relația (4.24) se scrie

$$\sqrt{\frac{m}{a_4}} - \sqrt{\frac{1}{a_3}} = R_3 \sqrt{I_1 \beta_p} \quad (4.25)$$

și apoi, folosind notația $\sigma = a_3/a_4$ se rescrie

$$\sqrt{\sigma m} - 1 = R_3 \sqrt{I_1 \beta_p a_3} \quad (4.26)$$

Aceasta este o relație din care, după stabilirea mărimilor m și σ , se va putea calcula valoarea rezistenței R_3 . Aici trebuie făcută o **remarcă importantă**, aceea că pentru obținerea unei valori pozitive pentru rezistența R_3 , trebuie îndeplinită condiția

$$\sqrt{\sigma m} > 1 \quad \text{sau} \quad \sigma m > 1 \quad (4.27)$$

Pentru calculul coeficientului de temperatură de ordinul I al raportului m , notat k_m , se pune relația (4.26) în forma potrivită pentru calcul facil al derivatei totale în raport cu temperatura :

$$f_1(T) = f_1(I_1, R_3, \mu_p, m) = R_3 \sqrt{\frac{I_t}{1+m} \cdot \frac{\mu_p C_{ox}}{2} a_3} - \sqrt{\sigma m} + 1 = 0 \quad (4.28)$$

Aici a fost introdus curentul total I_t al sursei și a fost înlocuit factorul de câștig cu relația cunoscută

$$\beta_p = \frac{\mu_p C_{ox}}{2} \quad (4.29)$$

Derivata totală a funcției $f_1(T)$ în raport cu temperatura se scrie :

$$\frac{\delta f_1(T)}{\delta T} = \frac{\delta f_1}{\delta I_t} \frac{dI_t}{dT} + \frac{\delta f_1}{\delta R_3} \frac{dR_3}{dT} + \frac{\delta f_1}{\delta \mu_p} \frac{d\mu_p}{dT} + \frac{\delta f_1}{\delta m} \frac{dm}{dT} = 0 \quad (4.30)$$

După efectuarea derivatelor parțiale și înlocuirea derivatelor simple cu coeficienții de temperatură de ordinul I corespunzători, definiți ca în [3] și **[26]**, deci conform relației (3.5), rezultă :

$$\begin{aligned} & R_3 \sqrt{\frac{\mu_p C_{ox}}{2(1+m)}} a_3 \cdot \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{I_t}} \cdot I_t k_{I_t} + \sqrt{\frac{I_t \mu_p C_{ox}}{2(1+m)}} a_3 \cdot R_3 k_{R_3} + R_3 \sqrt{\frac{I_t C_{ox}}{2(1+m)}} a_3 \cdot \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{\mu_p}} \cdot \\ & \cdot \mu_p k_{\mu_p} - \left[\frac{1}{2} \sqrt{\sigma} \cdot \frac{1}{\sqrt{m}} + R_3 \sqrt{\frac{I_t \mu_p C_{ox}}{2}} a_3 \cdot \frac{1}{2} \frac{1}{(1+m)\sqrt{1+m}} \right] m k_m = 0 \end{aligned} \quad (4.31)$$

Aici se impune condiția de compensare termică a curentului total, $k_{I_t}=0$, și se pune restul ecuației în forma:

$$R_3 \sqrt{\frac{I_t \mu_p C_{ox}}{(1+m) \cdot 2}} a_3 \cdot k_{\mu p} + R_3 \sqrt{\frac{I_t \mu_p C_{ox}}{(1+m) \cdot 2}} a_3 \cdot 2k_{R3} - \left(\sqrt{\sigma m} + R_3 \sqrt{\frac{I_t \mu_p C_{ox}}{(1+m) \cdot 2}} a_3 \cdot \frac{m}{1+m} \right) k_m = 0 \quad (4.32)$$

Apoi se folosește radicalul ce intervine în membrul stâng al relației (4.28) scrisă :

$$R_3 \sqrt{\frac{I_t}{1+m} \cdot \frac{\mu_p C_{ox}}{2}} a_3 = \sqrt{\sigma m} - 1 \quad (4.33)$$

și rezultă după înlocuire

$$(\sqrt{\sigma m} - 1)k_{\mu p} + (\sqrt{\sigma m} - 1)2k_{R3} - \left[\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m} \right] k_m = 0 \quad (4.34)$$

iar de aici :

$$k_m = \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m}} \cdot (k_{\mu p} + 2k_{R3}) \quad (4.35)$$

Cu condiția obligatorie (4.27) fracția din expresia de mai sus este pozitivă, în timp ce factorul din paranteză, dat de coeficienții de temperatură, este negativ (pentru tehnologia de $0.35\mu\text{m}$ adoptată). Astfel, $k_m < 0$, așa cum este necesar pentru compensarea termică de ordinul II a curentului total al sursei din fig.4.3.

Pentru sursa din [1] era necesar în acest scop un coeficient de temperatură $k_m > 0$, de aceea autorii au folosit o sursă superioară de tip Widlar inversă (fig.4.2).

Pe baza relației (4.35) se va determina în continuare coeficientul de temperatură de ordinul II al raportului curenților m , definit și desfășurat în relațiile anterioare (3.41) și (3.42) (ANEXA 1).

Efectuând derivatele parțiale din (3.42) și înlocuind pe k_m cu relația (4.35) (ANEXA 1), după unele reduceri de termeni, se obține expresia :

$$k_{mm} = \frac{(\sqrt{\sigma m} - 1) \left[\frac{1}{2} \sqrt{\sigma m} - (\sqrt{\sigma m} - 1)^2 \frac{m}{(1+m)^2} \right]}{\left[\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m} \right]^3} \cdot (k_{\mu p} + 2k_{R3})^2 + \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m}} (k_{\mu p \mu p} + 2k_{R3 R3}) \quad (4.36)$$

unde $k_{\mu p \mu p}$ și $k_{R3 R3}$ reprezintă coeficienții de temperatură de ordinul II ai lui μ_p și R_3 .

Coeficientul $k_{\mu p \mu p}$ a fost stabilit în lucrarea [26] și reluat în secțiunea 3.2.1 iar coeficientul $k_{R3 R3}$ este dat în lista parametrilor modelului rezistorului integrat, în cazul tehnologiei folosite și a unui rezistor de tipul "N⁺ diffusion sheet resistance" $k_{R3 R3} = 0$.

După adoptarea valorii raportului m [26] și a raportului dimensional σ , cu considerarea condiției (4.27), se poate calcula coeficientul k_{mm} . Precizia calculului nu va fi însă foarte bună.

4.5 Rezultatele simulării

4.5.1 Simularea SCR cu rezistență R_1 difuzată N^+ , cu compensare de ordinul I

Au fost efectuate simulări pentru studierea compensării de ordinul I, pe circuitul din fig.4.1, la diferite valori de curent I_t , de rezistență R_1 și raport de curenți m . Sursele de curent interconectate în cruce au fost dimensionate cu raport m între valorile lățimilor de canal W ale tranzistoarelor M_4 și M_3 , M_2 și M_1 , folosind la toate aceste tranzistoare aceeași lungime de canal. Lățimile canalelor

tranzistoarelor PMOS s-au luat de $\mu_n/\mu_p=1,8$ ori mai mari decât cele ale tranzistoarelor NMOS. Raportul dimensional pentru tranzistorul „diodă” M_5 a trebuit să fie stabilit cu un canal lung pentru ca acesta să preia o cădere de tensiune apropiată de cea de pe rezistența R_1 . Astfel, $\alpha_5 < 1$.

Pentru situații cu I_t și m date, valoarea rezistenței R_1 a fost stabilită prin simulare astfel ca panta caracteristicii $I_t=f(T)$ (fig.4.4) să fie minimă. În figură se prezintă rezultatul simulării pentru cazul $I_t=11,5\mu A$, $m=1$, $R_1=440k\Omega$, $T=273-373K$ (0-100°C) când se obține o pantă mai bună de $-200\text{ppm}/^\circ C$. Variația maximă a curentului total I_t în intervalul de 100°C este de ordinul 2% (derivă termică medie de $-200\text{ppm}/K$), care este cu ceva mai redusă decât cea realizată în lucrarea [3] (2,3%) pentru un curent pe ramura stângă apropiat ca valoare și un interval egal de temperatură. Forma curbei din fig.4.4 diferă de aceea realizată în lucrarea [3], care este o parabolă convexă.

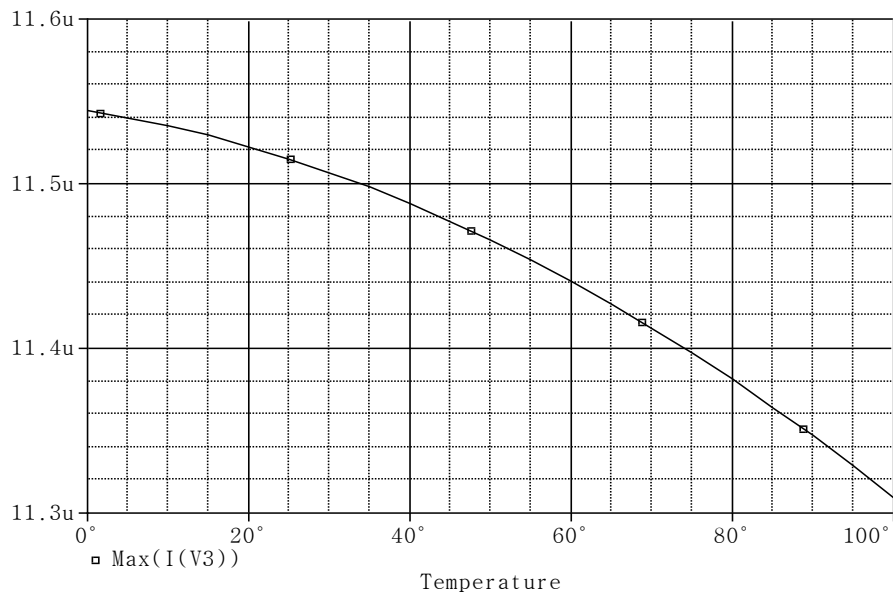


Fig.4.4 Dependența de temperatură a curentului total al sursei cu compensare termică de ordinul I

Tensiunea minimă de alimentare a schemei a rezultat relativ mare, 4,5V, cum era de așteptat, de aceea au fost folosite la simulare modele de tranzistoare de 5V.

A fost măsurată la simulare rezistența de ieșire a sursei de curent I_t , care a fost de 2,7M Ω , ceea ce corespunde unui factor "supply regulation" de ordinul 32.000ppm/V, care este de opt ori mai slab decât cel raportat în [3] (și incert, deoarece el nu poate fi egal cu cel de la compensarea termică de ordinul II, cum se prezintă în Tabelul 2.1 și la observațiile critice din paragraful 2.7 al tezei). Dar, la realizarea compensării de ordinul II aceste mărimi se îmbunătățesc [27].

4.5.2 Simularea SCR cu rezistență R_1 difuzată N^+ , cu compensare de ordinul II

Simularea schemei din fig.4.3 în vederea găsirii valorilor optime pentru rezistențe și dimensiunile tranzistoarelor în scopul realizării compensării termice de ordinul II a curentului total al sursei, s-a făcut plecând de la situația obținută în paragraful 4.2 după compensarea termică de ordinul I [26]. Acolo au fost deja stabilite valoarea inițială a rezistenței R_1 și dimensiunile tranzistoarelor M_1 , M_2 , M_4 , M_5 , procedându-se conform algoritmului de pre-dimensionare a elementelor SCR din fig.3.6 – Capitolul 3. Apoi, s-a definitivat lățimea W_3 pentru tranzistorul M_3 astfel încât să se realizeze valoarea necesară pentru raportul σ (care să îndeplinească condiția (4.27)).

Au fost efectuate numeroase simulări, pentru diferite valori m și σ și pentru curent total cuprins în gama 8...15 μ A. Rezultatele în performanță au fost similare : variația maximă a curentului total în gama de temperatură 0...100°C s-a situat între 0,4...0,45% (fig.4.5). Graficul corespunde unor valori: $I_t=13\mu$ A, $m=2$, $\sigma=3,525$, $L_{1,2,3,4}=5\mu$ m, $L_5=4,07\mu$ m, $W_1=2,1\mu$ m, $W_2=4,2\mu$ m, $W_3=14,1\mu$ m, $W_4=8\mu$ m, $W_5=0,35\mu$ m, $R_1=268k\Omega$ și $R_3=42,5k\Omega$.

Performanța obținută în variația maximă a curentului de referință total la schema cu compensare termică de ordinul II, este doar cu ceva mai slabă decât aceea de 0,35%, realizată în [3] pentru aceeași gamă de temperatură (100°C).

A fost măsurată la simulare rezistența de ieșire a sursei de curent I_t , care a fost de 10M Ω , ceea ce corespunde unui factor "supply regulation" de ordinul 7690ppm/V, care este de mai puțin de două ori mai slab decât cel raportat în [3].

Cu această ocazie reamintim că două din performanțele cele mai importante ale SCR din lucrarea [3], și anume, coeficienții de temperatură la compensarea de ordinul I și la compensarea de ordinul II (dați în Tabelul 2.1 pe baza graficelor din fig.2.4) sunt calculați eronat din pante (pentru că variațiile nu sunt monotone), performanțele fiind în realitate de cel puțin două ori mai slabe, așa cum s-a arătat în paragraful 2.7 la observațiile critice. De asemenea, performanțele raportate în [3] și folosite în comparațiile de mai sus, au fost măsurate la simulare fără considerarea efectului de corp la tranzistoarele M_1 și M_2 , care le-ar fi putut afecta defavorabil.

Tensiunea minimă de alimentare a schemei a rezultat relativ mare, 4,5V, cum era de așteptat [26], de aceea s-au folosit la simulare modele de tranzistoare de 5V.

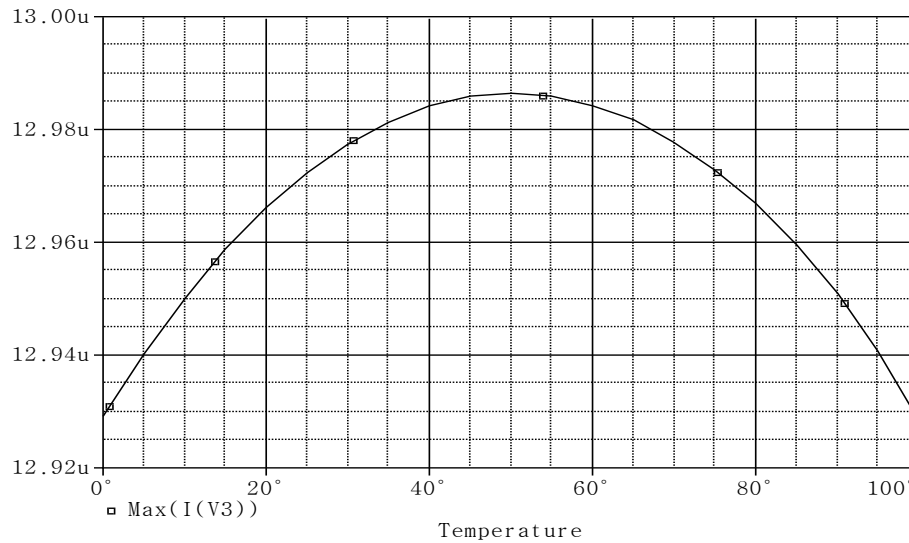


Fig. 4.5 Dependența de temperatură a curentului total cu compensare de ordinul II

Au fost de asemenea făcute simulări cu variații de proces, pe circuitul din fig.4.3, la 5 temperaturi în gama 0-100°C. Pe baza rezultatelor simulării s-au construit graficele din fig.4.6 în care s-au marcat curbele pentru parametrii tipici („TYP”), pentru cazul cel mai bun (BC-„best case”) și pentru cazul cel mai rău (WC-„worst case”). Cele mai mari diferențe apar astfel:

- pentru BC, de +28% față de cazul TYP, la 25°C;
- pentru WC, de -28% față de cazul TYP, la 100°C.

Aceste variații ale curentului de referință de valoare totală 56%, cauzate de variațiile procesului de fabricație sunt relativ mari dar totuși mai reduse față de cele raportate în lucrarea [3]. Acolo, conform graficelor din fig.2.5, rezultă o abatere totală maximă a curentului de referință cauzată de proces de ordinul 60%.

Rezultatele din fig.4.6 corespund cazului când lățimea rezistoarelor este de 2μm iar aria ocupată pe chip de SCR este estimată la 16.500μm². Desigur, peste 95% din arie este ocupată de rezistoare. Este deci important să se realizeze SCR într-o tehnologie ce dispune de un rezistor cu coeficient de temperatură redus, chiar negativ și rezistență pe pătrat mare [7], pentru ca valoarea ariei ocupate pe chip de rezistoare să se reducă simțitor. Se va reduce atunci și abaterea cauzată de proces.

Variațiile de curent cauzate de variații de proces mai pot fi reduse prin creșterea dimensiunilor tranzistoarelor dar mai ales prin creșterea lățimii rezistoarelor integrate. Din păcate, în special ultima creștere, conduce la mărirea sensibilă a ariei ocupate de rezistoare pe chip, scumpind chipul.

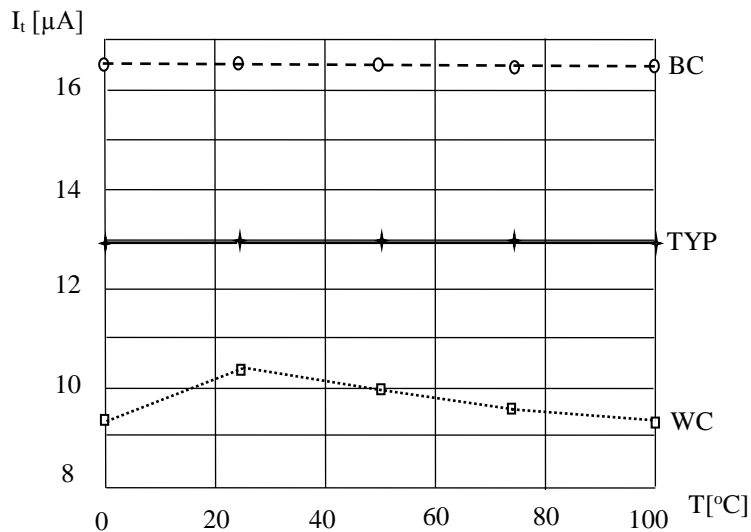


Fig.4.6 Dependența curentului de referință de proces și temperatură

Simulările prezentate în fig.4.6 nu includ și variația tensiunii de alimentare dar din verificările făcute prin simulare, variații de ordinul $\pm 5\%$ ale sursei de alimentare V_{DD} sau ale tensiunii pe sarcină, cauzează la „cornere” modificări sub 1% pentru variațiile prezentate mai sus, datorită valorilor bune ale parametrilor SR și LR ai schemei.

4.5.3 Simularea SCR cu rezistență R_1 de tip ZTC

Au fost făcute aici simulări și pentru cazul folosirii unei rezistențe R_1 din polisiliciu, cu coeficientul de temperatură (de ordinul I) zero (ZTC), realizabilă în cadrul aceleiași tehnologii CMOS de $0,35\mu\text{m}$, care, așa cum s-a arătat anterior, permite reducerea rezistenței R_1 (pentru același curent), a căderii de tensiune pe aceasta (deci a tensiunii de alimentare V_{DD}) și a ariei chipului. Pentru o reducere suplimentară a valorii rezistenței R_1 , s-a folosit un raport m al curenților pe ramuri mai mare. Au fost păstrate tranzistoare CMOS de 5V care asigură performanțe mai bune decât cele de 3,3V.

Performanțele SCR cu rezistor R_1 de tip ZTC date mai jos au fost stabilite pentru cazul: $I_t=16\mu\text{A}$, $m=5$, $R_1=90\text{k}\Omega$, $R_3=45\text{k}\Omega$, $V_{DD}=4\text{V}$ și tranzistoare cu rapoarte dimensionale: $M_1-0,8/5$, $M_2-3,2/5$, $M_3-1,4/5$, $M_4-5,6/5$, $M_5-0,35/0,571$ (dimensiuni în μm).

Variația maximă a curentului total în gama de temperatură $0-100^\circ\text{C}$ a fost de $0,42\%$ (fig.4.7), cu ceva mai slabă decât $0,35\%$ a SCR din [3] care însă nu include circuit de ieșire spre sarcină și nu ține cont de efectul de corp la unele tranzistoare.

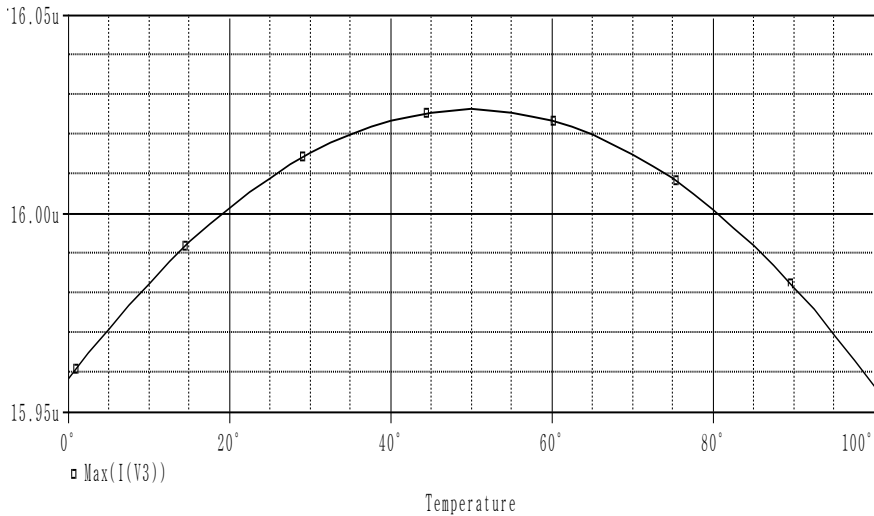


Fig.4.7 Variația curentului de referință (total) cu temperatura în gama 0-100°C

Tensiunea minimă de alimentare s-a redus, conform așteptărilor, la 3,6V (fig.4.8) și s-a atenuat astfel un mare dezavantaj al SCR cu rezistor R_1 difuzat N^+ .

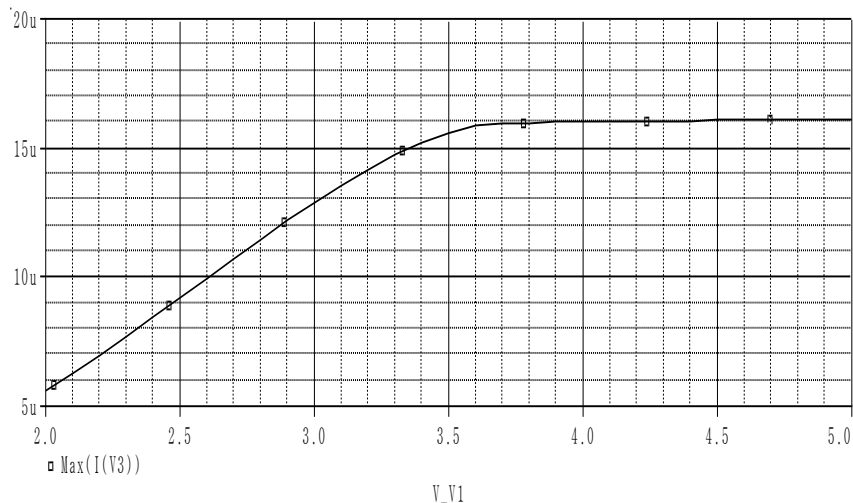


Fig.4.8 Dependența curentului de referință de tensiunea de alimentare

Din acest grafic s-a putut determina parametrul SR (identic, în cazul surselor de curent total, cu parametrul „load regulation” LR) pentru o tensiune de alimentare $V_{DD}=4V$: $SR=9400\text{ppm/V}$, de peste două ori mai mare (deci mai slab) decât valoarea 4000 obținută în [3]. După cum se poate constata, valoarea acestui parametru este de 1,2 ori mai mare (deci mai slab) decât aceea obținută în cazul SCR cu rezistență R_1 difuzată N^+ . Această diferență se explică prin faptul că acolo R_1 avea o valoare mult mai mare, care asigura reducerea parametrului SR. Aici, valoarea parametrului SR s-ar mai putea reduce prin creșterea rezistenței R_3 dar

în detrimentul variației maxime a curentului. Practic, valoarea rezistenței R_3 este una de compromis.

Variația curentului de referință total cu procesul pentru cazul lățimilor de rezistoare de $2\mu\text{m}$ a fost de +24% pentru „best case” și de -14% pentru „worst case” adică un total de 38%, mult mai bun decât cel de 60% obținut de lucrarea [3].

Estimarea ariei ocupate pe chip de SCR cu rezistență R_1 de polisiliciu tip ZTC (având rezistența pe pătrat de $200\Omega/\square$ adică de peste două ori mai mare decât rezistența difuzată N^+) pentru o lățime de $2\mu\text{m}$ a fiecărei rezistențe, conduce la valoarea de $4500\mu\text{m}^2$, cu ceva mai mare decât 4200 dată în [3] dar de cca. 4 ori mai mică decât aceea din cazul utilizării unei rezistențe R_1 difuzată N^+ . Aria ar mai putea fi redusă dacă s-ar utiliza și rezistența R_3 de același tip ZTC ca și R_1 dar acest lucru ar cauza o ușoară înrăutățire a altor performanțe.

Cum s-a arătat, performanțele obținute cu rezistență R_1 de tip ZTC sunt comparabile cu cele din lucrarea de referință [3], față de care există însă avantajul major al conectării simple cu sarcina.

4.6 Concluzii

În Capitolul 4 s-a prezentat și analizat ideea compensării termice a curentului **total** al unei surse compuse din două surse uzuale conectate în cruce, cu scopul de a o folosi prin înseriere simplă cu sarcina (sarcină cu capăt la masă ori la sursa de alimentare). Pentru compensarea termică de ordinul I s-a folosit o schemă identică cu sursa Fiori-Crovetti de ordinul I [3] (analizată detaliat în Capitolul 2) cu compensarea curentului pe o singură ramură. Dar, la aceasta din urmă, curentul de referință nu se poate folosi într-o sarcină fără a afecta compensarea. În lucrarea de față se deduce, printr-o metodă similară cu aceea din [3], condiția de compensare termică de ordinul I pentru curentul **total** al sursei, care diferă de cea din [3].

Performanța obținută prin compensare termică de ordinul I în variația maximă a curentului de referință în gama de temperatură 0-100°C, de 2%, este cu ceva mai bună decât aceea de 2,3% realizată în lucrarea [3]. Rezistența de ieșire a sursei (invers proporțională cu parametrul „supply rejection”) cu compensare termică de ordinul I este relativ redusă dar ea va crește în urma compensării de ordinul II [27].

S-a analizat apoi ideea compensării termice de ordinul II a curentului **total** al unei surse compuse din două oglinzi uzuale conectate în cruce, cu scopul de a o folosi prin înseriere simplă cu sarcina (sarcină cu capăt la masă ori la sursa de alimentare). Pentru compensarea termică de ordinul II a curentului de referință total s-a folosit o schemă modificată (fig.4.3) față de referința de curent cunoscută, Fiori-Crovetti de ordinul II [3] (cu compensarea curentului pe o singură ramură) deoarece la aceasta din urmă, curentul de referință nu se poate folosi într-o sarcină fără a afecta compensarea. În teza de față s-a dedus, printr-o metodă similară cu cea din [3], condiția de compensare termică de ordinul II pentru curentul total al sursei.

Sunt stabilite expresiile coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai raportului m al curenților din ramurile sursei, valabile pentru oglindă superioară de tip Widlar normală și pentru cazul compensării curentului total.

Pentru cazul utilizării rezistențelor de tip difuzate N^+ performanța în variația maximă a curentului de referință, cu compensare termică de ordinul II, în gama de

temperatură 0-100°C, de 0,4...0,45%, este apropiată de aceea realizată în lucrarea [3] (care însă nu include circuitul de ieșire spre sarcină și nu ține cont de efectul de corp). Rezistența de ieșire a sursei (invers proporțională cu parametrul „*supply rejection*”) este încă insuficient de mare și mai mică decât cea realizată în [3]. Ea mai poate fi cu ceva mărită prin schimbarea dimensiunilor de canal ale tranzistoarelor și creșterea rezistenței R_3 (dar în detrimentul variației curentului).

În urma simulării SRC din fig.4.3 la variații de proces s-a obținut, pentru un caz de compromis între performanță și arie, o variație totală maximă a curentului de referință de 56% (pentru o arie pe chip de 16.500 μm^2), rezultat comparabil cu cel de 60% (pentru o arie pe chip de 4200 μm^2) raportat în lucrarea de referință [3].

Având avantajele simplității schemei, al conectării simple a sarcinii la sursa de curent de referință și al performanței bune în variația curentului de referință, compensarea termică a curentului total aduce și un dezavantaj; acela al creșterii rezistenței R_1 a sursei inferioare de tip Widlar modificată, care are drept consecințe: creșterea ariei ocupate pe chip, a tensiunii minime de alimentare V_{DD} și a variației cu procesul. Valoarea rezistenței R_1 s-ar mai putea reduce cu ceva prin folosirea unui raport m al curenților din ramuri mai mare decât 2 sau ceva mai mult prin folosirea unui rezistor integrat din polisiliciu, cu coeficient de temperatură foarte mic sau chiar negativ.

Pentru cazul utilizării rezistențelor de polisiliciu cu ZTC și a unui raport $m=5$, performanțele au fost, cu excepția parametrului SR, așa cum s-a așteptat, mai bune decât în cazul anterior:

- variația maximă a curentului de referință în gama de temperatură 0-100°C: 0,42%,
- tensiunea minimă de alimentare: 3,6V,
- variația totală cu procesul: 38% pentru o arie pe chip de 4500 μm^2 .

Este deci important să se realizeze SCR într-o tehnologie ce dispune de un rezistor cu coeficient de temperatură foarte mic, chiar negativ, și rezistență pe pătrat mare [7], pentru ca valoarea ariei ocupate pe chip de rezistoare, tensiunea minimă de alimentare și variația cu procesul să se reducă simțitor.

Performanțele obținute cu rezistență R_1 de tip ZTC sunt comparabile de cele din lucrarea de referință [3], față de care există însă **avantajul major al conectării simple cu sarcina.**

5. O NOUĂ SURSĂ DE CURENT DE REFERINȚĂ TOTAL WILSON-WIDLAR

Rezumat

În acest capitol se propune o nouă schemă compactă de sursă de curent de referință (SCR) total, compusă din două oglinzi de curent cunoscute interconectate în cruce: o oglindă Wilson modificată [3] și o oglindă Widlar obișnuită. Acest tip de sursă de referință poate fi conectat simplu, serial, cu sarcina ce are un capăt la masă ori la sursa de tensiune de alimentare V_{DD} . Se determină condițiile pentru compensare termică de ordinul I și de ordinul II. Se prezintă dimensionarea sursei și rezultatele simulărilor.

Performanțele sursei cu compensare termică de ordinul II cu rezistență R_1 difuzată N^+ , sunt: o variație maximă a curentului de referință de numai 0,5% în gama de temperatură 0...100°C, tensiunea de alimentare minimă 4,7V, un parametru „*supply regulation*” de 1670ppm/V, adică foarte bun, și o variație totală cu procesul de 67%.

Performanțele sursei cu compensare termică de ordinul II cu rezistență R_1 de polisiliciu ZTC, sunt: o variație maximă a curentului de referință de 0,47% în gama de temperatură 0...100°C, tensiunea de alimentare minimă 3,4V, un parametru „*supply regulation*” de 3900ppm/V și o variație totală cu procesul de 57%.

5.1 Introducere

Sursele de curent de referință simple și compacte, compuse din două oglinzi de curent interconectate în cruce, au fost relansate de lucrarea [3]. Acolo s-a impus pentru prima dată o anumită dependență de temperatură a raportului curenților prin cele două ramuri ale sursei. Acest lucru a permis apoi proiectarea sursei, compusă dintr-o oglindă Widlar modificată (completată cu diodă) și o oglindă Widlar inversă, interconectate în cruce (fig.5.1), pentru a se realiza o spectaculoasă compensare termică de ordinul II a curentului de referință (printr-o ramură), ceea ce a condus la performanțe bune spre foarte bune. În lucrarea [3] nu este însă arătat sau discutat modul de extragere a curentului de referință spre o sarcină ce are un capăt la masă ori la sursa de tensiune de alimentare. Desigur, acest curent poate fi trimis sarcinii printr-o oglindă de curent suplimentară dar, așa cum s-a arătat anterior în teză, raportul curenților din această nouă oglindă este afectat și el de temperatură, deci curentul de ieșire ar avea stabilitatea compromisă într-o măsură importantă în raport cu performanța obținută pe ramura principală a sursei. În plus, o ramură suplimentară simplă nu poate asigura totdeauna parametri „*supply regulation*” și „*load regulation*” de valoare bună pentru circuitul de ieșire.

În [28] și în Capitolul 4 este prezentată o soluție simplă de extragere a curentului de referință de pe o ramură a schemei pentru a fi injectat în sarcină cu capăt la masă. Realizând ramura (oglindea) suplimentară de tip Widlar tot cu compensare termică de ordinul II, performanțele de stabilitate ale curentului de

referință de ieșire sunt chiar îmbunătățite în raport cu cele ale schemei cu numai două ramuri.

În lucrările [26] și [27] s-a introdus pentru astfel de surse compacte noțiunea de curent de referință „total”, reprezentând suma curenților prin cele două ramuri

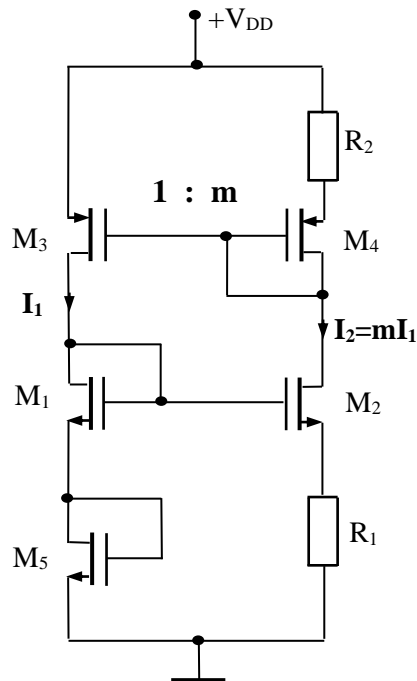


Fig.5.1 Referință de curent pe ramură cu compensare termică de ordinul II (Fiori-Crovetti)

ale sursei. Este un concept nou, care permite o interconectare foarte simplă, serială, a sursei de curent de referință cu sarcina ce are un capăt la masă ori la sursa de tensiune de alimentare. O astfel de schemă asigură câteva performanțe bune legate de variația maximă a curentului într-o gamă dată de temperatură și de parametrul „supply regulation”. Unele performanțe ale sursei de curent de referință total au totuși de suferit din cauza creșterii valorii unei rezistențe, care conduce la creșterea tensiunii minime de alimentare a circuitului și a ariei ocupate pe chip. Poate că cercetările viitoare vor conduce la atenuarea acestor dezavantaje în special prin folosirea unei rezistențe cu coeficient de temperatură mic, chiar negativ, și rezistență pe pătrat mai mare.

În Capitolul 5 se propune încă o soluție de realizare a unui curent de referință **total**, bazată pe o combinație (nefolosită până la lucrarea [28]) de oglinzi clasice interconectate în cruce: o oglindă Wilson modificată (cu rezistență în loc de diodă) și o oglindă Widlar normală. Oglinda Wilson modificată (având 3 componente) asigură implicit compensarea de temperatură de ordinul I pentru o anumită valoare a rezistenței ce înlocuiește dioda și este mai simplă decât o oglindă Widlar completată cu diodă (4 componente, [3]) pentru obținerea

compensării de ordinul I. În plus, datorită oglinzii Wilson SCR propusă aici poate asigura un parametru „*supply regulation*” mai bun.

În paragraful 5.2 al capitolului se stabilește condiția de compensare termică de ordinul I pentru curentul de referință total. În paragraful 5.3 se stabilește condiția de compensare termică de ordinul II. Apoi, paragraful 5.4 descrie simulările efectuate și rezultatele obținute. Lucrarea se încheie cu concluzii (paragraful 5.5).

5.2 Compensarea termică de ordinul I a curentului total

În [3] și detaliat în Capitolul 2, se prezintă o SCR compusă dintr-o oglindă superioară de tip Widlar “inversă” și o sursă inferioară de tip Widlar modificată, interconectate în cruce, la care se realizează o compensare termică de ordinul I și II pentru curentul I_1 din ramura stângă (fig.5.1). Se arată că fără tranzistorul M_5 (conectat ca „diodă”) nu este posibilă compensarea termică. Astfel, sursa de curent din partea de jos a circuitului este o sursă Widlar modificată. Autorii au stabilit că este necesar să se forțeze o anumită dependență de temperatură a raportului m al curenților din cele două ramuri ($I_2 = mI_1$). Sursa Widlar inversă (M_3, M_4, R_2) realizează un raport m cu coeficient de temperatură de ordinul I, k_m , pozitiv. Sunt date relația curentului și condițiile de compensare termică de ordinul I respectiv II.

Schema din fig.5.1 este numită în continuare sursa Fiori-Crovetti. Din păcate, la aceasta, curentul compensat termic I_1 nu poate fi extras din ramura stângă a sursei și folosit într-o sarcină, fără a afecta schema și deci compensarea termică dorită. O extragere prin ramură suplimentară, cu îmbunătățirea compensării de ordinul II, s-a realizat de autorul tezei în [28] (Capitolul 3).

Noua sursă de curent de referință propusă în [28] este dată în fig.5.2. Ea este compusă dintr-o oglindă inferioară de tip Wilson modificată (cu M_1, M_2, R_1) și o oglindă superioară de tip Widlar normală (cu M_3, M_4, R_3), interconectate în cruce.

Schema fără rezistența R_3 este una clasică, cunoscută. Cu ajutorul rezistenței R_3 se va realiza compensarea termică de ordinul II a curentului total I_t .

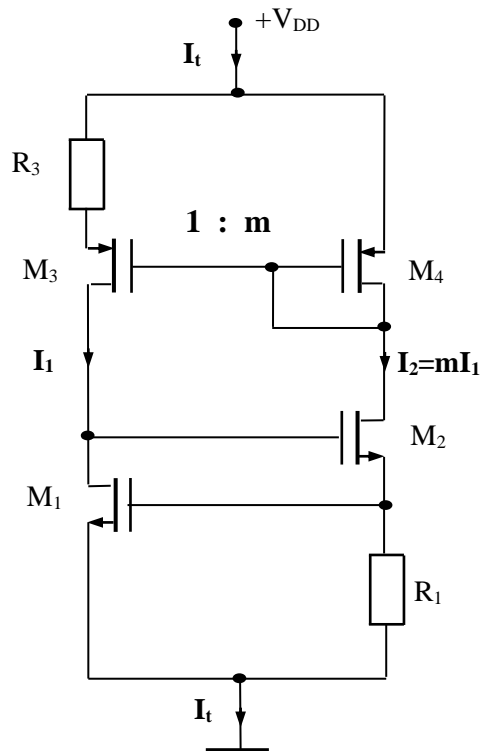


Fig.5.2 SCR total, cu compensare termică de ordinul II, propusă

Pentru compensarea termică de ordinul I a curentului I_t al sursei propuse, (fig.5.2) se stabilește acum condiția ce trebuie îndeplinită de către rezistența R_1 . Relația curentului I_t se poate obține plecând de la aceea scrisă pe bucla de jos a sursei (3.2):

$$V_{GS1} = I_2 R_1 = m I_1 R_1 \quad \text{sau} \quad V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n a_1}} = m I_1 R_1$$

unde $\beta_n = \mu_n C_{ox} / 2$ este factorul de câștig al tranzistoarelor NMOS (considerat același la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni); a_1 reprezintă raportul dimensional W_1/L_1 al tranzistorului M_1 ; V_{Tn} este tensiunea de prag a tranzistoarelor NMOS (considerată aceeași la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni) iar m reprezintă raportul curenților din ramurile sursei ($I_2 = m I_1$). Din relația de mai sus, având și aici valabilă relația (4.2):

$$I_t = I_1 + m I_1 = (1 + m) I_1$$

se obține ecuația:

$$\frac{m}{1+m} R_1 I_t - \sqrt{\frac{I_t}{(1+m)\beta_n a_1}} - V_{Tn} = 0 \quad (5.1)$$

Înlocuind expresia lui β_n de mai sus relația devine :

$$\frac{m}{1+m} R_1 I_t - \sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox} a_1}} - V_{Tn} = 0 \quad (5.2)$$

Stabilirea condiției de compensare de ordinul I pentru curentul I_t din relația (5.2), se face pe baza derivatei totale a acestei funcții de 5 variabile – la rândul lor funcții de temperatură, conform relațiilor (4.5), (4.6), (3.5), (4.7), care nu se mai repetă aici.

După efectuarea calculului derivatelor parțiale din ecuația (5.2) și înlocuirea lor în expresia derivatei totale (4.7) rezultă:

$$\begin{aligned} & \left[\frac{m}{1+m} I_t R_1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{(1+m)\mu_n C_{ox} a_1}} \cdot \frac{I_t}{\sqrt{I_t}} \right] k_{It} + \frac{m}{1+m} I_t R_1 k_{R1} + \\ & + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)C_{ox} a_1}} \frac{\mu_n}{\mu_n \sqrt{\mu_n}} k_{\mu n} - \\ & - V_{Tn} k_{V_{Tn}} + \left[I_t R_1 \frac{1}{(1+m)^2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox} a_1}} \frac{1}{1+m} \right] m k_m = 0 \end{aligned} \quad (5.3)$$

După unele simplificări, aceasta devine:

$$\begin{aligned} & \left[\frac{m}{1+m} I_t R_1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox} a_1}} \right] k_{It} + \frac{m}{1+m} I_t R_1 k_{R1} + \\ & + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox} a_1}} k_{\mu n} - \\ & - V_{Tn} k_{V_{Tn}} + \left[\frac{1}{(1+m)^2} I_t R_1 + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox} a_1}} \frac{m}{1+m} \right] k_m = 0 \end{aligned} \quad (5.4)$$

Se înlocuiește aici radicalul cu expresia lui scoasă din ecuația (5.2), adică

$$\sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox} a_1}} = \frac{m}{1+m} R_1 I_t - V_{Tn} \quad (5.5)$$

și, după unele reduceri de termeni se obține ecuația:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \left(\frac{m}{1+m} R_1 I_t + V_{Tn} \right) k_{It} + \frac{1}{2} \left(\frac{m}{1+m} R_1 I_t - V_{Tn} \right) k_{\mu n} + \\ & + \frac{m}{1+m} R_1 I_t k_{R1} - V_{Tn} k_{V_{Tn}} + \\ & + \left[\frac{m}{(1+m)^2} R_1 I_t + \frac{1}{2} \frac{m^2}{(1+m)^2} R_1 I_t - \frac{1}{2} \frac{m}{1+m} V_{Tn} \right] k_m = 0 \end{aligned} \quad (5.6)$$

Dacă se impune acum aici condiția de compensare de ordinul I a curentului total, $k_{It}=0$, rezultă valoarea necesară pentru rezistența R_1 :

$$R_1 = \frac{1+m}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{I_t} \cdot \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn} + \frac{m}{1+m} k_m}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + \frac{2+m}{1+m} k_m} \quad (5.7)$$

care este mai simplă decât cea obținută în [26] și care, pentru tehnologia folosită aici, conduce la valoare pozitivă pentru R_1 . În această relație sunt de fapt două necunoscute: R_1 și k_m . Dacă se introduce aici valoarea rezistenței R_1 obținută la simulare (pentru care panta de variație a curentului I_t cu temperatura este minimă) rezultă pentru tehnologia folosită un coeficient de temperatură k_m cu valoare negativă. Prin urmare, pentru realizarea compensării termice de ordinul II a curentului I_t trebuie utilizată o oglindă superioară de tip Widlar normală M_3, M_4, R_3 , spre deosebire de schema din fig.5.1 [3] unde oglinda superioară M_3, M_4, R_3 este de tipul Widlar inversă pentru a realiza un coeficient de temperatură k_m cu valoare pozitivă.

O primă constatare este aceea că valoarea necesară pentru R_1 este aici mai mare decât cea folosită în [3] ceea ce înseamnă creșterea ariei ocupată de sursă pe chip precum și creșterea tensiunii de alimentare V_{DD} minime a circuitului. Creșterea rezistenței R_1 are doar avantajul creșterii rezistenței de ieșire a sursei, tradusă în îmbunătățirea parametrului "supply regulation" [26]. Ca și în cazul celorlalte SCR de acest gen, este valabilă observația că singura soluție pentru reducerea tensiunii minime de alimentare este aceea de a se utiliza o tehnologie care dispune de un rezistor integrat cu coeficient de temperatură k_{R1} foarte redus, chiar negativ, și care să aibă eventual și rezistență pe pătrat mai mare decât rezistorul din tehnologia considerată în lucrare.

O a doua constatare este aceea că pentru menținerea unei valori mai mici a rezistenței R_1 trebuie folosit un raport m cât mai mare. Astfel, valoarea rezistenței R_1 este dependentă în special de fracția $(1+m)/m$ deoarece fracția ce include coeficienții de temperatură este foarte aproape de o constantă în raport cu m (aproximativ egală cu 3 pentru tehnologia și modelele de tranzistor folosite) [27].

5.3 Compensarea termică de ordinul II a curentului total

Pentru stabilirea condiției de compensare de ordinul II a curentului de referință I_t din fig.2 se procedează ca în [3] și [26]. Astfel, se scrie coeficientul de temperatură al curentului de referință total din relația (5.6) în forma :

$$k_{It} = \frac{1}{V_{Tn} + \frac{m}{1+m} R_1 I_t} \cdot \left[V_{Tn} \left(k_{\mu n} + 2k_{VTn} + \frac{m}{1+m} k_m \right) - \frac{m}{1+m} R_1 I_t \left(k_{\mu n} + 2k_{R1} + \frac{2+m}{1+m} k_m \right) \right] - \frac{N(T)}{D(T)} \quad (5.8)$$

Dacă se impune condiția de compensare de temperatură de ordinul II, adică $k_{IIT}=0$, va rezulta după procedura din [3] sau **[28]** și cuprinsă în Capitolul 4 (relațiile (4.16), (4.17), (4.18)) condiția :

$$\frac{dN(T)}{dT} = 0 \quad (5.9)$$

Calculul acestei condiții se face aici ținând cont că pentru tehnologia concretă adoptată, conform listei parametrilor de model pentru tranzistoare și rezistoare, parametrii k_{VTn} și k_{R1} nu depind de temperatură adică, pentru mărimile V_{Tn} și R_1 nu există coeficienți de temperatură de ordinul II. De asemenea, se va considera curentul I_t constant în raport cu temperatura, aceasta fiind tocmai condiția de compensare de temperatură a curentului de ordinul I. După calculul derivatei (5.9) și introducerea coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai mărimilor μ_n , V_{Tn} și m rezultă:

$$\begin{aligned} & V_{Tn} \left(k_{\mu n} + 2k_{VTn} + \frac{m}{1+m} k_m \right) k_{VTn} + \\ & + V_{Tn} \left[k_{\mu n \mu n} + \frac{m}{(1+m)^2} k_m^2 + \frac{m}{1+m} k_{mm} \right] - \frac{m}{1+m} I_t R_1 \cdot \\ & \cdot \left[\left(k_{\mu n} + 2k_{R1} + \frac{2+m}{1+m} k_m \right) \left(k_{R1} + \frac{1}{1+m} k_m \right) + \right. \\ & \left. + k_{\mu n \mu n} - \frac{m}{(1+m)^2} k_m^2 + \frac{2+m}{1+m} k_{mm} \right] = 0 \end{aligned} \quad (5.10)$$

În aceasta s-au folosit notații cu indice repetat pentru coeficienții de temperatură de ordinul II, definiți ca derivate în raport cu temperatura ale coeficienților de temperatură de ordinul I [3], **[26]**.

Acum se înlocuiește în relația (5.10) factorul

$$\frac{\frac{m}{1+m} I_t R_1}{V_{Tn}} = \frac{k_{\mu n} + 2k_{VTn} + \frac{m}{1+m} k_m}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + \frac{2+m}{1+m} k_m} \quad (5.11)$$

extras din relația (5.7) (condiția de compensare termică de ordinul I) și se obține, după simplificări, condiția de compensare termică de ordinul II, care este asemănătoare ca formă cu cea din lucrarea **[27]** :

$$\begin{aligned} & k_{\mu n \mu n} + \frac{m}{(1+m)^2} k_m^2 + \frac{m}{1+m} k_{mm} - \left(k_{\mu n} + 2k_{VTn} + \frac{m}{1+m} k_m \right) \cdot \\ & \cdot \left[-k_{VTn} + k_{R1} + \frac{1}{1+m} k_m + \frac{k_{\mu n \mu n} - \frac{m}{(1+m)^2} k_m^2 + \frac{2+m}{1+m} k_{mm}}{k_{\mu n} + 2k_{R1} + \frac{2+m}{1+m} k_m} \right] = 0 \end{aligned} \quad (5.12)$$

În relația (5.12) sunt termeni ce dau cantități negative precum și alții care dau cantități pozitive. Astfel, condiția de compensare termică de ordinul II se va îndeplini pentru o anumită pereche de valori m și σ (unde $\sigma = \alpha_3 / \alpha_4$ adică raportul rapoartelor dimensionale pentru tranzistoarele M_3 și M_4). Se reamintește

aici că la stabilirea valorilor lui m și σ trebuie respectată condiția (4.35), $\sigma m > 1$. Cu ajutorul acestei perechi se poate calcula coeficientul k_{mm} . Precizia calculului nu va fi însă foarte bună din cauza folosirii unor valori de parametri tipici dați în lista modelelor pentru anumite dimensiuni de tranzistoare în timp ce aici ele au alte dimensiuni. Perechea de valori m și σ pot fi determinate cu aproximație prin încercări repetate, o iterație ce include verificarea condiției de compensare termică de ordinul II (5.12) (vezi algoritmul din fig.3.6). Cu ajutorul lor se pot calcula apoi, cu aproximație, valorile rezistențelor R_1 și R_3 ce vor fi folosite la plecare în simularea finală.

Deoarece SCR total din fig.5.2 include o oglindă superioară de tip Widlar normală, formulele pentru coeficienții k_m și k_{mm} impuși de aceasta vor fi cele deduse în lucrarea [27] și reluate în Capitolul 4 (relațiile (4.35) și (4.36)). În aceste relații coeficientul $k_{\mu p p}$ a fost stabilit în lucrarea [26] iar coeficientul k_{R3R3} este dat în lista parametrilor modelului rezistorului integrat. În cazul tehnologiei folosite și a unui rezistor de tipul "*N⁺ diffusion sheet resistance*", $k_{R3R3}=0$.

5.4 Rezultatele simulării

5.4.1 Simularea SCR cu rezistență R_1 difuzată N^+

Simularea schemei din fig.5.2 în vederea găsirii valorilor optime pentru rezistențe și dimensiunile tranzistoarelor cu scopul realizării compensării termice de ordinul II a curentului I_t al sursei, s-a făcut plecând de la situația obținută după compensarea termică de ordinul I. Acolo au fost deja stabilite valoarea aproximativă a rezistenței R_1 și dimensiunile tranzistoarelor M_1 , M_2 , M_4 , procedându-se conform algoritmului de pre-dimensionare a elementelor SCR din fig.3.6 – Capitolul 3. Apoi, s-a stabilit W_3 pentru tranzistorul M_3 astfel încât să se realizeze valoarea necesară pentru raportul σ (care să îndeplinească condiția $\sigma m > 1$).

Au fost efectuate simulări pentru diferite valori m și σ și pentru curent total cuprins în gama 8...15 μ A. Rezultatele în performanță au fost similare: variația maximă a curentului I_t în gama de temperatură 0...100°C s-a situat în jurul valorii de 0,5%, (fig.5.3), $V_{DDmin}=4,7V$, parametrul „*supply regulation*” $SR=1670ppm/V$ (identificat, în cazul surselor de curent total, cu parametrul „*load regulation*” LR) .

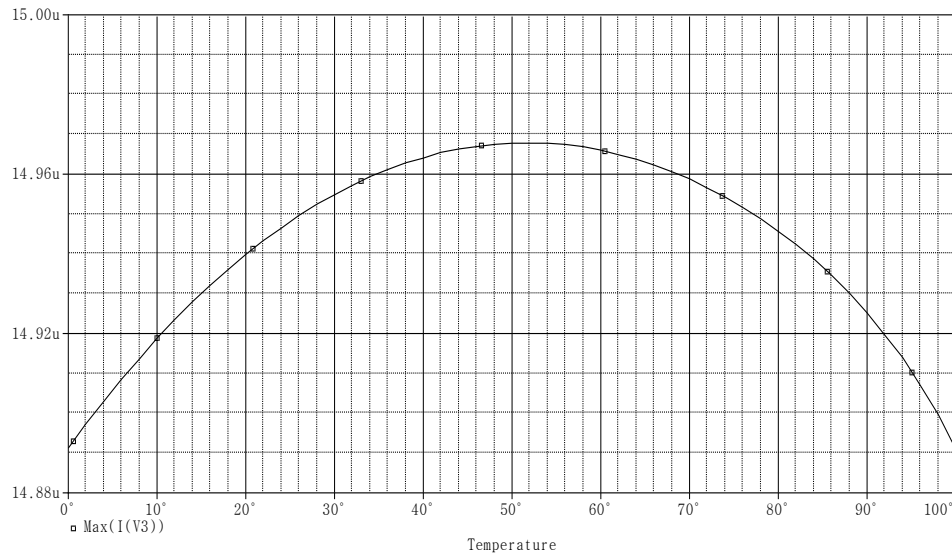


Fig.5.3 Variația curentului de referință (total) cu temperatura în gama 0-100°C

Acestea corespund unor valori: $I_f \approx 15 \mu\text{A}$, $m=1$, $\sigma = 10,27$, $L_1 = 20,4 \mu\text{m}$, $L_{2,3,4} = 5 \mu\text{m}$, $W_{1,2} = 2 \mu\text{m}$, $W_3 = 37 \mu\text{m}$, $W_4 = 3,6 \mu\text{m}$, $R_1 = 270 \text{k}\Omega$, $R_3 = 56,5 \text{k}\Omega$.

Comparând performanțele obținute aici cu cele din lucrările [3] și [27] se constată că ele sunt apropiate (0,35%...0,5%) în privința variației maxime a curentului de referință în gama de temperatură 0-100°C. O performanță deosebită a referinței propuse în acest capitol o constituie însă parametrul „*supply regulation*”, care, la curent de valori apropiate, este de 2,4 ori mai bun decât cel din lucrarea [3], de 1,6 ori mai bun decât cel din Capitolul 3 și de 4,6 ori mai bun decât cel din lucrarea [27]. Acest lucru se datorează folosirii oglinzii de tipul Wilson modificată.

Tensiunea minimă de alimentare a schemei a rezultat relativ mare, 4,7V, cum era de așteptat [26], [27], de aceea au fost folosite la simulare modele de tranzistoare de 5V. Ea mai poate fi redusă cu ceva prin folosirea unui raport m al curenților din cele două ramuri de valoare mai mare decât 2 dar în special prin utilizarea unei tehnologii ce oferă soluția de rezistor cu coeficient de temperatură foarte redus, chiar negativ, așa cum s-a arătat și în capitolele anterioare.

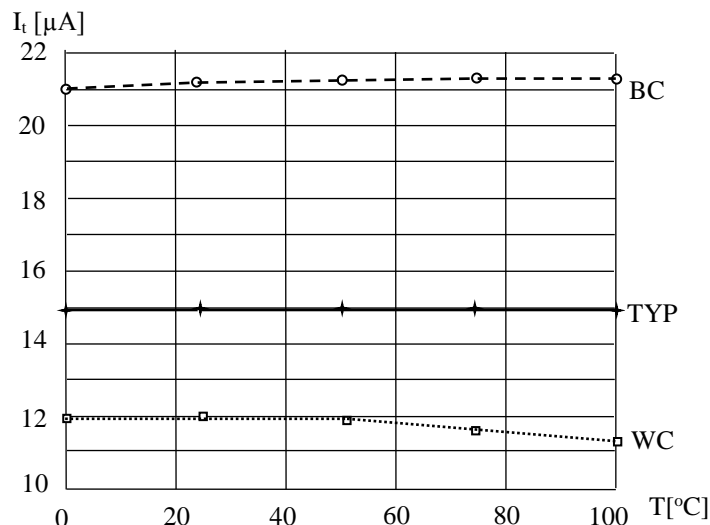


Fig.5.4 Dependența curentului de referință de proces și temperatură

Au fost de asemenea făcute simulări cu variații de proces, pe circuitul din fig.5.2, la 5 temperaturi în gama 0-100°C. Pe baza rezultatelor simulării s-au construit graficele din fig.5.4 în care s-au marcat curbele pentru parametrii tipici („TYP”), pentru cazul cel mai bun (BC-„best case”) și pentru cazul cel mai rău (WC-„worst case”). Cele mai mari diferențe apar astfel:

- pentru BC, de +42,7% față de cazul TYP, la 75°C;
- pentru WC, de -24,3% față de cazul TYP, la 100°C.

Aceste variații ale curentului de referință, de valoare totală 67%, cauzate de variațiile procesului de fabricație sunt relativ mari dar totuși nu mult mai mari față de cele raportate în lucrarea [3]. Acolo, conform graficelor din fig.2.5, rezultă o abatere totală maximă a curentului de referință cauzată de proces de ordinul 60% (la o arie pe chip de 4.200μm²).

Pentru un caz de compromis între performanță și arie pe chip și anume, cel în care lățimea rezistoarelor integrate este de 2,5μm, aria pe chip a SCR propusă în teză este estimată la: 26.000μm². Din aceasta, peste 95% reprezintă aria ocupată de rezistoare. Este deci important să se realizeze SCR într-o tehnologie ce dispune de un rezistor cu coeficient de temperatură foarte redus, chiar negativ, și rezistență pe pătrat mare [7], pentru ca valoarea ariei ocupate pe chip de rezistoare să se reducă simțitor. Se vor reduce atunci cert și tensiunea minimă de alimentare precum și abaterea cauzată de proces.

Variațiile de curent cauzate de variații de proces mai pot fi reduse prin creșterea dimensiunilor tranzistoarelor dar mai ales prin creșterea lățimii rezistoarelor integrate. Din păcate, în special ultima creștere, conduce la mărirea sensibilă a ariei ocupate de rezistoare pe chip, scumpind chipul.

Simulările prezentate în fig.5.4 nu includ și variația tensiunii de alimentare dar din verificările făcute prin simulare, variații de ordinul ±5% ale sursei de alimentare V_{DD} sau ale tensiunii pe sarcină, cauzează la „cornere” modificări sub

1% pentru variațiile prezentate mai sus, datorită valorilor bune ale parametrilor SR și LR ai schemei.

5.4.2 Simularea SCR cu rezistență R_1 de tip ZTC

Au fost făcute aici simulări și pentru cazul folosirii unei rezistențe R_1 din polisiliciu, cu coeficientul de temperatură (de ordinul I) zero (ZTC), realizabilă în cadrul aceleiași tehnologii CMOS de $0,35\mu\text{m}$, care, așa cum s-a arătat anterior, permite reducerea rezistenței R_1 (pentru același curent), a căderii de tensiune pe aceasta (deci a tensiunii de alimentare V_{DD}) și a ariei chipului. Pentru o reducere suplimentară a valorii rezistenței R_1 , s-a folosit un raport m al curenților pe ramuri mai mare. Au fost păstrate tranzistoare CMOS de 5V care asigură performanțe mai bune decât cele de 3,3V.

Performanțele SCR cu rezistor R_1 de tip ZTC date mai jos au fost stabilite pentru cazul: $I_t=15,47\mu\text{A}$, $m=5$, $R_1=90\text{k}\Omega$, $R_3=45\text{k}\Omega$, $V_{DD}=4\text{V}$ și tranzistoare cu rapoarte dimensionale: $M_1=1/2,707$, $M_2=4/5$, $M_3=2,542/5$, $M_4=7,2/5$ (dimensiuni în μm).

Variația maximă a curentului total în gama de temperatură 0-100°C a fost de 0,47% (fig.5.5), mai slabă decât 0,35% a SCR din [3] care însă nu include circuit de ieșire spre sarcină și nu ține cont de efectul de substrat la unele tranzistoare.

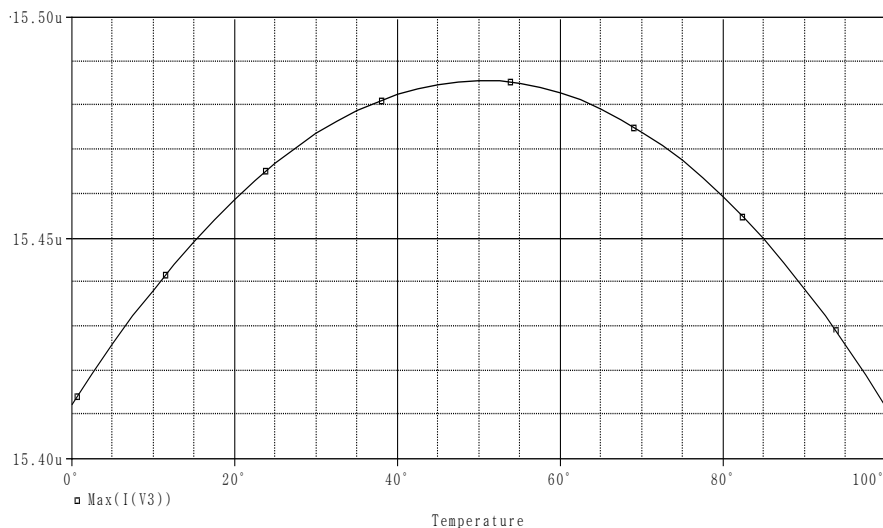


Fig.5.5 Variația curentului de referință (total) cu temperatura în gama 0-100°C

Tensiunea minimă de alimentare s-a redus, conform așteptărilor, la 3,4V (fig.5.6) și s-a atenuat astfel un mare dezavantaj al SCR cu rezistor R_1 difuzat N^+ .

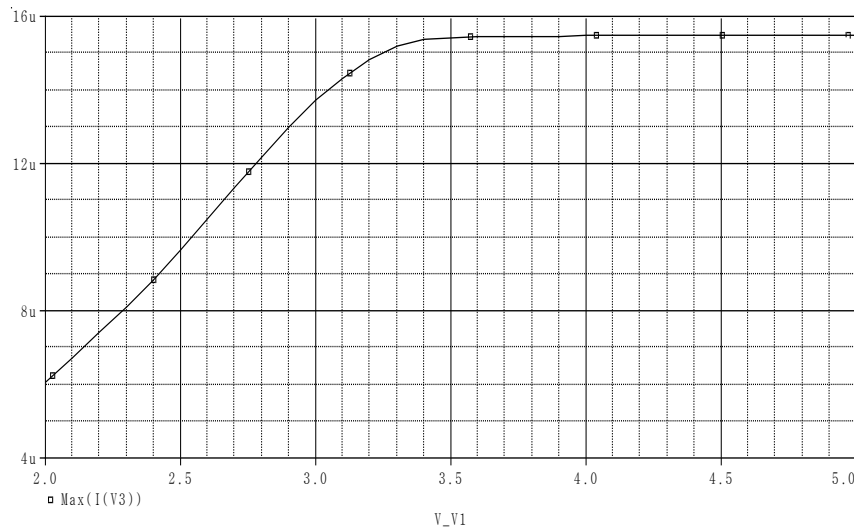


Fig.5.6 Dependența curentului de referință de tensiunea de alimentare

Din acest grafic s-a putut determina parametrul SR (identic, în cazul surselor de curent total, cu parametrul „load regulation” LR) pentru o tensiune de alimentare $V_{DD}=4V$: $SR=3900\text{ppm/V}$ (cu ceva mai bun decât valoarea 4000 obținută în [3]). După cum se poate constata, valoarea acestui parametru este de peste două ori mai mare (deci parametrul este mai slab) decât aceea obținută în cazul SCR cu rezistență R_1 difuzată N^+ . Această diferență se explică prin faptul că acolo R_1 avea o valoare mult mai mare, care asigură reducerea parametrului SR. Aici, valoarea parametrului SR s-ar mai putea reduce prin creșterea rezistenței R_3 dar în detrimentul variației maxime a curentului. Practic, valoarea rezistenței R_3 este una de compromis.

Variația curentului de referință total cu procesul pentru cazul lățimilor de rezistoare de $2\mu\text{m}$ a fost de +35% pentru „best case” și de -22% pentru „worst case” adică un total de 57%, cu ceva mai bun decât cel de 60% obținut de lucrarea [3].

Estimarea ariei ocupate pe chip de SCR cu rezistență R_1 de polisiliciu tip ZTC (având rezistența pe pătrat de $200\Omega/\square$ adică de peste două ori mai mare decât rezistența difuzată N^+) pentru o lățime de $2\mu\text{m}$ a fiecărei rezistențe, conduce la valoarea de $4500\mu\text{m}^2$, cu ceva mai mare decât 4200 dată în [3] dar de cca. 6 ori mai mică decât aceea din cazul utilizării unei rezistențe R_1 difuzată N^+ . Aria ar mai putea fi redusă dacă s-ar utiliza și rezistența R_3 de același tip ZTC ca și R_1 dar acest lucru ar cauza o ușoară înrăutățire a altor performanțe.

Cum s-a arătat, performanțele obținute cu rezistență R_1 de tip ZTC sunt apropiate de cele din lucrarea de referință [3], față de care există însă avantajul major al conectării simple cu sarcina.

5.5 Concluzii

În Capitolul 5 s-a analizat ideea compensării termice de ordinul II a curentului **total** al unei surse compuse din două oglinzi uzuale conectate în cruce, care are calitatea de a se putea interconecta simplu cu o sarcină având capăt la masă

ori la sursa de alimentare, fără a se afecta practic stabilitatea curentului.

S-au dedus, prin metode similare cu cele din [3] și [27], condițiile de compensare termică de ordinul I și II pentru curentul de referință total.

Având avantajele simplității schemei, al conectării simple a sarcinii la sursa de curent de referință și al performanței bune în stabilitatea curentului de referință, compensarea termică a curentului total aduce și un dezavantaj; acela al creșterii rezistenței R_1 a sursei Wilson modificate, care are drept consecințe: creșterea ariei ocupate pe chip și creșterea tensiunii minime de alimentare V_{DD} . S-a demonstrat aici utilitatea unui rezistor integrat cu coeficient de temperatură foarte redus, chiar negativ [7], care permite reducerea substanțială a valorii rezistenței R_1 , a tensiunii de alimentare minime și a ariei ocupate pe chip.

Pentru cazul utilizării rezistențelor de tip difuzate N^+ performanța în variația maximă a curentului de referință în gama 0-100°C, de 0,5%, este comparabilă cu aceea raportată în lucrările [3] și [27]. Tensiunea minimă de alimentare este 4,7V, mult mai mare decât 2,5V raportată în [3] și obținută probabil cu rezistență R_1 cu coeficient de temperatură negativ. Parametrul „*supply regulation*” al sursei propuse, de 1670ppm/°C, este însă de 4,6 ori mai bun decât cel obținut în lucrarea [27], de 1,4 ori mai bun decât cel obținut în Capitolul 3 și de 2,4 ori mai bun decât cel obținut în lucrarea [3]. În urma simulării SRC din fig.4.3 la variații de proces s-a obținut, pentru un caz de compromis între performanță și arie, o variație totală maximă a curentului de referință de 67% (pentru o arie pe chip de 26.000 μm^2), rezultat comparabil cu cel de 60% (dar pentru o arie pe chip de 4.200 μm^2) raportat în lucrarea de referință [3].

Pentru cazul utilizării rezistențelor de polisilicu cu ZTC și a unui raport $m=5$, performanțele au fost, cu excepția parametrului SR, așa cum s-a așteptat, mai bune decât în cazul anterior:

- variația maximă a curentului de referință în gama de temperatură 0-100°C: 0,47%,
- tensiunea minimă de alimentare: 3,4V,
- variația totală cu procesul: 57% pentru o arie pe chip de 4500 μm^2 .

Este deci important să se realizeze SCR într-o tehnologie ce dispune de un rezistor cu coeficient de temperatură negativ și rezistență pe pătrat mare [7], pentru ca valoarea ariei ocupate pe chip de rezistoare, tensiunea minimă de alimentare precum și abaterea cauzată de proces să se reducă simțitor.

Performanțele obținute cu rezistență R_1 de tip ZTC sunt apropiate de cele din lucrarea de referință [3], față de care există însă **avantajul major al conectării simple cu sarcina**.

6. CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII

6.1 Concluzii

Tot mai multe circuite analogice de precizie necesită surse de curent de referință independente de temperatură, de tensiunea de alimentare și de proces, de obicei pentru curenți mici, atât pentru polarizări precise cât și pentru convertoare D/A cu mod de lucru în curent.

În literatura de specialitate au apărut în ultimii 15 ani un număr important de surse de curent de referință, având la bază o diversitate mare de scheme, de valori de curent, de complexitate și realizând performanțe diferite, plasate pe o scară de la modeste la foarte bune. Au fost realizate, numai în tehnologia CMOS, surse de curent de referință pe o diversitate de principii.

Dintre acestea, sunt atrăgătoare sursele simple, compacte, cu autopolarizare, bazate pe combinații de oglinzi clasice ori modificate, interconectate în cruce, cum ar fi oglinzi simple, oglinzi Widlar normale, oglinzi Widlar inverse, oglinzi Widlar modificate, oglinzi Wilson modificate. Lucrarea [3], deschizătoare de drum și readucătoare în atenție a acestui principiu, are meritul de a fi introdus forțat dependența de temperatură a raportului m al curenților prin ramuri și de a fi găsit astfel o soluție pentru compensarea termică de ordinul II a curentului dintr-o ramură. Astfel, au devenit foarte interesante performanțele ce se pot obține.

La aceste combinații de surse cu două ramuri s-a urmărit de obicei compensarea termică a curentului de pe o singură ramură, considerată ca ramură de ieșire. Dar ieșirea de curent spre sarcină nu se poate realiza simplu. Nu este în general posibilă conectarea pe o sarcină cu capăt la masă ori la sursa de alimentare, fără afectarea nedorită a stabilității curentului. În cadrul acestei teze s-a lansat însă ideea de ieșire de curent prin ramură suplimentară de oglindă Widlar, ea însăși cu compensare termică de ordinul II (Capitolul 3), obținându-se chiar îmbunătățirea performanțelor. Apoi s-a lansat ideea folosirii curentului de referință „total”, adică a sumei curenților prin cele două ramuri ale schemelor cu autopolarizare.

Plecând de la studiul prezentat în lucrarea [3], analizată foarte atent și criticată pentru scăpări ori lipsuri în paragraful „2.7 Observații critice”, autorul tezei a dezvoltat **trei noi circuite** cu oglinzi interconectate în cruce și compensare termică de ordinul II, denumite (primul nume se referă la oglinda inferioară):

- SCR pe ramură Wilson-Widlar (Capitolul 3),
- SCR total Widlar-Widlar (Capitolul 4),
- SCR total Wilson-Widlar (Capitolul 5),

și a introdus două tehnici noi de interconectare a sursei cu sarcina:

- ieșire prin ramură suplimentară cu compensare termică de ordinul II,
- ieșire de curent „total”.

În cadrul tezei au fost elaborate pentru noile circuite, prin calcule laborioase asemănătoare ca principiu cu cele din [3], condițiile de compensare termică de ordinul I și de ordinul II a curentului de referință și relațiile pentru coeficienții de temperatură ai raportului curenților pe ramuri. Au fost prezentate soluții de calcul concret pentru coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai mărimilor dependente de temperatură.

Rezultatele principale ale simulărilor efectuate, considerând o tehnologie CMOS de 0,35 μm , sunt concentrate sub forma performanțelor obținute în tabelul 6.1, pentru cele trei scheme noi simulate (ultimele două cu câte două variante), comparativ cu cele din lucrarea de referință [3], pentru cazul compensării termice de ordinul II.

Tabelul 6.1

Sursa de curent de referință	Variația maximă a curentului de referință în gama 0-100°C	Parametrul SR [ppm/V]	Parametrul LR [ppm/V]	Variația totală maximă a curentului cauzată de proces și temperatură %	Arie pe chip μm^2
Widlar-Widlar pe ramură Fiori-Crovetti [3]	0,35 % (fără efectul de corp!)	4000	Nu are ieșire spre sarcină !	60	4.200
Wilson-Widlar pe ramură (Cap.3)	0,43 %	2740	750	16,3 9,3 7,5	5.500 8.600 10.700
Widlar-Widlar total, R ₁ tip N ⁺ (Cap.4)	0,40-0,45 %	7690	Același cu SR	56	16.500
Widlar-Widlar total, R ₁ tip ZTC (Cap.4)	0,42 %	9400	Același cu SR	38	4.500
Wilson-Widlar total, R ₁ tip N ⁺ (Cap.5)	0,50 %	1670	Același cu SR	67	26.000
Wilson-Widlar total, R ₁ tip ZTC (Cap.5)	0,47 %	3900	Același cu SR	57	4.500

Așa cum rezultă din tabel, în comparație cu cele ale lucrării [3], o parte din performanțele realizabile cu noile scheme sunt mai slabe, o altă parte sunt apropiate și există în câteva cazuri chiar performanțe superioare (marcate cu bold).

Dar trebuie ținut cont de observația critică nr.1 din Capitolul 2, paragraful 2.7, unde se arată că SCR Fiori-Crovetti nu include un circuit de ieșire spre sarcină care ar înrăutăți performanțele.

De asemenea trebuie ținut cont de observația critică nr.11 din Capitolul 2, paragraful 2.7, unde se arată că performanțele raportate în lucrarea [3] nu au fost cele din situația reală, cu efectul de corp, care sunt probabil mai slabe (variație maximă de cca. 4% în fig.2.5).

La tensiunea minimă de alimentare, lucrarea [3] are performanțe mai bune (2,5V), obținută probabil prin folosirea unui rezistor R_1 cu coeficient de temperatură negativ, disponibil în tehnologia BiCMOS considerată la simulare. În capitolele 4 și 5 ale tezei s-a reușit, prin folosirea unui rezistor cu coeficient de temperatură nul (ZTC), să se obțină o tensiune de alimentare minimă de 3,4...3,6V, demonstrându-se posibilitatea reducerii acesteia în continuare prin scăderea coeficientului de temperatură al rezistorului principal spre valori negative.

Consider că **cea mai importantă performanță obținută în teză o constituie variația totală maximă a curentului de referință cauzată de variațiile de proces și temperatură de numai 7,5%** din cazul SCR Wilson-Widlar pe ramură (o schemă simplă cu autopolarizare, Capitolul 3), performanță ce poate fi depășită doar prin scheme complexe și pretențioase [8], [1], [19]. O astfel de variație redusă (în condițiile în care dispersia rezistoarelor integrate este de $\pm 22\%$) permite aplicarea mai simplă a unei eventuale operații de „trimming”.

În aceste condiții, cel puțin SCR Wilson-Widlar pe ramură (Capitolul 3), concepută de autorul tezei, apare ca superioară sursei de referință Fiori-Crovetti [3], datorită parametrului LR mic dar în special datorită variației mult mai reduse cauzate de procesul de fabricație.

Având avantajele simplității schemei, al conectării simple a sarcinii la sursa de curent de referință și al performanței bune în variația curentului de referință, **compensarea termică a curentului total aduce și un dezavantaj**; acela al creșterii rezistenței R_1 a sursei inferioare de tip Widlar modificată, care are drept consecințe: creșterea ariei ocupate pe chip și creșterea tensiunii minime de alimentare V_{DD} . Pe baza celor anunțate de lucrarea [7], existând tehnologii la care este posibilă folosirea unor rezistențe n^+ -poly fără silicidă, cu coeficient de temperatură negativ și rezistență pe pătrat mai mare ($180\Omega/\square$), valoarea și aria rezistenței R_1 s-ar putea reduce substanțial iar tensiunea minimă de alimentare a schemei s-ar putea micșora și ea. **Astfel, dezavantajele SCR propuse în teză s-ar putea în perspectivă diminua substanțial.**

După cum s-a raportat la simulările din cadrul tezei, tensiunea de alimentare V_{DD} minimă realizată, folosind rezistor R_1 difuzat N^+ , este deocamdată prea ridicată, 4,5...4,7V, față de 2,5V raportată în [3]. Aceasta este determinată în mare măsură de căderea de tensiune pe rezistența R_1 (de ordinul $2,7...3V_{Tn}$ pentru rezistor R_1 difuzat N^+ și $1,5V_{Tn}$ pentru rezistor R_1 de tip ZTC) iar relațiile ce dau această valoare, (2.8) în [3] și (3.11) în teză (Capitolul 3), sunt asemănătoare și folosesc coeficienți de temperatură apropiați. **Neavând însă date concrete în lucrarea [3] nu s-au putut verifica prin simulare unele raportări de performanțe importante, cum este tensiunea de alimentare minimă.**

Variațiile de curent cauzate de variații de proces mai pot fi reduse prin creșterea dimensiunilor tranzistoarelor dar mai ales prin creșterea lățimii rezistoarelor integrate. Din păcate, în special ultima creștere, conduce la mărirea sensibilă a ariei ocupate de rezistoare pe chip (peste 90...95% din aria totală), scumpind chipul. Există însă și tehnologii cu rezistoare de rezistivitate foarte mare, la care aria se reduce sensibil.

În teză au fost făcute simulări considerând în primă variantă rezistoare integrate de tipul N^+ difuzate cu coeficient de temperatură de valoare mai mare dar cu rezistență pe pătrat și dispersie acceptabile. Aceste rezistoare au condus la tensiuni minime de alimentare mari. Rezistorul de polisiliciu de tip ZTC, disponibil în tehnologia preconizată și folosit în variante din capitolele 4 și 5, are și rezistența pe pătrat de mai mult decât de două ori mai mare față de rezistențele de tip N^+ difuzate, adoptate în teză în primă variantă. S-au obținut cu acesta rezistență R_1 , tensiune de alimentare, arie pe chip și variații cu procesul mai mici. A fost astfel demonstrată viabilitatea schemelor noi propuse, dacă sunt realizate în tehnologii potrivite.

6.2 Contribuții

În cadrul tezei au fost aduse numeroase contribuții teoretice și aplicative la extinderea gamei de surse de curent de referință compuse din oglinzi de curent interconectate în cruce (cu autopolarizare) care prezintă ca principal avantaj simplitatea schemei. De asemenea, s-au adus contribuții la soluțiile de interconectare a SCR cu sarcina.

Dintre **contribuțiile teoretice** se subliniază următoarele:

1. Introducerea la SCR a unei ramuri de ieșire suplimentare inclusă în oglindă Widlar, care îndeplinește și ea o condiție de compensare termică de ordinul II (fig.3.4, Capitolul 3), și deducerea relației de calcul pentru curentul de referință de ieșire (3.48). Folosirea acestui tip de ieșire a condus la o surprinzătoare reducere a variației maxime a curentului de referință cauzată de variațiile de proces.
2. Propunerea unei noi SCR pe ramură, de tip Wilson-Widlar (fig.3.1, Capitolul 3), mai simplă decât sursa de referință Fiori-Crovetti și cu performanțe comparabile sau mai bune decât ale acesteia, în special parametrul LR mic și variația maximă a curentului cauzată de variații de proces (7,5% în fig.3.4). Aceasta din urmă ar permite aplicarea mai simplă a unei eventuale operații de „trimming”.
3. Deducerea condițiilor de compensare termică de ordinul I și II pentru SCR de la punctul 2 (relațiile (3.11) și (3.26), Capitolul 3).
4. Deducerea relațiilor coeficienților de temperatură de ordinul I și II pentru raportul m al curenților din ramuri la sursa Widlar superioară (relațiile (3.40) și (3.44), Capitolul 3).
5. Propunerea unei noi SCR total, de tip Widlar-Widlar (fig.4.3, Capitolul 4), cu performanțe comparabile cu cele ale SCR de referință dar cu interconectare simplă, serială, cu sarcina.
6. Deducerea condițiilor de compensare termică de ordinul I și II pentru SCR de la punctul 5 (relațiile (4.13) și (4.22), Capitolul 4).
7. Deducerea relațiilor coeficienților de temperatură de ordinul I și II pentru raportul m al curenților din ramuri la sursa Widlar superioară în cazul folosirii curentului total (relațiile (4.35) și (4.36), Capitolul 4).
8. Propunerea unei noi SCR total, de tip Wilson-Widlar (fig.5.2, Capitolul 5), cu performanțe parțial comparabile cu cele ale SCR de referință, parțial mai bune, și cu interconectare simplă, serială, cu sarcina.
9. Deducerea condițiilor de compensare termică de ordinul I și II pentru SCR de la punctul 8 (relațiile (5.7) și (5.12), Capitolul 5).

Dintre **contribuțiile aplicative** aduse de teza de doctorat citez următoarele:

1. Calculul coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai mobilității, pe baza datelor de model și a unei liniarizări a curbelor de dependență de temperatură (relațiile (4.17)...(4.21), Capitolul 3).

2. Folosirea la stabilirea condițiilor de compensare termică a derivatei unei funcții de funcții de temperatură, denumită aici derivată „totală” (prin asemănare cu diferențiala totală folosită în lucrarea de referință [3]), în scopul formării mai expeditivă a coeficienților relativi de temperatură de ordinul I.

3. Elaborarea unui algoritm de pre-dimensionare a elementelor de circuit, folosit premurgător simulării finale a schemei cu compensare termică de ordinul II, incluzând iterații și verificări de condiții (fig.3.6, Capitolul 3)

4. Analiza critică a lucrării de referință [3] din care au rezultat 14 observații critice, importante pentru modul de tratare a unei SCR. (Paragraful 2.7, Capitolul 2).

5. Enunțarea unei observații foarte importante pentru toate SCR de genul studiat: căderea de tensiune pe rezistența R_1 este funcție de fracția coeficienților de temperatură (de ordinul $2,7..3 \cdot V_{Tn}$ pentru rezistor R_1 difuzat N^+ , adică de valoare mare: $2..2,4V$) și aceasta duce la creșterea substanțială a tensiunii minime de alimentare V_{DDmin} . Singura soluție pentru reducerea acestei tensiuni este aceea de folosire a unei tehnologii care oferă un rezistor integrat cu coeficient de temperatură foarte redus, ba chiar negativ, care să producă o creștere a numitorului fracției din formula rezistenței R_1 (unde $k_{\mu n}$ este negativă).

6.3 Perspective

Cercetările efectuate în teză s-au limitat doar la reducerea influenței temperaturii asupra performanțelor SCR, direcție în care s-au obținut rezultate bune. Îmbunătățirea comportării noilor scheme la variații de proces s-a făcut doar prin creșterea lățimii rezistoarelor integrate și a dimensiunilor canalului unor tranzistoare. Pentru viitor, la sursele noi propuse în teză ar mai trebui efectuate o serie de cercetări privind:

- reducerea în continuare a tensiunii minime de alimentare și a ariei ocupate pe chip, prin folosirea unei tehnologii ce dispune de un rezistor cu coeficient de temperatură negativ, și cu rezistență pe pătrat mare,
- reluarea cercetărilor asupra schemei din fig.3.5, în care rezistența R_1 are valoare sensibil mai mică, cu încercarea de a se mări precizia curentului de ieșire și reducerea tensiunii de alimentare,
- studierea și reducerea sensibilității la proces, eventual prin introducerea unei tensiuni de decalaj („*voltage shift*”) speciale pe bucla oglinzii inferioare,
- încercarea de reducere a sensibilității la proces, prin introducerea în nodurile SCR a unor cureți speciali,
- înlocuirea rezistențelor cu tranzistoare MOS,
- găsirea de soluții pentru „*trimming*” simplu, în special la SCR din Capitolul 3, care prezintă variație redusă de curent cu variațiile de proces

ANEXA 1

CALCULUL COEFICIENTULUI DE TEMPERATURĂ k_{mm} PENTRU SURSELE DE CURENT DE REFERINȚĂ TOTAL

Calculul pleacă de la formula coeficientului de temperatură de ordinul I stabilită anterior în Capitolul 4:

$$k_m = \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m}} \cdot (k_{\mu p} + 2k_{R3})$$

Coeficientul de temperatură de ordinul II al raportului curenților m este definit simplu [3]:

$$k_{mm} = \frac{dk_m}{dT}$$

Astfel

$$\begin{aligned} k_{mm} &= \frac{dk_m}{dT} = \frac{\partial k_m}{\partial m} \frac{dm}{dT} + \frac{\delta k_m}{\delta k_{\mu p}} \frac{dk_{\mu p}}{dT} + \frac{\delta k_m}{\delta k_{R3}} \frac{dk_{R3}}{dT} = \\ &= \frac{\partial k_m}{\partial m} \cdot m k_m + \frac{\delta k_m}{\delta k_{\mu p}} \cdot k_{\mu p \mu p} + \frac{\delta k_m}{\delta k_{R3}} \cdot k_{R3 R3} \end{aligned}$$

După calculul derivatelor parțiale și introducerea lor în formulă se obține expresia:

$$\begin{aligned} k_{mm} &= \frac{\sqrt{\sigma} \cdot \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{m}} \left[\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m} \right] - (\sqrt{\sigma m} - 1) \left[\sqrt{\sigma} \cdot \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{m}} + \sqrt{\sigma} \cdot \frac{1}{2} \frac{1}{\sqrt{m}} \frac{m}{1+m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{1}{(1+m)^2} \right]}{\left[\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m} \right]^2} \cdot (k_{\mu p} + 2k_{R3}) \cdot m k_m + \\ &+ \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m}} \cdot (k_{\mu p \mu p} + 2k_{R3 R3}) = \\ &= \frac{\frac{1}{2} \sqrt{\sigma m} \left[\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m} \right] - (\sqrt{\sigma m} - 1) \left[\frac{1}{2} \sqrt{\sigma m} + \frac{1}{2} \sqrt{\sigma m} \frac{m}{1+m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{1}{(1+m)^2} \right]}{\left[\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m} \right]^2} \cdot (k_{\mu p} + 2k_{R3}) \cdot k_m + \\ &+ \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m}} \cdot (k_{\mu p \mu p} + 2k_{R3 R3}) \end{aligned}$$

După înlocuirea lui k_m de mai sus în această relație, rezultă forma finală:

$$k_{mm} = \frac{(\sqrt{\sigma m} - 1) \left[\frac{1}{2} \sqrt{\sigma m} - (\sqrt{\sigma m} - 1)^2 \frac{m}{(1+m)^2} \right]}{\left[\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m} \right]^3} \cdot (k_{\mu p} + 2k_{R3})^2 +$$

$$+ \frac{\sqrt{\sigma m} - 1}{\sqrt{\sigma m} + (\sqrt{\sigma m} - 1) \frac{m}{1+m}} (k_{\mu p \mu p} + 2k_{R3R3})$$

BIBLIOGRAFIE

- [1] W. Sansen, F.O. Eyende, M. Steyaert, A CMOS Temperature-compensated current reference, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.23, June 1988, pp.821-824.
- [2] H.J. Oguey, D. Aebischer, CMOS current reference without resistance, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 32, No.7, July.1997, pp.1132-1135.
- [3] F. Fiori, P. S. Croveti, A New Compact Temperature - Compensated CMOS Reference, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, Vol. 52, No. 11, November 2005, pp.724-728.
- [4] S. Sengupta, K. Saurabh, P. Allen, A process, voltage and temperature compensated CMOS constant current reference, *2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Vol.1, Proceedings, pp.325-328, 2004.
- [5] O. Cerid, S. Bakir, G. Dundar, Novel CMOS reference current generator, *International Journal of Electronics*, Vol.78, June 1995, pp.1113-1118.
- [6] J. Giorgiou, C. Toumazou, A resistorless low current reference circuit for implantable devices, *2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Vol.3, pp.III-193–III 196, 2002.
- [7] R. Dehgani, S.M. Atarodi, A New Low Voltage Precision CMOS Current Reference With No External Components, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, Vol. 50, No. 12, December 2003, pp.928-931.
- [8] G.D. Vita, G. Iannaccosie, A 109nW, 44ppm/°C CMOS current reference with low sensitivity to process variations, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Vol.1, Proceedings, pp.3804-3807, 2007.
- [9] P. Bernardson, Precision, temperature and supply independent CMOS current source with no external components, *Electronics Letters*, vol.38, no.25, December 2002.
- [10] S. Shah, S. Collins, A Model for Temperature Insensitive Trimmable MOSFET Current Sources, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, Vol. 54, No. 10, Oct. 2007, pp.853-857.
- [11] C.T. Charles, Electrical components for a fully implantable neural recording system, Thesis for MS, University of Utah, 2004, Chapt.4
- [12] Lu Yang, B. Zhang et al., A 1.8-V 0.7ppm/deg. C high order temperature-compensated CMOS current reference, *Analog Integrated Circuits*, Vol.51, No.3, Jan.2007, p.175-179.
- [13] E.M. Camacho-Galeano, C. Galup-Mentoro, M.C. Schneider, A 2-nW self-biased current reference in CMOS technology, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, Vol. 52, No. 2, February 2005, pp.61-65.

- [14] A. Olmos, A.V. Boas, J. Soldera, A sub-1V low power temperature compensated current reference, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Vol.1-11, pp. 2164-2167, 2007.
- [15] H. Zhou, B. Zhang, Z.J. Li, P. Luo, A new CMOS current reference with high-order temperature compensation, *International Conference on Communications, Circuits and Systems Proceedings*, 2006, Vol.4(?), pp.2189-2192,
- [16] G. Serano, P. Hasler, A precision Low-TC Wide-Range CMOS current reference, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 43, No.2, Febr.2008, pp.558-565.
- [17] A. Bendali, Y. Audet, A 1-V CMOS current reference with temperature and process compensation, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, Vol. 54, No. 7, July 2007, pp.1424-1429.
- [18] S. Tang, S. Narendra, V. De, Temperature and process invariant MOS-based reference current generation circuits sub-1V operation., *Processing of ISLPED – 2003*, pp.199-204.
- [19] F.Serra-Graells, J.L.Huertes, Sub-1V CMOS proportional-to-absolute temperature references, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, No. 38, Jan.2003, pp.84-88.
- [20] C.H. Lee, H.J. Park, All CMOS temperature-independent current reference, *Electronics Letters*, Vol.32, July 1996, pp.1280-1281.
- [21] Y. Liu, G. Liu and oth., A novel CMOS current reference with low temperature and supply dependence, *Proc. IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems*, June 2006, Vol.4, pp.2201-2204.
- [22] B.R. Gregoire, U.K. Moon, A sub-1V Constant G_m -C Switched-Capacitor Current Source, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, Vol. 54, No. 3, March 2007, pp.222-226.
- [23] M. Eberlein, A technology compensated current reference in standard CMOS, *7th International Conference on ASIC*, Vol.1, 2, Proceedings, 2007, pp.522-525.
- [24] I.M. Filanovsky, A.Allam, Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in CMOS, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II*, Vol. 48, No. 7, July 2001, pp.876-884.
- [25] P.R. Gray, P.J. Hurst, S.H. Levis, R.G. Meyer, Analysis and design of analog integrated circuits, John Willey & Sons, Inc., 2001
- [26] R. Mihaescu**, First-Order Temperature - Compensated Total - Current Reference, *12th WSEAS International Conference on Circuits*, Crete Island, July 2008.
- [27] R. Mihăescu**, M.A. Ciugudean, Second-Order Temperature-Compensated Total-Current Reference, *12th WSEAS International Conference on Circuits*, Crete Island, July, 2008.

- [28] **R. Mihăescu**, M.A. Ciugudean, A New CMOS Second-Order Temperature - Compensated Branch-Current Reference, *Electronics and Telecommunications International Symposium*, Timișoara, September 2008.
- [29] **R. Mihăescu**, A New CMOS Second-Order Temperature-Compensated Total - Current Reference, *Electronics and Telecommunications International Symposium*, Timișoara, September 2008.
- [30] E. Vittoz, J. Fellrath, CMOS analog circuits based on weak inversion operation, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol.SC-12, June 1977, pp.224-231
- [31] A. Fabre, M. Alami, B. Alaoui, A. Bouhdada, New temperature compensated current sources, *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, P.I, Vol.44, No.11, November 1997, pp.1071-1074.
- [32] M. Tomoroga, L. Jurca, M. Ciugudean, Current-steering DAC/Programmable Sub-Bandgap Voltage Reference with Split Input Code, *Buletinul Stiintific al Universitatii Politehnica din Timisoara, Seria Electronica si Telecomunicatii*, Tom 51, Fasc.1, 2006, p. 209-214.
- [33] M. Tomoroga, L. Jurca, M. Ciugudean and C. Toma, Low Voltage Low Glitch Current-Steering DAC Overlapping the Voltage Reference Circuit, *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, Issue 3, Vol.6, March, 2007, pp. 273-280.
- [34] **R. Mihăescu**, M.A. Ciugudean, Second-Order Thermal-Compensated Total - Current Reference, *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, 2008 (accepted).
- [35] I. Mudra, Simularea și dimensionarea comparatoarelor sincrone în CMOS, Universitatea Politehnica Timișoara, Referat la doctorat Nr.3/2005.

**Titluri recent publicate în colecția „TEZE DE DOCTORAT”
seria 7: Inginerie Electronică și Telecomunicații**

1. **Adrian Lazăr Schiop** – *Contribuții la studiul convertoarelor utilizate la acționarea motoarelor sincrone, ISBN 978-973-625-409-3, 2007;*
2. **Ioan Gavriluț** – *Contribuții la navigația roboților mobili autonomi utilizând rețelele neuronale celulare, ISBN 9789-973-625-417-8, 2007;*
3. **Marian Constantin Bucos** – *Dezvoltarea sistemelor informatice pentru e-learning și realizarea de organizații educaționale virtuale, ISBN 978-973-625-560-1, 2007;*
4. **Horia – Gheorghe Baltă** – *Contribuții la dezvoltarea și proiectarea turbocodurilor binare și nebinare, ISBN 978-973-625-601-1, 2008;*
5. **Marin Titus Tomșe** – *Contribuții la studiul teoretic și experimental al surselor de alimentare pentru cuptoarele de încălzire inductivă, ISBN 978-973-625-608-0, 2008.*



EDITURA POLITEHNICA