

CONCEPȚIA ȘI PROIECTAREA UNOR NOI SENZORI DE TEMPERATURĂ ANALOGICI INTEGRAȚI ÎN TEHNOLOGIE CMOS

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea "Politehnica" din Timișoara
în domeniul INGINERIE ELECTRONICĂ
ȘI TELECOMUNICAȚII
de către

Ing. Valentin Bogdan Marinca

Conducător științific:
Referenți științifici:

prof.univ.dr.ing. MIRCEA CIUGUDEAN
prof.univ.dr. MIRCEA BODEA
prof.univ.dr.ing. DORINA ISAR
conf.univ.dr.ing. MARIUS NEAG

Ziua susținerii tezei: 12 Iulie 2011

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|---|--|
| 1. Automatică | 8. Inginerie Industrială |
| 2. Chimie | 9. Inginerie Mecanică |
| 3. Energetică | 10. Știința Calculatoarelor |
| 4. Ingineria Chimică | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 5. Inginerie Civilă | 12. Ingineria sistemelor |
| 6. Inginerie Electrică | 13. Inginerie energetică |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 14. Calculatoare și tehnologia informației |

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, 2011

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 Departamentului Electronică Aplicată al Universității „Politehnica” din Timișoara.

La definitivarea temei de doctorat a contat o preocupare de început în activitatea mea de proiectare a circuitelor integrate CMOS, efectuată în cadrul firmei Spaceborn – Filiala Timișoara, în perioada 1999-2001. Acolo am proiectat primul senzor de temperatură de tipul cu oscilator în inel.

Mulțumiri deosebite aduc conducătorului de doctorat prof. Dr. ing. Mircea Ciugudean, precum și celor care m-au ajutat și încurajat pe parcursul elaborării tezei: tatălui meu prof. Dr. Marinca Vasile, dar și prof. Dr. ing. TĂNASE MIHAIL și conf. Dr. ing. LIE IOAN.

De asemenea mulțumesc în mod special familiei care m-a sprijinit și susținut până la terminarea în bune condiții a tezei.

Timișoara, iulie 2011

Valentin Bogdan Marinca

Marinca, Valentin Bogdan

Concepția și proiectarea unor noi senzori de temperatură analogici integrați în tehnologie CMOS

Teze de doctorat ale UPT, Seria 7, Nr. 35, Editura Politehnica, 2011, 138 pagini, 66 figuri, 16 tabele.

ISSN: 1842-7014

ISBN: 978-606-554-298-3

Cuvinte cheie: circuite integrate analogice, senzori de temperatură, rezistențe integrate NTC, PTC, ZTC

Rezumat:

Plecând de la scheme de surse de referință de curent și de tensiune cunoscute, care sunt realizate din oglinzi de curent interconectate în cruce și a căror principală calitate este insensibilitatea în raport cu temperatura chipului, în cadrul tezei s-a urmărit tocmai sensibilizarea termică optimală în raport cu temperatura a acestor circuite. În acest fel circuitele au devenit, prin proiectare corespunzătoare, senzori de temperatură a chipului, care au mare utilitate în toate chipurile CMOS, mai ales în cele mari, unde se utilizează chiar arii de senzori. În teză este analizat stadiul actual al senzorilor de temperatură integrați în tehnologie CMOS, clasificarea acestora, cerințele impuse și se prezintă un tabel comparativ al performanțelor senzorilor analogici propriu-ziși. Apoi sunt analizate zece scheme de noi senzori de temperatură analogici, deducându-se pentru patru dintre aceștia condiția analitică de pantă maximă. Se efectuează simulările noilor senzori pentru stabilirea performanțelor lor principale. O parte dintre aceste performanțe depășesc pe cele obținute până în prezent cu alte scheme, în special în privința simplității schemelor, a pantei și a variației mărimii de ieșire cu procesul de fabricație. Cele mai bune performanțe sunt realizate cu schemele de senzori în care oglizile inferioare sunt de tip Wilson și Widlar iar cele superioare sunt surse tip peaking.

CUPRINS

| | |
|--|----|
| 1. INTRODUCERE | 7 |
| 1.1. Necesitatea senzorilor de temperatură | 7 |
| 1.2. Structura și clasificarea senzorilor de temperatură | 10 |
| 1.3. Prezentarea comparativă a performanțelor senzorilor propriu-ziși analogici | 16 |
| 1.4. Prezentarea senzorilor propriu-ziși cu oglinzi de curent interconectate în cruce cunoscuți [9], [10], [12], [38]. | 18 |
| 1.4. Obiectivul tezei | 27 |
| 1.5. Concluzii | 28 |
| 2. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WILSON-WIDLAR CU CITIRE ÎN CURENT TOTAL | 30 |
| 2.1. Introducere | 30 |
| 2.2. Calculul coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai mărimilor din ecuația curentului total | 31 |
| 2.3. Determinarea maximului pantei curentului de ieșire pentru schema Wilson-simplă | 35 |
| 2.4. Rezultatele simulării sensorului Wilson simplu cu citire în curent | 39 |
| 2.5. Îmbunătățirea performanțelor sensorului | 42 |
| 2.6. Variațiile cu procesul de fabricație | 46 |
| 2.7. Variantă cu citirea curentului pe ramură | 47 |
| 2.8. Concluzii | 49 |
| 3. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WILSON-WIDLAR CU CITIRE ÎN TENSIUNE | 51 |
| 3.1. Introducere | 51 |
| 3.2. Determinarea sensibilității maxime pentru sensorul Wilson-simplu cu citire în tensiune | 52 |
| 3.3. Rezultatele simulării sensorului Wilson-simplă cu citire în tensiune | 56 |
| 3.4. Optimizarea performanțelor sensorului | 59 |
| 3.5. Studiul variațiilor cu procesul de fabricație | 64 |
| 3.6. Alte variante studiate | 66 |
| 3.7. Concluzii | 67 |
| 4. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WIDLAR-WIDLAR CU CITIRE ÎN CURENT TOTAL | 69 |
| 4.1. Introducere | 69 |

6 Cuprins

| | |
|---|-----|
| 4.2. Determinarea maximului pantei curentului de ieșire pentru schema Widlar-simplă | 70 |
| 4.3. Rezultatele simulării schemei Widlar-simplă cu citire în curent | 77 |
| 4.4. Îmbunătățirea performanțelor senzorului | 81 |
| 4.5. Studiul variațiilor cu procesul de fabricație | 85 |
| 4.6. Variantă de senzor Widlar-Widlar cu citire în curent | 86 |
| 4.7. Concluzii | 91 |
| 5. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WIDLAR-WIDLAR CU CITIRE ÎN TENSIUNE | 93 |
| 5.1. Introducere | 93 |
| 5.2. Determinarea sensibilității maxime pentru senzorul Widlar-simplă cu citire în tensiune | 94 |
| 5.3. Rezultatele simulării senzorului Widlar-simplă cu citire în tensiune ... | 100 |
| 5.4. Optimizarea performanțelor senzorului | 103 |
| 5.5. Studiul variațiilor cu procesul de fabricație | 107 |
| 5.6. Variantă de senzor îmbunătățită | 109 |
| 5.7. Concluzii | 111 |
| 6. SENZORI DE TEMPERATURĂ CE FOLOSESC SURSĂ DE CURENT PEAKING | 113 |
| 6.1. Introducere | 113 |
| 6.2. Senzorul Wilson-peaking cu citire în tensiune | 114 |
| 6.3. Senzorul Widlar-peaking cu citire în tensiune | 118 |
| 6.4. Concluzii | 124 |
| 7. CONCLUZII CONTRIBUȚII ȘI CONTRIBUȚII | 126 |
| 7.1. Concluzii | 126 |
| 7.2. Contribuții | 129 |
| 7.3. Perspective | 130 |
| BIBLIOGRAFIE | 132 |

1. INTRODUCERE

Rezumat

Senzorii de temperatură inteligenți performanți sunt tot mai larg folosiți în sistemele VLSI moderne. În paragraful 1.1 au fost înșirate un număr mare de aplicații care impun folosirea acestora. Au fost prezentate numeroasele condiții impuse senzorilor de temperatură integrați.

Se arată că senzorii de temperatură din chipuri CMOS constituie un important subiect de cercetare academică și industrială pe perioada ultimilor 20 de ani. Este dovedită actualitatea cercetărilor în domeniul senzorilor de temperatură inteligenți prin numărul mare de articole științifice, tratate și teze de doctorat publicate.

În paragraful 1.2 a fost făcută, pe baza studiului bibliografiei, clasificarea senzorilor de temperatură după mai multe criterii, o clasificare mai completă decât aceea întâlnită în publicații.

În paragraful 1.3 au fost prezentate comparativ și comentate performanțele cunoscute ori estimate de autor ale senzorilor propriu-zisi analogici, considerate separat de senzorii inteligenți.

În paragraful 1.4 au fost prezentați și analizați câțiva senzori de temperatură propriu-zisi analogici, cu oglinzi de curent interconectate în cruce, cunoscuți, cu avantajele și dezavantajele lor, constatându-se faptul că nu se dispune încă de un circuit care să soluționeze integral cerințele impuse acestora. S-a aprofundat anume acest tip de senzori pentru că este cel dezvoltat în teză.

În paragraful 1.5 este anunțat **obiectivul tezei**: să efectueze cercetări asupra senzorului termic propriu-zis (*front-end* în senzorii inteligenți) în urma constatării posibilității de creștere a performanțelor surselor de curent și tensiune de referință cu două oglinzi de curent interconectate în cruce, din ultimii ani. Autorul tezei a venit cu ideea de a încerca realizarea cu astfel de circuite (în care se asigură o insensibilizare în raport cu temperatura), tocmai a senzorilor de temperatură.

Ideea principală nouă a tezei, exprimată în acest capitol este însă: **realizarea unei sensibilizări termice optimizate (maxime) în două etape** (de ordinul I și II) a senzorilor rezultați din sursele de curent și tensiune de referință cu două oglinzi de curent interconectate în cruce.

Sunt înșirate unele avantaje ale acestor circuite simple (care conduc la numeroase variante) în raport cu realizările cunoscute.

1.1. Necesitatea senzorilor de temperatură

Probleme actuale ce intervin în circuitele integrate CMOS sunt numeroase: creșterea funcționalității (numărului de tranzistoare, în era SoC pe chipuri sunt multe milioane de tranzistoare), scalarea în jos a tehnologiei, creșterea vitezei, reducerea ariei, creșterea autoîncălzirii, creșterea curenților de scurgere, menținerea

puterii reduse, reducerea costului, creșterea siguranței în funcționare, menținerea calității semnalelor, îmbunătățirea performanțelor, urmărirea temperaturii și altele.

Necesitatea urmării temperaturii, care constituie cel mai important mecanism de defectare a circuitelor integrate, în procesoarele din calculatoarele personale și din laptopuri a condus la o dezvoltare impresionantă a senzorilor de temperatură inteligenți.

Pe măsură ce tehnologia circuitelor integrate se scalează în jos considerațiile termice devin un factor limitativ. Senzorii de temperatură performanți sunt tot mai larg folosiți în sistemele VLSI moderne. Măsurarea temperaturii din chipurile mari a devenit foarte importantă (exemplu, la procesoare, la aplicații *ultra-low power*). Pot fi supraîncălziri locale (în locuri „strategice”) care să conducă la scăderea siguranței în funcționare și a duratei vieții circuitelor integrate respective în primul rând prin creșterea fenomenului de electromigrare.

Foarte multe circuite integrate produse au înglobat cel puțin un senzor de temperatură a chipului, în special pentru controlul disipației de putere, detectarea unui posibil pericol în funcționare sau a unei defecțiuni.

Deseori este necesară reglarea temperaturii unui chip pentru o compensare termică a unor blocuri sau senzori (de exemplu, de presiune, de gaze, chimici) ori pentru asigurarea funcționării corecte a unor sisteme de măsură de precizie.

Sunt necesari senzori termici pentru controlul ratei de reîmprospătare la memoriile RAM.

Senzorii termici, eventual dispuși în arii de senzori, sunt utilizați tot mai mult în testarea chipurilor cu disipații locale mari (în BIST), alături de testul IDDQ, ce devine mai puțin eficient în cazul tehnologiilor mult submicronice. Sunt testări în care se urmărește gradientul temperaturii pe chip. Se folosește în cele mai multe cazuri tehnica detectării unei diferențe mici între temperaturile unor perechi de puncte aflate la distanțe mai mari (*differential thermal testing*).

Senzorii termici (în special cei pentru temperaturi externe), pot fi ceruți de instalații de control și automatizare industriale, de produse de larg consum cum ar fi autoturismele și instalațiile casnice, datorită prețului redus și a preciziei satisfăcătoare realizate.

Sunt necesari senzori termici pentru măsurarea temperaturii în timp real în chipurile din etichetele RFID (*radio-frequency identification* identificare prin radiofrecvență). Aceste etichete sunt tot mai folosite ca sisteme *wireless* pentru detectarea temperaturii externe.

Se practică tot mai mult la chipuri mari un management dinamic al temperaturii.

Se utilizează senzori termici în cantitate mare (arii de senzori) în

- micro sisteme de analiză totală, μ -TAS, (*micro total-analysis system*) din biotehnologie,

- micro sisteme Lab-on Chip, reprezentând rețele microfluidice (cu microcanale) cuplate cu un micro sistem electronic (senzori și circuite de prelucrare de semnale), destinate analizelor medicale sau chimice,

- sisteme MEMS (*micro-electro-mechanical system*) care asociază structuri fabricate în siliciu prin microprelucrare (microsenzori și actuatori) cu circuite electronice de condiționare și prelucrare a semnalelor.

Senzorii de temperatură constituie un important subiect de cercetare academică și industrială pe perioada ultimilor 20 de ani. **Actualitatea cecetărilor** în domeniul senzorilor de temperatură din chipuri CMOS este dovedită de numărul mare de articole științifice publicate în reviste de profil de înalt nivel (IEEE) respectiv în volumele unor conferințe internaționale recunoscute în ultimii 20 ani (peste 50

articole) dar mai ales în ultimii 3 ani (peste 20 articole). Au fost elaborate mai multe tratate [7], [18] și teze de doctorat [51], [52] în domeniu. Cercetările se ocupă în special de eliminarea efectului neliniarității componentelor, de optimizarea comportării circuitelor pentru o tehnologie anume, de conversia în digital a ieșirii și de îmbunătățirea procedurilor de „calibrare” (măsurare a erorii) și „trimming” (ajustare pentru reducerea erorii).

Senzorii de temperatură incluși în chipuri beneficiază de combinarea prin electronica de interfață cu blocul utilizator, de comunicarea simplă, prin formatul digital, cu microprocesoare sau microcontrolere. Procesarea locală a semnalului de la senzori le adaugă acestora denumirea de „senzori inteligenți” (*smart sensors*) [7]. Un sensor inteligent are de obicei structura din Fig.1.1.

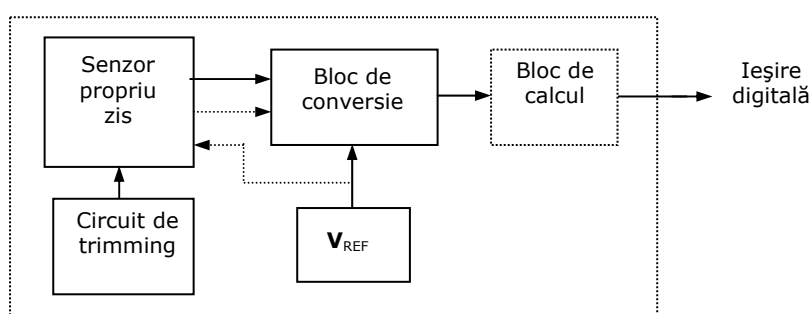


Fig.1.1 Structura unui senzor de temperatură inteligent

Aceasta include senzorul propriu-zis (denumit și „*front-end*”), care este de cele mai multe ori analogic, apoi un bloc de conversie, care este de cele mai multe ori un ADC, eventual un bloc de calcul (sau de scalare), un circuit de trimming și o sursă de referință pentru conversie.

Condiții impuse senzorilor de temperatură integrați:

În general, senzorii de temperatură trebuie să îndeplinească un număr mare de condiții, ceea ce face dificilă proiectarea lor și încadrarea realizărilor în cât mai multe dintre acestea:

- Să acopere o gamă de temperatură de la $-55\dots125^{\circ}\text{C}$,
- Să fie realizabili în tehnologie CMOS standard pentru a putea fi incluși în VLSI cu cost redus,
- Să aibă complexitate redusă pentru proiectare simplă,
- Sensibilitate ridicată pentru a se evita necesitatea amplificării semnalului lent variabil, care cere amplificator special (cu auto-zero, cu chopper, cu sau cu alte soluții de eliminare a offsetului și de stabilizare a câștigului),
- Un anumit grad de precizie, în funcție de destinație; precizie mai mare în aplicații de reglare a temperaturii, de compensare termică pentru alți senzori, de depistare a defectărilor (la senzori diferențiali),
- Liniaritate bună în gamă largă de temperatură la senzorii de măsurare, pentru eroare redusă,
- Utilizarea unei tensiuni de alimentare cât mai reduse,

- Realizarea, în cele mai multe cazuri, a conversiei cât mai simple a semnalului de ieșire analogic în digital ori în cantități de impulsuri, pentru accesare simplă și în timp scurt a rezultatului măsurătorii și prelucrare în alte blocuri din chip;
- Necesitatea asigurării unei rezoluții ridicate prin conversie,
- Consum redus de putere, în special atunci când se utilizează un număr important de senzori pe același chip, pentru a se reduce autoîncălzirea produsă de aceștia; eventual se recurge la funcționare discontinuă (se deconectează sursa de alimentare periodic). Consumul redus este important în cazul alimentării chipului de la baterii și este crucial în cazul sistemelor RFID,
- Insensibilitate ridicată la zgomotul (digital) ce provine din sursele de alimentare principale ale chipului, care este foarte dăunător preciziei, pentru evitarea necesității unei surse proprii,
- Evitarea, dacă este posibil prin principiul de funcționare, a calibrării și trimmingului în vederea eliminării efectelor variației cu procesul tehnologic și a neîmperecherii componentelor; în cel mai rău caz – prevederea unei singure calibrări ieftine, la o anumită temperatură, eventual asigurarea unei calibrări în bloc pentru grup de senzori,
- Arie ocupată pe chip redusă (însemnând și preț redus), în special atunci când se utilizează mulți senzori pe același chip,
- Stabilitate bună pe termen lung.

1.2. Structura și clasificarea senzorilor de temperatură

Senzorii de temperatură inteligenți includ în principal: un bloc de interfață (senzorul propriu-zis) de obicei analogic, un bloc de conversie A/D sau tensiune-timp (V/T) și eventual un bloc de prelucrare (calcul numeric) (Fig.1.1).

Din punct de vedere al **elementului sensibil cu temperatura al interfeței** sau senzorului propriu-zis, se poate face următoarea clasificare a senzorilor analogici:

- cu tranzistor sau tranzistoare bipolare laterale (din tehnologia CMOS standard) [28],
- cu tranzistor sau tranzistoare bipolare verticale (sau pnp-substrat, din tehnologia CMOS standard) [3], [7], [15], [16], [21], [27], [29], [30], [31], [32], [34], [44], [45],
- cu tranzistor CMOS conectat ca diodă [24], [25], [37],
- cu o schemă cu tranzistoare CMOS [5], [9], [10], [12], [22], [23], [26], [33], [35], [36], [38], [43],
- cu unul sau mai multe tranzistoare CMOS în regim de inversiune slabă (WI, *weak inversion*) [9], [31], [40], [46], [47],
- cu tranzistor MOS cu tunelare [39].

Se constată că cel mai mult se utilizează ca elemente sensibile diodele realizate cu tranzistor bipolar pnp-substrat (vertical) și nu lateral. Dezavantajele tranzistoarelor bipolare laterale sunt: câștig de curent foarte mic (<5), curent relativ important de scurgere la substrat (prin tranzistorul parazit pnp-substrat). Tranzistorul bipolar pnp-substrat este avantajos datorită sensibilității mai mari cu temperatura a parametrilor, în special V_{BE} . De asemenea, aceste tranzistoare au performanțe mai bune referitoare la neidealitatea curentului I_C ca funcție de V_{BE} și T .

Totuși, senzorii cu diode pnp-substrat necesită tensiuni de alimentare mai mari și au un consum relativ mare de curent.

Pe locul următor se situează circuite cu mai multe blocuri functionale (implementate cu MOS-uri) a caror parametri variaza cu temperatura într-un mod clar definit, cum sunt: linii de întârziere, oscilatoare în inel, oglinzi de curent interconectate în cruce și altele. Circuitele cu elemente sensibile CMOS asigură precizie mai redusă din cauza neîmperecherii componentelor, a derivatei termice și a zgomotului de tip $1/f$. Aceste efecte trebuie rezolvate prin tehnici de auto-zero, auto-calibrare, chopparea tensiunii utile, împerechere dinamică a elementelor sau DEM (*dynamic element matching*).

Tranzistorul pnp-substrat se poate înlocui prin NMOS în regim WI (weak inversion) [31]. V_{GS} la un astfel de tranzistor este CTAT (constant to absolute temperature). Folosirea de tranzistor MOS în loc de bipolar la PTAT (proportional to absolute temperature) conduce la reducerea tensiunii de alimentare necesare (V_{th} și deci V_{GS} scade cu scalarea în jos, astfel că $V_{th} \approx 0,4V$ la tehnologie $0,1\mu m$) dar și la neliniaritate la temperaturi mari din cauza curentului de scurgere (prin dispozitive parazite) [31].

Din punct de vedere al **principiului de lucru al interfeței** sau senzorului propriu-zis, se poate face următoarea clasificare:

- cu unul sau două elemente sensibile bipolare sau MOS alimentate prin surse de curent [3], [7], [16], [21], [24], [27], [29], [32], [44], [45],
- cu sursă de tensiune de referință bandgap [15], [28], [30], [34],
- cu sursă de curent PTAT [41], [46],
- cu combinație de surse de tensiune PTAT și CTAT (ori NTC – *negativ thermal coefficient*) [25], [31],
- cu sursă de tensiune de referință de tip V_{th} [10], [33],
- cu sursă de curent sau tensiune bazată pe două oglinzi de curent interconectate în cruce [9] (în regim WI), [10], [38], [40], [47] (și cele propuse în această teză),
- cu oglindă cu 4 tranzistoare și ieșire în tensiune [12],
- cu echilibrarea și distribuirea sarcinii date de V_{BE} și ΔV_{BE} pe capacitatoare [32],
- diferențial, cu element sensibil CMOS [38],
- cu tranzistor MOS cu tunelare [39],
- cu curenți comutați și cu capacități comutate [49],
- cu linie de întârziere, având mărime de ieșire o durată proporțională cu temperatura [22], [23], [43], [48],
- cu generator de întârziere diferențial comandat cu curenți PTAT și CTAT [26],
- cu oscilator comandat prin curent PTAT [42],
- cu oscilator în inel (*ring oscillator*), având mărime de ieșire o frecvență proporțională cu temperatura [5], [35], [36], [38].

Dintre aceste principii ale interfeței senzorului complet, cel mai mult este utilizată soluția cu sursă de tensiune de referință de tip bandgap care folosește în circuit o tensiune PTAT, ΔV_{BE} , dar dispune și de tensiunea de ieșire de referință (sursa poate fi deja disponibilă în chip pentru alte scopuri) precum și de o tensiune V_{BE} (Fig.1.2). Tensiunea ΔV_{BE} de la o sursă bandgap (PTAT) are coeficientul de numai $0,14mV/^\circ C$ la temperatura obișnuită [29]. Această tensiune PTAT trebuie în mod normal amplificată cu amplificatoare speciale. Acest principiu conduce totuși, la erori din cauza offsetului amplificatorului și necesită tensiune de alimentare mai

mare. În plus, tensiunile V_{BE} și ΔV_{BE} prezintă o importantă dispersie tehnologică și produc erori în tensiunea de ieșire a senzorului. În plus, AO folosit în schema surselor bandgap are un offset de ordinul 0,2mV, care produce o eroare de cca. $\pm 1^\circ\text{C}$.

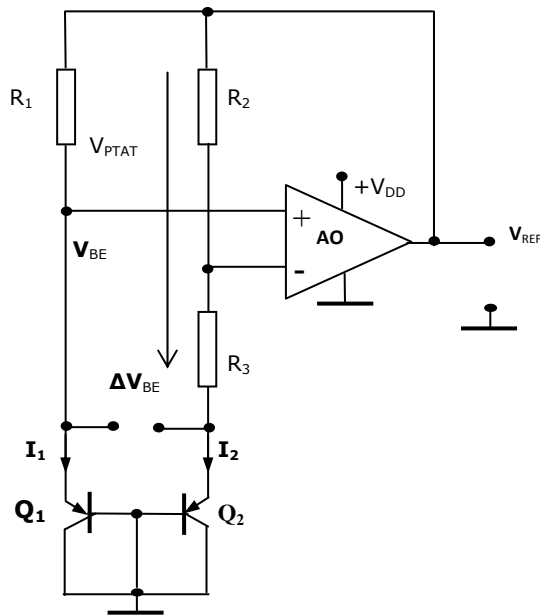


Fig.1.2 Sursă de tensiune de referință de tip bandgap

Pentru detectarea diferențelor mici de temperatură între două locuri de pe chip se utilizează senzor diferențial. Acesta nu este influențat de variația temperaturii mediului dar necesită două tensiuni de alimentare. Este realizat, de exemplu, cu două oglinzi de curent tip cascodă, înseriate între două surse [38]. Elementul sensibil, unul singur, este un PMOS plasat la distanță mare de restul schemei. Dacă temperatura acestuia diferă cu 1°C față de cea a restului schemei, apare o tensiune de ieșire a diferențialului de 1,12V, în special datorită utilizării de cascode în sursele de curent.

În cazul liniilor de întârziere, intervine o variație mare a întârzierii cu procesul tehnologic, de aceea se folosesc de obicei două linii de întârziere (cu circuitele de acces și de ieșire).

Pentru senzori cu tranzistoare NMOS se folosesc de cele mai multe ori surse de curent cascodate, care asigură o independență excelentă a ieșirii senzorilor față de variațiile și zgomotele tensiunii de alimentare.

Numeroase soluții fac diferență de tensiuni V_{BE} reducând unii factori dependenți de proces [27] (care necesită totuși calibrare a câștigului la sursele de curent). Ținând cont că neîmperecherea la două V_{BE} este de 1mV eroarea produsă ar putea fi de 17°C !

Schema bazată pe principiul de echilibrare și distribuie a sarcinii pe capacitare, permite alimentare cu tensiune redusă și ocupă arie redusă [32].

Soluția cu curenți comutați și cu capacități comutate [48] realizează cel mai redus consum de curent dintre toate variantele cunoscute.

La senzorul cu oscilator în inel sunt necesare compensări în raport cu tensiunea de alimentare și în raport cu procesul. În acest scop sunt folosiți alți doi senzori, pentru tensiune și proces, care utilizează linii de întârziere plus un convertor tensiune/timp plus un numărător respectiv un oscilator în inel plus generator de impuls de durată fixă plus numărător [36]. Oscilatoarele în inel sunt insensibile la zgomotul sursei de alimentare și zgomote digitale [35]. În schimb, necesită o tensiune de alimentare de valoare relativ mare iar frecvența lor depinde de aceasta.

În cadrul tezei interesează în mod special senzorii cu oglinzi de curent interconectate în cruce, dintre care, cei mai reprezentativi vor fi prezentați mai amănunțit în paragraful 1.3.

Din punct de vedere al **modului de conversie a ieșirii interfeței** în formă digitală, în cantitate de impulsuri ori în durată, mărimi ce pot fi simplu utilizate în chip sau în exteriorul acestuia, se poate întocmi următoarea clasificare:

- cu convertor analog/digital (ADC) [9], [15], [16], [21], [22], [30], [31], [40], [41], [44], [45],
- cu linie de întârziere și conversie timp/digital (time/digital converter, TDC) [22], [23],
- cu convertor tensiune/timp (*voltage/time converter*, VTC) și apoi timp/digital [25], [26],
- cu convertor curent/frecvență (*current/frequency converter*, CFC) [10],
- cu oscilator în inel și conversie frecvență/digital [36],
- cu numărător de impulsuri în interval dat [32], [42].

Conversia este necesară în special deoarece ieșirile în tensiune sau curent de la senzorii propriu-zisi sunt sensibile la zgomotele tensiunii de alimentare și ale echipamentului de testare.

Se poate accentua procesarea de semnal în domeniul digital, simplificându-se astfel circuitul analogic și reducându-se consumul de curent.

Acestor circuite auxiliare ale senzorilor de temperatură li se impune în plus față de condițiile enumerate anterior și condiția de proiectare simplă. Se constată utilizarea în numeroase realizări a conversiei în semnal digital cu ajutorul ADC de tip $\Sigma\Delta$. Acesta permite evitarea influenței zgomotului digital. Conversia prin modulator $\Sigma\Delta$ cu capacități comutate [29] aduce avantajul unei precizii mai ridicate.

Unele tehnici de conversie folosesc 2 VTC [23], pentru tensiunea funcție de temperatură și pentru o tensiune de referință, după care urmează două convertoare durată-digital pentru a elimina partea comună mare a duratelor, denumită „offset”. Pentru eliminarea „offsetului” în [26] se folosește un generator de întârziere diferențial comandat cu curenți PTAT și CTAT. Tot aici, se combate variația cu procesul tehnologic prin modificarea întârzierii cu ajutorul unor capacitatoare.

Prin tehnici de proiectare speciale ale senzorilor de temperatură, multe dintre erorile date de componente și circuite pot fi reduse [26], [31]. Totuși, în final, precizia realizabilă este limitată de variația cu procesul și cu stresul mecanic de la fragmentarea *wafer*-ului și încapsulare (în plastic) a tensiunii V_{BE} sau V_{GS} . Pentru asigurarea unei precizii ridicate sunt necesare o procedură de „calibrare” și o procedură de ajustare (*trimming*), aplicate fie la nivel de wafer, fie pe chipul neîncapsulat, fie la chipul încapsulat.

Prin **calibrare** [7] se înțelege o determinare prin măsurare a erorii indicației sensorului față de valoarea corectă cunoscută. Măsurarea se face la o anumită temperatură a chipului. Calibrarea arată dacă sensorul îndeplinește sau nu specificația de precizie.

Procedura de **ajustare**, prin circuite sau prin calcul a mărimii de ieșire a sensorului, cu scopul obținerii valorii dorite (corecte), se mai numește **trimming**. Cu ajutorul acestei operații făcută în timpul fabricației semnalul de ieșire nu mai trebuie corectat pe baza unei liste de abateri.

De obicei calibrarea se practică la nivelul schemei globale a sensorului, incluzând și partea de conversie în digital iar trimmingul se realizează în circuitul de interfață (senzorul propriu-zis). Acțiunea de calibrare poate fi însă localizată tot la nivelul interfeței sensorului urmând a fi reluată după încapsulare. Calibrarea, este o operație costisitoare deoarece consumă timp în procesul de fabricare (în special dacă trebuie așteptat mult pentru stabilizarea temperaturii chipurilor) iar trimmingul este costisitor pentru că circuitele necesare ocupă arie mare pe chip. Astfel, calibrarea (mai ales) și trimmingul produc costul major al senzorilor de temperatură.

Din punct de vedere al **utilizării calibrării și trimmingului** senzorilor se pot distinge următoarele categorii de senzori [7]:

- fără trimming (măsurarea erorii sau calibrarea se face întotdeauna, poate printr-o procedură mai ieftină),
- cu calibrare și trimming individuale,
- cu calibrare pe lot limitat și trimming individual,
- cu calibrare în bloc (*batch calibration*, pentru grup de senzori) [29] și trimming individual.

Calibrarea individuală este operația cea mai costisitoare, ea făcându-se numai atunci când precizia senzorilor trebuie să fie foarte ridicată (erori de cel mult $\pm 0,1^\circ\text{C}$) [7].

În cazul acceptării unei precizii mai slabe și al impunerii unui cost mai mic, calibrarea se poate realiza pe un lot limitat de senzori din cadrul chipului cu mulți senzori sau din chipuri rezultate din aceeași zonă a unui sau mai multor waferi.

Calibrarea de grup se practică la un anumit număr de eșantioane din fiecare grup. Măsurătorile pe acestea sunt folosite pentru estimarea erorii medii a grupului care este apoi folosită pentru trimmingul tuturor senzorilor din grup. Este desigur, cea mai ieftină procedură de calibrare.

Calibrarea se practică

- la o singură temperatură (mai ieftină),
- la două temperaturi (când se urmărește realizarea unei precizii mai bune)

și este valabilă numai pentru o anumită gamă de temperatură și pe o anumită durată. Calibrarea într-un punct este deseori suficientă pentru comportare bună în toată gama de temperatură. În general, pentru menținerea preciziei sensorului, este necesară reluarea periodică a calibrării. Uneori, se alternează modul calibrare cu modul măsură [23].

Calibrări mai ieftine rezultă dacă temperatura chipului se măsoară cu ajutorul unui tranzistor de probă (conectat ca diodă) integrat în chip alături de senzor [7]. Dacă acestuia i se aplică pe rând doi sau mai mulți curenți bine precizați (din exteriorul chipului) se poate măsura diferența ΔV_{BE} sau ΔV_{GS} din care se calculează suficient de precis temperatura internă. Nu mai trebuie așteptat timpul de stabilizare deoarece temperatura calculată este în orice moment chiar temperatura sensorului supus măsurării. De asemenea, calibrări mai ieftine se pot realiza prin măsurarea unei tensiuni de referință din chip (de exemplu cea folosită la

ADC) sau a unei tensiuni precise externe chipului [7]. Durata calibrării este atunci cea a unui test electric.

Ca metode mai simple de **realizare a trimmingului** la senzorii de temperatură sunt cunoscute următoarele:

- trimmingul tensiunii V_{BE} sau V_{GS} când elementul sensibil este unul sau două tranzistoare bipolare ori NMOS, care se poate efectua prin rezistor programabil înseriat cu elementul sensibil,
- trimmingul curentului ce trece prin elementul sensibil, care se poate efectua la sursa de curent de polarizare (de exemplu, prin ajustarea câștigului la sursele de curent [27],) sau prin aria elementului sensibil,
- modularea în timp a curentului de polarizare (prin comutare) și medierea tensiunii rezultate,
- trimmingul unei tensiuni de referință [3],
- trimmingul câștigului unui AO,
- trimmingul tensiunii de mod comun la AO [28].
- trimming digital, efectuat la iesirea DAC, într-un bloc de calcul sau „de scalare”.

Mai există posibilitatea trimmingului unui rezistor (din metal sau polisiliciu) cu laser, care se poate realiza doar înainte de încapsularea chipului) dar și metoda cea mai recentă și modernă a trimmingului cu ajutorul sarcinii înmagazinate pe poarta unui tranzistor FG MOS (*floating-gate* MOS), cuprins în schema analogică a senzorului. În acest ultim procedeu intervine însă necesitatea de a se integra pe chip și o parte a circuitului de injecție a sarcinii pe poarta flotantă.

De obicei aceste operații se fac prin circuite cu control digital. Atunci când calibrarea se realizează prin calcul numeric (pe bază de date înmagazinate în memorie) într-un microcontroler sau procesor (unde se face digitizare și prelucrare algoritmică precum: mediere, filtrare, eliminarea neliniarității, calibrare) [34], ea nu mai este costisitoare dar măsurarea temperaturii nu mai poate fi considerată ca fiind în timp real. Dacă din proiectarea senzorului se reduce gama în care trebuie realizat trimmingul atunci se simplifică controlul digital (scade numărul de biți necesar) și se reduce costul senzorului.

Sunt totuși practicate și o serie de **măsuri speciale** prin circuite, pentru reducerea efectelor: variației cu procesul tehnologic, al neîmperecherii (aceasta din urmă are efect mai redus decât prima) și al offsetului la comparatoare și amplificatoare. Aceste circuite permit cel puțin simplificarea dacă nu eliminarea calibrării și/sau trimmingului. Se utilizează astfel circuite de tipul:

- comparatoare cu auto-zero [3], [7], [32],
- amplificatoare operaționale cu autozero (nepotrivită cu ADC de tip $\Sigma\Delta$) [28], [29], [30],
- circuite de interschimbare prin comutatoare a elementelor sensibile ori a unor ramuri (schimbarea configurației de circuit) [7], [29], [34],
- amplificatoare operaționale cu chopper [16], [30], [34],
- amplificatoare operaționale de instrumentație [33],
- circuite de anulare dinamică a offsetului sau DOC (*dynamic offset cancellation*) [29],
- circuite cu împerechere dinamică a componentelor sau DEM (*dynamic element matching*) [7], [22], [27], [29], [34],
- amplificatoare cu reacție negativă dinamică [34],
- sursă de tensiune de referință dinamică [34],
- circuit de compensare a variației cu procesul tehnologic [36], etc.

Se constată răspândirea tehnicilor DEM și de schimbare a configurației de circuit prin comutatoare care conduc la rezultate ce pot elimina calibrarea și/sau trimmingul în unele aplicații.

La tehnica de schimbare a configurației de circuit în diferite stări în timpul ciclului de măsură se efectuează câte o măsurătoare în fiecare stare, se memorează rezultatul în formă analogică sau digitală, se realizează apoi o mediere și filtrare. La o schemă cu 8 stări într-un ciclu, erorile sunt reduse de peste 2000 ori [34]. Este necesară o cantitate mare de comutatoare și un circuit de control complex.

Amplificatoarele de instrumentație se prevăd uneori cu reacție negativă dinamică (DEM).

Pentru reducerea efectului neîmperecherii se practică chiar o comutare de curent (2 valori, de la oglinzi de curent cascodă) printr-o singură diodă bipolară pnp-substrat. Se efectuează astfel o „dublă măsurare” ce reduce erorile și nu necesită o sursă de tensiune de referință precisă [29].

Se întâlnește compensare parțială cu procesul, realizată prin factori de aspect la tranzistoare [31]. Variația cu procesul este redusă și prin folosirea de tranzistoare cu canal lung [35].

Numeroase scheme folosesc la elementele sensibile și la sursele de curent de tip oglinzi, **geometria cu centru comun**.

Există soluții de senzori la care prelucrarea mărimilor analogice se efectuează de un microcontroler: digitizare și prelucrare algoritmică (mediere, filtrare, eliminarea neliniarității, autocalibrare) [34].

Alte clasificări ale senzorilor din articolele publicate se mai pot face după sensibilitate și eroare, după complexitatea schemei, după consumul de curent de la sursa de alimentare și după aria ocupată pe chip.

1.3. Prezentarea comparativă a performanțelor senzorilor propriu-ziși analogici

Ținând cont de faptul că teza de față se ocupă numai de anumiți senzori de temperatură **propriu-ziși analogici**, în analiza care urmează, bazată pe performanțele cuprinse în Tabelul 1.1, ne referim doar la această categorie de senzori. În tabel nu au fost deci cuprinse performanțele senzorilor cu linii de întârziere, cu oscilator în inel, și alte tipuri a căror parte *front-end* nu se încadrează în circuite analogice obișnuite.

Analiza performanțelor doar a senzorilor propriu-ziși din cadrul senzorilor inteligenți a fost dificilă pentru că autorii articolelor disponibile nu au prezentat separat rezultate pentru aceștia ci doar performanțele întregului sensor inteligent propus. A fost necesară o aprofundare a fiecărui articol pentru a separa performanțele pentru *front-end*, au fost necesare calcule de estimare a acestora pe baza graficelor date. Acolo unde această separare de performanțe nu a putut fi efectuată au fost lăsate locuri goale în Tabelul 1.1. De aceea, comparația performanțelor senzorilor nu poate fi completă, dar ea este adecvată aici scopului tezei, în care se aduc în discuție noi circuite simple de senzori propriu-ziși.

Au fost marcate cu bold performanțele cele mai bune din fiecare coloană.

1.3. Prezentarea comparativă a performanțelor senzorilor propriu-zisi analogici **17**

TABELUL 1.1. Performanțele unor senzori de temperatură propriu-zisi analogici

| Bibl. | Proces CMOS | Număr de comp. | Arie pe chip | Sensibilitate (pantă) | Gama de temperatură | Neliniaritate | Variația cu procesul | Variația cu tens. de aliment. | V _{dmin} / consum |
|-------|-------------|----------------|--------------------|-----------------------|---------------------|---------------|----------------------|-------------------------------|----------------------------|
| | [μm] | | μm ² | [mV/°C] | °C | % | % | %/V | V / μA |
| [1] | 2 | >34 | | 0,2 | -40...120 | | >7 | | 2,2/25 |
| [9] | 0.8 | 27 | | 0,7 | -43...127 | 0,12 | | | 1,6/ 0,03 |
| [10] | 1 | 9 | 2800 | 0,08μA/°C | 10...100 | ±1,5 | | | 5/20 |
| [12] | 0,09 | >14 | 300 | 1,8 | 30...160 | | 4 | <1 | 1/25 |
| [15] | 0,18 | >36 | | 1,3 | -20...120 | | | | 1,8/6 |
| [16] | 1,2 | 5 | | -2,2 | 25...40 | 1,4 | | | 5/20 |
| [21] | 0,5 | >19 | | 0,1 | -50...120 | | | | 2,7/ |
| [24] | 0,5 | > 5 | | -0,41 | 25...97 | | | | 1,5/0,1 |
| [25] | 0,18 | 10 | | -0,165 | -50...150 | 0,6 | | | 1,8/15 |
| [27] | 0,35 | >24 | | 5,6 | -40...85 | 0,2 | | | 3,3/43 |
| [28] | 0,18 | >30 | | 17,5* | -30...90 | 5 | | | 3/ |
| [29] | 0,7 | >43 | | 0,16 | -70...130 | | | | 2,5/5 |
| [30] | 0,6 | >57 | | | -40...130 | | 6,5 | | 5/ |
| [31] | 0,18 | 21 | | 0,18 | -60...140 | 2 | >6 | | 1,6/ |
| [32] | 0,13 | >20 | | | 0...60 | | | | 1,2/1,5 |
| [33] | 0,09 | >40 | | 4,2* | -40...100 | 1,7 | 58 | 0,3 | 1,5/8 |
| [37] | 0,35 | >35 | | 2,3* | 20...120 | 1 | | | 3/ |
| [38] | 0,18 | >20 | 1320 | 5,6nA/°C | 0...80 | 1,3 | 4 | | 1,8/25 |
| [44] | 0,7 | >42 | | 0,15 | -55...125 | | | | 2,5/12 |
| [46] | 0,35 | 13 | | 0,22 | -40...50 | | 20 | 1,5 | 0,9/5 |
| [47] | 1,2 | 17 | 0,2mm ² | 5,1 | -20...100 | 1,5 | 3,2 | 2 | 4/ |

Cum era si normal, o arie redusă ocupată pe chip de senzorul de temperatură din [12] este datorată numărului relativ redus de componente dar mai ales tehnologiei de 90nm utilizată.

Numărul cel mai mic de componente din cadrul senzorilor din lucrările [16] și [24] nu garantează și alte performanțe ridicate (în neliniaritate, variație cu procesul sau consum de curent de la alimentare. Acești senzori folosesc **un singur element sensibil** pnp-substrat respectiv NMOS, conectat ca diodă, polarizat prin sursă de curent, care prezintă implicit variații importante ale tensiunii pe el cu procesul.

Performanța în sensibilitate realizată de senzorul de temperatură propriu-zis din [27] se datorește unei amplificări în curent realizată printr-o oglindă suplimentară, ca și în cazul din [47], și nu prin amplificator operațional ca în cazurile [28], [33], [37], unde s-a obținut de asemenea o sensibilitate ridicată (marcată prin *).

Prin schema analizată și propusă în [9], fără o măsură specială, s-a asigurat o performanță deosebită în direcția neliniarității tensiunii de ieșire în raport cu temperatura într-o gamă largă a acesteia din urmă (0,12%).

Performanța deosebită în privința variației mărimii de ieșire cu tensiunea de alimentare, obținută în lucrarea [33] se datorește folosirii de coconfigurații cascodă în sursele de curent și în partea spre masă a ramurii de ieșire.

Consumurile de curent coborâte sub câțiva μA indică folosirea unor tranzistoare CMOS în regim de inversiune slabă. La fel se explică și reducerea tensiunii minime de alimentare la 0,9V în cazul schemei din [46].

În afară de circuitele relativ simple ale unor autori, prezentate și analizate în mod special în paragraful 1.4, mai poate reține atenția cel din lucrarea [25], care este simplu și destul de performant pentru unele aplicații.

1.4. Prezentarea senzorilor propriu-ziși cu oglinzi de curent interconectate în cruce cunoscuți [9], [10], [12], [38].

Aceștia fac parte din clasificarea anterioară după principiul de funcționare și sunt analizați aici în mod special, pentru că sunt de același tip cu senzorii propriu-ziși dezvoltăți în cadrul tezei.

În lucrarea [9] este prezentat un senzor conceput pe baza schemei din fig.1.3 (Aguire-Rossi).

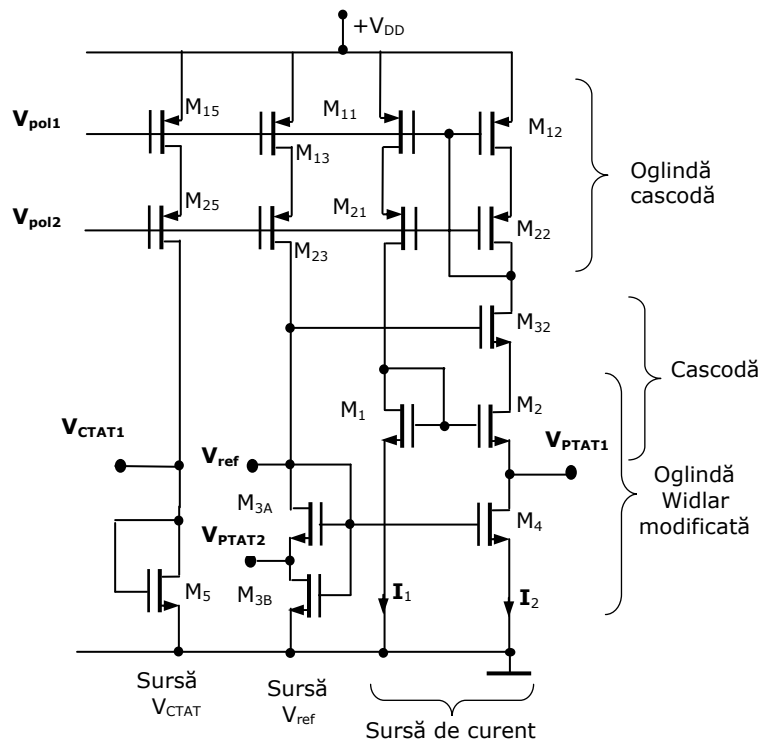


Fig.1.3 Senzorul de temperatură Aguire-Rossi

1.4. Prezentarea senzorilor propriu-ziși cu oglinzi de curent interconectate în cruce cunoscuți **19**

Acesta furnizează atât tensiunea proporțională cu temperatura absolută V_{PTAT1} cât și o tensiune de referință V_{ref} și o tensiune complementară cu temperatura absolută V_{CTAT1} , necesare în prelucrarea digitală ulterioară conversiei, pentru creșterea sensibilității, reducerea efectelor neîmperecherii și a variației procesului tehnologic, și pentru calibrare [9].

Circuitul este compus dintr-o sursă de curent I_2 cu două oglinzi de curent interconectate în cruce cuprinse în primele două ramuri din dreapta. Tranzistoarele din aceste ramuri, cu excepția lui M_4 , lucrează în regim de inversiune slabă. De aceea, curentul I_2 este aproximativ constant în raport cu temperatura. În schimb, tensiunea de ieșire, reprezentând căderea pe tranzistorul M_4 , este de tip PTAT. Oglinda inferioară poate fi considerată ca una Widlar modificată (cu tranzistorul M_4 în locul unei rezistențe) iar oglinda superioară este de tip cascodă, completată cu tranzistorul M_{32} pe ramura cu diode, pentru a realiza o izolare mai bună a ieșirii analogice V_{PTAT1} față de zgomotele sursei de alimentare.

Tranzistorul M_4 este polarizat în regim liniar de inversiune puternică, deci la curent mic și cu cădere de tensiune redusă (de ordinul 50 mV), cu ajutorul celei de a treia ramură, incluzând montajul „divizor de tensiune” cu tranzistoarele M_{3A} și M_{3B} (în regim de inversiune puternică). Divizorul fiind alimentat cu curent aproximativ constant va asigura o ieșire în tensiune aproximativ constantă în raport cu temperatura, notată V_{ref} . La ieșirea divizorului, în drena lui M_{3B} , se obține tot o tensiune de tip PTAT, notată V_{PTAT2} , care are o pantă mult mai bună decât V_{PTAT1} .

Cea de a patra ramură, incluzând tranzistorul M_5 conectat ca diodă, lucrând în regim de inversiune slabă, prezintă la ieșire (căderea pe diodă la un curent aproximativ constant) o tensiune de tip CTAT, notată aici V_{CTAT1} , care are o pantă la fel de mare ca și V_{PTAT2} .

Performanțele circuitului din Fig.1.3 sunt prezentate în Tabelul 1.2 dar abaterile din acesta nu includ variația cu procesul și efectul neîmperecherii, care sunt lăsate în seama corectării prin prelucrări algoritmice în partea digitală a sistemului ce folosește senzorul. În ultimele două coloane este dată abaterea de la dreapta ce trece prin punctul de temperatură de referință de 300K.

Tabelul 1.2 Performanțele circuitului din Fig. 1.3.

| Ieșirea | Valoare la $T_{REF}=300K$ [mV] | Panta aproximativă [mV/°C] | Abatere maximă /la tensiunea [mV/mV] | Abatere maximă (neliniaritate) [%] |
|-------------|--------------------------------|----------------------------|--------------------------------------|------------------------------------|
| V_{PTAT1} | 46 | 0,02 | 0,16/35 | 0,45 |
| V_{PTAT2} | 250 | 0,7 | 0,07/200 | 0,03 |
| V_{CTAT1} | 578 | -0,7 | 0,5/400 | 0,12 |
| V_{ref} | 1246 | - | 1,5/1246 | 0,12 |

Dintre **avantajele** schemei propuse în [9] cităm:

- folosește numai tranzistoare CMOS,
- pantă bună pentru tensiunile V_{PTAT2} și V_{CTAT1} ,
- flexibilitate în alegerea pantei acestor tensiuni în vederea creșterii ei,
- liniaritate foarte bună pentru aceste două tensiuni,
- abatere mică pentru tensiunea V_{ref} ,
- tensiune de alimentare minimă redusă: 1,5V,
- realizează izolare foarte bună (prin cascade) a ieșirii față de zgomotul sursei de alimentare,
- consum foarte redus de curent de la sursa de alimentare (30nA).

Dezavantajele schemei sunt:

- pantă foarte redusă a tensiunii V_{PTAT1} , aceasta trebuind a fi amplificată,
- ieșirile V_{PTAT2} și V_{ref} nu suportă sarcini cu zgomote (cu comutație, cum ar fi intrări de ADC comutate) și este necesară dedublarea ramurii cu tranzistoarele M_{3A} și M_{3B} pentru a se putea utiliza astfel de tensiuni,
- numărul mare de tranzistoare necesare (incluzând realizarea polarizării cascodelor și dublarea ramurii descrisă mai sus): 27,
- tensiunea V_{ref} nu este legată de vreo constantă fundamentală (V_{BG}) a tranzistoarelor ci de parametri tehnologici care au dispersie mare (în special V_{th}),
- schema impune startare (din cauza necesității stabilirii polarizării lui M_4).

Lucrarea [9] nu prezintă nici un rezultat privind variația cu procesul tehnologic (posibilă de estimat la simulare) și nu ia nici o măsură în vederea reducerii acesteia, lăsând totul în seama prelucrării numerice a ieșirilor senzorului analogic.

În lucrarea [10] este prezentat un senzor de temperatură, conceput pe baza schemei analogice (senzorul propriu-zis) din fig.1.4, în care tranzistoarele $M_1...M_3$ realizează un senzor cu trei tranzistoare iar ansamblul este o sursă de curent I_{OUT} .

Senzorul de temperatură cu trei tranzistoare este lansat în [10] și dezvoltat în [12]. El este alimentat cu curenți egali prin oglinda cascodă cu $M_4...M_7$ iar ieșirea în curent este realizată prin ramura suplimentară M_8, M_9 . El este obținut dintr-o oglindă simplă completată pe ramura de referință cu încă o diodă, M_3 . Toate tranzistoarele lucrează în saturație.

Tensiunile din drenele tranzistoarelor M_2 și M_3 nu depind practic de tensiunea de alimentare ci numai de tensiunea de prag. Tensiunea din drena lui M_3 controlează curentul din M_9 deci curentul I_{OUT} .

Curentul de ieșire I_{OUT} este dependent ușor neliniar de temperatură prin intermediul mărimilor: tensiunea de prag V_{th} și câștigul de curent β :

$$\frac{\Delta I_{OUT}}{I_{OUT}} = \left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} + \frac{2}{V_{th}} \cdot \frac{dV_{th}}{dT} \right) \cdot \Delta T$$

Această variație este de ordinul $-0,08\mu A/^\circ C$ ceea ce reprezintă o pantă foarte bună. Din graficul dat în [10] rezultă o neliniaritate de ordinul $\pm 1,5\%$, ceea ce conduce la o eroare de ordinul $\pm 1,7^\circ C$.

Avantajele schemei din Fig.1.4 sunt:

- Numărul relativ redus de componente (9 tranzistoare) și aria mică ocupată pe chip,
- Panta curentului de ieșire foarte bună,
- Izolarea bună a ieșirii față de tensiunea de alimentare (datorită cascodelor din sursa de curent și din ramura de ieșire).

Dezavantajele schemei sunt:

- Valoarea ridicată a tensiunii minime de alimentare (5V pentru tehnologie CMOS de $1\mu m$, care se mai poate reduce scalând tehnologia),
- Neliniaritatea relativ mare a caracteristicii curent-temperatură,
- Curentul relativ mare consumat de la sursa de alimentare ($20\mu A$),
- **Variația cu procesul nu este verificată** și poate fi importantă deoarece V_{th} este dependentă de parametrii de proces.

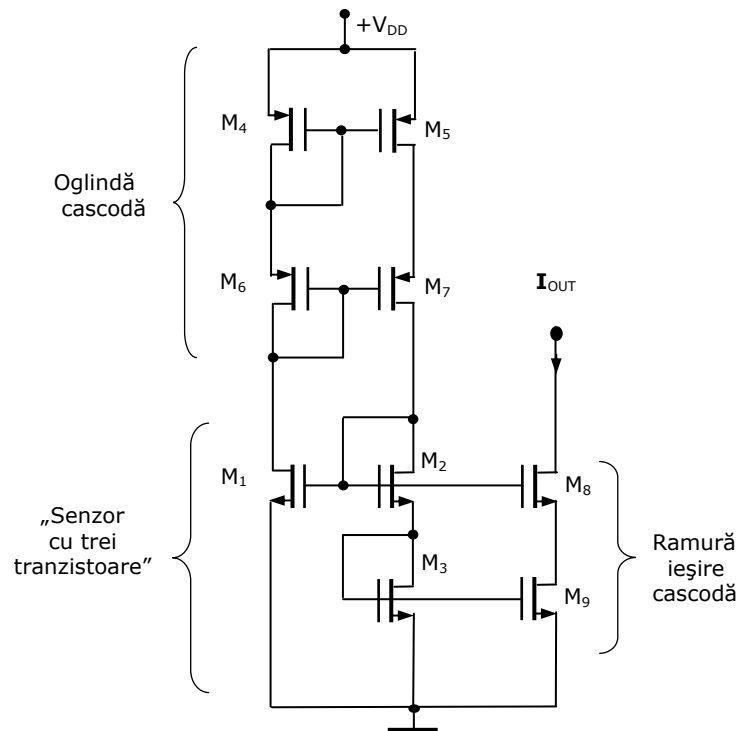


Fig.1.4 Senzorul de temperatură din [10]

În lucrarea [12] este adusă o îmbunătățire a senzorului cu trei tranzistoare din [10], astfel încât acesta să poată fi alimentat cu tensiune mai mică (Fig.1.5). Autorii au completat schema „senzorului cu trei tranzistoare” de mai înainte cu încă un tranzistor, obținând așa numitul „senzor cu patru tranzistoare”. Acesta poate fi inclus și la categoria celor cu oglinzi de curent interconectate în cruce, având în partea superioară o oglindă simplă cu AO iar în partea inferioară o oglindă simplă modificată.

Tranzistorul M_4 , lucrând tot în saturație, este adăugat în paralel cu M_1 , la care se reduce raportul dimensional față de situația de la senzorul cu trei tranzistoare [10]. Noul tranzistor va reduce panta curentului prin ramurile senzorului (de cca. 2 ori) dar în schimb asigură o liniaritate mai bună la temperaturi mari (120°C) și la tensiuni de alimentare mici (până la 1V). Pentru tranzistorul M_4 este însă necesară o tensiune de polarizare V_{pol} , preluată de la o sursă de tensiune independentă de temperatură, cum ar fi tensiunea de referință a ADC-ului existent în chip. Dacă acesta nu există atunci sursa trebuie realizată separat și va avea arie mai mare decât senzorul însuși. AO din oglinda superioară a schemei are rolul de a egaliza tensiunile V_{OUT1} și V_{OUT2} de la cele două ieșiri și curenții prin ramurile respective.

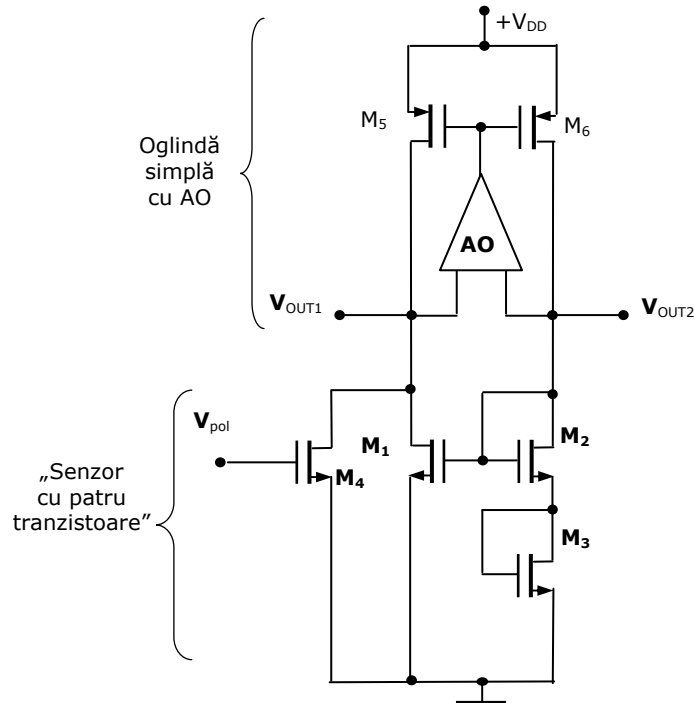


Fig.1.5 Senzorul de temperatură din [12]

Rapoartele dimensionale ale tranzistoarelor M_1 și M_4 se adoptă reduse (cel al lui M_4 este de trei ori mai mare decât al lui M_1) pentru ca cei doi curenți din ramurile principale să rămână mici, realizându-se un compromis între arie și consum. Rezultă curenți de ordinul $8...12\mu\text{A}$ pentru temperaturi de $120...0^\circ\text{C}$ iar panta acestora este de ordinul $33\text{nA}/^\circ\text{C}$. Aria ocupată pe chip de cele 4 tranzistoare ale senzorului este mică, de cca. $50\mu\text{m}^2$ iar aria totală pentru schema din fig.1.5 este cca $300\mu\text{m}^2$. Tensiunile de la cele două ieșiri au valoarea aproximativă dată de relația;

$$V_{OUT1} \cong 2\sqrt{\frac{2I_{D2}}{\beta_2}} + 2V_{th2}$$

Deoarece primul termen din relație este constant cu temperatura, rezultă că tensiunea de ieșire preia caracteristicile termice ale tensiunii de prag a tranzistoarelor M_2 și M_3 (care sunt identice). Astfel, sensibilitatea acestei tensiuni de ieșire va fi de ordinul $-1,8\text{mV}/^\circ\text{C}$ adică foarte bună.

A fost studiată de autori și variația cu procesul tehnologic a performanței senzorului cu 4 tranzistoare (doar a acestei părți din schema completă), pe un lot de 256 chipuri, realizate în tehnologie CMOS de 90nm, în gama de temperatură $30-160^\circ\text{C}$. A rezultat o variație totală a tensiunii V_{OUT1} de ordinul 4% la 30°C . Nu este o valoare mare dar ea a impus ca pentru senzorul complet să fie realizată cel puțin o calibrare într-un punct. Aceasta a condus la o eroare în măsurarea temperaturii de

ordinul $\pm 1,8$ °C la 30 °C. Eroarea se poate reduce la jumătate pentru gama 50-125°C, dacă se utilizează calibrare în două puncte.

Avantajele schemei propuse în [12] sunt numeroase și importante:

- tensiune de alimentare foarte redusă (1V),
- sensibilitate foarte bună (-1,8mV/ °C),
- liniaritate foarte bună,
- arie ocupată pe chip redusă (datorită lipsei rezistoarelor).

Dezavantajele ce se pot semnala pentru schema din [12] sunt:

- complexitatea crescută de necesitatea unui AO și eventual a sursei de tensiune de referință pentru asigurarea tensiunii de polarizare V_{pol} ,
- **necesitatea realizării unui AO** cu excursie de tensiune mare de intrare și ieșire (bară-la-bară), cu amplificare mare (66dB) care să accepte tensiune de alimentare redusă (până la 1V),
- consumul de curent relativ ridicat (25μA),
- variația cu procesul tehnologic relativ mare, care se adaugă la aceea a restului schemei (oglinda superioară și conversia în digital) și impune calibrarea senzorului complet.

În lucrarea [38] este prezentat un senzor de temperatură, conceput pe baza schemei analogice (senzorul propriu-zis) din fig.1.6, care reprezintă o sursă de curent I_{PTAT} de tip ΔV_{GS} , incluzând două oglinzi de curent interconectate în cruce. Curentul de ieșire este de ordinul a 4μA.

Cele două oglinzi de curent sunt:

- superioară: tip Widlar dar cu tranzistoare cascodă ($M_1...M_4$ și R),
- inferioară: tip cascodă ($M_5...M_8$).

Montajele cascodă sunt de tipul cu cădere redusă și au rolul, în special cel din oglinda inferioară, de a suprima pătrunderea zgomotului sursei de alimentare în mărimea de ieșire a senzorului, evitându-se necesitatea de a se utiliza tranzistoare cu canal lung care ar conduce la creșterea ariei ocupate pe chip.

Dacă raportul dimensional al tranzistorului M_2 este considerat 1 atunci raportul dimensional la tranzistorul M_1 este egal cu $n=4$. Circuitul mai necesită trei tensiuni de polarizare de valori potrivite pentru a polariza cascodele în scopul reducerii căderii de tensiune pe acestea, tranzistoarele rămânând în saturație.

Curentul produs prin rezistența R (care are un coeficient de temperatură apropiat de zero) este dependent de diferența de tensiune ΔV_{GS} dintre tranzistoarele M_1 și M_2 și este unul PTAT. El este transmis la ieșire prin ramura suplimentară M_9, M_{10} și va servi la controlul unui oscilator în inel care face conversia curent/frecvență pentru senzorul inteligent[38].

Rezultatele obținute cu acest senzor propriu-zis sunt greu de separat din cele date de autori pentru ansamblul senzor plus oscilator în inel în [38]. Astfel, se pot estima doar următoarele performanțe, ce sunt practic impuse de sursa de curent PTAT, realizată în tehnologie CMOS 0,18μm:

- sensibilitatea: cca.8nA/ °C în gama 0-80°C,
- neliniaritatea maximă (la 60 °C): 2%
- variația cu procesul (inclusiv oscilatorul în inel): ± 5 °C,
- tensiunea nominală minimă de alimentare: 1,8V.

Avantajele senzorului de temperatură propriu-zis din fig.1.6 pot fi considerate următoarele:

- necesită o tensiune de alimentare relativ redusă,
- independență foarte bună față de zgomotele sursei de alimentare (datorită montajelor cascodă),

- asigură performanțe bune în combinația cu oscilatorul în inel.

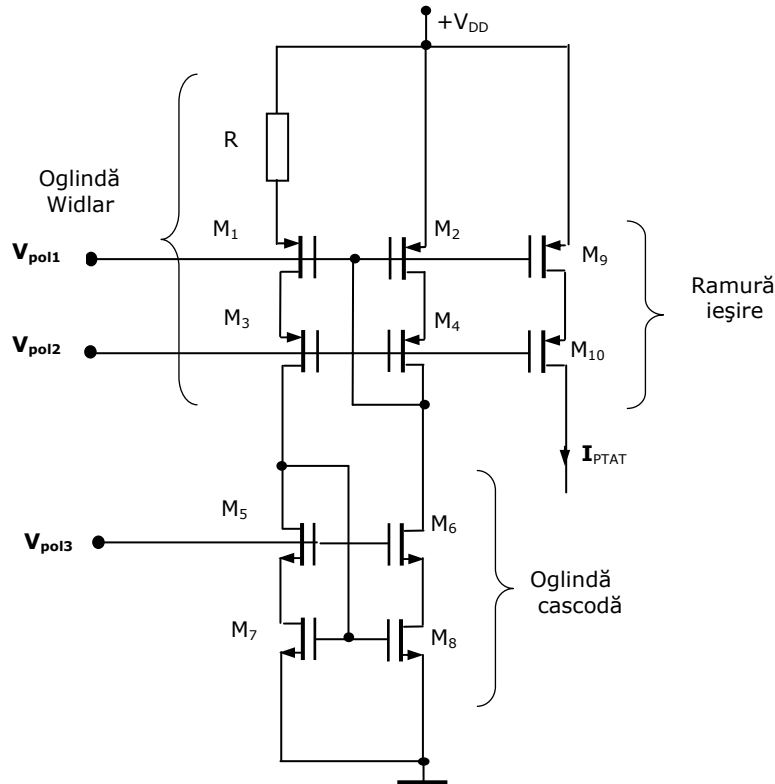


Fig.1.6 Sursa de curent PTAT din [38]

Ca **dezavantaje** ale aceluiași senzor propriu-zis, considerat separat, pot fi considerate următoarele:

- **sensibilitatea curentului PTAT de ieșire este relativ redusă,**
- necesită un număr total (dacă se consideră estimativ și tranzistoarele din sursele de tensiuni de polarizare a cascodelor) de: peste 16 tranzistoare și un rezistor,
- variația cu procesul a ieșirii senzorului este relativ mare și calibrarea rezultă mai complicată.

În lucrarea [47] este prezentat un senzor de temperatură realizat numai cu tranzistoare CMOS apropiat ca principiu de cel din [9]. Schema acestuia este dată în Fig.1.7. El este compus dintr-o sursă de curent cu două ramuri, asemănătoare cu cea din [9], unde tranzistorul suplimentar M_3 este polarizat prin reacție de la una din ieșirile de tensiune dependentă de temperatură, V_{TD} . Ansamblul $M_1...M_3$, notat pe figură ca oglindă Widlar modificată, este în același timp cunoscut și ca „senzor de temperatură în trei puncte”. Tranzistoarele M_1 și M_2 lucrează în regim subprag iar M_3 în regim liniar (la curent și tensiune mici). Senzorul de temperatură este obținut plecându-se de la o sursă de tensiune de referință tip V_{th} lansată anterior de aceiași autori, la care s-a adăugat tranzistorul M_5 .

Tranzistorul M_6 are același rol ca și în [9], de realizare a unei izolări a ieșirii față de zgomotele sursei de alimentare, transmise prin ramura cu diode a oglinzii cascodă. Față de circuitul din [9] schema din Fig.1.7 prezintă o ramură în plus, incluzând pe M_4 și M_5 , care lucrează în regim de saturație respectiv subprag.

Autorii au constatat că se pot obține performanțe mai bune dacă tranzistorul M_5 , conectat ca diodă, ar avea substratul conectat la terminalul sursă, ceea ce ar fi posibil numai dacă M_5 este realizat într-o insulă p izolată de substratul general al chipului printr-o altă insulă n. Ar fi deci necesar să se realizeze circuitul într-o tehnologie „triple-well”. Provizoriu, autorii au realizat tranzistorul M_5 pe un chip separat [47]. Dioda cu M_5 lucrează ușor subprag și are tensiunea pe ea apropiată de V_{th} .

Curenții prin cele trei ramuri sunt făcuți egali cu ajutorul oglinzii cascodă multiple din partea superioară a schemei. Ieșirea de tensiune proporțională cu temperatura este cea notată V_{TS} , din drena tranzistorului M_4 .

Pentru tensiunea de ieșire V_{TD} , dependentă și ea de temperatură, se stabilește relația în situația $W_3=W_4$:

$$V_{TD} \cong V_{th} + 2n \frac{L_4}{L_3} V_T \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}}$$

unde n este „panta subprag” ($=1,6$) iar I_s este „curentul specific” la tranzistoarele M_1 și M_2 iar V_T este tensiunea termică.

De aici, considerând căderea de tensiune pe dioda M_5 , rezultă ieșirea senzorului:

$$V_{TS} = V_{TD} - V_{th} = 2nV_T \frac{L_4}{L_3} \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 0,168 \frac{L_4}{L_3} \quad [V]$$

calculată numeric la 20°C și cu datele tranzistoarelor: $L_1=L_2$, $W_2/W_1=8$ deci $I_{S2}/I_{S1}=8$. După cum se observă, **tensiunea de ieșire a senzorului este proporțională cu V_T** , deci cu temperatura, și nu depinde de V_{th} deci nu preia dispersia acesteia. În plus, tensiunea de ieșire depinde de raportul lungimilor de canal ale celor două tranzistoare și poate fi deci impusă destul de precis prin **ACEST** raport. Coeficientul de temperatură al tensiunii de ieșire sau sensibilitatea senzorului este:

$$TC = \frac{\delta V_{TS}}{\delta T} = 2n \frac{k}{q} \frac{L_4}{L_3} \ln \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = 0,573 \frac{L_4}{L_3} \quad [mV / ^\circ C]$$

Pentru valoarea raportului $L_4/L_3=9$ rezultă o tensiune $V_{TS}=1,5V$ la 20°C și $TC=5,1mV/^\circ\text{C}$, ceea ce reprezintă **o sensibilitate foarte bună**.

Alte performanțe ale senzorului din [47], realizat în tehnologie CMOS de $1,2\mu\text{m}$ sunt:

- gama de temperatură $-20\dots+100^\circ\text{C}$, arie ocupate pe chip de cca. $0,25\text{mm}^2$,

- variația cu procesul a tensiunii V_{TS} este de ordinul $\pm 1,6\%$ iar a coeficientului de temperatură de $\pm 1,4\%$, măsurate pentru un lot de **numai 5 chipuri**,

- tensiunea minimă de alimentare $V_{DDmin}=4V$; aceasta mai poate fi redusă dacă se scalează tehnologia și dacă se folosește un raport de lungimi mai mic decât 9, în detrimentul sensibilității sensorului.

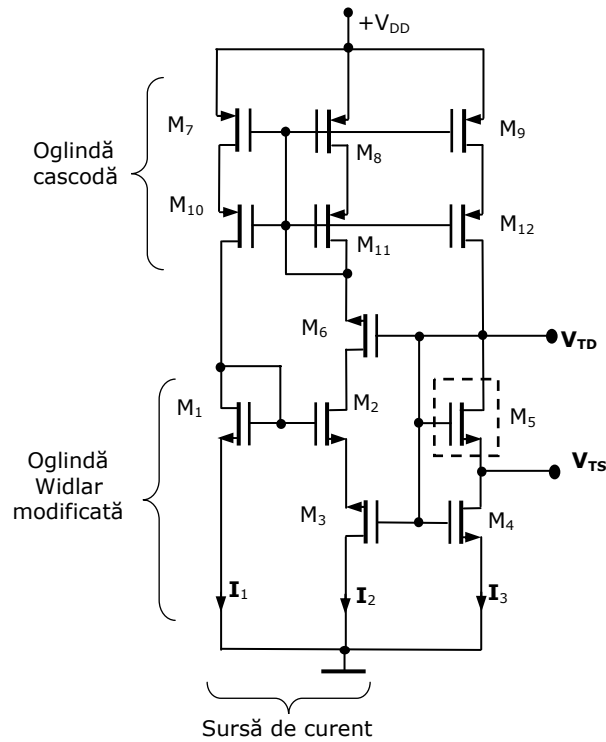


Fig.1.7 Senzorul de temperatură din [47]

Senzorul de temperatură discutat aici are o serie de **avantaje** evidente:

- sensibilitate foarte ridicată și programabilă printr-un raport de dimensiuni de tranzistoare MOS,
- independența sensibilității de variația în limite uzuale a tensiunii de alimentare,
- variație redusă a tensiunii de ieșire cu tensiunea de alimentare (eroare de $1^{\circ}C$ pentru o variație a alimentării cu 10%),
- variație cu procesul tehnologic redusă (prin eliminarea din expresia tensiunii de ieșire a lui V_{th}),

Dezavantajele circuitului pot fi considerate următoarele:

- tensiunea minimă de alimentare ridicată,
- necesitatea unui circuit de start (nefigurat în schema din Fig.1.7),
- folosirea unui număr de 17 tranzistoare CMOS (incluzând circuitul de start),
- neliniaritatea dependenței tensiunii de ieșire de temperatură, de ordinul 1,5% (din grafic),

- **necesitatea unei tehnologii CMOS „triple-well”** pentru atingerea unor performanțe ridicate, raportate mai sus.

1.4. Obiectivul tezei

După cum rezultă din bibliografia abundentă din ultimii zece ani, senzorii de temperatură reprezintă circuitele analogice cele mai răspândite, pentru că, practic, apar în toate cipurile VLSI și deseori în număr mare în același chip.

Se poate spune deja că senzorii de temperatură sunt mai mult utilizați decât sursele de tensiune de referință și chiar decât amplificatoarele operaționale. Fiecare grup de proiectare de chipuri CMOS are deja prototipul propriu de senzor termic așa cum deține și un proiect propriu de sursă de tensiune bandgap.

Senzorii de temperatură inteligenți au condus la dezvoltarea de proiecte proprii ale circuitelor de conversie în digital și de prelucrare, de calibrare și trimming, de includere a senzorilor în sistemele de testare cu BIST.

Având în vedere numărul mare de condiții impuse acestor senzori (enumerare mai înainte) se poate spune că încă nu există realizări care să le îndeplinească integral și că vor mai continua cercetările și încercările de îmbunătățire a schemelor deși există impresia că nu se mai pot aduce contribuții importante în acest domeniu.

Teza de doctorat de față și-a propus să efectueze cercetări asupra senzorului termic propriu-zis (*front-end* în senzorii inteligenți) în urma constatării posibilității de creștere a performanțelor surselor de curent și tensiune cu două oglinzi de curent interconectate în cruce [4], [6], [52]. Îmbunătățirea principală a acestor circuite simple se datorește descoperirii de către autorii lucrării [4] a unei tehnici de compensare termică de ordinul I și II a curentului pe o ramură a schemei cu două oglinzi de curent interconectate în cruce, aplicată ulterior în alte tipuri de surse de curent și tensiune cu structuri asemănătoare, de performanță [6], [52].

De aici, autorul tezei a venit cu ideea de a încerca realizarea cu astfel de circuite, folosite în referințe de curent și tensiune în care se realizează o insensibilizare în raport cu temperatura, și senzori de temperatură.

Ideea de a transforma o sursă de tensiune de referință în senzor de temperatură a existat – vezi sursele de tensiune de referință de tip bandgap [15], [28], [30], [34], sursele de tensiune de tip v_{th} [10], [33] și altele.

Nouă este însă ideea acestei teze: realizarea unei sensibilizări termice optimizate în două etape (de ordinul I și II) a senzorilor rezultați din sursele de curent și tensiune de referință cu două oglinzi de curent interconectate în cruce, în scopul realizării unei **sensibilități maxime** și a unei dependențe cu liniaritate foarte bună a curentului ori tensiunii de ieșire în raport cu temperatura.

Un merit al tezei îl constituie și faptul că au fost studiate și verificate prin simulare un număr mare de variante posibile ale schemelor cu două oglinzi de curent interconectate în cruce. Acest tip de circuite mai au în raport cu realizările cunoscute, avantajele:

- simplitatea circuitului deci proiectarea simplă,
- sensibilitatea redusă a mărimii de ieșire în raport cu variația tensiunii de alimentare,
- variație redusă cu procesul tehnologic a pantei (sensibilității) senzorului,

- variație redusă cu procesul tehnologic a valorii totale a mărimii de ieșire (la unele variante), care poate simplifica trimmingul senzorului,
- consum relativ redus de curent de la sursa de alimentare,
- aria relativ redusă ocupată pe chip.

Autorul tezei consideră că rezultatele cercetărilor întreprinse vor contribui la perfecționarea părții analogice (*front-end*) a senzorilor de temperatură inteligenți.

1.5. Concluzii

Necesitatea urmăririi temperaturii, care constituie cel mai important mecanism de defectare a circuitelor integrate, a condus la o dezvoltare impresionantă a senzorilor de temperatură inteligenți. Pe măsură ce tehnologia circuitelor integrate se scalează în jos considerațiile termice devin un factor limitativ. Senzorii de temperatură performanți sunt tot mai larg folosiți în sistemele VLSI moderne.

În paragraful 1.1 au fost înșirate un număr mare de aplicații care impun folosirea senzorilor de temperatură. Au fost prezentate condițiile impuse senzorilor de temperatură integrați. S-a constatat că, în general, senzorii de temperatură trebuie să îndeplinească un număr mare de condiții, ceea ce face dificilă proiectarea lor și încadrarea realizărilor în cât mai multe dintre acestea.

Senzorii de temperatură constituie un important subiect de cercetare academică și industrială pe perioada ultimilor 20 de ani. Actualitatea cercetărilor în domeniul senzorilor de temperatură din chipuri CMOS este dovedită de numărul mare de articole științifice publicate în reviste de profil de înalt nivel (IEEE) respectiv în volumele unor conferințe internaționale recunoscute și de tratate ori teze de doctorat.

În paragraful 1.2 a fost făcută o **clasificare, mult mai completă decât aceea întâlnită în publicații**, a senzorilor de temperatură după:

- elementul sensibil cu temperatura utilizat în senzorul propriu-zis (interfață sau *front-end*),
- principiul de lucru al senzorului propriu-zis,
- modul de conversie a ieșirii interfeței, în forma digitală,
- utilizarea calibrării și trimmingului,
- utilizarea unor circuite speciale de reducere a efectelor variației de proces și a împerecherii.

În paragraful 1.3 au fost prezentate comparativ și comentate performanțele cunoscute ori estimate de autor ale senzorilor propriu-zisi analogici (considerați ca parte separată a senzorilor inteligenți) pe baza **Tabelului 1.1**, a cărui elaborare a reprezentat un **efort deosebit de documentare**.

În paragraful 1.4 au fost prezentați și analizați câțiva senzori de temperatură propriu-zisi analogici, cu oglinzi de curent interconectate în cruce, cunoscuți, cu avantajele și dezavantajele lor, constatându-se faptul că nu se dispune încă de un circuit care să soluționeze integral cerințele impuse acestora. S-a aprofundat anume acest tip de senzori pentru că este cel dezvoltat în teză.

În paragraful 1.5 este anunțat obiectivul tezei: să efectueze cercetări asupra senzorului termic propriu-zis (*front-end* în senzorii inteligenți) în urma constatării posibilității de creștere a performanțelor surselor de curent și tensiune de referință cu două oglinzi de curent interconectate în cruce din ultimii ani. Autorul tezei a venit

cu ideea de a încerca realizarea cu astfel de circuite (în care se asigură o insensibilizare în raport cu temperatura), a senzorilor de temperatură. **Ideea principală nouă a acestei teze este: realizarea unei sensibilizări termice optimizate (maxime) în două etape** (de ordinul I și II) a senzorilor rezultați din sursele de curent și tensiune de referință cu două oglinzi de curent interconectate în cruce.

Un merit al tezei îl constituie și faptul că au fost studiate și verificate prin simulare un număr mare de variante posibile ale schemelor cu două oglinzi de curent interconectate în cruce.

Aceste circuite mai au în raport cu realizările cunoscute, avantajele:

- simplitatea circuitului deci proiectarea simplă,
- sensibilitatea redusă a mărimii de ieșire în raport cu variația tensiunii de alimentare,
- variație redusă cu procesul tehnologic a pantei (sensibilității) senzorului,
- variație redusă cu procesul tehnologic a valorii totale a mărimii de ieșire (la unele variante), care poate simplifica trimmingul senzorului,
- consum relativ redus de curent de la sursa de alimentare,
- aria relativ redusă ocupată pe chip.

2. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WILSON-WIDLAR CU CITIRE ÎN CURENT TOTAL

Rezumat

În acest capitol se prezintă conceptul unui senzor de temperatură realizat cu două oglinzi de curent clasice interconectate în cruce. Aceasta schemă se remarcă în primul rând printr-o interconectare simplă, serială cu sarcina și prin consum minim de curent de la sursele de alimentare, adică însuși curentul de ieșire al senzorului.

Se analizează performanțele acestei scheme pentru diferite tipuri de rezistoare integrate utilizate, având coeficienți de temperatură pozitivi, nuli și negativi. Este evidențiată posibilitatea realizării unui ansamblu de performanțe bune în cazul folosirii combinației de rezistoare de tip NTC și PTC, dar și ineficiența utilizării rezistoarelor de tipul ZTC.

S-au determinat coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai mărimilor ce intervin în ecuațiile circuitului și s-a urmărit variația curentului total (de ieșire) cu temperatura. Pentru aceasta s-au stabilit condiția de pantă maximă. Se prezintă dimensionarea schemei pentru un maxim al pantei rezultând o eroare între panta analitică și cea simulată de 4,05%. Performanțele senzorului sunt: panta curentului total de $0,1584\mu\text{A}/^\circ\text{C}$, panta procentuală optimizată a curentului total de $0,5146\%/^\circ\text{C}$, tensiunea minimă de alimentare de 2,4V, neliniaritatea de 0,47%, variația totală a pantei procentuale cu procesul de numai 3,66%, aria ocupată de senzor pe chip de $5125\mu\text{m}^2$ și un consum mic de curent de $43\mu\text{A}$ la 20°C .

2.1. Introducere

Ideea care a stat la baza realizării acestui capitol a fost concepția unei scheme simple de senzor realizată în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$, al cărei curent de ieșire să fie cât mai puternic dependent de temperatură, schemă implementată cu tranzistoare și cu rezistențe integrate ai căror coeficienți de temperatură de ordinul I și II se cunosc. Rezistențele pot fi ele însele folosite ca și senzori de temperatură, dar acest lucru prezintă un mare dezavantaj: tensiunea pe ele depinde de tensiunea de alimentare iar variația cu procesul este uneori de $\pm 30\%$ (total de 60%) față de 3,6% pentru schema concepută.

Astfel, se propune o schemă cu oglinzi clasice interconectate în cruce. Este vorba de o oglindă inferioară de tip Wilson modificată și o oglindă Widlar. Oglinda Wilson modificată asigură o variație bună a curentului de pe ramuri, dar și a curentului total cu temperatura pentru o anumită valoare și un anumit tip al rezistenței ce înlocuiește dioda; de asemenea, este mai simplă decât o oglindă Widlar modificată [8] (cu 4 componente). Datorită oglinzii cu reacție Wilson, senzorul propus poate asigura un parametru SR ("*supply regulation*") bun și o sensibilitate la proces relativ mică.

În paragraful 2.2. se prezintă stabilirea coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai mărimilor ce intervin în ecuații. În paragraful 2.3. se face o analiză matematică a variației pantei curentului total. În paragraful 2.4 se prezintă rezultatele simulării și se compară cu rezultatele obținute analitic. Se găsește o eroare de numai 4,05% și o neliniaritate de 5,9%. În paragraful 2.5. se face o optimizare a schemei, în sensul reducerii neliniarității mari prin introducerea unei rezistențe în oglinda superioară, pe una dintre ramurile senzorului. Astfel oglinda superioară devine una Widlar. Paragraful 2.6. include măsurarea variațiilor pantei procentuale și a curentului cu procesul dar și prezentarea rezultatelor simulării senzorului urmărind variația curentilor pe ramuri, iar paragraful 2.7. prezintă concluziile acestui capitol.

2.2. Calculul coeficienților de temperatură de ordinul I și II ai mărimilor din ecuația curentului total

Plecând de la o sursă de curent standard, se analizează dependența de temperatură a curentului total. Circuitul prezentat în figura 2.1. este realizat dintr-o oglindă inferioară Wilson modificată (cu M_1 , M_2 și R_1) și o oglindă superioară simplă (cu M_3 și M_4). Raportul m al curentilor din cele două ramuri prezintă și el o dependență de temperatură.

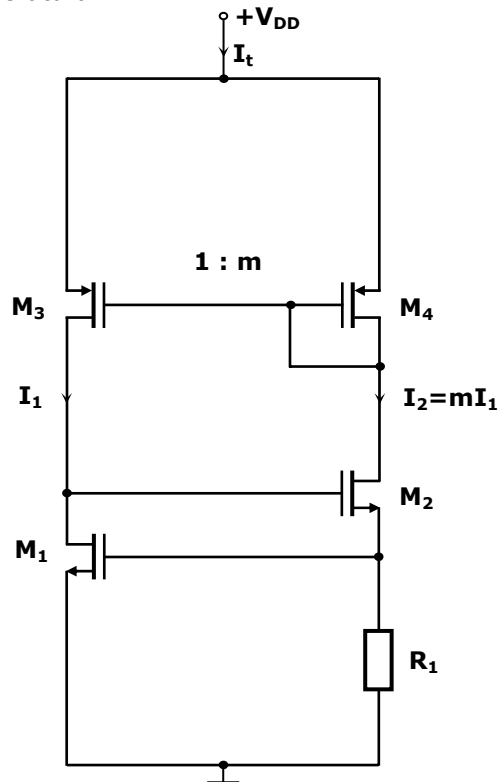


Fig. 2.1. Schema senzorului de temperatură Wilson-simplă cu citirea curentului total

32 2. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WILSON-WIDLAR CU CITIRE ÎN CURENT TOTAL

Din tabelul cu specificațiile de model pentru tehnologia 0,35μm se pot extrage pentru tranzistoarele de 5V următorii parametri: mobilitatea purtătorilor (electroni pentru canal n, goluri pentru canal p): $\mu_n=388$ [cm²/Vs] , $\mu_p=215$ [cm²/Vs] , capacitatea condensatorului poartă-canal de arie unitate:

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \quad (2.1)$$

unde permitivitatea este $\epsilon_{ox}=3,45 \cdot 10^{-13}$ [F/cm], iar grosimea oxidului de poartă este $t_{ox}=11 \cdot 10^{-7}$ [cm].

Coeficientul de temperatură k_{VTn} al tensiunii de prag (aproximativ $V_{Tn}=0,82$ [V] pentru tranzistoarele NMOS de 5V) se stabilește prin calcul:

$$k_{VTn} = \frac{1}{V_{Tn}} \cdot \frac{dV_{Tn}}{dT} \quad (2.2)$$

unde valoarea derivatei tensiunii de prag în raport cu temperatura este dată în lista parametrilor modelului de tranzistor folosit și este negativă ($-1,5 \cdot 10^{-3}$ [1/K]). Deoarece V_{Tn} depinde mult de dimensiunea tranzistorului la valori reduse ale acestora, coeficientul k_{VTn} se va stabili cu aproximație. k_{VTnVTn} reprezintă coeficientul de temperatură de ordinul II a tensiunii de prag și se definește [8]:

$$k_{VTnVTn} = \frac{dk_{VTn}}{dT} \quad (2.3)$$

Studierea dependenței raportului m al unei oglinzi simple, conectată în partea superioară a schemei, în raport cu temperatura, s-a făcut prin simulare (figura 2.2). Intervalul de temperaturi în care s-au făcut simulările a fost cuprins între -30°C și 120°C . Valoarea medie a coeficientului de temperatură al raportului m rezultă:

$$k_m \equiv \frac{\frac{I_{2[120^\circ C]} - I_{2[-30^\circ C]}}{I_{1[120^\circ C]} - I_{1[-30^\circ C]}}}{m[45^\circ C] \cdot [120 - (-30)]} \left[\frac{1}{K} \right] = 0,10595 \cdot 10^{-3} \left[\frac{1}{K} \right] \quad (2.4)$$

unde $I_{1[-30^\circ C]}$ și $I_{1[120^\circ C]}$ reprezintă curentul din ramura din stânga a schemei măsurat la -30°C, respectiv la 120°C, $I_{2[-30^\circ C]}$ și $I_{2[120^\circ C]}$ reprezintă curentul din ramura din dreapta a schemei măsurat la -30°C, respectiv la 120°C, iar $m[45^\circ C]$ este raportul curenților pe ramuri măsurat la 45°C .

Coeficientul de temperatură de ordinul II al raportului curenților pe ramuri k_{mm} se definește în mod asemănător cu relația (2.3).

Coeficientul de temperatură al rezistoarelor integrate k_R se extrage direct din lista cu parametrii modelului. Dacă se urmărește să se obțină o rezistență cu dispersie de fabricație mai mică, se recomandă tipul PTC: "N⁺ diffusion sheet resistance" care are valoarea tipică de 90Ω/□ și coeficientul de temperatură de ordinul I: $k_R=+1.6 \cdot 10^{-3}$ /K, iar coeficientul de temperatură de ordinul II este nul. În unele cazuri se urmărește însă o reducere a tensiunii minime de alimentare (V_{DDmin})

și o optimizare a anumitor parametri astfel că se recomandă o rezistență de tipul NTC: "Polisilicon 1 fără salicidă pe N-well" cu valoarea tipică pătratică mare ($1000\Omega/\square$), deci arie pe chip mică. Coeficientul de temperatură de ordinul I al acesteia este negativ: $k_R = -2,84 \cdot 10^{-3} /K$, iar coeficientul de ordinul II are valoare pozitivă: $k_{RR} = +7,36 \cdot 10^{-6} /K^2$.

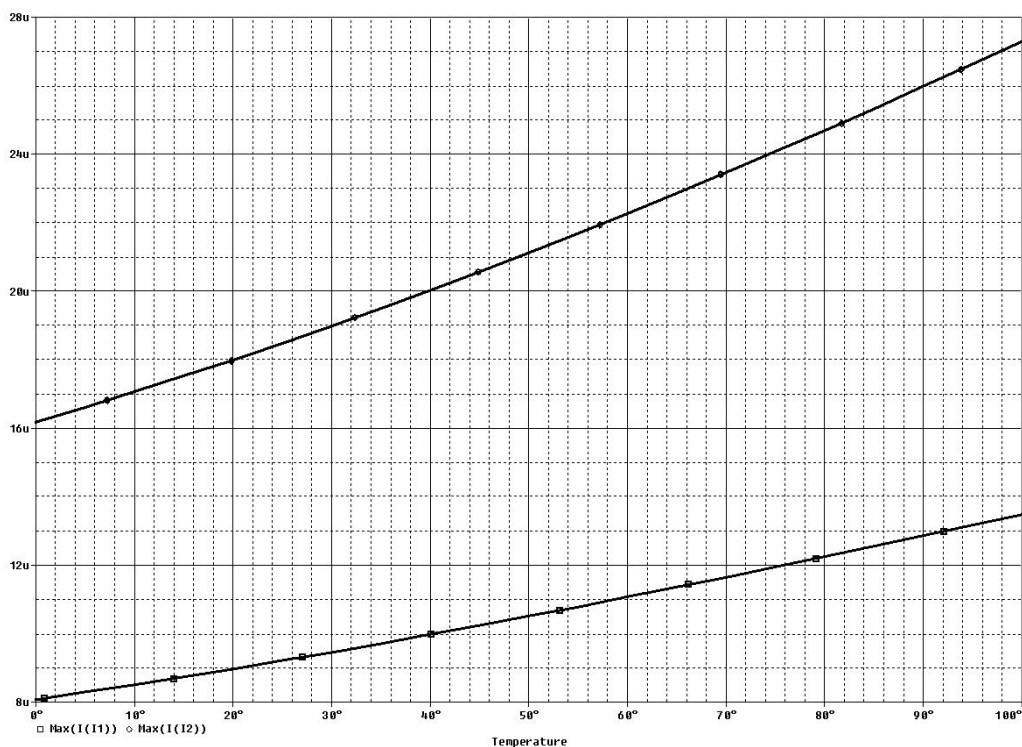


Fig. 2.2. Variația curentilor din ramurile unei oglinzi simple cu temperature pentru $m=2$

Coeficientul de temperatură $k_{\mu n}$ al mobilității purtătorilor la tranzistorul NMOS se stabilește pe baza datelor modelului de tranzistor folosit în tehnologia $0,35\mu m$ și anume pentru modelul de 5V folosit în continuare. Astfel, se extrage din tabelul cu parametri de model "exponential de temperatură" pentru factorul de câștig β_n , pe care îl notăm BEX și se folosește ecuația dependenței mobilității de temperatură [6]:

$$\ln \mu_n(T) = \ln \mu_n(T_0) + BEX[\ln T - \ln T_0] \quad (2.5)$$

care provine din logaritizarea expresiei mobilității:

$$\mu_n(T) = \mu_n(T_0) \cdot e^{BEX[\ln(T) - \ln(T_0)]} \quad (2.6)$$

Rezultă:

$$k_{\mu_n} = \frac{d\mu_n}{\mu_n dT} = \frac{1}{\mu_n(T)} \mu_n(T_0) BEX \frac{1}{T} e^{\frac{BEX \ln T}{T_0}} = \frac{BEX}{T} \quad (2.7)$$

Se constată că aceasta depinde neliniar de temperatură, având o variație de forma dată în figura 2.3 pentru gama de temperatură -30 - 120°C.

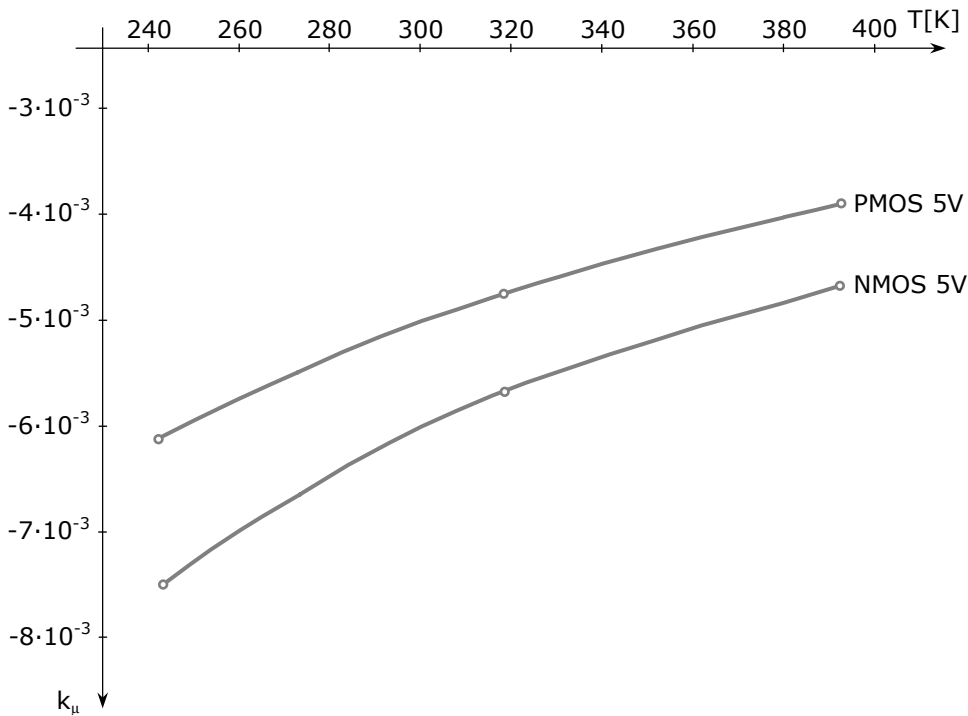


Fig. 2.3. Graficele k_{μ} pentru -30 - 120°C și tranzistoare de 5V

Din aceste grafice, prin aproximație liniară, se deduc expresiile coeficienților de temperatură k_{μ} pentru modelul de 5V [6]:

$$k_{\mu p} = [-5.43 + 0.0148(T - 273)] \cdot 10^{-3} \quad [1/K] \quad (2.8)$$

$$k_{\mu n} = [-6.53 + 0.0177(T - 273)] \cdot 10^{-3} \quad [1/K] \quad (2.9)$$

Acum se pot determina coeficienții de temperatură de ordinul I ai mobilității (pentru 300K de exemplu), precum și coeficienții de temperatură de ordinul II, aceștia fiind derivatele în raport cu temperatura ai coeficienților de ordinul I și sunt reprezentați în relațiile de mai sus de factorul parantezei temperaturilor.

2.3. Determinarea maximului pantei curentului de ieșire pentru schema Wilson-simplă

Pentru studiul dependenței de temperatură a ieșirii sensorului se calculează variația curentului total în funcție de temperatură, cu alte cuvinte panta ori sensibilitatea sensorului. Apoi se pune condiția ca aceasta să fie maximă.

Relația curentului total se poate obține plecând de la aceea scrisă pe bucla de jos a circuitului din figura 2.1.:

$$V_{GS1} = I_2 \cdot R_1 = m \cdot I_1 \cdot R_1 \quad \text{sau} \quad V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_m \cdot a_1}} = m \cdot I_1 \cdot R_1 \quad (2.10)$$

din care se obține ecuația

$$\frac{m}{1+m} \cdot R_1 \cdot I_t - \sqrt{\frac{I_t}{(1+m) \cdot \beta_n \cdot a_1}} - V_{Tn} = 0 \quad (2.11)$$

unde m reprezintă raportul curenților prin ramurile schemei ($I_2 = mI_1$); I_t reprezintă curentul total ($I_t = I_1 + I_2$); $\beta_n = \mu_n \cdot \frac{C_{ox}}{2}$ 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 ; iar V_{Tn} este tensiunea de prag a tranzistoarelor NMOS (considerată aceeași la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni). Astfel că se poate scrie relația:

$$I_t = I_1 + mI_1 = (1+m)I_1 \quad (2.12)$$

Înlocuind expresia lui β_n de mai sus relația (2.11) devine:

$$\frac{m}{1+m} \cdot R_1 I_t - \sqrt{\frac{2 \cdot I_t}{(1+m) \cdot \mu_n \cdot C_{ox} \cdot a_1}} - V_{Tn} = 0 \quad (2.13)$$

În relația de mai sus facem următoarea notație: $U = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot a_1$ și după izolarea radicalului și ridicarea la pătrat a acestuia rezultă expresia:

$$I_t^2 - 2 \cdot I_t \left(\frac{m+1}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} + \frac{m+1}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right) + \left(\frac{m+1}{m} \right)^2 \cdot \frac{V_{Tn}^2}{R_1^2} = 0 \quad (2.14)$$

Soluțiile ecuației (2.14) sunt:

$$I_{t\ 1,2} = \frac{m+1}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} + \frac{m+1}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} \pm \sqrt{\frac{1}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} + \frac{2 \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1 \cdot U} \cdot \frac{m+1}{m \cdot R_1}} \quad (2.15)$$

Notăm $X = \sqrt{\frac{1}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} + \frac{2 \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1 \cdot U}}$ și definim panta curentului total ca

fiind:

$$P = \frac{dI_t}{dT}$$

Pentru obținerea pantei, derivăm relația (2.14) în raport cu temperatura T și vom ține seama separat de derivatele tuturor termenilor din relația (2.15):

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{m+1}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} \right) = \frac{(m+1) \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{R_1}) - k_m}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} \quad (2.16)$$

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{m+1}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} \right) = - \frac{(m+1) \cdot (2 \cdot k_{R_1} + k_{\mu n}) + (m+2) \cdot k_m}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} \quad (2.17)$$

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{m+1}{m} \cdot \frac{X}{R_1} \right) = \frac{m+1}{m} \cdot \left[\frac{k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}}{m \cdot R_1 \cdot U} \cdot V_{Tn} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right] - \frac{k_m \cdot X}{m \cdot R_1} \quad (2.18)$$

$$\frac{dX}{dT} = \frac{1}{X} \left[\frac{k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}}{m \cdot R_1 \cdot U} \cdot V_{Tn} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right] \quad (2.19)$$

Din relațiile (2,16) , (2,17) , (2,18) și (2,19) se obțin pantele:

$$P_{1,2} = \frac{(m+1) \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{R_1}) - k_m}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} - \frac{(m+1) \cdot (2 \cdot k_{R_1} + k_{\mu n}) + (m+2) \cdot k_m}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} \pm \left\{ \frac{m+1}{m \cdot R_1 \cdot X} \left[\frac{k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}}{m \cdot R_1 \cdot U} \cdot V_{Tn} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right] - \frac{k_m + (m+1) \cdot k_{R_1}}{m \cdot R_1} \cdot X \right\} \quad (2.20)$$

Condiția ca panta să fie extremă (maximă), este ca derivata pantelor în raport cu temperatura T să se anuleze :

$$\frac{d}{dT}(P_{1,2}) = 0 \quad (2.21)$$

Fiecare termen al relației (2.20) derivat devine :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \cdot \left[\frac{(m+1) \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{R_1}) - k_m \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1} \right] &= \\ &= \frac{k_m^2 - k_{mm} + 2k_m(k_{R_1} - k_{V_{Tn}}) + (m+1) \cdot \left[(k_{V_{Tn}} - k_{R_1})^2 + k_{V_{Tn}}V_{Tn} - k_{R_1}R_1 \right]}{m \cdot R_1} \cdot V_{Tn} \end{aligned} \quad (2.22)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \cdot \left[\frac{(m+1) \cdot (2 \cdot k_{R_1} + k_{\mu n}) + (m+2) \cdot k_m}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} \right] &= \\ &= \frac{(m+2) \cdot k_{mm} + (m+1) \cdot \left[2 \cdot k_{R_1}R_1 + k_{\mu n}\mu n - (2 \cdot k_{R_1} + k_{\mu n})^2 \right]}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} - \\ &- \frac{(m+4) \cdot k_m^2 - 2 \cdot (m+2) \cdot k_m \cdot (2 \cdot k_{R_1} + k_{\mu n})}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} \end{aligned} \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \cdot \left\{ \frac{m+1}{m \cdot R_1 \cdot X} \cdot \left[\frac{k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}}{m \cdot R_1 \cdot U} \cdot V_{Tn} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right] \right\} &= \\ &= \frac{m+1}{m \cdot R_1 \cdot X} \cdot \left[\frac{k_{V_{Tn}}V_{Tn} - k_{mm} - k_{R_1}R_1 - k_{\mu n}\mu n + (k_m + k_{R_1} + k_{\mu n} - k_{V_{Tn}})^2}{m \cdot R_1 \cdot U} \cdot V_{Tn} + \right. \\ &+ \left. \frac{2 \cdot (k_m + k_{R_1} + k_{\mu n})^2 - k_{mm} - k_{R_1}R_1 - k_{\mu n}\mu n}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right] - \\ &- \frac{k_m + (m+1) \cdot k_{R_1}}{m \cdot R_1 \cdot X} \cdot \left[\frac{(k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}) \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1 \cdot U} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right] - \\ &- \frac{m+1}{m \cdot R_1 \cdot X^3} \cdot \left[\frac{(k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}) \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1 \cdot U} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right]^2 \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\begin{aligned}
 & \frac{d}{dT} \cdot \left[\frac{k_m + (m+1) \cdot k_{R_1}}{m \cdot R_1} \cdot X \right] = \\
 & = \frac{k_{mm} + (m+1) \cdot k_{R_1 R_1} - (m+1) \cdot k_{R_1}^2 - k_m^2 - 2 \cdot k_m \cdot k_{R_1}}{m \cdot R_1} \cdot X + \\
 & + \frac{k_m + (m+1) \cdot k_{R_1}}{m \cdot R_1 \cdot X} \cdot \left[\frac{(k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}) \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1 \cdot U} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right]
 \end{aligned}
 \tag{2.25}$$

Ținând seama de relațiile (2.21) , (2.22) , (2.23) , (2.24) și (2.25) obținem condiția ca panta să fie extremă:

$$\begin{aligned}
 & \frac{k_m^2 - k_{mm} + 2 \cdot k_m \cdot (k_{R_1} - k_{V_{Tn}}) + (m+1) \cdot [(k_{V_{Tn}} - k_{R_1})^2 + k_{V_{Tn} V_{Tn}} - k_{R_1 R_1}]}{m \cdot R_1} \cdot V_{Tn} + \\
 & + \frac{(m+1) \cdot [(2 \cdot k_{R_1} + k_{\mu n})^2 - 2 \cdot k_{R_1 R_1} - k_{\mu n \mu n}] - (m+2) \cdot k_{mm}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} + \\
 & + \frac{(m+4) \cdot k_m^2 + 2 \cdot (m+2) \cdot k_m (2 \cdot k_{R_1} + k_{\mu n})}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U} \pm \\
 & \pm \left\{ \frac{m+1}{m \cdot R_1 \cdot X} \cdot \left[\frac{k_{V_{Tn} V_{Tn}} - k_{mm} - k_{R_1 R_1} - k_{\mu n \mu n} + (k_m + k_{R_1} - k_{V_{Tn}})^2}{m \cdot R_1 \cdot U} \cdot V + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \frac{2 \cdot (k_m + k_{R_1} + k_{\mu n})^2 - k_{mm} - k_{R_1 R_1} - k_{\mu n \mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right] - \right. \\
 & \left. - \frac{2 \cdot [k_m + (m+1) \cdot k_{R_1}]}{m \cdot R_1 \cdot X} \cdot \left[\frac{(k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}) \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1 \cdot U} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right] - \right. \\
 & \left. - \frac{m+1}{m \cdot R_1 \cdot X^3} \cdot \left[\frac{(k_{V_{Tn}} - k_m - k_{R_1} - k_{\mu n}) \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1 \cdot U} - \frac{k_m + k_{R_1} + k_{\mu n}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right]^2 + \right. \\
 & \left. + \frac{k_m^2 + (m+1) \cdot (k_{R_1}^2 - k_{R_1 R_1}) + 2 \cdot k_m \cdot k_{R_1} - k_{mm}}{m \cdot R_1} \cdot X \right\} = 0
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

Înlocuind valorile coeficienților de temperatură în relația (2.26), și ținând cont de valorile componentelor care se vor obține în urma simulărilor în paragraful 2.4., se va verifica condiția de maxim și se va calcula panta curentului total al sensorului cu relația (2.20). Această valoare va fi comparată apoi cu cea obținută prin simulare și prezentată în Tabelul 2.1 din paragraful 2.4.

2.4. Rezultatele simulării sensorului Wilson simplu cu citire în curent

S-a simulat schema sensorului cu oglindă inferioară Wilson și cu oglindă superioară simplă, prezentat în figura 2.1, în gama de temperaturi cuprinse între -30 și 120°C, deci pe o plajă de 150°C, urmărindu-se obținerea unei dependențe cât mai mari a curentului total în funcție de temperatură. Sensorul s-a considerat ca fiind realizat în tehnologie CMOS de 0,35μm.

S-au dimensionat tranzistoarele M_1 , M_2 , M_3 și M_4 în urma simulării pentru diferite valori ale lui m (2, 3, 4 și 5) și s-a ținut cont ca relația (2.26), conform căreia panta curentului total să aibă extrem, să fie îndeplinită. Astfel, cele mai bune rezultate s-au obținut pentru $m=2$ și următoarele dimensiuni de tranzistoare: $L_{1,2,3,4}=5\mu\text{m}$, $W_1=1,1\mu\text{m}$, $W_2=70\mu\text{m}$, $W_3=20\mu\text{m}$, $W_4=40\mu\text{m}$.

Simulările au fost făcute și pentru diferite valori ale rezistorului R_1 cuprinse între 10kΩ și 140 kΩ, dar și pentru diferite tipuri de rezistențe: PTC, ZTC și NTC. În toate aceste cazuri, autorul a urmărit patru parametri:

- **sensibilitatea** sensorului sau **panta curentului total** măsurată ca fiind raportul dintre variația curentului total (în gama +30°C-120°C) și variația temperaturii, exprimată în [$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$];

- **panta procentuală** a curentului total (s-a folosit denumirea de procentuală pentru a putea compara pantele din diferite cazuri de variație cu procesul fără a interveni componenta continuă a curentului total), exprimată în [%/°C]. Aceasta reprezintă de fapt o variație relativă medie a curentului în funcție de temperatură, calculată după formula:

$$P = \frac{I_{t[120^\circ\text{C}]} - I_{t[-30^\circ\text{C}]} }{I_{t[45^\circ\text{C}]} \cdot [120^\circ\text{C} - (-30^\circ\text{C})]} \cdot 100 \quad (2.28)$$

unde $I_{t[-30^\circ\text{C}]}$; $I_{t[45^\circ\text{C}]}$ și $I_{t[120^\circ\text{C}]}$ reprezintă curentul total măsurat la minimum, mijlocul și maximumul gamei de temperatură;

- **abaterea** sau **neliniaritatea** exprimată în [%], măsurată ca fiind raportul $\Delta I/I_{\text{ideal}}$, unde ΔI este diferența dintre curentul ideal (graficul său fiind o dreaptă) și curentul total al sensorului;

- **SR** (*supply regulation*), parametru ce va arăta dependența indicației sensorului de tensiunea de alimentare a schemei (pentru $V_{\text{DD}} > V_{\text{DDmin}}$).

În primul caz al folosirii rezistenței R_1 de tipul PTC (*N^+ diffusion sheet resistance*), rezultatele au fost complet nesatisfăcătoare, în sensul că s-a obținut un curent total cu valori exagerate.

În cazul al doilea, în care rezistența R_1 de tipul ZTC (*Low TCR Polysilicon 2 sheet resistance*) s-a obținut o performanță în neliniaritate: doar 0,52% (fig. 2.4.), dar sensibilitatea procentuală a fost mică, de 0,1488%/°C, iar SR a fost mare, de

40 2. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WILSON-WIDLAR CU CITIRE ÎN CURENT TOTAL

10.268ppm/V la tensiunea de alimentare $V_{DD} = 3,5V$. Urmărind consumul de curent al acestui tip de senzor are o valoare de $27\mu A$ la $20^{\circ}C$.

Panta curentului total, calculată ca variație a curentului total în raport cu temperatura în gama $-30 \dots 120^{\circ}C$, este de $0,0428\mu A/^{\circ}C$.

Cu toate că avem o neliniaritate foarte bună, acest caz nu este unul viabil deoarece panta este mult mai mică decât cea maxim posibilă calculată pentru R_1 de tipul NTC și decât cea obținută la simulare în cazul unui astfel de rezistor (Tabelul 1.1).

Referitor la cazul al treilea, în care R_1 este de tipul NTC, și anume $N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance$, rezistență integrată cu coeficient de temperatură negativ, graficul dependenței curentului total de temperatură este prezentat în figura 2.5.

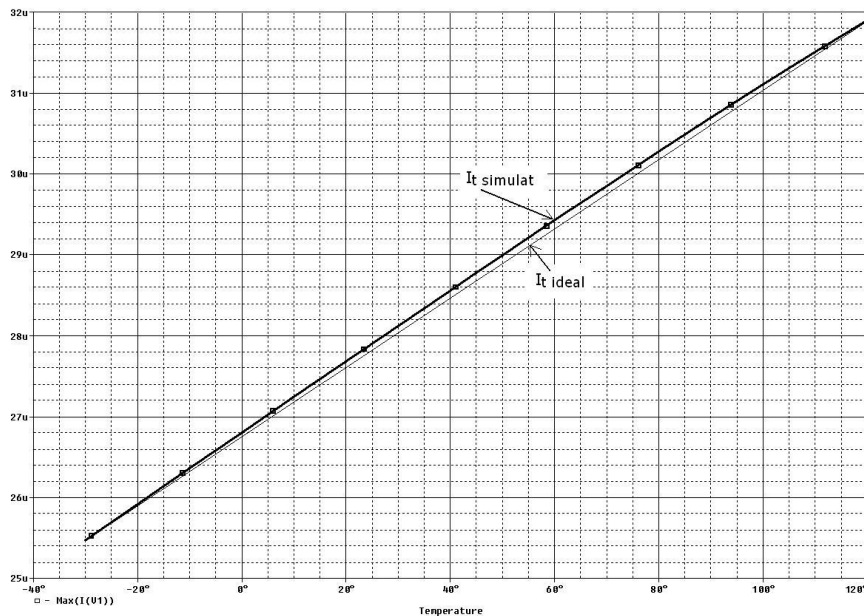
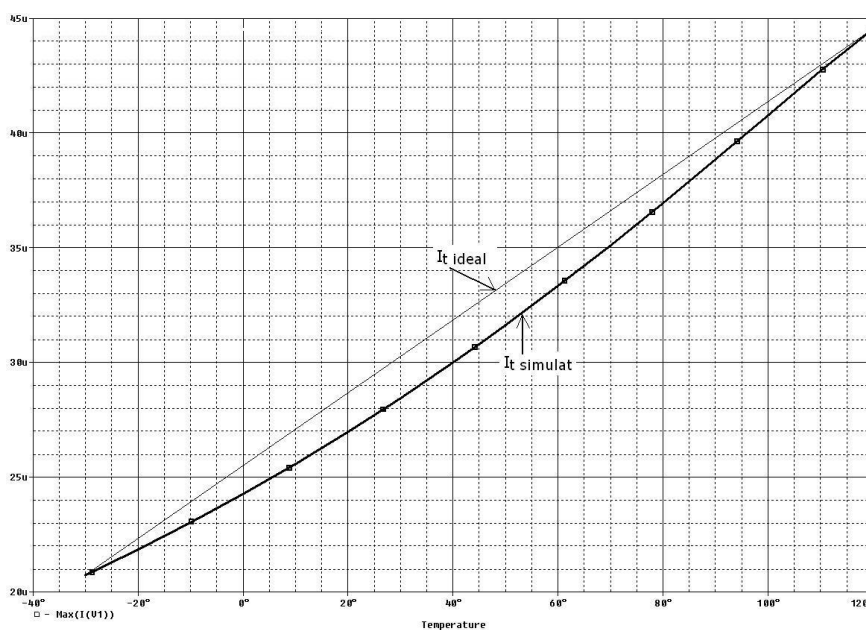


Fig. 2.4. Variația curentului total cu temperatura în gama $-30 - 120^{\circ}C$, cu rezistența R_1 de tipul ZTC (*Low TCR Polysilicon 2 sheet resistance*)

Sensibilitatea procentuală maximă se obține în acest caz pentru $m=2$ și $R_1=80k\Omega$ de tipul NTC ($N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance$) și este de $0,5146\%/^{\circ}C$. Acest tip de rezistor are rezistența de pătrat foarte mare de $1000\Omega/\square$, ceea ce va duce la o arie mică ocupată pe chip, deci la un cost redus la implementare. Panta curentului total obținută prin simulare este de $0,1584\mu A/^{\circ}C$.

Tabel 2.1. Rezultatele simulării pentru R_1 în cele trei cazuri de coeficienți de temperatură pentru schema Wilson-simplă

| tipul rezistenței R_1 | PTC | | | ZTC | NTC | |
|--|---------------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------|---|--|--|
| | <i>Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>N+ Diffusion sheet resistance</i> | <i>N-Well sheet resistance</i> | <i>LOW TCR Polysilicon 2 sheet resistance</i> | <i>N+UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>P+UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> |
| <i>symbol</i> | <i>RSP1</i> | <i>RSNN</i> | <i>RSNW</i> | <i>RSZP2</i> | <i>NUGRS</i> | <i>PUGRS</i> |
| PANTA procentuală [%/°C] | -0.0010 | -0.1439 | -0.0306 | 0.1488 | 0.5145 | 0.1898 |
| PANTA simulată [$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$] | -0.0002 | -0.0026 | -0.0001 | 0.0428 | 0.1584 | 0.055 |
| PANTA analitică [$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$] | -0.0002 | -0.0024 | -0.0001 | 0.0401 | 0.1520 | 0.05153 |

Fig. 2.5. Variația curentului total cu temperatura în gama $-30 - 120^\circ\text{C}$, cu rezistența R_1 de tipul NTC (*N+UG Polysilicon 1 sheet resistance*)

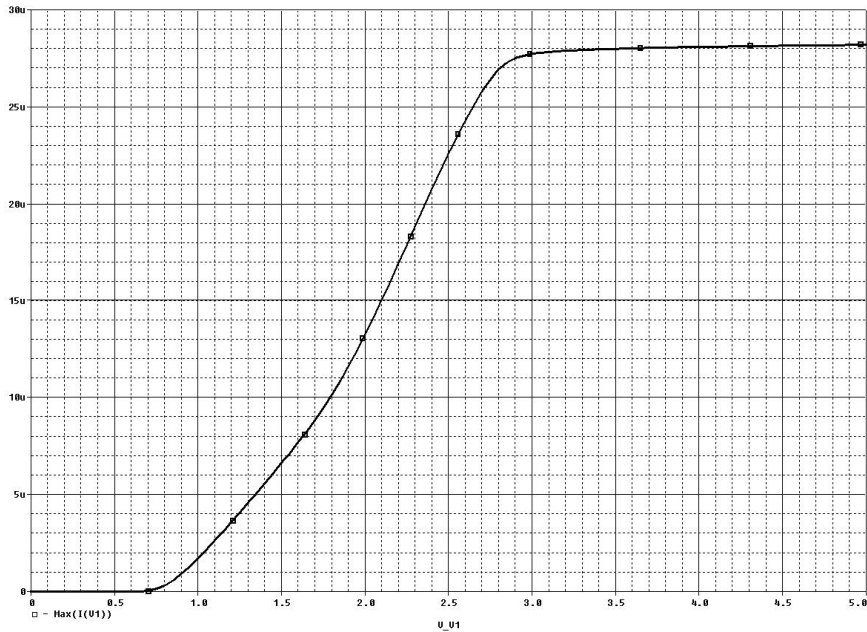


Fig. 2.6. Dependența curentului total de tensiunea de alimentare în cazul R_1 de tipul NTC (N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance)

S-au înlocuit valorile coeficienților de temperatură în relația (2.26) și s-au folosit valorile componentelor obținute în urma simulărilor. Astfel, s-a verificat dacă pentru fiecare tip de rezistență (NTC, ZTC și PTC) condiția de maxim este îndeplinită și s-a calculat panta curentului total al senzorului cu relația (2.20). Rezultatele au fost trecute în Tabelul 2.1. Pe baza acestor considerente panta maximă calculată s-a obținut în cazul R_1 de tipul NTC (N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance) și este de $0,15203 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$. Astfel, **a rezultat o eroare de numai 4,05% față de panta curentului total obținută prin simulare, ceea ce constituie o performanță bună.**

Totuși, în acest caz avem două inconveniente majore: neliniaritatea curentului este foarte mare, de 5,91% iar $V_{DD\min}$ este destul de ridicat, de 3V, cu un SR de 7.384ppm/V la tensiunea de alimentare $V_{DD}=3,5\text{V}$ (figura 2.6.)

Aceste probleme va fi corectată în paragraful 2.5. unde se va face o optimizare a senzorului Wilson-simplă.

2.5. Îmbunătățirea performanțelor senzorului

Problema neliniarității mari a senzorului va fi corectată prin introducerea unei rezistențe în cadrul oglinzii superioare simple, dar și prin modificarea dimensiunilor tranzistoarelor.

În primul caz rezistența R_3 a fost plasată pe ramura din dreapta, oglinda de curent superioară devenind o oglindă Widlar inversă [6]. În urma simulărilor noii scheme, s-a ajuns la concluzia că rezistența R_3 nu aduce nici o îmbunătățire a celor două inconveniente.

În cel de-al doilea caz rezistența R_2 a fost pusă pe ramura din stânga – aceasta devenind o oglindă Widlar conform schemei din figura 2.7. Simulările s-au făcut cu toate tipurile de rezistențe pentru R_2 , cu coeficient termic pozitiv, nul și negativ și s-a ajuns la varianta optimă, pentru cea de tipul PTC (N^+ diffusion sheet resistance), aceasta având valoarea de $3,7k\Omega$ (Tabelul 2.2). Variația curentului total în gama de temperaturi cuprinse între -30 și 120°C , este prezentată în figura 2.8.

În acest caz, se obține o performanță foarte bună pentru neliniaritate, aceasta coborând la 0,47% dar și pentru $V_{DD\min} = 2,4\text{V}$. Parametrul $SR = 7.897\text{ppm/V}$ la tensiunea de alimentare $V_{DD} = 3,5\text{V}$. Dependența curentului total de tensiunea de alimentare este arătată în figura 2.9.

Pentru a nu scădea panta curentului total sub 10% față de valoarea obținută în paragraful 2.4., s-au modificat și dimensiunile tranzistoarelor: $L_1 = 0,85\mu\text{m}$, $L_2 = 5\mu\text{m}$, $L_3 = 0,9\mu\text{m}$, $L_4 = 12\mu\text{m}$, $W_1 = 1,25\mu\text{m}$, $W_2 = 70\mu\text{m}$, $W_3 = 20\mu\text{m}$ și $W_4 = 70\mu\text{m}$. Trebuie menționat și faptul că în acest caz, încă s-a raportat un consum mic de curent, $42\mu\text{A}$, la temperatura de 20°C .

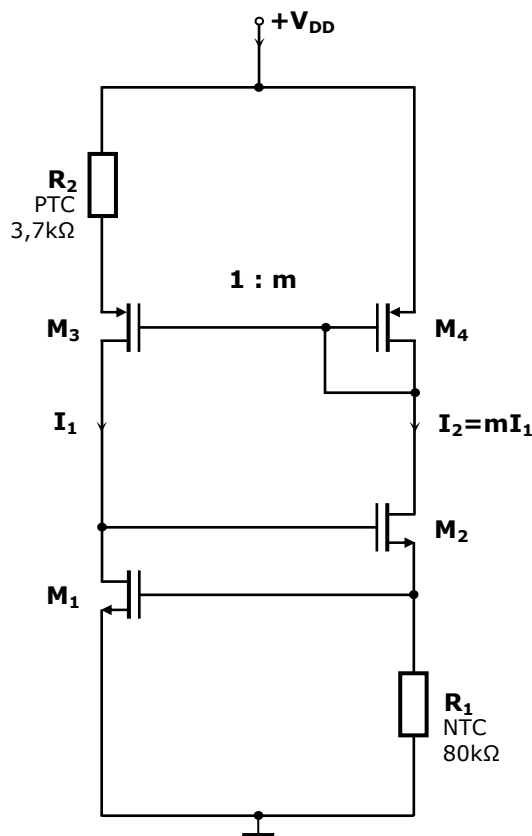


Fig. 2.7. Schema senzorului de temperatură Wilson-Widlar cu citirea curentului total

Tabel 2.2. Rezultatele simulării pentru R_2 în cele trei cazuri de coeficienți de temperatură pentru schema Wilson-Widlar

| tipul rezistenței R_2 | PTC | | | ZTC | NTC | |
|---------------------------------------|---------------|---------------------|----------------------|------------------------------|--------------------------------------|--------------------------------------|
| | <i>N-well</i> | <i>N+ Diffusion</i> | <i>Polysilicon 1</i> | <i>LOW TCR Polysilicon 2</i> | <i>N⁺UG Polysilicon 1</i> | <i>P⁺UG Polysilicon 1</i> |
| <i>symbol</i> | <i>RSNW</i> | <i>RSNN</i> | <i>RSP1</i> | <i>RSZP2</i> | <i>NUGRS</i> | <i>PUGRS</i> |
| PANTA procentuală [%/°C] | 0,0574 | 0,5146 | 0,0865 | 0,1320 | 0,2411 | 0,1427 |
| PANTA curentului total [μ A/°C] | 0,0226 | 0,1584 | 0,0351 | 0,0539 | 0,1006 | 0,0584 |
| NELINIARITATEA [%] | 2,71 | 0,47 | 1,48 | 1,38 | 0,68 | 1,21 |
| CONSUMUL DE CURENT la 20°C [μ A] | 40 | 42,9 | 39,6 | 39,46 | 39,8 | 39,44 |
| $V_{dd, min}$ [V] | 2,4 | 2,4 | 2,4 | 2,4 | 2,4 | 2,4 |

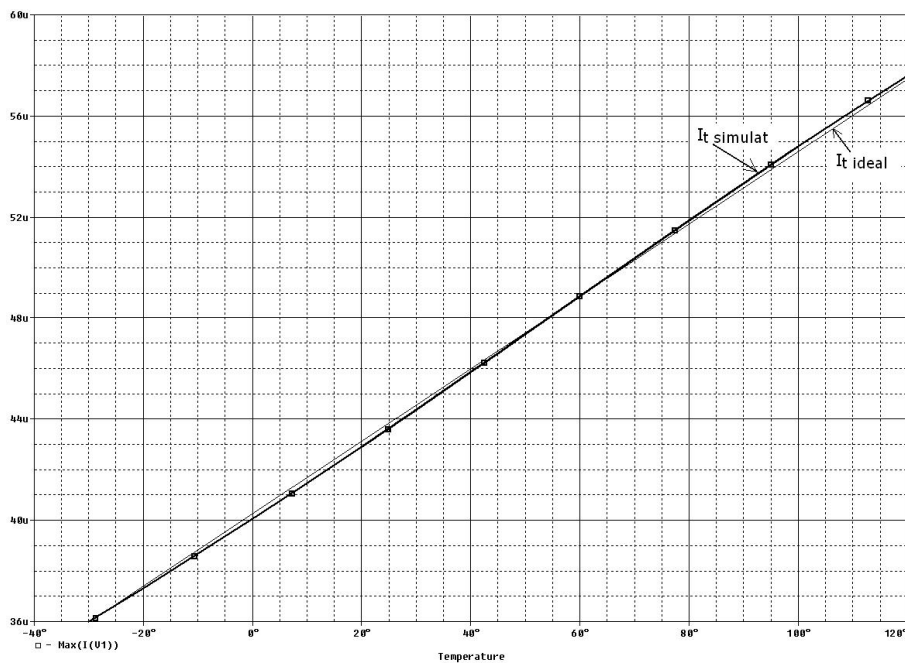


Fig. 2.8. Variația curentului total cu temperatura în gama $-30 - 120^{\circ}$ C pentru senzorul Wilson-Widlar

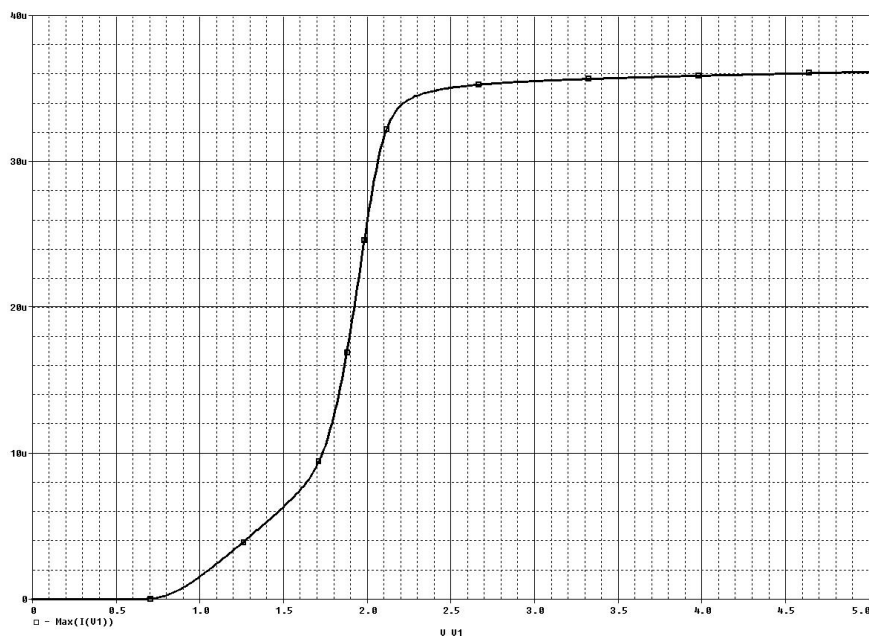


Fig. 2.9. Dependența curentului total de tensiunea de alimentare pentru senzorul Wilson-Widlar

Măsurarea exactă a temperaturii cu acest tip de senzor nu ar trebui să fie influențată de procesele perturbatoare din alimentare. În acest sens s-a simulat schema senzorului Wilson-Widlar introducând peste tensiunea de alimentare un semnal parazit (V_{alim}) de 100mV amplitudine și frecvența de: 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz, 10MHz, 100MHz și 1GHz (tabelul 2.3.), urmărindu-se rezistența de ieșire (R_{OUT}).

Tabel 2.3. Rezultatele simulării schemei Wilson-Widlar sub influența perturbațiilor sursei de alimentare

| Frecvența semnalului perturbator | 100Hz | 1kHz | 10kHz | 100kHz | 1MHz | 10MHz | 100MHz | 1GHz |
|----------------------------------|-------|------|-------|--------|------|-------|--------|--------|
| R_{OUT} [M Ω] | 2,38 | 2,39 | 2,38 | 2,16 | 0,59 | 0,10 | 0,001 | 0,0001 |

R_{OUT} trebuie să fie mare pentru ca semnalele parazite nedorite la ieșirea senzorului să nu influențeze măsurarea corectă a temperaturii. Rezultatele determinării lui R_{OUT} sunt arătate în figura 2.10. **Concluzia este aceea că perturbațiile tensiunii de alimentare nu au o influență semnificativă asupra curentului total la frecvențe joase** și deci funcționarea senzorului nu este afectată dacă acesta este realizat într-un chip cu frecvențe de lucru de până la 100kHz. În schimb introducerea lui în chip-uri cu frecvențe de lucru mai mari de 100kHz necesită o proiectare îngrijită a circuitelor pentru reducerea acestor perturbații de pe sursa de alimentare.

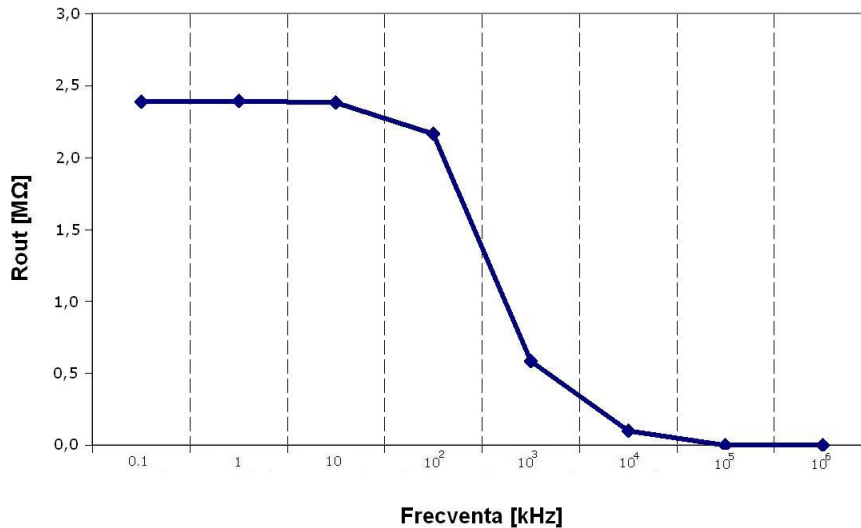


Fig. 2.10. Dependența de frecvență a rezistenței de ieșire la senzorul Wilson-Widlar cu citire în curent

2.6. Variațiile cu procesul de fabricație

La varianta finală de schemă prezentată în paragraful anterior au fost făcute și simulări la variații de proces, pentru un număr de 5 temperaturi din domeniul -30 - 120°C. S-a urmărit două cazuri: variația pantei procentuale a curentului total cu procesul și variația curentului total cu procesul.

Pe baza rezultatelor simulării s-au construit graficele din figura 2.11, în care s-au marcat curbele pentru parametrii tipici ("TYP" – typical case), pentru cazul cel mai bun ("BC" – best case) și pentru cazul cel mai defavorabil ("WC" – worst case). Variațiile curentului total cu procesul (R_1 cu lățime de 5,76μm, R_2 cu lățime de 6,85μm):

- pentru BC de +54,2% față de TYP la 120°C;
- pentru WC de -25,4% față de TYP la 120°C.

Variația totală pantei a procentuale cu procesul cu procesul de 3,66%:

- pentru BC de -1,94% față de TYP la 120°C;
- pentru WC de +1,72% față de TYP la 120°C;.

Aria senzorului = 5.125μm².

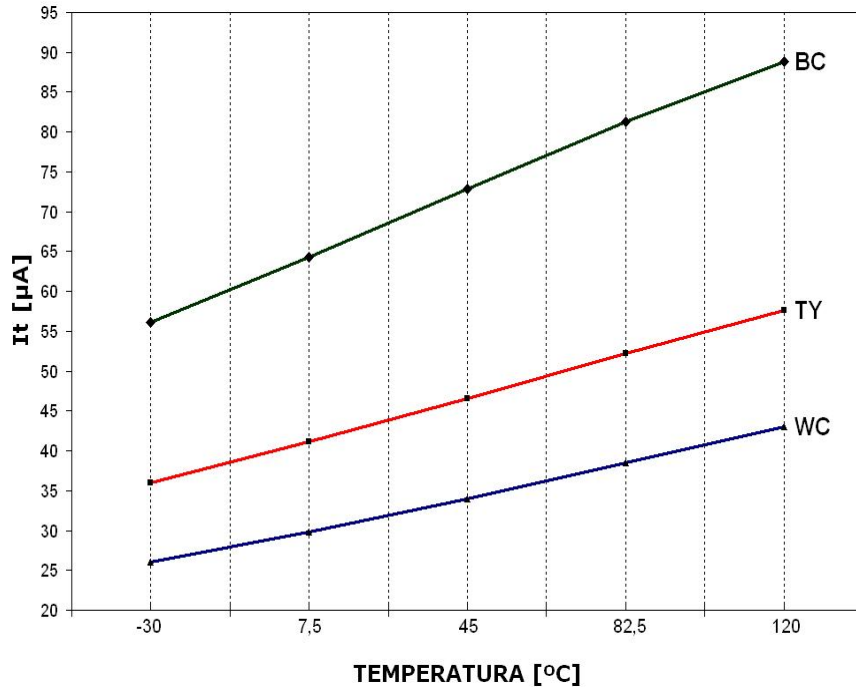


Fig. 2.11. Dependența curentului total de proces și temperatură

În viitor, proiectantul poate opta pentru una din cele două situații prezentate. În primul caz prezentat variațiile cu procesul de fabricație a curentului total sunt mari și deci circuitul are nevoie de un trimming, care se va face cu circuite specifice și cu un număr ridicat de biți, aria pe chip ocupată nefiind cu mult mai mare decât în cazul al doilea ($7.000 \mu\text{m}^2$). În cazul al doilea, în care variațiile pantei procentuale sunt foarte mici, trimming-ul se va face cu un număr redus de biți ceea ce constituie un avantaj.

2.7. Variantă cu citirea curentului pe ramură

În acest capitol au fost prezentate rezultatele analizei complete a senzorului Wilson-Widlar urmărindu-se variația curentului total cu temperatura. În încercarea de a îmbunătăți și mai mult performanțele obținute s-au făcut simulări ale schemei din paragraful 2.5 urmărindu-se variația curenților pe cele două ramuri în raport cu temperatura.

Ținând cont că nu poate fi folosit direct în sarcină curentul pe ramură I_2 (fig. 2.7), s-a propus și simulat circuitul practic din fig. 2.12, în care s-a adăugat o ramură de ieșire suplimentară, cu tranzistorul M_5 și rezistența R_4 . Tranzistorul M_5 are aceleași dimensiuni ca și tranzistorul M_4 .

Astfel s-a obținut o dependență termică mai bună pe ramura din dreapta schemei; variația curentului I_1 cu temperatura nefiind foarte eficientă. Simulările au

48 2. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WILSON-WIDLAR CU CITIRE ÎN CURENT TOTAL

fost făcute pentru diferite valori ale rezistorului R_4 cuprinse între $0,2k\Omega$ și $110k\Omega$, dar și pentru diferite tipuri de rezistențe: PTC, ZTC și NTC.

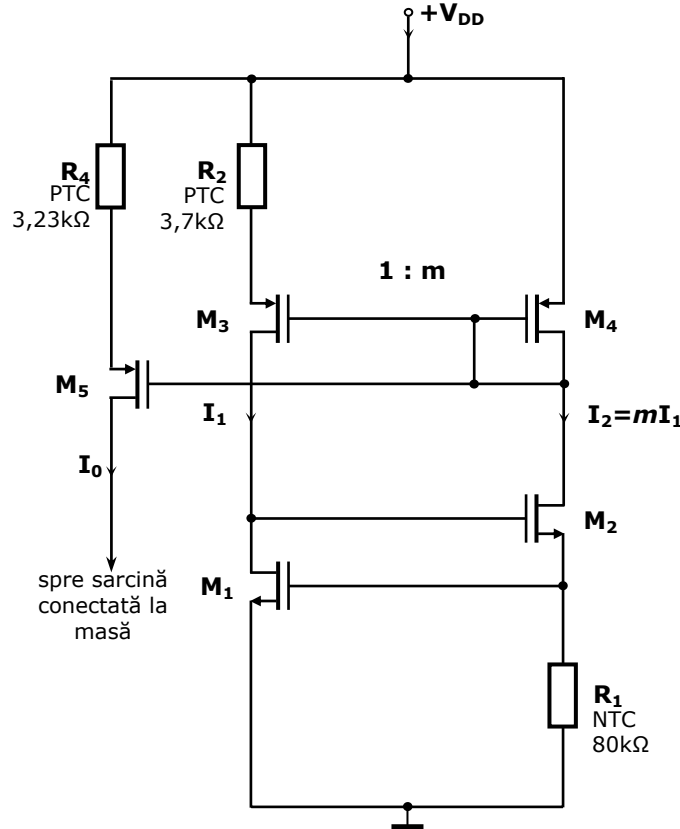


Fig. 2.12. Schema senzorului de temperatură Wilson-Widlar cu citirea curentului pe o ramură

În urma simulării senzorului cu R_4 , având coeficient de temperatură pozitiv ($k_{R1}=1,6 \cdot 10^{-3} /K$) și cu o valoare apropiată de R_2 ($R_4=3,23k\Omega$), s-au obținut următoarele rezultate: panta curentului total de $0,067\mu A/^\circ C$, panta procentuală optimizată a curentului total de $0,401\%/^\circ C$. Tensiunea minimă de alimentare a rămas de $2,4V$. O performanță mai bună este adusă de neliniaritate care a scăzut aproximativ la jumătate: $0,26\%$. Consumul de curent a crescut la $55\mu A$ la $20^\circ C$. Și variațiile totale ale pantei procentuale cu procesul de fabricație ($2,15\%$) și ale curentului I_0 ($67,5\%$) s-au îmbunătățit, dar nu semnificativ. Variațiile de curent cauzate de variațiile de proces mai pot fi reduse prin creșterea dimensiunilor tranzistoarelor dar mai ales prin creșterea lățimilor rezistoarelor integrate. Din păcate, în special ultima creștere, conduce la mărirea sensibilă a ariei ocupate de rezistoare pe chip, scumpind chipul.

2.8. Concluzii

În Capitolul 2 s-a prezentat și analizat concepția unui senzor de temperatură realizat în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$, compus din două oglinzi de curent clasice de curent interconectate în cruce. Această schemă se remarcă în primul rând printr-o interconectare simplă, serială cu sarcina și cu consum minim de curent de la sursele de alimentare, acest curent fiind însăși curentul de ieșire al senzorului.

Este importantă realizarea senzorului de temperatură într-o tehnologie ce dispune de un rezistor cu coeficient de temperatură negativ și rezistență de pătrat mare, pentru ca valoarea ariei ocupate pe chip, tensiunea minimă de alimentare, precum și abaterea cauzată de proces să se reducă simțitor.

În paragraful 2.2 s-au calculat coeficienții de temperatură de ordinul I și II ai mărimilor ce apar în ecuația curentului de ieșire. În paragraful 2.3 s-a făcut un calcul analitic al pantei maxime a curentului total pentru a putea fi comparat cu cel obținut în urma simulării în paragraful 2.4. În paragraful 2.5 s-a optimizat schema în vederea reducerii neliniarității și a tensiunii de alimentare, în paragraful 2.6 s-au prezentat variațiile cu procesul de fabricație iar în paragraful 2.7 s-au analizat cazurile variațiilor curenților pe ramuri în funcție de temperatură.

Performanțe asemănătoare au fost realizate în literatura de specialitate, dar cu scheme complexe care ocupă arii mari pe chip. Succesul schemei propuse de autorul tezei, care folosește o **arie de doar $5125\mu\text{m}^2$** , este datorat unor rezistențe integrate de ultimă generație, în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$.

Se poate observa că s-ar putea folosi un rezistor N-well ca și senzor de temperatură, acesta având coeficientul de temperatură de ordinul I apropiat de cel realizat în schema propusă de autorul tezei dar ar rezulta un senzor de slabă calitate în privința variației cu procesul și a dependenței citirii de tensiunea de alimentare.

Avantajul major al senzorului propus este acela că are o **sensibilitate procentuală optimizată**, variația procentuală a pantei cu procesul fiind foarte mică, de numai **3,66%**, pe când variația cu procesul al tensiunii pe un rezistor este de aproximativ $\pm 30\%$ (total 60%). Totuși dezavantajul acestei scheme rămâne acela că nu s-a reușit optimizarea variației curentului total cu procesul, care este mare. O situație de compromis între cele două cazuri prezentate în paragraful 2.6. nu este posibilă fără a modifica substanțial lățimile rezistențelor, ceea ce ar duce la creșterea ariei pe chip și deci a costurilor de fabricație ale acestuia.

O altă performanță foarte bună a acestui senzor este că mărimea citită la ieșire nu depinde sensibil de tensiunea de alimentare, dacă frecvența semnalului perturbator de la alimentare este de până la 100kHz ($R_{\text{out}} = 2,3\text{M}\Omega$).

Eroarea de 4,05% dintre panta obținută pe cale analitică și panta obținută în urma simulărilor pentru R_1 de tipul NTC constituie o reușită foarte bună a acestei scheme.

50 2. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WILSON-WIDLAR CU CITIRE ÎN CURENT TOTAL

S-a obținut o **bună tensiune minimă de alimentare de 2,4V**, parametrul $SR=7.897\text{ppm/V}$ măsurat la 3,5V , cu varianta de schemă optimizată, și anume cu R_2 cu coeficient de temperatură pozitiv (N^+ *diffusion sheet resistance*).

Curentul consumat de senzor este mic de 42,9μA la temperatura de 20°C.

În final, așa cum se arată și în [54], se raportează următoarele performanțe ale senzorului propus:

- **neliniaritatea, în gama de temperatură -30 - 120°C, foarte bună, de numai 0,47%;**

- **tensiunea minimă de alimentare: 2,4V;**

- **$SR=7.897\text{ppm/V}$ măsurat la o tensiune de alimentare de 3,5V;**

- **variația totală cu procesul a pantei procentuale, de 3,66% pentru o arie pe chip de $5125\mu\text{m}^2$.**

3. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WILSON-WIDLAR CU CITIRE ÎN TENSIUNE

Rezumat

Capitolul prezintă proiectarea unui circuit integrat CMOS a cărui tensiune de ieșire variază liniar cu temperatura. Acest senzor este realizat din două oglinzi de curent clasice interconectate în cruce. Circuitul se remarcă printr-o liniaritate bună, arie mică ocupată pe chip și prin consum mic de curent de la sursele de alimentare.

Proiectarea senzorului se face având la dispoziție rezistoare care au coeficienți de temperatură negativi, nuli și pozitivi. Se vor evidenția performanțele circuitului în cazul folosirii perechilor de rezistoare NTC și PTC, dar și ineficiența utilizării rezistoarelor de tipul ZTC.

S-a urmărit variația cu temperatura a tensiunii citite de pe rezistența din ramura dreaptă a oglinzii inferioare Wilson, ieșire care lucrează în gol. Considerarea unui rezistor R_{LOAD} concret este în principiu posibilă.

Pentru tensiunea de ieșire s-a determinat condiția de pantă maximă. S-a făcut dimensionarea schemei pentru un maxim al pantei rezultând o eroare între panta analitică și cea simulată de 4,06%.

Performanțele senzorului sunt: **panta tensiunii de ieșire de 4,2521mV/°C**, panta procentuală de 0,255%/°C, consum mic de curent 30,6μA măsurat la 20°C, $V_{DDmin}=2,8V$, parametrul SR de 4.890ppm/V la 3,5V. Aria ocupată de senzor pe chip este mică: 3.187μm². Variația procentuală totală a pantei tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație este modestă, de 30,3% iar variația totală a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație este de 23,5%.

3.1. Introducere

Ideea care a stat la baza realizării acestui circuit a fost modificarea senzorului din capitolul precedent al tezei (schemă simplă, realizată în tehnologie CMOS de 0,35μm), urmărind ca ieșirea să fie în tensiune cât mai puternic dependentă de temperatură. Schema este implementată cu tranzistoare și cu rezistențe integrate ai căror coeficienți de temperatură de ordinul I și II se cunosc. Rezistențele pot fi ele însele folosite ca și senzori de temperatură, dar acest lucru prezintă un mare dezavantaj: senzorii au o calitate slabă în sensul că tensiunea pe rezistență depinde de tensiunea de alimentare, iar variația ei cu procesul este de ±30% (total 60%), față de 23,5% pentru schema concepută, procent care poate fi îmbunătățit în viitor printr-un trimming.

Schema include inițial o oglindă inferioară de tip Wilson modificată și o oglindă simplă, iar pentru optimizare va fi propusă o oglindă Widlar în partea superioară a schemei. Oglinda Wilson modificată asigură o variație bună a tensiunii de ieșire cu temperatura pentru o anumită valoare și un anumit tip al rezistenței ce înlocuiește dioda; de asemenea, este mai simplă decât o oglindă Widlar completă

(cu 4 componente) [4]. Datorită oglinzii cu reacție Wilson senzorul propus poate asigura un parametru SR bun, în schimb sensibilitatea la proces este relativ mare.

În paragraful 3.2. se face analiza matematică a pantei tensiunii de ieșire în raport cu temperatura și se compară cu panta tensiunii de ieșire simulată. Se găsește o eroare de numai 4,06%. În paragraful 3.3. se prezintă rezultatele simulării. În paragraful 3.4. se face o optimizare a schemei în sensul reducerii neliniarității relativ mari de 1,77% prin introducerea unei rezistențe în oglinda superioară, pe una dintre ramurile senzorului. Astfel oglinda superioară devine una Widlar. Paragraful 3.5. include măsurarea variațiilor pantei procentuale și a tensiunii de ieșire cu procesul precum și verificarea prin simulare a altor câteva variante de de senzor Widlar-Widlar, iar paragraful 3.6. prezintă concluziile acestui capitol.

3.2. Determinarea sensibilității maxime pentru senzorul Wilson-simplu cu citire în tensiune

S-a plecat de la circuitul cunoscut, prezentat în figura 3.1., realizat cu o oglindă inferioară Wilson modificată (M_1 , M_2 și R_1) și o oglindă superioară simplă (M_3 și M_4). La acest circuit s-a analizat dependența tensiunii de ieșire de temperatură. Se ține cont că raportul m al curenților din cele două ramuri prezintă, și el o dependență de temperatură [6].

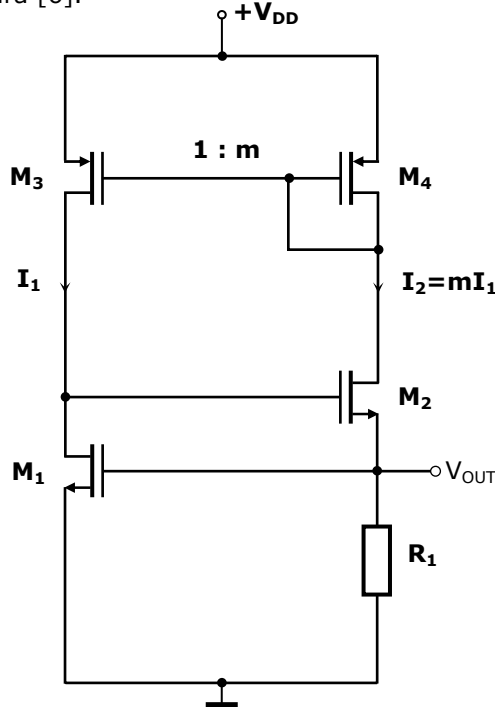


Fig. 3.1. Schema senzorului de temperatură Wilson-simplu cu citirea tensiunii de ieșire

S-a considerat rezistența R_1 ca fiind rezistența de sarcină a senzorului (schema lucrează în gol) și deci căderea de tensiune pe aceasta (V_{out}) ca fiind tensiunea de ieșire a cărei dependență de temperatură se urmărește.

Studierea dependenței raportului m al unei oglinzi simple, conectată în partea superioară a schemei, în raport cu temperatura, s-a făcut prin simulare la fel ca în Capitolul II în intervalul de temperaturi cuprins între -30 °C și 120 °C.

Coeficientul de temperatură al raportului m a rezultat: $k_m \equiv 0,21411 \cdot 10^{-3} \left[\frac{1}{K} \right]$.

Coeficientul de temperatură de ordinul II al raportului curenților pe ramuri k_{mm} se definește în mod asemănător cu relația (2.3).

Pentru studiul dependenței de temperatură a ieșirii senzorului se calculează variația tensiunii de ieșire în funcție de temperatură, cu alte cuvinte panta ori sensibilitatea senzorului și se pune condiția ca aceasta să fie maximă. Coeficienții de temperatură ce intervin în calculul sensibilității senzorului, exceptând coeficientul de temperatură al raportului m , sunt cei din Capitolul 2.

Relația în care apare tensiunea de ieșire se poate obține plecând de la aceea scrisă pe bucla de jos a schemei:

$$V_{GS1} = I_2 \cdot R_1 = m \cdot I_1 \cdot R_1 \quad (3.1)$$

sau

$$V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n \cdot a_1}} = m \cdot I_1 \cdot R_1 \quad (3.2)$$

Mărimile au semnificațiile prezentate în Capitolul 2.

Astfel relația (3.2) devine:

$$V_{Tn} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{U}} = m \cdot I_1 \cdot R_1 \quad (3.3)$$

unde $U = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot a_1$

Tensiunea de ieșire a senzorului notată cu V_{OUT} este:

$$V_{OUT} = I_2 \cdot R_1 = m I_1 R_1.$$

Panta tensiunii de ieșire se notează cu Q și se definește ca fiind derivata acesteia în raport cu temperatura:

$$Q = \frac{dV_{OUT}}{dT} \quad (3.4)$$

Ținând seama de relația în care se formează produsul $m I_1 R_1$ reprezentând tensiunea de ieșire:

$$\sqrt{\frac{2 \cdot I_1}{U}} = \sqrt{\frac{2 \cdot m \cdot I_1 \cdot R_1}{U \cdot m \cdot R_1}}$$

din relația (3.3) rezultă:

$$\sqrt{\frac{2 \cdot m \cdot I_1 \cdot R_1}{U \cdot m \cdot R_1}} = m \cdot I_1 \cdot R_1 - V_{Tn} \quad (3.5)$$

Ridicând la pătrat relația (3.5) și ordonând termenii obținem:

$$(m \cdot I_1 \cdot R_1)^2 - 2 \cdot \left(V_{Tn} + \frac{1}{U \cdot m \cdot R_1} \right) \cdot m \cdot I_1 \cdot R_1 + V_{Tn}^2 = 0 \quad (3.6)$$

Se consideră relația (3.6) ca o ecuație de gradul 2 a cărei necunoscută este tensiunea de ieșire $V_{OUT} = I_2 \cdot R_1 = m \cdot I_1 \cdot R_1$ și notând:

$$Y = \sqrt{\frac{1}{U^2 \cdot m^2 \cdot R_1^2} + \frac{2 \cdot V_{Tn}}{U \cdot m \cdot R_1}} \quad (3.7)$$

obținem soluțiile ecuației (3.6) sub forma:

$$m \cdot I_1 \cdot R_1 = V_{Tn} + \frac{1}{U \cdot m \cdot R_1} \pm Y \quad (3.8)$$

Din relațiile (3.8) se obțin două soluții. Deoarece $Y > 0$, iar scopul este de a se determina panta maximă, se alege în relația de mai sus numai soluția:

$$m \cdot I_1 \cdot R_1 = V_{Tn} + \frac{1}{U \cdot m \cdot R_1} + Y \quad (3.9)$$

Derivând relația (3.7) în raport cu temperatura, se obține:

$$\frac{dY}{dT} = \frac{1}{Y} \cdot \left[\frac{k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}}{U \cdot m \cdot R_1} - \frac{k_{\mu n} + k_m + k_{R_1}}{(U \cdot m \cdot R_1)^2} \right] \quad (3.10)$$

Pentru a se determina panta Q , se derivează relația (3.9) în raport cu temperatura, astfel că ținând seama de relația (3.10), rezultă:

$$Q = k_{V_{Tn}} \cdot V_{Tn} - \frac{k_{\mu n} + k_m + k_{R_1}}{U \cdot m \cdot R_1} + \frac{1}{Y} \cdot \left[\frac{k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}}{U \cdot m \cdot R_1} - \frac{k_{\mu n} + k_m + k_{R_1}}{(U \cdot m \cdot R_1)^2} \right] \quad (3.11)$$

Condiția ca panta să fie extremă (maximă), este aceea ca derivata pantei în raport cu temperatura T să se anuleze :

$$\frac{d}{dT}(Q) = 0 \quad (3.12)$$

În cele ce urmează, se derivează fiecare termen din membrul drept al relației (3.11) :

$$\frac{d}{dT} (k_{V_{Tn}} \cdot V_{Tn}) = \left(k_{V_{Tn}V_{Tn}} + k_{V_{Tn}}^2 \right) \cdot V_{Tn} \quad (3.13)$$

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{k_{\mu n} + k_m + k_{R_1}}{U \cdot m \cdot R_1} \right) = \frac{(k_{\mu n} + k_m + k_{R_1})^2 - (k_{\mu n \mu n} + k_{mm} + k_{R_1 R_1})}{U \cdot m \cdot R_1} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \left(\frac{1}{Y} \cdot \frac{k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}}{U \cdot m \cdot R_1} - \frac{1}{Y} \cdot \frac{k_{\mu n} + k_m + k_{R_1}}{(U \cdot m \cdot R_1)^2} \right) = \\ = \frac{1}{Y^3} \cdot \left(\frac{k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}}{U \cdot m \cdot R_1} - \frac{k_{\mu n} + k_m + k_{R_1}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right)^2 + \\ + \frac{1}{Y} \frac{k_{V_{Tn}V_{Tn}} - k_{\mu n \mu n} - k_{mm} - k_{R_1 R_1} + (k_{\mu n} + k_m + k_{R_1})^2 - k_{V_{Tn}} \cdot (k_{\mu n} + k_m + k_{R_1})}{U \cdot m \cdot R_1} \\ + \frac{1}{Y} \frac{2 \cdot (k_{\mu n} + k_m + k_{R_1})^2 - (k_{\mu n \mu n} + k_{mm} + k_{R_1 R_1})}{(U \cdot m \cdot R_1)^2} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Luând în considerare relațiile (3.13), (3.14) și (3.15), condiția (3.12) ca panta să fie maximă se poate scrie sub forma :

$$\begin{aligned} \left(k_{V_{Tn}V_{Tn}} + k_{V_{Tn}}^2 \right) \cdot V_{Tn} + \frac{(k_{\mu n} + k_m + k_{R_1})^2 - (k_{\mu n \mu n} + k_{mm} + k_{R_1 R_1})}{U \cdot m \cdot R_1} - \\ - \frac{1}{Y^3} \cdot \left(\frac{k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}}{U \cdot m \cdot R_1} - \frac{k_{\mu n} + k_m + k_{R_1}}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot U^2} \right)^2 - \\ - \frac{1}{Y} \frac{k_{V_{Tn}V_{Tn}} - k_{\mu n \mu n} - k_{mm} - k_{R_1 R_1} + (k_{\mu n} + k_m + k_{R_1})^2 - k_{V_{Tn}} \cdot (k_{\mu n} + k_m + k_{R_1})}{U \cdot m \cdot R_1} - \\ - \frac{1}{Y} \frac{2 \cdot (k_{\mu n} + k_m + k_{R_1})^2 - (k_{\mu n \mu n} + k_{mm} + k_{R_1 R_1})}{(U \cdot m \cdot R_1)^2} = 0 \end{aligned} \quad (3.16)$$

Înlocuind valorile coeficienților de temperatură în relația (3.16), și ținând cont de valorile componentelor care se vor obține în urma simulărilor în paragraful 3.3., se va verifica condiția de maxim și se va calcula panta tensiunii de ieșire a senzorului cu relația (3.11). Această valoare va fi comparată cu cea obținută prin simulare și prezentată în tabelul 3.1 din paragraful 3.3.

3.3. Rezultatele simulării senzorului Wilson-simplă cu citire în tensiune

Simularea senzorului Wilson-simplă cu citire în tensiune prezentat în figura 3.1 a fost făcută într-o plajă de temperatură de 150°C, în gama de temperaturi cuprinse între -30 și 120°C. S-a urmărit a se obține o dependență cât mai mare a tensiunii de ieșire de temperatură. Schema senzorului s-a considerat ca fiind realizată în tehnologie CMOS de 0,35μm.

S-au făcut simulările pentru diferite valori ale lui R_1 cuprinse între 10kΩ și 140 kΩ și pentru diferite tipuri de rezistențe: PTC, ZTC și NTC dar și pentru diferite valori ale raportului curenților pe ramuri m și anume: $m = 2, 3, 4$ și 5. S-au dimensionat tranzistoarele M_1, M_2, M_3 și M_4 . De asemenea s-a ținut cont ca condiția (3.16), conform căreia panta tensiunii de ieșire să aibă extrem, să fie îndeplinită. Cele mai semnificative rezultate au fost arătate în tabelul 3.1 și s-au obținut pentru $m = 2, R_1=80k\Omega$ și următoarele dimensiuni de tranzistoare: $L_{1,2,3,4}=5\mu m, W_1=1\mu m, W_2=70\mu m, W_3=20\mu m, W_4=40\mu m$.

Simulările au urmărit următorii parametri:

- **sensibilitatea** maximă a senzorului sau **panta tensiunii de ieșire** măsurată ca fiind raportul dintre variația tensiunii de ieșire (în gama +30°C÷120°C) și variația temperaturii; exprimată în [mV/°C];

- **sensibilitatea** procentuală a senzorului sau **panta procentuală** a tensiunii de ieșire măsurată pe R_1 (s-a folosit denumirea de procentuală pentru a putea compara pantele din diferite cazuri de variație cu procesul fără a interveni componenta continuă a tensiunii de ieșire), exprimată în [%/°C]. Aceasta reprezintă de fapt o variație relativă medie a tensiunii în funcție de temperatură, calculată după formula:

$$P = \frac{V_{out[120^\circ C]} - V_{out[-30^\circ C]}}{V_{out[45^\circ C]} \cdot [120^\circ C - (-30)^\circ C]} \cdot 100 \quad (2.28)$$

unde $V_{out[-30^\circ C]}$; $V_{out[45^\circ C]}$ și $V_{out[120^\circ C]}$ reprezintă tensiunea de ieșire măsurată la minimul, mijlocul și maximumul gamei de temperatură;

- **abaterea** sau **neliniaritatea** exprimată în [%], măsurată ca raportul $\Delta V/V_{ideal}$, unde ΔV este diferența dintre tensiunea de ieșire ideală (graficul fiind o dreaptă) și tensiunea reală de ieșire a senzorului;

- **SR**, exprimat în [ppm/V], parametru ce exprimă dependența indicației senzorului de tensiunea de alimentare a schemei (pentru $V_{DD} > V_{DDmin}$).

În cazul simulărilor cu rezistența R_1 de tipul PTC (*N⁺ diffusion sheet resistance* sau *Polysilicon 1 sheet resistance*) rezultatele sunt nesatisfăcătoare din cauza valorii nefirești a tensiunii de ieșire cu tensiunea de alimentare.

Tabel 3.1. Rezultatele simulării pentru R_1 în cele două cazuri de coeficienți de temperatură pentru schema Wilson-simplă

| tipul rezistenței R_1 | ZTC | NTC | |
|--------------------------------|---|---|---|
| | <i>LOW TCR Polysilicon 2 sheet resistance</i> | <i>N⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>P⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> |
| <i>simbol</i> | <i>RSZP2</i> | <i>NUGRS</i> | <i>PUGRS</i> |
| PANTA procentuală [%/°C] | 0,1508 | 0,2556 | 0,1653 |
| PANTA simulată [mV/°C] | 2,4512 | 4,2520 | 2,6934 |
| PANTA analitică [mV/°C] | 2,1263 | 4,0793 | 2,4875 |
| NELINIARITATEA [%] | 0,464 | 1,675 | 0,732 |

În cazul al doilea, simulările au fost făcute cu rezistența R_1 având coeficient de temperatură nul, de tipul ZTC (*Low TCR Polysilicon 2 sheet resistance*). S-a obținut o performanță în neliniaritate: de doar 0,4%, dar din nou simularea a arătat ceea ce s-a obținut prin calcule: că sensibilitatea (panta) nu este maximă cu acest tip de rezistor (jumătate din cea maximă obținută). SR a fost de 14.673ppm/V la tensiunea de alimentare $V_{DD} = 3,5V$ și a rezultat o tensiune de alimentare minimă de valoare ridicată. Consumul de curent al acestui tip de senzor este de 28,4μA măsurat la 20°C.

Panta procentuală măsurată a tensiunii de ieșire în gama -30 ... 120°C pentru cazul în care R_1 este de tip ZTC are valoarea de 0,1508 [mV / ° C] (Tabelul 3.1).

Referitor la cazul al treilea, în care R_1 este de tipul NTC (și anume *N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*), rezistență integrată cu coeficient de temperatură negativ, graficul dependenței tensiunii de ieșire de temperatură este prezentat în figura 3.2. Panta procentuală maximă se obține în acest caz pentru $m=2$ și $R_1=80k\Omega$ de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*) și este de 0,2556%/°C. Acest tip de rezistor are rezistența de pătrat foarte mare (de 1000Ω/□), ceea ce va duce la o arie mică ocupată pe chip, deci la un cost redus la implementare.

S-au înlocuit valorile coeficienților de temperatură în relația (3.16) și s-au folosit valorile componentelor obținute în urma simulărilor. Astfel, s-a verificat dacă pentru fiecare tip de rezistență (NTC, ZTC și PTC) condiția de maxim este îndeplinită și s-a calculat panta tensiunii de ieșire a senzoriului cu relația (3.11). Rezultatele au fost trecute în tabelul 3.1. Pe baza acestor considerente panta maximă calculată s-a obținut în cazul R_1 de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*) și este de 4,0793mV/°C. Astfel, **a rezultat o eroare de numai 4,06% față de panta tensiunii de ieșire obținută prin simulare, ceea ce constituie o performanță bună.**

În acest caz avem totuși trei inconveniente majore: neliniaritatea tensiunii de ieșire este relativ mare, de 1,77% (figura 3.2.), V_{DDmin} este destul de ridicată, de 3V și un SR foarte mare (14234ppm/V la tensiunea de alimentare $V_{DD}=3,5V$) (figura 3.3.).

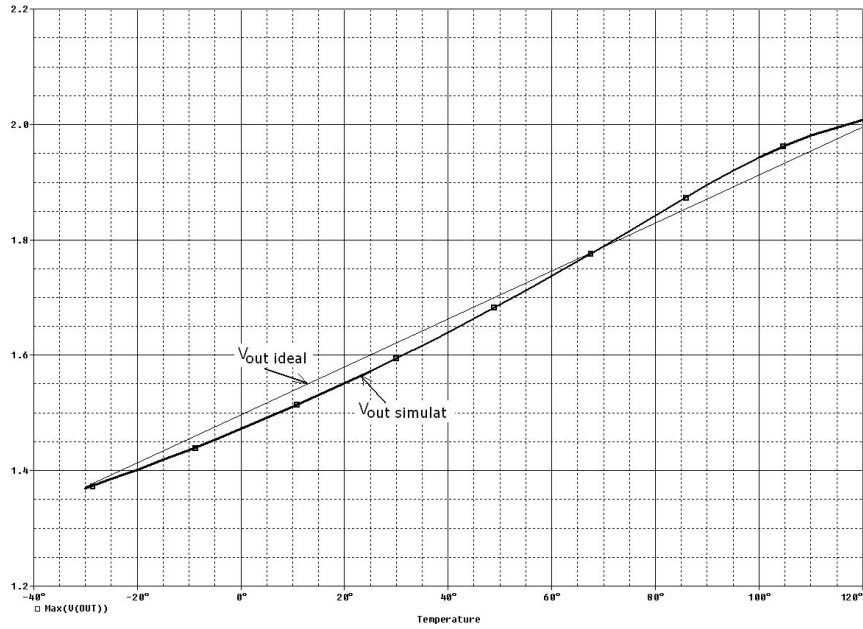


Fig. 3.2. Variația tensiunii de ieșire cu temperatura în gama -30 - 120°C, cu rezistența R_1 de tipul NTC (*N+UG Polysilicon 1 sheet resistance*)

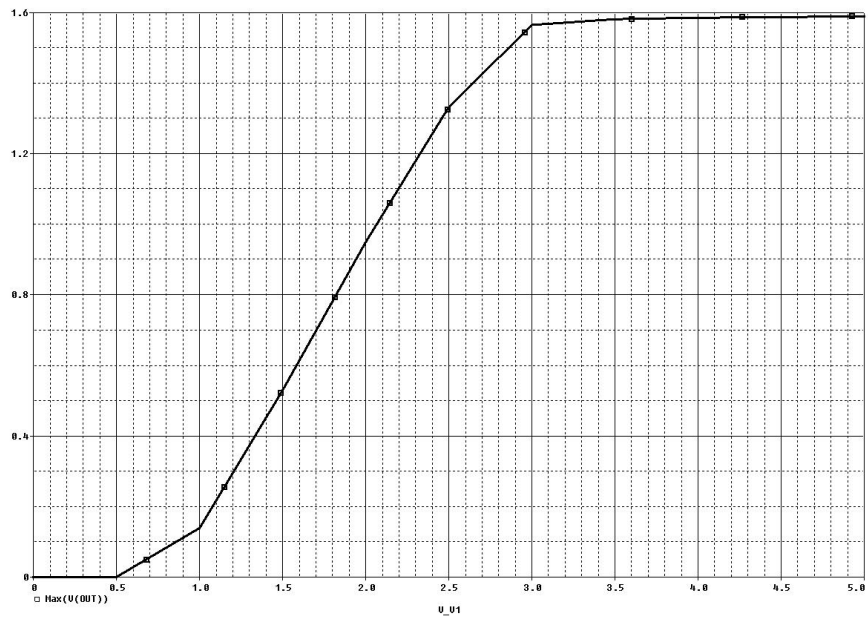


Fig. 3.3. Dependența tensiunii de ieșire de tensiunea de alimentare pentru cazul R_1 de tipul NTC (*N+UG Polysilicon 1 sheet resistance*)

Aceste probleme vor fi corectate în paragraful 3.4. unde se va face o optimizare a acestui tip de senzor.

3.4. Optimizarea performanțelor senzorului

Cele trei inconveniente puse în evidență în paragraful 3.3. vor fi corectate prin introducerea unei rezistențe în cadrul oglinzii superioare simple, dar și prin modificarea dimensiunilor tranzistoarelor.

În primul caz rezistența R_3 a fost plasată pe ramura din dreapta, oglinda de curent superioară devenind o oglindă Widlar inversă. În urma simulărilor noii scheme, s-a ajuns la concluzia că această soluție nu aduce nici o îmbunătățire a celor trei inconveniente.

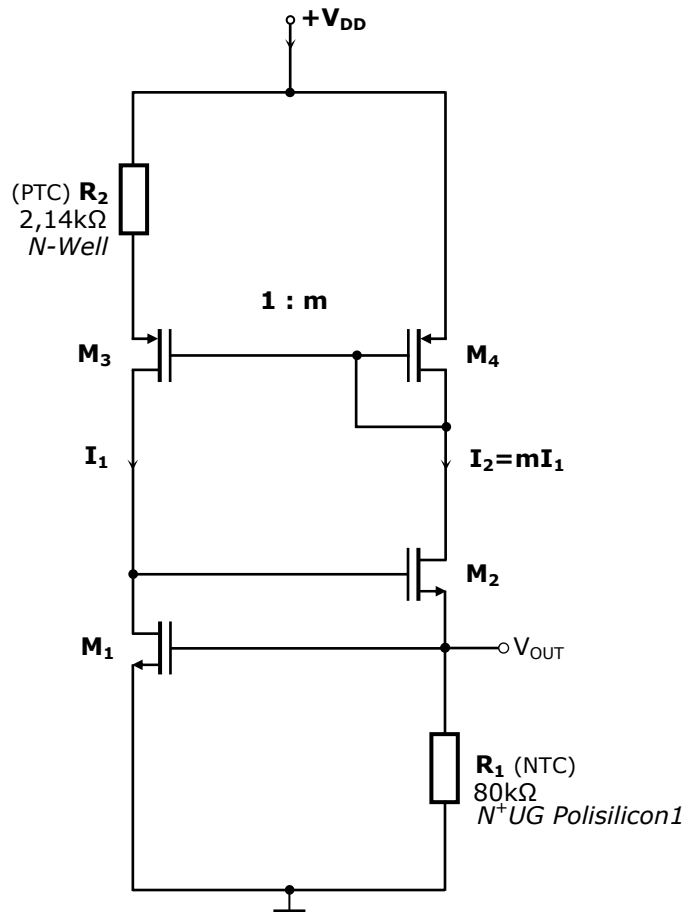


Fig. 3.4. Schema senzorului de temperatură Wilson-Widlar cu citirea tensiunii de ieșire

În cel de-al doilea caz rezistența R_2 a fost pusă pe ramura din stânga a oglinzii superioare, aceasta devenind o oglindă Widlar conform schemei din figura 3.4. Simulările s-au făcut cu toate tipurile de rezistențe pentru R_2 , cu coeficient termic pozitiv, nul și negativ și s-a ajuns la varianta optimă, pentru cea de tipul PTC (*N-well sheet resistance*), aceasta având valoarea de $2,14\text{k}\Omega$. Ea prezintă o rezistență pe pătrat de $1.08\text{k}\Omega$ și coeficient de temperatură de ordinul I de $3,9 \cdot 10^{-3}/\text{K}$.

Pentru a putea elimina toate dezavantajele senzorului prezentate în paragraful 3.3, schema necesită modificarea dimensiunilor tranzistoarelor. În urma simulărilor s-a constatat că aceste trei inconveniente nu pot fi eliminate toate concomitent. Prin valori diferite date lungimii tranzistorului M_1 în continuare vor fi prezentate 2 cazuri, fiecare dintre acestea prezentând unele performanțe îmbunătățite, dar și un al treilea caz, cel de compromis.

În primul din cele trei cazuri s-a obținut **o performanță foarte bună în neliniaritatea tensiunii de ieșire cu temperatura: 0,6%** (figura 3.5). Sensibilitatea mărimii citite scade la valoarea $3,6648\text{mV}/^\circ\text{C}$ (cu 13% față de cea maximă obținută fără R_2 pe ramura de sus a senzorului). Parametrul PSRR al senzorului este **PSRR = 96dB** pentru un semnal de perturbație al alimentării cu frecvența de până 100kHz (peste această frecvență PSRR scade). Consumul de curent este de $34\mu\text{A}$ măsurat la 20°C . Dezavantajele acestui caz sunt: tensiunea de alimentare minimă încă mare: $V_{\text{DDmin}}=3\text{V}$ și parametrul $\text{SR}=20.900\text{ppm}/\text{V}$ măsurat la $3,5\text{V}$. Acestea corespund unor valori: $L_1=6,55\mu\text{m}$, $L_{2,3,4}=5\mu\text{m}$, $W_1=1,65\mu\text{m}$, $W_2=70\mu\text{m}$, $W_3=39.21\mu\text{m}$, $W_4=39,7\mu\text{m}$.

În cel de-al doilea caz găsit în urma simulărilor s-a adus performanțe foarte bune la tensiunea minimă de alimentare: **$V_{\text{DDmin}}=2,6\text{V}$** și la parametrul **$\text{SR}=4.725\text{ppm}/\text{V}$ măsurat la $3,5\text{V}$** (figura 3.6). În acest caz neliniaritatea s-a îmbunătățit, dar nu semnificativ **0,5%**. Parametrul PSRR a crescut: **PSRR=107dB** (pentru semnale perturbatoare cu frecvențe de până la 100kHz). Consumul de curent curent a scăzut la **$27,3\mu\text{A}$ măsurat la 20°C** . Principalul dezavantaj al acestui caz este scăderea sensibilității tensiunii de ieșire cu 58% față de cazul cu pantă maximă ($1.7856\text{mV}/^\circ\text{C}$).

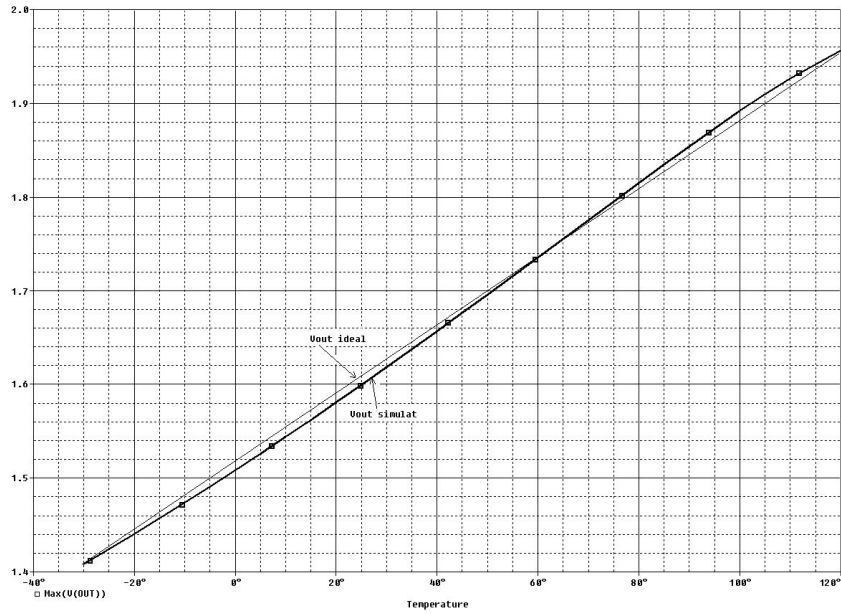


Fig. 3.5. Optimizarea variației tensiunii de ieșire cu temperatura în gama $-30 - 120^{\circ}\text{C}$ la senzorul Wilson-Widlar cu citire în tensiune (Cazul I)

În cazul doi s-a modificat doar lungimea tranzistorului M_1 , restul dimensiunilor rămânând neschimbate ($L_1=3.55\mu\text{m}$)

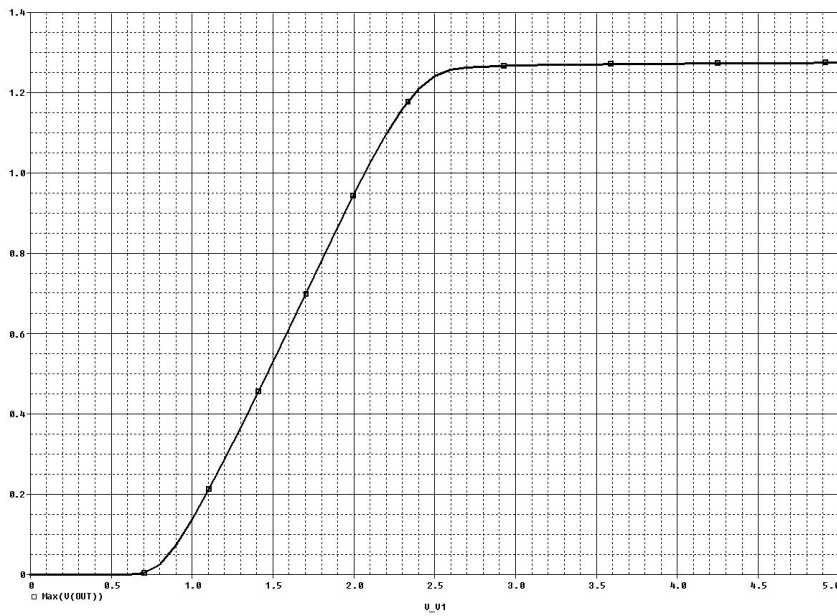


Fig. 3.6. Optimizarea dependenței tensiunii de ieșire de tensiunea de alimentare a senzorul Wilson-Widlar cu citire în tensiune (Cazul II)

Întrucât cele două cazuri prezintă avantaje și dezavantaje, în continuare s-a optat pentru un al treilea caz de senzor și anume un caz de compromis.

În cazul al treilea lungimea tranzistorului M_1 a fost aleasă între cele două valori ($L_1=5\mu\text{m}$), căutând să se obțină un maxim de performanțe posibile. Performanțe asemănătoare pot fi obținute și dacă se crește valoarea rezistenței R_2 de ordinul zecilor de $k\Omega$. În acest caz, în urma simulărilor s-au găsit următoarele valori: **sensibilitatea tensiunii de ieșire $2,769\text{mV}/^\circ\text{C}$** (cu 34,9 % mai mică decât cea maximă) (figura 3.7.), **neliniaritatea $0,77\%$** , tensiunea minimă de alimentare **$V_{DD\text{min}}=2,8\text{V}$** (figura 3.8) și parametrul **$SR=8.778\text{ppm}/\text{V}$** măsurat la tensiunea $3,5\text{V}$, **consumul de curent $30\mu\text{A}$** măsurat la 20°C

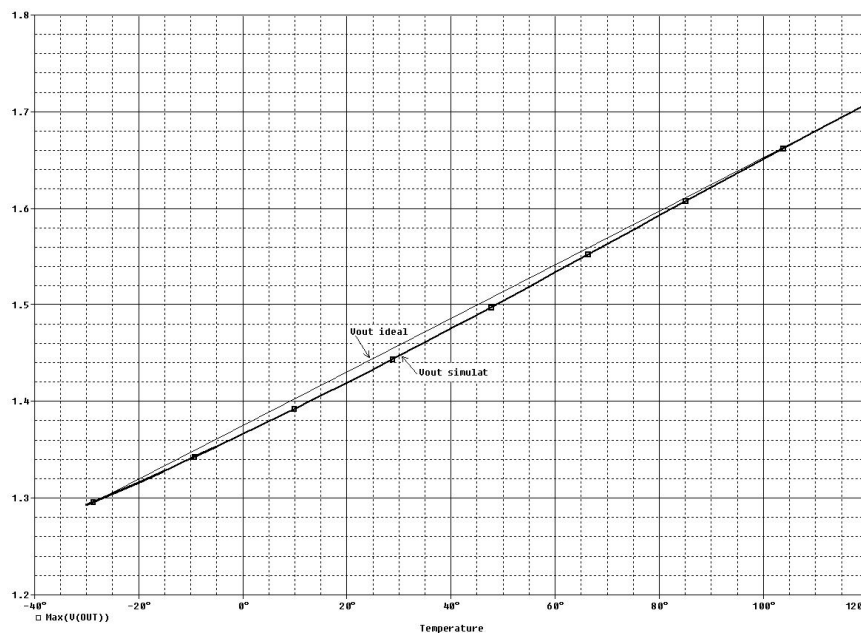


Fig. 3.7. Dependența tensiunii de ieșire de temperatură la senzorul Wilson-Widlar cu citire în tensiune (Cazul III.)

Măsurarea exactă a temperaturii cu acest tip de senzor nu ar trebui să fie influențată de procesele perturbatoare din alimentare. În acest sens s-a simulat schema senzorului Wilson-Widlar introducând peste tensiunea de alimentare un semnal parazit (V_{alim}) de 100mV amplitudine și frecvența de: 100Hz , 1kHz , 10kHz , 100kHz , 1MHz , 10MHz , 100MHz și 1GHz (tabelul 3.2.), urmărindu-se componenta variabilă din tensiunea de ieșire (V_{OUT}), s-a calculat factorul de respingere a sursei de alimentare "Power Supply Rejection Ratio" (PSRR) cu formula (2.29).

$$PSRR = 20 \cdot \log \left(\frac{V_{\text{alim}}}{V_{\text{OUT}}} \right) \quad (2.29)$$

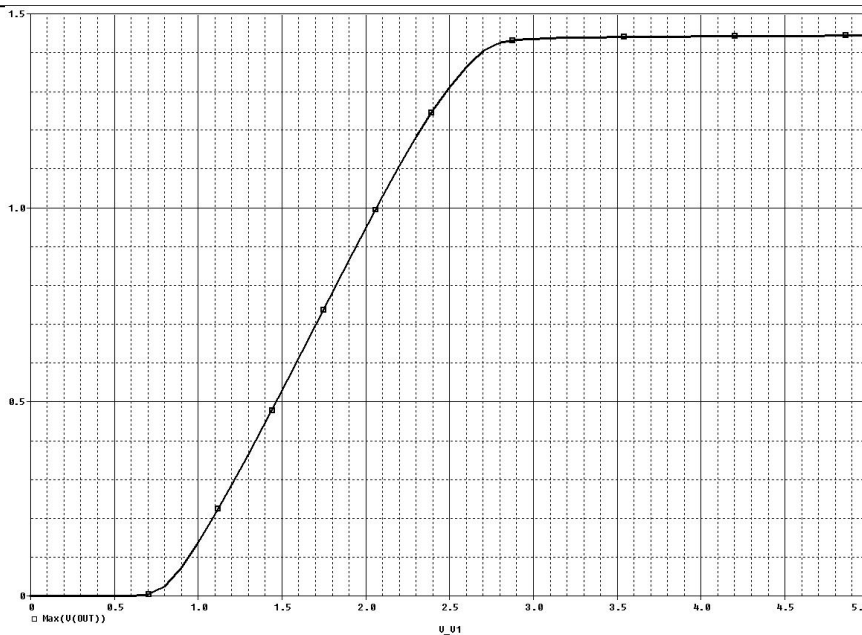


Fig. 3.8. Dependența tensiunii de ieșire de tensiunea de alimentare a sensorul Wilson-Widlar cu citire în tensiune (Cazul III: Caz de compromis)

Tabel 3.2. Rezultatele simulării schemei Wilson-Widlar sub influența perturbațiilor sursei de alimentare

| Frecvența semnalului perturbator | 100Hz | 1kHz | 10kHz | 100kHz | 1MHz | 10MHz | 100MHz | 1GHz |
|----------------------------------|-------|------|-------|--------|------|-------|--------|------|
| PSRR [dB] | 71,3 | 71,3 | 71,3 | 69,2 | 32,9 | 21,1 | 20,6 | 20,4 |

PSRR trebuie să fie mare pentru reducerea contribuțiilor parazite nedorite la ieșire sensorului. Importanța PSRR la circuitele integrate mixte crește dacă nu se poate evita prin layout un cuplaj între circuitele integrate analogice și circuitele integrate digitale prin sursele de alimentare. Rezultatele determinării PSRR sunt arătate în figura 3.9. **Concluzia este aceea că perturbațiile tensiunii de alimentare nu au o influență semnificativă asupra tensiunii de ieșire la frecvențe joase** și deci funcționarea sensorului nu este afectată dacă acesta este realizat într-un chip cu frecvențe de lucru de până la 100kHz. În schimb introducerea lui în chip-uri cu frecvențe de lucru mai mari de 100kHz necesită o proiectare îngrijită a circuitelor pentru reducerea acestor perturbații de pe sursa de alimentare.

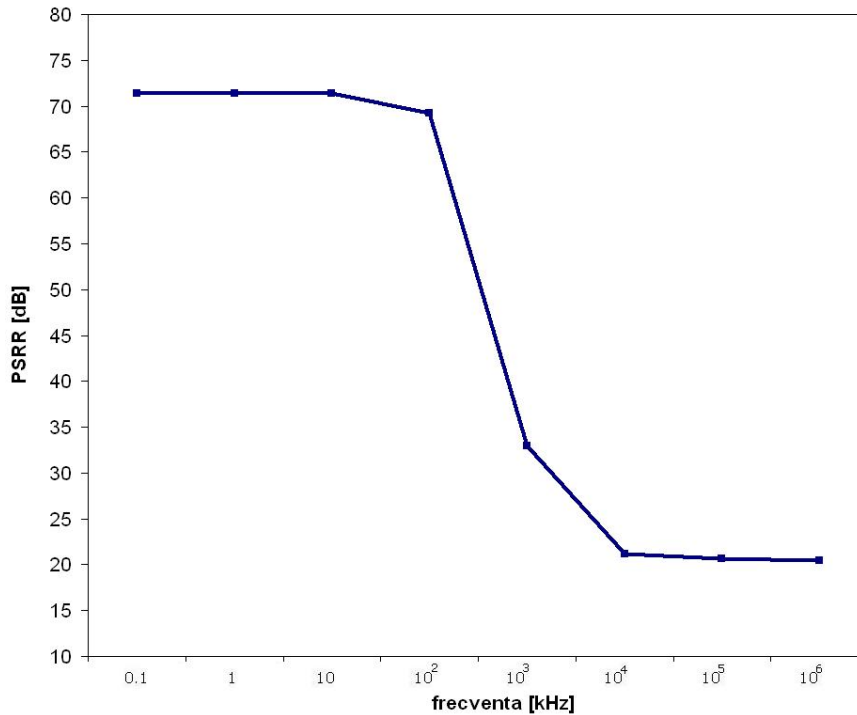


Fig. 3.9. Dependența de frecvență a PSRR la senzorul Wilson-Widlar cu citire în tensiune

3.5. Studiul variațiilor cu procesul de fabricație

Pentru schema senzorului Wilson-Widlar cu citire în tensiune de compromis finală, prezentată în paragraful anterior, au fost făcute și simulări la variații de proces, la un număr de 5 temperaturi în gama -30 - 120°C. S-a urmărit variația pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul și variația tensiunii de ieșire cu procesul.

S-au făcut simulări pentru parametrii tipici ("TYP" – typical case), pentru cazul cel mai bun ("BC" – best case) și pentru cazul cel mai defavorabil ("WC" – worst case). Astfel, s-au obținut rezultate modeste la **variațiile pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul: variația totală a rezultat de 28,3% (±14%)**. Acest rezultat s-a obținut prin „jocul” lățimilor rezistențelor, astfel avem aproximativ: $W_{R1}=4,51\mu\text{m}$ și $W_{R2}=5,22\mu\text{m}$.

Variațiile în cazul BC au fost de +14% față de cazul TYP la 120°C.

Variațiile în cazul WC au fost de -14,3% față de cazul TYP la 120°C.

În acest caz variația totală a tensiunii de ieșire cu procesul este de 32,89% și anume:

- pentru BC de +21,45% față de TY la 120°C;
- pentru WC de -11,44% față de TY la 120°C.

Deși variațiile pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație sunt relativ mari, în acest caz senzorul ocupă o **arie pe chip foarte mică, de numai $3.187\mu\text{m}^2$ ceea ce constituie o performanță**. Aceste variații mari ale procesului de fabricație, dar și eventualele erorile de asimetrie (mismatch) rezultate în layout, pot fi compensate digital cu ajutorul unui circuit specializat de trimming așa cum este arătat în exemplul din lucrarea [28].

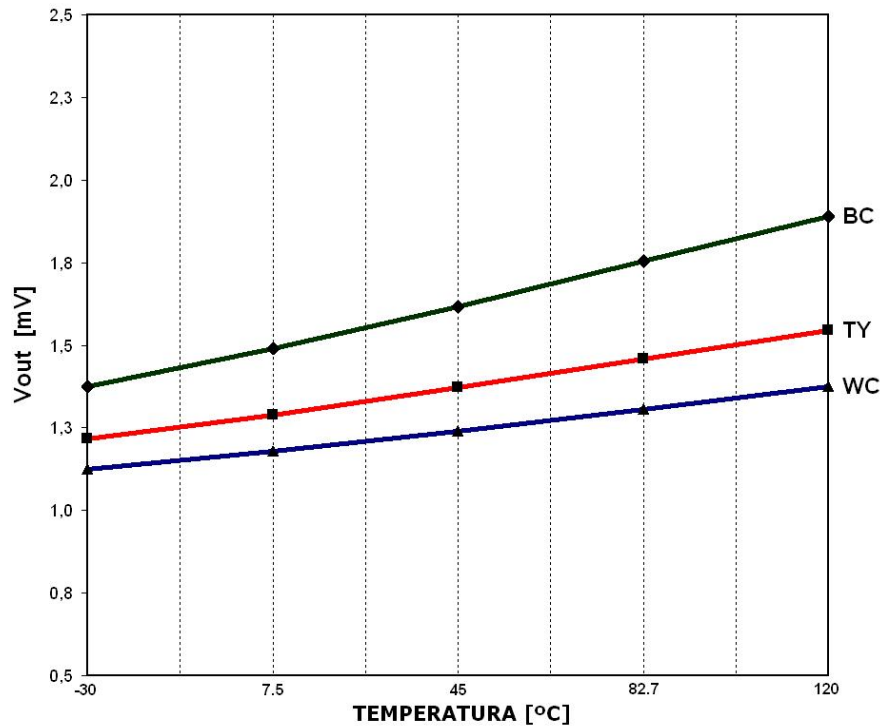


Fig. 3.10. Dependența tensiunii de ieșire de procesul de fabricație și temperatură

Rezultate asemănătoare s-au obținut la variația tensiunii de ieșire a senzorului Wilson-Widlar cu procesul (figura 3.10). Astfel, s-au dimensionat lățimile rezistențelor astfel încât să se obțină cel mai bun rezultat posibil (lățimea rezistorului R_1 de aproximativ $6,95\mu\text{m}$ și lățimea lui R_2 de aproximativ $7,12\mu\text{m}$). A rezultat o **variație totală a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație de 23,5%** și anume:

- pentru BC de +15,9% față de TYP la 120°C;
- pentru WC de -7,6% față de TYP la 120°C.

În acest caz variația totală a pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul este de 44,86%.

Variațiile în cazul BC au fost de +30,39% față de cazul TYP la 120°C.

Variațiile în cazul WC au fost de -14,86% față de cazul TYP la 120°C.

Și în acest caz senzorul are o performanță în aria ocupată pe chip de numai $5.470\mu\text{m}^2$. Cu toate că a crescut aria chip-ului față de cazul variației pantei cu procesul, aceasta rămâne tot la o valoare scăzută. Valorile mari ale variației

tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație nu pot fi eliminate doar din "jocul" lățimilor rezistoarelor ci numai cu ajutorul unui circuit de trimming.

3.6. Alte variante studiate

Legat de acest tip de senzor s-au făcut verificări prin simulare a câtorva variante de scheme în scopul îmbunătățirii performanțelor deja obținute. În primul caz s-a introdus în oglinda simplă superioară o rezistență R_2 pe ramura din stânga, aceasta devenind o oglindă Widlar și s-a modificat oglinda Wilson inferioară prin adăugarea unei diode M_5 . S-a presupus că dioda M_5 va asigura o variație mai bună a tensiunii de ieșire cu temperatura. Această variantă nu a adus nici un fel de îmbunătățiri față de rezultatele obținute în prima parte a capitolului. În cel de-al doilea caz, rezistența R_3 a fost plasată în ramura dreaptă superioară, oglinda simplă devenind o oglindă Widlar inversă. De asemenea a fost menținută dioda M_5 (fig. 3.11).

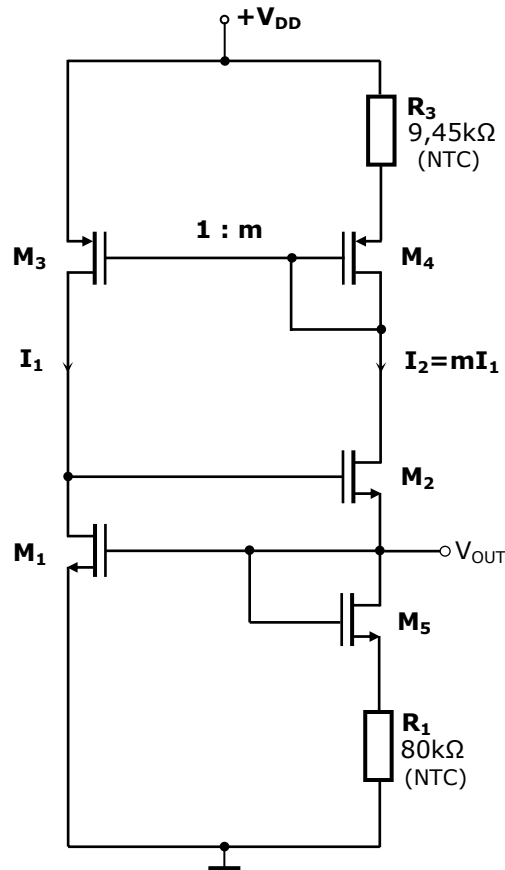


Fig. 3.11. Schema modificată a senzorului de temperatură Wilson-Widlar cu citirea tensiunii de ieșire

S-au făcut simulările pentru diferite valori ale lui R_3 cuprinse între $1k\Omega$ și $100k\Omega$ și pentru diferite tipuri de rezistențe: cu coeficient negativ, nul și pozitiv. Dimensiunile tranzistoarelor M_1 , M_2 , M_3 și M_4 au rămas nemodificate, iar pentru dioda M_5 s-au găsit valorile: $L_5=2\mu m$ și $W_5=12,03\mu m$. Pentru $R_3=7,24k\Omega$ cu coeficient de temperatură negativ ($k_{R3}=-2,84\cdot 10^{-3}/K$) s-au obținut următoarele rezultate: creșterea sensibilității senzorului cu 20%, panta tensiunii de ieșire simulată fiind de $5,1621mV/^\circ C$, creșterea pantei procentuale de aproape patru ori ceea ce poate fi considerată o performanță bună a acestei scheme. V_{DDmin} a scăzut la $2,6V$, iar parametrul SR a crescut la $9.544ppm/V$. Consumul de curent a scăzut considerabil, la valoarea de $13,9\mu A$. Dar, din păcate, neliniaritatea a crescut la valoarea de 1,8%.

La varianta de schemă prezentată au fost făcute și simulări la variații de proces, pentru un număr de 5 temperaturi din domeniul $-30 - 120^\circ C$. Și aici s-au urmărit două cazuri: variația pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul și variația tensiunii de ieșire cu procesul. Datorită "jocului" lățimilor rezistențelor (W_{R3} aproximativ $0,4\mu m$ și W_{R1} aproximativ $4,6\mu m$), această schemă aduce o îmbunătățire la variația pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație, găsindu-se o variație totală de 5,4%:

-variațiile în cazul BC au fost de +2,6% față de cazul TYP la $120^\circ C$.

-variațiile în cazul WC au fost de -2,8% față de cazul TYP la $120^\circ C$.

Rezultate modeste au fost obținute la variația totală a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație, acesta neputând fi coborâtă sub valoarea obținută cu schema din fig. 3.4.

3.7. Concluzii

Una din principalele aplicații ale acestui senzor este măsurarea cât mai precisă a temperaturii în interiorul chip-ului. Cunoscând temperatura în timpul funcționării se pot controla anumite procese, astfel prelungindu-se viața chip-ului.

În Capitolul 3 s-a prezentat și analizat un senzor de temperatură realizat în tehnologie CMOS de $0,35\mu m$, compus din două oglinzi de curent clasice interconectate în cruce având ieșirea în tensiune. Această schemă, practic aceeași cu cea din Capitolul 2, se remarcă printr-o pantă maximă bună a tensiunii de ieșire, o neliniaritate foarte bună, tensiune minimă de alimentare relativ mică, parametrul SR mic, parametrul PSRR foarte bun, arie ocupată pe chip foarte mică și un consum mic de curent de la sursele de alimentare.

În paragraful 3.2. s-a făcut o analiză matematică a pantei tensiunii de ieșire. În paragraful 3.3. s-au prezentat rezultatele simulării, astfel variația tensiunii de ieșire în raport cu temperatura simulată a fost comparată cu cea obținută prin calcule. **S-a găsit o eroare de numai 4,06% între calculul analitic și rezultatele simulării.** În paragraful 3.4. s-a făcut o optimizare a performanțelor senzorului Wilson-Widlar și s-a stabilit o soluție de compromis. Paragraful 3.5. include măsurarea variațiilor pantei procentuale și a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație.

Performanțe asemănătoare au fost realizate în literatura de specialitate, dar cu scheme complexe care ocupă arii mari pe chip. Succesul schemei cu citire în tensiune, care folosește o **arie de doar $3.187\mu m^2$** , este datorat **optimizării**

schemei în primul rând prin impunerea pantei maxime, apoi prin folosirea oglinzii Widlar superioară și prin folosirea anumitor lățimi de rezistoare.

Această arie a putut fi redusă deoarece s-au folosit o rezistență de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*) și o rezistență PTC (*N-well sheet resistance under field oxide*), care au aria pe pătrat foarte mare și deci ocupă o arie redusă.

O performanță foarte bună a acestui senzor este aceea că are parametrul PSRR bun, 71dB pentru frecvențe de până la 100kHz, ceea ce indică faptul că tensiunea citită la ieșire nu include practic perturbații provenite de la sursa de alimentare.

Pentru varianta de schemă de compromis optimizată s-a obținut o **tensiune minimă de alimentare de 2,8V. A rezultat un parametru scăzut SR=4.890ppm/V măsurat la 3,5V.**

Curentul consumat de senzor care este de doar 30,6μA la temperatura de 20°C arată o reușită bună a acestei scheme.

Pentru varianta de senzor cu schema modificată s-a reușit îmbunătățirea anumitor parametrii: panta tensiunii de ieșire a crescut cu 20%, consumul de curent a scăzut cu aproximativ 50% iar V_{Dmin} a coborât la 2,6V.

Un dezavantaj al acestui senzor este că nu se poate face o dimensionare care să optimizeze toate performanțele parametrilor concomitent ci trebuie folosit un caz de compromis.

Variațiile mari ale tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație dar și variațiile pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul constituie iarăși un dezavantaj și implementarea senzorului necesită folosirea unor circuite de trimming auxiliare care să asigure precizia senzorului.

În final, așa cu se arată și în [55], se raportează următoarele performanțe ale senzorului Wilson-Widlar cu citire în tensiune:

- **panta optimizată a tensiunii de ieșire de 4,2521mV/°C (5,1621mV/°C la schema modificată);**

- **neliniaritate bună a tensiunii de ieșire în gama de temperatură - 30 - 120°C de 0,77%;**

- **tensiunea minimă de alimentare: $V_{DDmin}=2,8V$ (2,6V la schema modificată).**

- **SR=8.778ppm/V** măsurat la o tensiune de alimentare de 3,5V (varianta de compromis);

- **PSRR=71dB** pentru frecvențe ale semnalului perturbator de pe sursa de alimentare de până la 100kHz;

- **aria ocupată de pe chip foarte mică: 3.187μm².**

- **consum mic de curent: 30μA (13,9μA la schema modificată) măsurat la 20°C;**

4. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WIDLAR- WIDLAR CU CITIRE ÎN CURENT TOTAL

Rezumat

În acest capitol se prezintă concepția unui alt senzor de temperatură realizat cu două oglinzi de curent clasice interconectate în cruce. Această schemă, ca și cea din Capitolul 2, se remarcă în primul rând printr-o interconectare simplă, serială cu sarcina și prin consum minim de curent de la sursele de alimentare, aceasta fiind însuși curentul de ieșire al senzorului.

Se analizează performanțele acestei scheme pentru diferite tipuri de rezistoare integrate utilizate, având coeficienți de temperatură pozitivi, nuli și negativi. Este evidențiată posibilitatea realizării unui ansamblu de performanțe bune în cazul folosirii rezistoarelor de tip NTC și PTC.

S-a urmărit variația curentului total (de ieșire) cu temperatura. Pentru aceasta s-a determinat condiția de pantă maximă. S-a făcut dimensionarea schemei pentru un maxim al pantei rezultând o eroare între panta analitică și cea simulată de 4,46%. Performanțele senzorului sunt: panta maximă a curentului total de $0,1085\mu\text{A}/^\circ\text{C}$, panta procentuală optimizată a curentului total de $0,33443 \cdot 10^{-6} \%/^\circ\text{C}$, tensiunea minimă de alimentare de 2,3V, neliniaritatea de 0,78%, variația totală a pantei procentuale cu procesul de numai 1,01%, aria ocupată de senzor pe chip de $1.646\mu\text{m}^2$ și un consum mic de curent de 25,5 μA măsurat la 20 $^\circ\text{C}$.

4.1. Introducere

Aici se propune toa o schemă cu oglinzi clasice interconectate în cruce. Este vorba de o oglindă inferioară de tip Widlar modificată [6] (completată cu o diodă pe ramura din stânga) și o oglindă simplă în partea superioară. Oglinda Widlar modificată și proiectată corespunzător asigură o variație bună cu temperatura a curentului de pe ramuri, dar și a curentului total cu temperatura pentru o anumită valoare și un anumit tip de rezistență R_1 . De asemenea, prin introducerea unei rezistențe în oglinda superioară a schemei se poate reduce neliniaritatea curentului total.

În paragraful 4.2. se face o analiză matematică a variației pantei curentului total cu temperatura. În paragraful 4.3 se prezintă rezultatele simulării și se compară cu rezultatele găsite analitic. Se atinge o eroare de numai 4,46% între cele două rezultate și o neliniaritate de 3,78%. În paragraful 4.4. se face o optimizare a schemei pentru reducerea neliniarității mari, prin modificarea dimensiunilor tranzistoarelor dar în special prin introducerea unei rezistențe în oglinda superioară, pe una dintre ramurile senzorului. Astfel oglinda superioară devine una Widlar. Paragraful 4.5. include măsurarea variațiilor pantei procentuale și a curentului cu procesul de fabricație, paragraful 4.6. prezintă un nou senzor de tipul Widlar-Widlar cu citire în curent, iar concluziile capitolului sunt prezentate în paragraful 4.7.

4.2. Determinarea maximului pantei curentului de ieșire pentru schema Widlar-simplă

Plecând de la o sursă de curent cunoscută [8] se analizează dependența de temperatură a curentului total. Circuitul prezentat în figura 4.1. este realizat dintr-o oglindă inferioară Widlar modificată (cu M_1 , M_2 și R_1 , completată cu tranzistorul M_5 conectat ca diodă) și o oglindă superioară simplă (cu M_3 și M_4). Se va ține cont și aici de faptul că raportul m al curenților din cele două ramuri prezintă și el o dependență de temperatură.

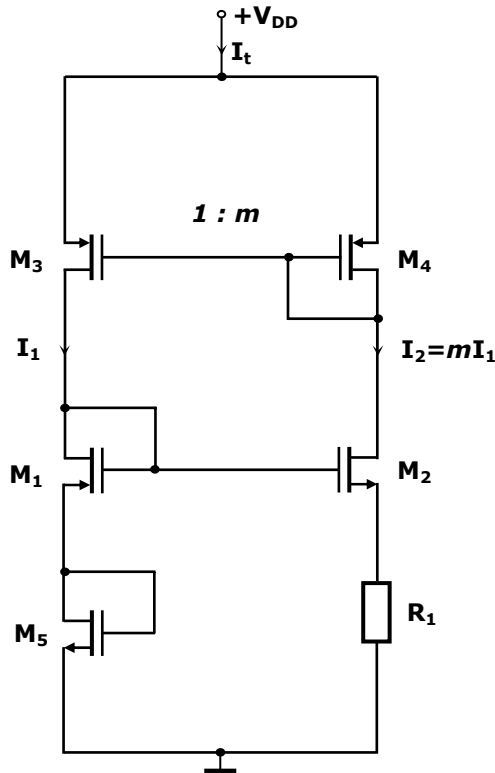


Fig. 4.1. Schema senzorului de temperatură Widlar-simplă cu citirea curentului total

Studierea dependenței raportului m al unei oglinzi simple, conectată în partea superioară a schemei, în raport cu temperatura, s-a făcut prin simulare la fel ca în Capitolul II în intervalul de temperaturi cuprins între -30°C și 120°C . Coeficientul de temperatură al raportului m a rezultat: $k_m \cong 0,184873 \cdot 10^{-3} \left[\frac{1}{\text{K}} \right]$.

Coeficientul de temperatură de ordinul II al raportului curenților pe ramuri k_{mm} se definește în mod asemănător cu relația (2.3).

Studiul dependenței de temperatură a ieșirii senzorului se face analizând variația curentului total, sau cu alte cuvinte panta ori sensibilitatea senzorului. Apoi

se pune condiția ca aceasta să fie maximă. Coeficienții de temperatură ce intervin în calculul sensibilității senzorului, exceptând coeficientul de temperatură al raportului m , sunt cei din Capitolul 2.

Relația curentului total se poate obține plecând de la aceea scrisă pe bucla de jos a circuitului din figura 4.1.:

$$V_{GS1} + V_{GS5} = V_{GS2} + I_2 \cdot R_1 \quad \text{sau}$$

$$V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n \cdot a_1}} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n \cdot a_5}} = \sqrt{\frac{I_2}{\beta_n \cdot a_2}} + mR_1 I_1 \quad (4.1)$$

din care se obține ecuația

$$\sqrt{\frac{I_1}{\beta_n}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - mR_1 I_1 = 0 \quad (4.2)$$

unde m reprezintă raportul curenților prin ramurile schemei ($I_2 = mI_1$); I_t reprezintă curentul total ($I_t = I_1 + I_2$); $\beta_n = \mu_n \cdot \frac{C_{ox}}{2}$ 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 ; a_2 reprezintă raportul dimensional W_2/L_2 al tranzistorului M_2 , a_5 reprezintă raportul dimensional W_5/L_5 al tranzistorului M_5 , iar V_{Tn} este tensiunea de prag a tranzistoarelor NMOS (considerată aceeași la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni).

Știind că:

$$I_t = I_1 + mI_1 = (1+m)I_1 \quad (4.3)$$

în relația (4.2) se formează curentul total astfel că aceasta devine:

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

Înlocuind expresia lui β_n de mai sus în relația (4.4) se obține:

$$\sqrt{\frac{2I_t}{(1+m)\mu_n C_{ox}}} \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - \frac{m}{1+m} R_1 I_t = 0 \quad (4.5)$$

În relația (4.5) se fac următoarele notații:

$$W = \mu_n \cdot C_{ox} \quad (4.6)$$

$$X = \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) \quad (4.7)$$

Se izolează radicalul, se ridică la pătrat astfel că expresia (4.5) devine:

$$I_t^2 - 2 \cdot I_t \left(\frac{m+1}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} + \frac{(m+1)X^2}{m^2 R_1^2 W} \right) + \left(\frac{m+1}{m} \right)^2 \cdot \frac{V_{Tn}^2}{R_1^2} = 0 \quad (4.8)$$

Soluțiile ecuației (4.8) sunt:

$$I_{t\ 1,2} = \frac{m+1}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} + \frac{(m+1)X^2}{m^2 R_1^2 W} \pm \frac{(m+1)X}{m^2 R_1^2 W} Y \quad (4.9)$$

unde s-a notat:

$$Y = \sqrt{X^2 + 2mR_1 V_{Tn} W} \quad (4.10)$$

Definim panta curentului total ca fiind:

$$P = \frac{dI_t}{dT} \quad (4.11)$$

Pentru obținerea pantei P din formulele (4.9) (4.11) și este necesar calculul fiecărui termen derivat în raport cu temperatura T. Astfel:

$$\frac{d}{dT} \left[\frac{(m+1)X^2}{m^2 R_1^2 W} \right] = - \frac{(m+2)X^2 k_m + (m+1)X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X^2 (2k_{R_1} + k_{\mu_n})}{m^2 R_1^2 W} \quad (4.12)$$

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{m+1}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} \right) = \frac{(m+1) \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{R_1}) - k_m \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \left(\frac{(m+1)X}{m^2 R_1^2 W} Y \right) &= - \frac{(m+2)k_m X + \frac{1}{2}(m+1) \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X(2k_{R_1} + k_{\mu_n})}{m^2 R_1^2 W} Y + \\ &+ \frac{(m+1)X}{m^2 R_1^2 W} \cdot \frac{(k_{V_{Tn}} + k_m + k_{R_1} + k_{\mu_n})mR_1 V_{Tn} W - \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m}{Y} \end{aligned} \quad (4.14)$$

Ținând seama de relațiile (4.12), (4.13) și (4.14) se obțin pantele sub forma:

$$\begin{aligned}
 P_{1,2} = & \frac{(m+1) \cdot (k_{VTn} - k_{R1}) - k_m \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1} - \\
 & - \frac{(m+2)X^2 k_m + (m+1)X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X^2 (2k_{R1} + k_{\mu n})}{m^2 R_1^2 W} \pm \\
 & \pm \left\{ \frac{(m+1)X}{m^2 R_1^2 W} \cdot \frac{(k_{VTn} + k_m + k_{R1} + k_{\mu n}) m R_1 V_{Tn} W - \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m}{Y} - \right. \\
 & \left. - \frac{(m+2)k_m X + \frac{1}{2} (m+1) \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X (2k_{R1} + k_{\mu n})}{m^2 R_1^2 W} \cdot Y \right\}
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

Condiția necesară ca panta să fie extremă (maximă), este ca derivata pantelor în raport cu temperatura T să se anuleze :

$$\frac{d}{dT} (P_{1,2}) = 0 \tag{4.16}$$

Pentru calculul relației (4.16), trebuie derivat fiecare termen care apare în ecuația (4.15). Astfel se obțin:

$$\frac{d}{dT} \left[- \frac{(m+2)X^2 k_m + (m+1)X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X^2 (2k_{R1} + k_{\mu n})}{m^2 R_1^2 W} \right] = \frac{A}{m^2 R_1^2 W} \tag{4.17}$$

Unde am folosit notația:

$$A = \left[(m+4)X^2 + \frac{m^2 + m}{2a_2} + \frac{3m+7}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] k_m^2 -$$

$$\begin{aligned}
& - \left[(m+2)X^2 + (m+1)X\sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] k_{mm} - (m+1)X^2(2 \cdot k_{R_1 R_1} + k_{\mu n \mu n}) + \\
& + 2k_m(k_{\mu n} + 2k_{R_1}) \left[(m+2)X^2 + (m+1)X\sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] + (m+1)X^2(k_{\mu n} + 2k_{R_1})^2
\end{aligned} \tag{4.18}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{d}{dT} \cdot \left[\frac{(m+1) \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{R_1}) - k_m \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1}}{m} \right] = \\
& = \frac{(m+1) \cdot \left[(k_{V_{Tn}} - k_{R_1})^2 + k_{V_{Tn} V_{Tn}} - k_{R_1 R_1} \right] + k_m^2 - k_{mm} + 2k_m(k_{R_1} - k_{V_{Tn}})}{mR_1} \cdot V_{Tn}
\end{aligned} \tag{4.19}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{d}{dT} \left[\frac{(m+1)X}{m^2 R_1^2 W} \cdot \frac{(k_{V_{Tn}} + k_m + k_{R_1} + k_{\mu n})mR_1 V_{Tn} W - \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m}{Y} \right] = \\
& = \frac{\left\{ \left[(m+2)X + \frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] k_m + X(m+1)(2k_{R_1} + k_{\mu n}) \right\} \cdot \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m}{m^2 R_1^2 W Y} - \\
& - \frac{\left\{ \left[(m+2)X + \frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] k_m \right\} \cdot (k_m + k_{R_1} + k_{V_{Tn}} + k_{\mu n})mR_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y} - \\
& - \frac{\left[X(m+1)(2k_{R_1} + k_{\mu n}) \right] \cdot (k_m + k_{R_1} + k_{V_{Tn}} + k_{\mu n})mR_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y} + \\
& + \frac{(m+1)X \left[k_{mm} + k_{R_1 R_1} + k_{V_{Tn} V_{Tn}} + k_{\mu n \mu n} + (k_m + k_{R_1} + k_{V_{Tn}} + k_{\mu n})^2 \right] mR_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y} - \\
& - \frac{(m+1)X \left[(k_m + k_{R_1} + k_{V_{Tn}} + k_{\mu n})mR_1 V_{Tn} W - \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m \right]^2}{m^2 R_1^2 W Y^2}
\end{aligned}$$

$$+ \frac{(m+1)X \left[\frac{1}{4} \left(\frac{m}{a_2} - X \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) k_m^2 - \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_{mm} \right]}{m^2 R_1^2 W Y} \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \left[\frac{(m+2)k_m X + \frac{1}{2} (m+1) \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X(2k_{R_1} + k_{\mu n})}{m^2 R_1^2 W} \cdot Y \right] = \\ = \frac{\left[\frac{m-1}{4} \sqrt{\frac{m}{a_2}} - (m+4)X \right] k_m^2}{m^2 R_1^2 W} - \\ - \frac{\left[2mX + (m+1) \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] k_m (k_{\mu n} + 2k_{R_1}) - k_{mm} \left[(m+2)X + \frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right]}{m^2 R_1^2 W} Y + \\ + \frac{(m+1)X \left[(2k_{R_1} R_1 + k_{\mu n} \mu n) - (2k_{R_1} + k_{\mu n})^2 \right]}{m^2 R_1^2 W} Y + \\ + \frac{(m+2)X k_m (k_m + k_{V_{Tn}} + k_{R_1} + k_{\mu n}) m R_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y} + \\ + \frac{\left[\frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X(2k_{R_1} + k_{\mu}) \right] (k_m + k_{V_{Tn}} + k_{R_1} + k_{\mu n}) m R_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y} - \\ - \frac{\left[(m+2)X k_m + \frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X(2k_{R_1} + k_{\mu}) \right] \frac{X}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m}{m^2 R_1^2 W Y} \quad (4.21) \end{aligned}$$

Ținând seama de relațiile (4.16), (4.17), (4.19) și (4.20) obținem condiția ca panta să fie extremă (maximă):

$$\begin{aligned} \frac{A}{m^2 R_1^2 W} + \\ + \frac{(m+1) \left[(k_{V_{Tn}} - k_{R_1})^2 + k_{V_{Tn}} V_{Tn} - k_{R_1} R_1 \right] + k_m^2 - k_{mm} + 2k_m (k_{R_1} - k_{V_{Tn}})}{m R_1} \cdot V_{Tn} + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\left\{ (m+2)X + \frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right\} k_m + X(m+1)(2k_{R_i} + k_{\mu n})}{m^2 R_1^2 W Y} \cdot \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m \\
& - \frac{\left\{ (m+2)X + \frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right\} k_m}{m^2 R_1^2 W Y} \cdot (k_m + k_{R_i} + k_{V_{Tn}} + k_{\mu n}) m R_1 V_{Tn} W \\
& - \frac{[X(m+1)(2k_{R_i} + k_{\mu n})] \cdot (k_m + k_{R_i} + k_{V_{Tn}} + k_{\mu n}) m R_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y} + \\
& + \frac{(m+1)X [k_{mm} + k_{R_i R_i} + k_{V_{Tn} V_{Tn}} + k_{\mu n \mu n} + (k_m + k_{R_i} + k_{V_{Tn}} + k_{\mu n})^2] m R_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y} \\
& - \frac{(m+1)X \cdot \left[(k_m + k_{R_i} + k_{V_{Tn}} + k_{\mu n}) m R_1 V_{Tn} W - \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m \right]^2}{m^2 R_1^2 W Y^2} + \\
& + \frac{(m+1)X \frac{1}{4} \left(\frac{m}{a_2} - X \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) k_m^2 - \frac{1}{2} X \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_{mm}}{m^2 R_1^2 W Y} + \frac{\left[\frac{m-1}{4} \sqrt{\frac{m}{a_2}} - (m+4)X \right] k_m^2}{m^2 R_1^2 W} \cdot Y + \\
& + \frac{\left[2mX + (m+1) \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right] k_m (k_{\mu n} + 2k_{R_i}) - k_{mm} \left[(m+2)X + \frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right]}{m^2 R_1^2 W} Y + \\
& + \frac{(m+1)X \left[(2k_{R_i R_i} + k_{\mu n \mu n}) - (2k_{R_i} + k_{\mu n})^2 \right]}{m^2 R_1^2 W} Y - \\
& - \frac{(m+2)X k_m (k_m + k_{V_{Tn}} + k_{R_i} + k_{\mu n}) m R_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y} - \\
& - \frac{\left[\frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X(2k_{R_i} + k_{\mu}) \right] (k_m + k_{V_{Tn}} + k_{R_i} + k_{\mu n}) m R_1 V_{Tn} W}{m^2 R_1^2 W Y}
\end{aligned}$$

$$\frac{\left[(m+2)Xk_m + \frac{m+1}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m + (m+1)X(2k_{R_1} + k_\mu) \right] \frac{X}{2} \sqrt{\frac{m}{a_2}} k_m}{m^2 R_1^2 W Y} = 0 \quad (4.22)$$

Înlocuind valorile coeficienților de temperatură în relația (4.22), și ținând cont de valorile componentelor care se vor obține în urma simulărilor în paragraful 4.4., se va verifica condiția de maxim și se va calcula panta curentului total al senzorului cu relația (4.15). Această valoare va fi comparată apoi cu cea obținută prin simulare și prezentată în Tabelul 4.1 din paragraful 4.4.

4.3. Rezultatele simulării schemei Widlar-simplă cu citire în curent

S-a simulat schema senzorului cu oglindă inferioară Widlar modificată și cu oglindă superioară simplă, prezentat în figura 4.1, în gama de temperaturi cuprinsă între -30 și 120°C, urmărindu-se obținerea unei dependențe cât mai mari a curentului total în funcție de temperatură. Senzorul s-a considerat realizat în tehnologie CMOS de 0,35μm.

S-au dimensionat tranzistoarele M_1 , M_2 , M_3 , M_4 și M_5 în urma simulării pentru diferite valori ale lui m (2, 3, 4 și 5) și s-a ținut cont ca relația (4.22), condiție conform căreia panta curentului total să aibă extrem, să fie îndeplinită. Astfel, cele mai bune rezultate s-au obținut pentru $m=2$ și următoarele dimensiuni de tranzistoare: $L_{1,2,3,4,5}=5\mu\text{m}$, $W_1=10\mu\text{m}$, $W_2=20\mu\text{m}$, $W_3=5\mu\text{m}$, $W_4=10\mu\text{m}$ și $W_5=1,23\mu\text{m}$.

Simulările au fost făcute și pentru diferite valori ale rezistorului R_1 cuprinse între 10kΩ și 140kΩ, dar și pentru diferite tipuri de rezistențe: PTC, ZTC și NTC. În toate aceste cazuri, autorul a urmărit patru parametri definiți în Capitolul 2:

- **sensibilitatea** senzorului sau **panta curentului total**, măsurată în [$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$];
- **panta procentuală** a curentului total exprimată în [$\%/^\circ\text{C}$];
- **abaterea** sau **neliniaritatea** dată în [%];
- factorul **SR**, măsurat în [ppm/V].

În primul caz al folosirii rezistenței R_1 de tipul PTC (*N^+ diffusion sheet resistance și Polysilicon 1 sheet resistance*), conduce la o tensiune $V_{DD\text{min}}$ mai ridicată decât tensiunea de alimentare, rezultate ce au fost complet nesatisfăcătoare.

În cazul al doilea, în care rezistența R_1 de tipul ZTC (*Low TCR Polysilicon 2 sheet resistance*) s-a obținut o performanță în neliniaritate: doar 0,6% (figura 4.2.), dar sensibilitatea procentuală a fost mică, de $0,1095 \cdot 10^{-6} \mu\text{A}/^\circ\text{C}$, iar SR a fost mare, de 12.636ppm/V la tensiunea de alimentare $V_{DD} = 3,5\text{V}$ (figura 4.3.). Urmărind consumul de curent al acestui tip de senzor rezultă o valoare de 22,06μA la 20°C.

Panta curentului total, calculată ca variație a curentului în raport cu temperatura în gama -30 ... 120°C, este de $0,0249 \cdot 10^{-6} \mu\text{A}/^\circ\text{C}$.

Cu toate că avem o neliniaritate foarte bună, acest caz nu este unul viabil deoarece panta este mult mai mică decât cea maxim posibilă calculată pentru R_1 de tipul NTC și decât cea obținută la simulare în cazul unui astfel de rezistor (Tabelul 4.1).

Tabel 4.1. Rezultatele simulării pentru R_1 în cele trei cazuri de coeficienți de temperatură pentru schema Widlar-simplă

| tipul rezistenței R_1 | PTC | | ZTC | NTC | |
|--|---|---------------------------------------|---|---|---|
| | <i>N⁺ diffusion sheet resistance</i> | <i>Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>LOW TCR Polysilicon 2 sheet resistance</i> | <i>N⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>P⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> |
| <i>simbol</i> | <i>RSNN</i> | <i>RSP1</i> | <i>RSZP2</i> | <i>NUGRS</i> | <i>PUGRS</i> |
| PANTA simulată [$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$] | -0,0069 | -0,0287 | 0,0249 | 0,1085 | 0,0339 |
| PANTA analitică [$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$] | -0.0054 | -0.0293 | 0.0203 | 0,1136 | 0.0378 |
| PANTA procentuală [$\%/^\circ\text{C}$] | -0,313 | -0,0313 | 0,1095 | 0,4479 | 0,1482 |
| NELINIARITATEA [%] | 0,2 | 0,2 | 0,6 | 3,78 | 0,1 |
| $V_{dd \min}$ [V] | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| SR [ppm/V] | 12.636 | 12.636 | 12.636 | 12.636 | 12.638 |

Referitor la cazul al treilea, în care R_1 este de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*), rezistență integrată cu coeficient de temperatură negativ, graficul dependenței curentului total de temperatură este prezentat în figura 4.4.

Panta maximă a curentului total obținută prin simulare este de $0,1085 \cdot \mu\text{A}/^\circ\text{C}$. Panta procentuală maximă se obține în acest caz pentru $m=2$ și $R_1=90\text{k}\Omega$ de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*) și este de $0,4479 \cdot \%/^\circ\text{C}$. SR măsurat la tensiunea de alimentare de 3,5V a fost mare, de 12.636ppm/V (figura 4.5.) iar $V_{DD\min}=3\text{V}$. Consumul de curent al acestui tip de senzor are o valoare de $21,52\mu\text{A}$ la 20°C . Tipul de rezistor folosit are rezistența pe pătrat foarte mare, de $1000\Omega/\square$, ceea ce va duce la o arie mică ocupată pe chip, deci la un cost redus la implementare.

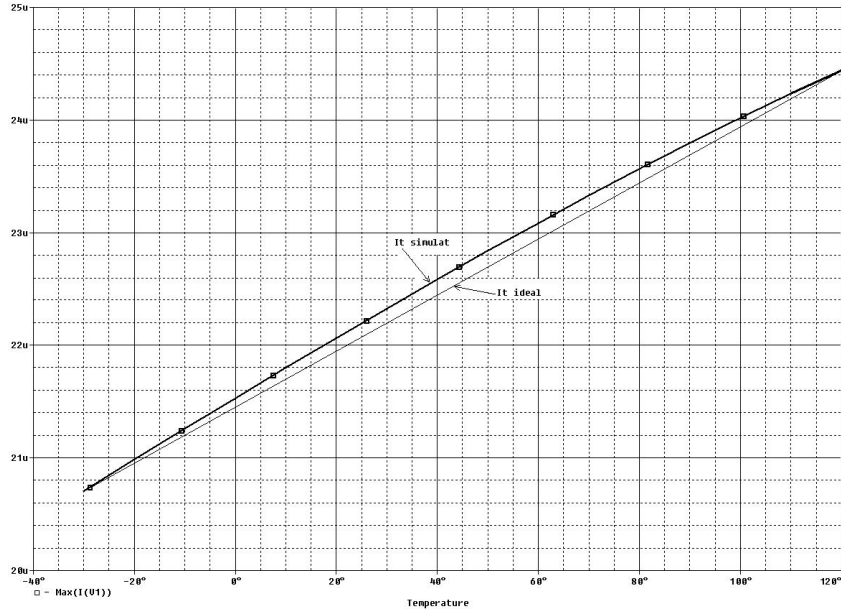


Fig. 4.2. Variația curentului total cu temperatura cu rezistența R_1 de tipul ZTC (*Low TCR Polysilicon 2 sheet resistance*)

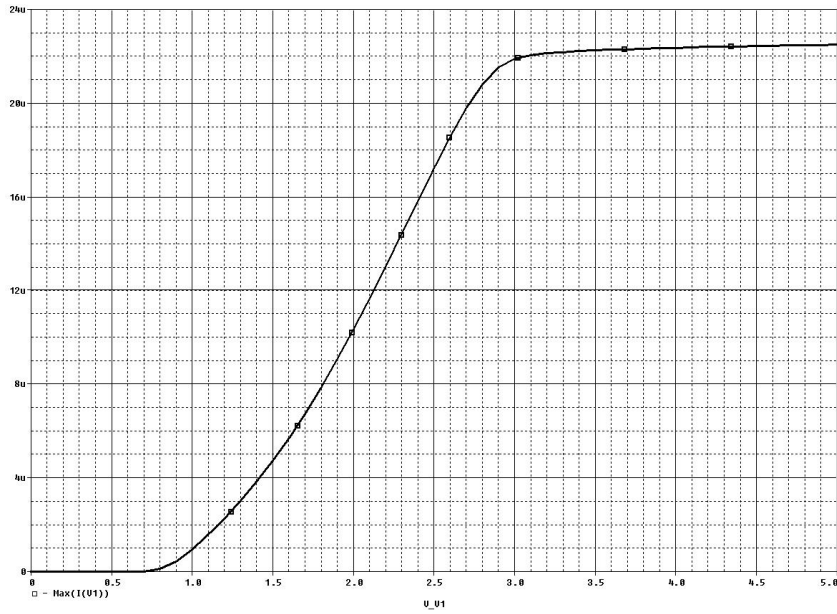


Fig. 4.3. Dependența curentului total de tensiunea de alimentare în cazul R_1 de tipul ZTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*)

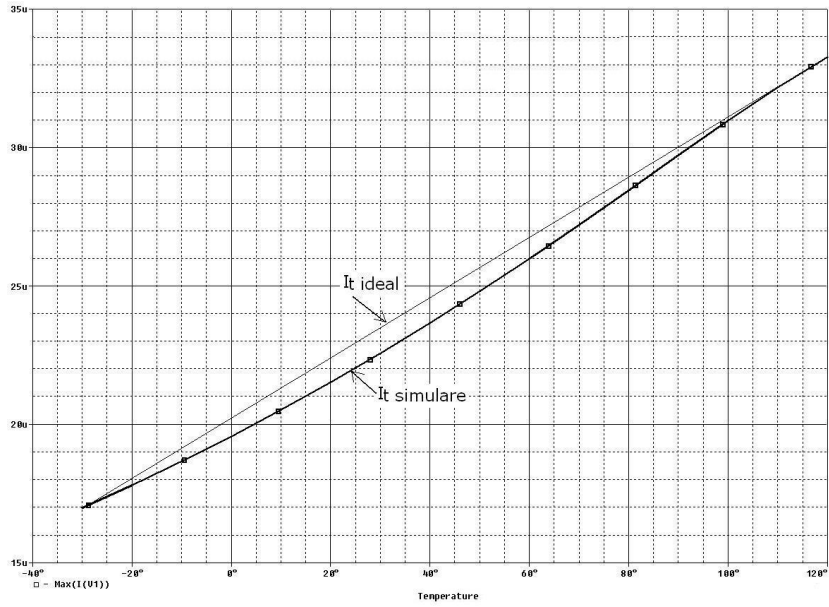


Fig. 4.4. Variația curentului total cu temperatura cu rezistența R_1 de tipul NTC (N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance)

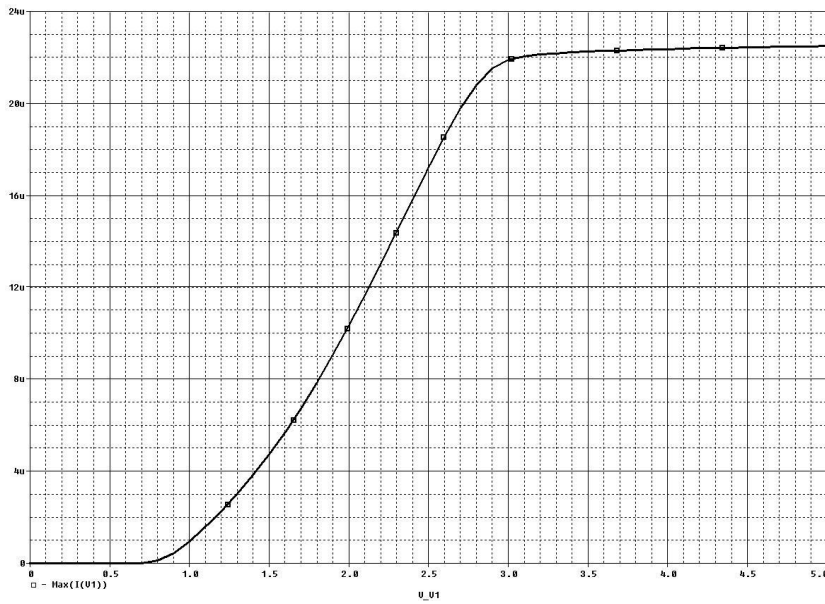


Fig. 4.5. Dependența curentului total de tensiunea de alimentare în cazul R_1 de tipul NTC (N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance)

S-au înlocuit valorile coeficienților de temperatură în relația (4.22) și s-au folosit valorile componentelor obținute în urma simulărilor. Astfel, s-a verificat dacă pentru fiecare tip de rezistență (PTC, ZTC și NTC) condiția de maxim este îndeplinită și s-a calculat panta curentului total al senzorului cu relația (4.15). Rezultatele au fost trecute în Tabelul 4.1. Pe baza acestor considerente panta maximă calculată s-a obținut în cazul R_1 de tipul NTC și este de $0,1085 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$. Astfel, **a rezultat o eroare de numai 4,46% față de panta curentului total obținută prin simulare, ceea ce constituie o performanță bună.**

Totuși, în acest caz avem trei inconveniente importante: neliniaritatea curentului foarte mare, de 3,78%, iar $V_{DD\min}$ este destul de ridicat, de 3V și un SR de 12.636ppm/V măsurat la tensiunea 3,5V determinat din figura 4.5.

Această problemă va fi corectată în paragraful 4.4. unde se va face o optimizare a senzorului Widlar-simplă.

4.4. Îmbunătățirea performanțelor senzorului

Problema neliniarității mari a senzorului va fi corectată prin introducerea unei rezistențe în cadrul oglinzii superioare simple, dar și prin modificarea dimensiunilor tranzistoarelor.

În primul caz, o rezistență R_3 a fost plasată pe ramura din dreapta, oglinda de curent superioară devenind o oglindă Widlar inversă [6]. În urma simulărilor noii scheme, s-a ajuns la concluzia că rezistența R_3 nu aduce nici o îmbunătățire a inconvenientelor de mai sus.

În cel de-al doilea caz rezistența R_2 a fost pusă pe ramura din stânga – aceasta devenind o oglindă Widlar obișnuită conform schemei din figura 4.6. Simulările s-au făcut cu toate tipurile de rezistențe pentru R_2 , cu coeficient termic pozitiv, nul și negativ și s-a ajuns la varianta optimă, pentru cea de tipul NTC (*P⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance*), aceasta având valoarea de $2,52\text{k}\Omega$. Variația curentului total în gama de temperaturi cuprinse între -30 și 120°C , este prezentată în figura 4.7.

În acest caz, se obține o performanță foarte bună pentru neliniaritate, aceasta coborând la 0,78% dar și pentru $V_{DD\min} = 2,3\text{V}$ (Tabelul 4.2). Parametrul $\text{SR} = 8.261\text{ppm}/\text{V}$, la o tensiune de alimentare $V_{DD}=3,5\text{V}$. Dependența curentului total de tensiunea de alimentare este arătată în figura 4.8.

Pentru a nu scădea panta curentului total cu mai mult de 15% față de valoarea obținută în paragraful 4.3. ($0,108552\mu\text{A}/^\circ\text{C}$), s-au modificat și dimensiunile tranzistoarelor: $L_{1,2,3,4}=2,5\mu\text{m}$, $L_5=0,62\mu\text{m}$, $W_1=43,75\mu\text{m}$, $W_2=69,19\mu\text{m}$, $W_3=135,71\mu\text{m}$, $W_4=65\mu\text{m}$ și $W_5=0,95\mu\text{m}$. Trebuie menționat și faptul că în acest caz, încă s-a raportat un consum mic de curent, $25,5\mu\text{A}$, la temperatura de 20°C .

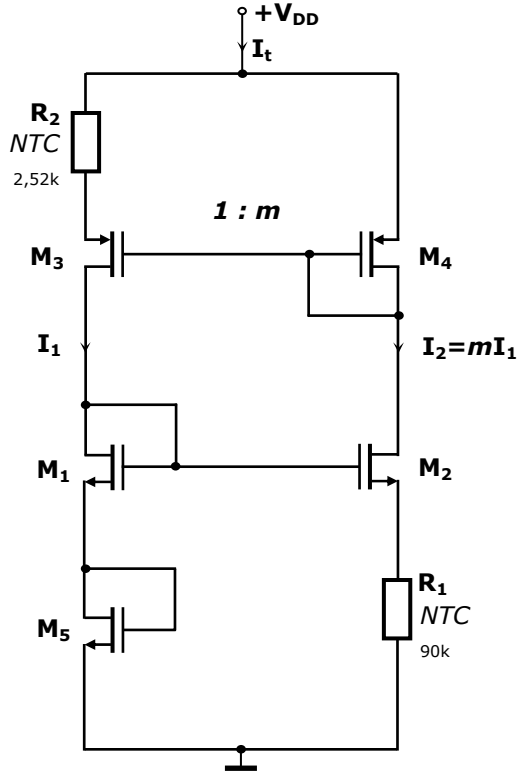


Fig. 4.6. Schema senzorului de temperatură Widlar-Widlar cu citirea curentului total

Tabel 4.2. Rezultatele simulării pentru R_2 în cele trei cazuri de coeficienți de temperatură pentru schema Widlar-Widlar

| tipul rezistenței R_2 | NTC | | ZTC | PTC | | |
|---|---|---|---|--------------------------------|---|---------------------------------------|
| | <i>N⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>P⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>LOW TCR Polysilicon 2 sheet resistance</i> | <i>N-well sheet resistance</i> | <i>N⁺ Diffusion sheet resistance</i> | <i>Polysilicon 1 sheet resistance</i> |
| <i>symbol</i> | <i>NUGRS</i> | <i>PUGRS</i> | <i>RSZP2</i> | <i>RSNW</i> | <i>RSNN</i> | <i>RSP1</i> |
| PANTA curentului total [$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$] | 0,11680 | 0,09411 | 0,09173 | 0,04992 | 0,07525 | 0,08168 |
| PANTA procentuală [$\%/^\circ\text{C}$] | 0,40940 | 0,33443 | 0,32642 | 0,18227 | 0,27048 | 0,29245 |
| NELINIARITATEA [%] | 2,5 | 0,78 | 0,86 | 2,6 | 0,52 | 0,31 |
| $V_{dd \text{ min}}$ [V] | 2,4 | 2,3 | 2,4 | 2,4 | 2,4 | 2,4 |
| SR la 3V [ppm/V] | 8.548 | 8.261 | 8.258 | 8.561 | 8.078 | 8.532 |

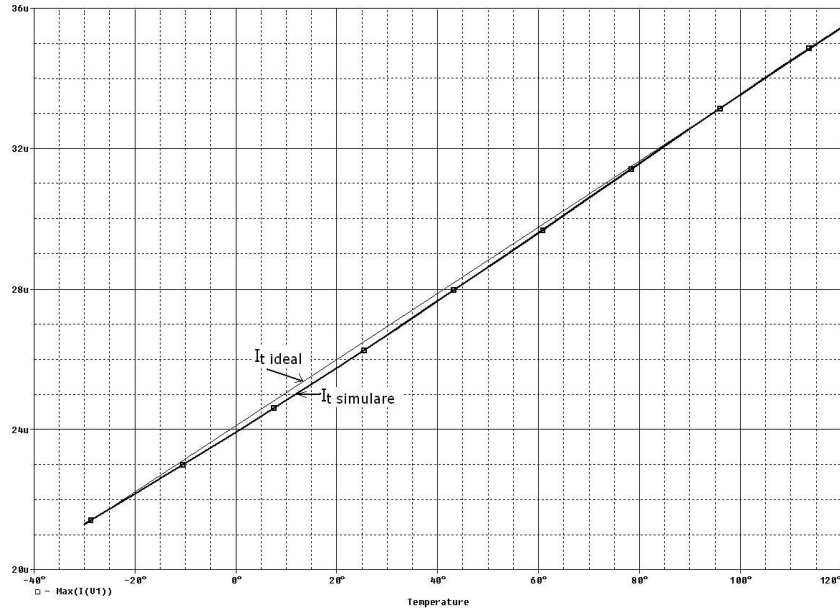


Fig. 4.7. Variația curentului total cu temperatura pentru senzorul Widlar-Widlar

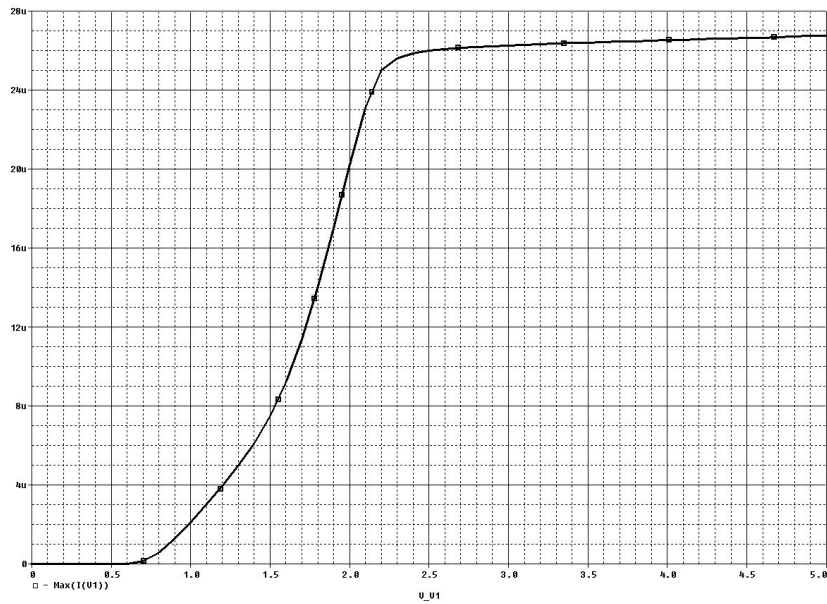


Fig. 4.8. Dependența curentului total de tensiunea de alimentare pentru senzorul Widlar-Widlar

Măsurarea temperaturii cu acest tip de senzor nu ar trebui să fie influențată de semnalele perturbatoare din alimentare. În acest sens s-a simulat schema senzorului Widlar-Widlar introducând peste tensiunea de alimentare un semnal parazit (V_{alim}) de 100mV amplitudine și frecvența de: 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz, 10MHz, 100MHz și 1GHz (tabelul 4.3.), urmărindu-se rezistența de ieșire (R_{OUT}).

Tabel 4.3. Rezultatele simulării schemei Widlar-Widlar sub influența perturbațiilor sursei de alimentare

| Frecvența semnalului perturbator | 100Hz | 1kHz | 10kHz | 100kHz | 1MHz | 10MHz | 100MHz | 1GHz |
|--|-------|-------|-------|--------|-------|-------|--------|-------|
| R_{OUT} [M Ω] | 4,008 | 4,021 | 4,006 | 3,928 | 0,797 | 0,084 | 0,012 | 0,001 |

R_{OUT} trebuie să fie mare pentru ca semnalele parazite nedorite la ieșirea senzorului să nu influențeze măsurarea corectă a temperaturii. Rezultatele determinării lui R_{OUT} sunt arătate în figura 4.9. **Concluzia este că perturbațiile tensiunii de alimentare nu au o influență semnificativă asupra curentului total la frecvențe joase** și deci funcționarea senzorului nu este afectată dacă acesta este realizat într-un chip cu frecvențe de lucru de până la 100kHz. În schimb introducerea lui în chip-uri cu frecvențe de lucru mai mari de 100kHz necesită o proiectare îngrijită a circuitelor pentru reducerea acestor perturbații de pe sursa de alimentare.

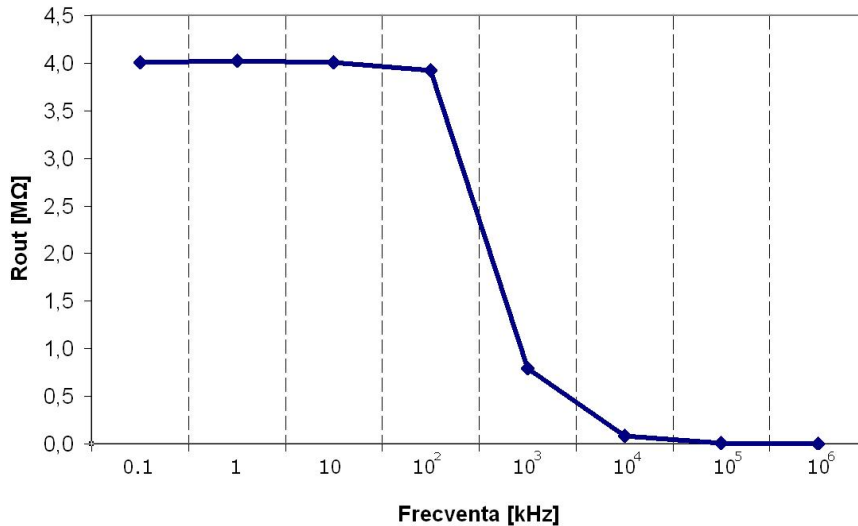


Fig. 4.9. Dependența de frecvență a rezistenței de ieșire la senzorul Widlar-Widlar cu citire în curent

4.5. Studiul variațiilor cu procesul de fabricație

La varianta finală de schemă prezentată în paragraful anterior au fost făcute și simulări la variații de proces, pentru un număr de 5 temperaturi din domeniul -30°C - 120°C . S-au urmărit două cazuri: variația curentului total cu procesul și variația pantei procentuale a curentului de ieșire cu procesul.

Pe baza rezultatelor simulării s-au construit graficele din figura 4.10, în care s-au marcat curbele pentru parametrii tipici ("TYP" – typical case), pentru cazul cel mai bun ("BC" – best case) și pentru cazul cel mai defavorabil ("WC" – worst case). Astfel, s-au obținut rezultate modeste la variațiile curentului total cu procesul (R_1 cu lățime aproximativă de $20\mu\text{m}$ și R_2 cu lățime aproximativă de $15\mu\text{m}$), 83,4% și anume:

- pentru BC de +54,6% față de TYP la 120°C ;
- pentru WC de -28,8% față de TYP la 120°C .

Din cauza lățimilor foarte mari ale rezistoarelor R_1 și R_2 senzorul ocupă o arie mare pe chip: $38.751\mu\text{m}^2$. În acest caz variația totală a pantei procentuale cu procesul de fabricație este de 1,57% (BC față de TYP +1,29%; WC față de TYP +0,28%).

Performanțe foarte bune însă, s-au obținut la variația pantei procentuale cu procesul. Astfel, s-a reușit o optimizare a senzorului prin lățimea rezistorului R_1 de aproximativ $0,38\mu\text{m}$ și lățimea lui R_2 de aproximativ $3,49\mu\text{m}$, o variație totală cu procesul de numai 1,01% și anume:

- pentru BC de +0,43% față de TYP la 120°C ;
- pentru WC de -0,58% față de TYP la 120°C .

În acest caz variația totală a curentului cu procesul de fabricație este de 165% (BC față de TYP +111%; WC față de TYP -54%). Estimarea ariei ocupate pe chip de senzorul de temperatură cu rezistența R_1 de tipul $\text{N}^+\text{Polysilicon 1 pe N-well}$, având rezistența pe pătrat de $1000\Omega/\square$, adică aproximativ de 2 ori mai mare decât cea a rezistenței R_2 care este de tipul difuzată $\text{P}^+\text{Polysilicon 1 pe N-well}$ și care are rezistența pe pătrat de $480\Omega/\square$, cu lățimile de $0,38\mu\text{m}$, respectiv de $3,49\mu\text{m}$, conduce la valoarea aproximativă de **$1.646\mu\text{m}^2$** .

În viitor, proiectantul poate opta pentru una din cele două situații prezentate. În primul caz prezentat variațiile cu procesul de fabricație ale curentului total sunt mari și deci circuitul are nevoie de un trimming extins, care se va face cu circuite specifice și cu un număr ridicat de biți, aria pe chip ocupată fiind de 23 de ori mai mare decât în cazul al doilea. În cazul al doilea, în care variațiile pantei procentuale sunt foarte mici, va fi necesar un trimming restrâns cu număr de biți mai puțini pentru corecția variațiilor pantei curentului total cu procesul de fabricație.

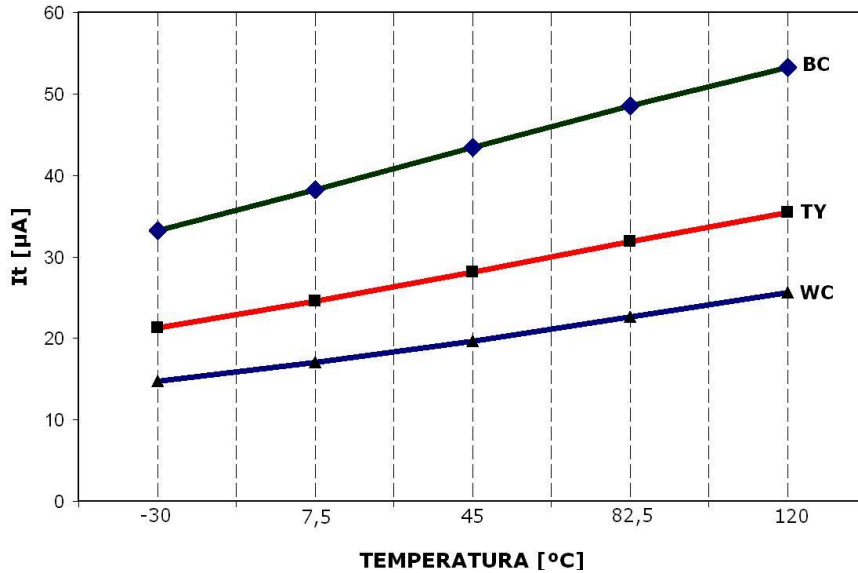


Fig. 4.10. Dependența curentului total de proces și temperatură

4.6. Varianta de senzor Widlar-Widlar cu citire în curent

Și la acest tip de senzor, ca și în capitolele anterioare, din dorința de a aduce unele îmbunătățiri parametrilor obținuți, s-au făcut un mare număr de simulări ale unor scheme derivate din schema din cea din fig. 4.6.

Ieșirea senzorului în curent pe ramură a fost prima variantă alternativă simulată. Acest caz nu a adus o îmbunătățire notabilă a parametrilor studiați.

A doua variantă de senzor a fost cea prezentată în fig. 4.11.

Plecând de la circuitul prezentat în figura 4.1. realizat dintr-o oglindă superioară simplă și oglindă inferioară Widlar modificată, a fost eliminat tranzistorul M_5 , oglinda inferioară devenind o oglindă Widlar clasică. Urmând aceleași etape din paragrafele de mai sus, s-a pornit de la determinarea maximului pantei curentului.

Relația curentului total se obține plecând de la aceea scrisă pe bucla de jos a circuitului din figura 4.11.:

$$V_{GS1} = V_{GS2} + I_2 \cdot R_1 \quad \text{sau} \quad V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n \cdot a_1}} = \sqrt{\frac{I_2}{\beta_n \cdot a_2}} + mR_1 I_1 \quad (4.23)$$

din care se obține ecuația:

$$\sqrt{\frac{I_1}{\beta_n}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - mR_1I_1 = 0 \quad (4.24)$$

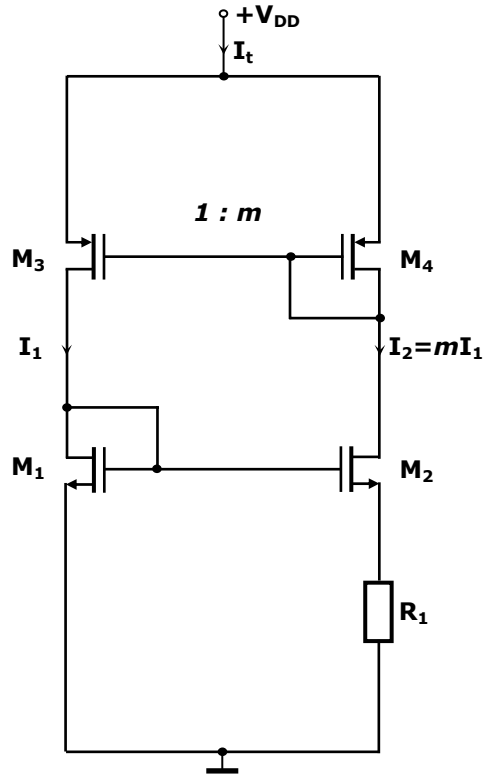


Fig. 4.11. Schema senzorului de temperatură Widlar-simplă fără diodă cu citirea curentului total

Folosind relațiile (4.3) – (4.21) și făcând notațiile:

$$A = \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) \quad (4.25)$$

$$B = \sqrt{A^2 + 2mR_1V_{Tn}W} \quad (4.26)$$

Se obține panta curentului total ca fiind derivata curentului total în raport cu temperatura:

$$\begin{aligned}
\frac{dI_t}{dT}_{1,2} &= \frac{(m+1) \cdot (k_{VTn} - k_{R1}) - k_m}{m} \cdot \frac{V_{Tn}}{R_1} - \\
&- \frac{(m+2)A^2k_m + (m+1)A\sqrt{\frac{m}{a_2}}k_m + (m+1)A^2(2k_{R1} + k_{\mu n})}{m^2R_1^2W} \pm \\
&\pm \left\{ \frac{(m+1)A}{m^2R_1^2W} \cdot \frac{(k_{VTn} + k_m + k_{R1} + k_{\mu n})mR_1V_{Tn}W - \frac{1}{2}A\sqrt{\frac{m}{a_2}}k_m}{B} - \right. \\
&\left. - \frac{(m+2)k_mA + \frac{1}{2}(m+1)\sqrt{\frac{m}{a_2}}k_m + (m+1)A(2k_{R1} + k_{\mu n})}{m^2R_1^2W} \cdot B \right\}
\end{aligned} \tag{4.26}$$

Condiția necesară ca panta să fie extremă (maximă), este ca derivata pantelor în raport cu temperatura T să se anuleze, rezultând o relație asemănătoare cu (4.22).

S-a simulat schema noului senzor în gama de temperaturi cuprinsă între -30 și 120°C, urmărindu-se obținerea unei dependențe cât mai mari a curentului total în funcție de temperatură. Și acest senzor s-a considerat realizat în tehnologie CMOS de 0,35μm.

S-au dimensionat tranzistoarele M₁, M₂, M₃ și M₄ în urma simulării pentru diferite valori ale lui m (2, 3, 4 și 5). Astfel, cele mai bune rezultate s-au obținut pentru m=2 și următoarele dimensiuni de tranzistoare: L_{1,2,3,4}=5μm, W₁=0.78μm, W₂=40μm, W₃=5μm și W₄=10μm.

Simulările au fost făcute și pentru diferite valori ale rezistorului R₁ cuprinse între 10kΩ și 140 kΩ, dar și pentru diferite tipuri de rezistențe: PTC, ZTC și NTC.

Panta maximă a curentului total obținută prin simulare este de 0,06806μA/°C, iar cea obținută prin metoda analitică cu relația (4.26) este de 0,0728μA/°C, rezultând o eroare de 7%. Panta procentuală maximă se obține în acest caz pentru m=2 și R₁=90kΩ de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*) și este de 0,92316%/°C. Parametrul SR măsurat la tensiunea de alimentare de 3,5V este de 7.636ppm/V iar V_{DDmin}=1,8V. Problema neliniarității mari de 12% a senzorului va fi corectată prin introducerea unei rezistențe pe una din ramurile oglinzii superioare simple. În primul caz s-a introdus R₃ pe ramura din dreapta și s-au făcut simulări pentru diferite valori cuprinse între 0,2kΩ și 100kΩ și diferite tipuri de rezistențe: NTC, ZTC și PTC. Această variantă nu aduce nici o îmbunătățire a parametrilor măsurați.

Introducerea rezistenței R₂=16kΩ de tipul PTC (k_{R2}=3,9·10⁻³/K) pe ramura superioară stângă deasupra de M₃ (fig. 4.14) aduce unele îmbunătățiri ale performanțelor senzorului: neliniaritatea este 1,1% (fig. 4.12), **V_{DDmin}=1,7V**, parametrul **SR=3.275ppm/V** măsurat la 3,5V (fig.4.13), **consumul de curent a scăzut la 8,4μA** măsurat la 20°C. Panta curentului total obținută prin simulare este de: 0,0619μA/°C, iar panta procentuală este de 0,61914%/°C. De asemenea s-au

modificat și dimensiunile tranzistoarelor: $L_{1,2,3,4}=5\mu\text{m}$, $W_1=0,6\mu\text{m}$, $W_2=40\mu\text{m}$, $W_3=15\mu\text{m}$, $W_4=18,7\mu\text{m}$.

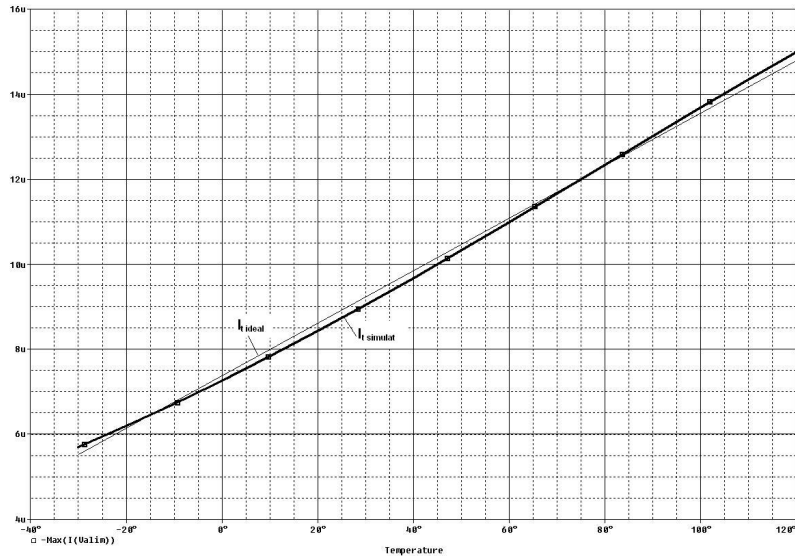


Fig. 4.12. Variația curentului total cu temperatura pentru senzorul Widlar-Widlar modificat

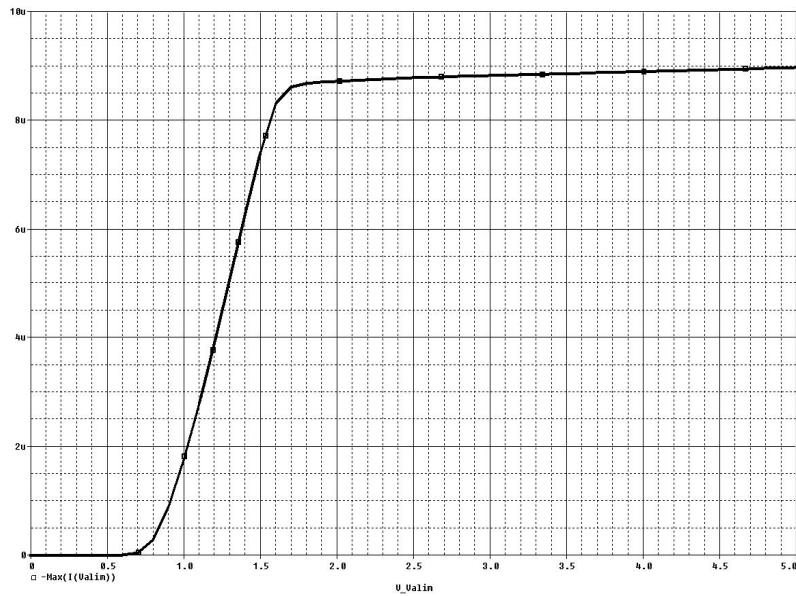


Fig. 4.13. Dependența curentului total de tensiunea de alimentare pentru senzorul Widlar-Widlar modificat

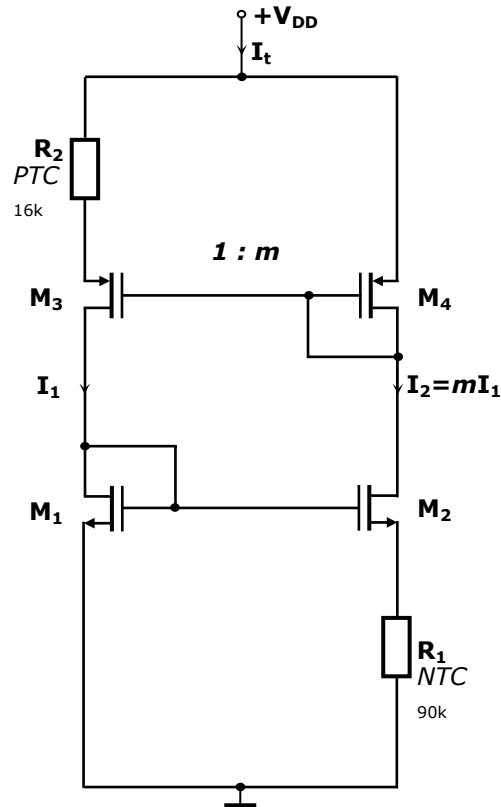


Fig. 4.14. Schema noului senzor de temperatură Widlar-Widlar cu citirea curentului total

La varianta de senzor Widlar-Widlar modificat prezentată în Fig. 4.14 au fost făcute și simulări la variații de proces, pentru un număr de 5 temperaturi din domeniul -30°C - 120°C . Și în cazul acestui senzor s-au urmărit două mărimi: variația curentului total cu procesul și variația pantei procentuale a curentului de ieșire cu procesul.

Pe baza rezultatelor simulării s-au construit graficele din figura 4.14, în care s-au marcat curbele pentru parametrii tipici, pentru cazul cel mai bun („best case”) și pentru cazul cel mai defavorabil („worst case”). Astfel, s-au obținut îmbunătățiri modeste la variațiile curentului total cu procesul, variația totală maximă fiind de **62,1%** (R_1 cu lățime aproximativă de $15\mu\text{m}$ și R_2 cu lățime aproximativă de $11\mu\text{m}$) și anume:

- pentru BC de $+33,2\%$ față de TYP la 120°C ;
- pentru WC de $-28,9\%$ față de TYP la 120°C .

Variația totală a pantei procentuale este în acest caz de $3,5\%$. Aria ocupată pe chip este de: **$20.600\mu\text{m}^2$** .

4.7. Concluzii

În Capitolul 4 s-a prezentat și analizat conceptul unui alt senzor de temperatură cu ieșire în curent realizat în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$, compus din două oglinzi de curent clasice de curent interconectate în cruce una Widlar modificată (inferioară) și una Widlar obișnuită (superioară). Această schemă se remarcă în primul rând printr-o interconectare simplă, serială cu sarcina și cu consum minim de curent de la sursele de alimentare, acest curent fiind însăși curentul de ieșire al senzorului.

În paragraful 4.2 s-a făcut un calcul analitic al pantei maxime a curentului total pentru a putea fi comparat cu cel obținut în urma simulării în paragraful 4.3. eroarea a rezultat redusă (4,46%) În paragraful 4.4 s-a optimizat schema în vederea reducerii neliniarității și a tensiunii de alimentare, în paragraful 4.5 s-au prezentat variațiile cu procesul de fabricație, iar în paragraful 4.6. s-a prezentat un nou senzor Widlar-Widlar cu citire în curent.

Eroarea de 4,46% dintre panta obținută pe cale analitică și panta obținută în urma simulărilor primului senzor pentru R_1 de tipul NTC constituie o altă reușită foarte bună a acestui capitol.

Performanțe asemănătoare au fost realizate în literatura de specialitate, dar cu scheme complexe care ocupă arii mari pe chip. Succesul primului senzor ropus de autorul tezei, care folosește o **arie foarte mică: de doar $1646\mu\text{m}^2$ ($1956\mu\text{m}^2$ în cel de-al doilea caz)**, este datorat simplității schemei și unor rezistențe integrate de ultimă generație, în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$.

Avantajul major al senzorului propus este acela că are o **sensibilitate procentuală optimizată**, variația procentuală a pantei cu procesul fiind foarte mică, de numai **1,01%**, pe când variația cu procesul al tensiunii pe un rezistor este de aproximativ $\pm 30\%$ (total 60%). Totuși dezavantajul acestor două scheme ca și al celor din Capitolul 2, rămâne acela că nu s-a reușit optimizarea variației curentului total cu procesul, care este încă mare. O situație de compromis între cele două cazuri prezentate în paragraful 4.5. respectiv cazului din paragraful 4.6, nu este posibilă fără a modifica substanțial lățimile rezistențelor, ceea ce ar duce la creșterea ariei pe chip și deci a costurilor de fabricație ale acestuia.

Neliniaritatea bună a primului senzorului, de 0,78%, constituie o reușită bună a schemei.

O altă performanță foarte bună a acestui senzor este aceea că mărimea citită la ieșire nu depinde sensibil de tensiunea de alimentare, dacă frecvența semnalului perturbator de la alimentare este de până la 100kHz ($R_{\text{out}} = 4\text{M}\Omega$).

S-a obținut o **bună tensiune minimă de alimentare de 2,3V în primul caz și de numai 1,7V în cel de-al doilea caz**, parametrul $SR=8.261\text{ppm/V}$ măsurat la 3,5V, cu varianta de schemă optimizată, și anume cu R_2 cu coeficient de temperatură pozitiv (N^+ diffusion sheet resistance) și **$SR=3.275\text{ppm/V}$** pentru senzorul din paragraful 4.6.

Curentul consumat de senzor este relativ mic de $25,5\mu\text{A}$ la temperatura de 20°C pentru prima variantă de senzor și numai **$8,4\mu\text{A}$** măsurat la 20°C pentru senzorul din paragraful 4.6.

În final, așa cum se arată și în [56], se raportează următoarele performanțe obținute în acest capitol:

- **panta curentului total optimizată;**
- **neliniaritatea, în gama de temperatură $-30 - 120^\circ\text{C}$, bună, de $0,78\%$** (prima variantă de senzor);
- **tensiunea minimă de alimentare: $V_{\text{DDmin}}=2,3\text{V}$** pentru primul senzor respectiv **$1,7\text{V}$** pentru cel de-al doilea;
- **$\text{SR}=8.261\text{ppm/V}$** măsurat la o tensiune de alimentare de **$3,5\text{V}$** pentru varianta 1 și **$\text{SR}=3.275\text{ppm/V}$** pentru senzorul din paragraful 4.6.;
- **rezistență mare de ieșire: $R_{\text{OUT}} = 4\text{M}\Omega$** la frecvențe joase;
- **variația totală cu procesul a pantei procentuale este de numai $1,01\%$** ;
- **aria pe chip de $1.646\mu\text{m}^2$** pentru prima variantă și **$1.956 \mu\text{m}^2$** pentru varianta a doua;
- **la primul senzor consumul de curent este: $25,5\mu\text{A}$ iar la al doilea $8,4\mu\text{A}$, măsurat în ambele cazuri la 20°C .**

5. SENZORUL DE TEMPERATURĂ WIDLAR- WIDLAR CU CITIRE ÎN TENSIUNE

Rezumat

În acest capitol se prezintă studiul unui circuit integrat CMOS principal a cărui mărime de ieșire variază liniar cu temperatura, dar și rezultatele analizării unui circuit secundar rezultat prin modificarea primului. Acești senzori sunt realizați din două oglinzi de curent interconectate în cruce. S-a urmărit variația cu temperatura a tensiunii de ieșire citită de pe rezistența din ramura dreaptă a oglinzii inferioare Widlar, ieșire care lucrează în gol. Considerarea unui rezistor R_{LOAD} concret este în principiu posibilă.

Circuitele se remarcă printr-o neliniaritate bună, arie mică ocupată pe chip și prin consum mic de curent de la sursele de alimentare.

Proiectarea celor doi senzori se face având la dispoziție rezistoare care au coeficienți de temperatură negativi, nuli și pozitivi. Se vor evidenția performanțele circuitului în cazul folosirii perechilor de rezistoare NTC și PTC.

La circuitul principal, pentru tensiunea de ieșire s-a determinat panta maximă precum și condiția de pantă maximă. S-a făcut dimensionarea schemei pentru un maxim al pantei rezultând o eroare între panta analitică și cea simulată de 6,27%. Performanțele sensorului sunt: neliniaritatea 0,54%, panta optimizată a tensiunii de ieșire de 3,2813mV/°C, panta procentuală optimizată de 0,1946%/°C, consum mic de curent 30μA măsurat la 20°C, $V_{DDmin}=2,8V$, parametrul SR de 4.289ppm/V la 3,5V. Aria ocupată de senzor pe chip este mică: 3.075μm². Variația totală a pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație este modestă, de 25,4% iar variația totală a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație este de 31,1%.

5.1. Introducere

Ideea care a stat la baza realizării circuitului principal a fost modificarea primului senzor prezentat în Capitolul 4 al tezei (schemă simplă, realizată în tehnologie CMOS de 0,35μm), urmărind ca ieșirea să fie o tensiune cât mai puternic dependentă de temperatură. Schema este implementată cu tranzistoare și cu rezistențe integrate ai căror coeficienți de temperatură de ordinul I și II se cunosc.

Schema propusă pentru primul senzor, cu două oglinzi clasice interconectate în cruce, include o oglindă inferioară de tip Widlar modificată [6] (completată cu o diodă pe ramura din stânga) și o oglindă simplă în partea superioară. Oglinda Widlar modificată asigură o variație bună a tensiunii de ieșire cu temperatura pentru o anumită valoare și un anumit tip al rezistenței R_1 . Prin introducerea unei rezistențe în oglinda superioară a schemei se poate reduce neliniaritatea tensiunii de ieșire și

se poate asigura un parametru SR bun, în schimb sensibilitatea la proces este relativ mare.

În paragraful 5.2. se face analiza matematică pentru circuitul principal, a pantei tensiunii de ieșire în raport cu temperatura și se compară cu panta tensiunii de ieșire simulată. Se găsește o diferență între acestea de numai 6,27%. În paragraful 5.3. se prezintă rezultatele simulării. În paragraful 5.4. se face o optimizare a primei scheme în sensul reducerii neliniarității relativ mari (de 1,51%) prin introducerea unei rezistențe în oglinda superioară, pe una dintre ramurile sensorului. Astfel oglinda superioară devine una Widlar. Paragraful 5.5. include măsurarea variațiilor pantei procentuale și a tensiunii de ieșire cu procesul pentru primul senzor, paragraful 5.6. - rezultatele simulării celui de-al doilea circuit derivat din primul, iar paragraful 5.7. prezintă concluziile acestui capitol.

5.2. Determinarea sensibilității maxime pentru senzorul Widlar-simplă cu citire în tensiune

Pentru analiza dependenței tensiunii de ieșire de temperatură se pleacă de la o sursă de curent cunoscută [8]. Circuitul prezentat în figura 5.1. este realizat dintr-o oglindă inferioară Widlar modificată (cu M_1 , M_2 și R_1 , completată cu tranzistorul M_5 conectat ca diodă) și o oglindă superioară simplă (cu M_3 și M_4). Se va ține cont și aici de faptul că raportul m al curenților din cele două ramuri prezintă și el o dependență de temperatură.

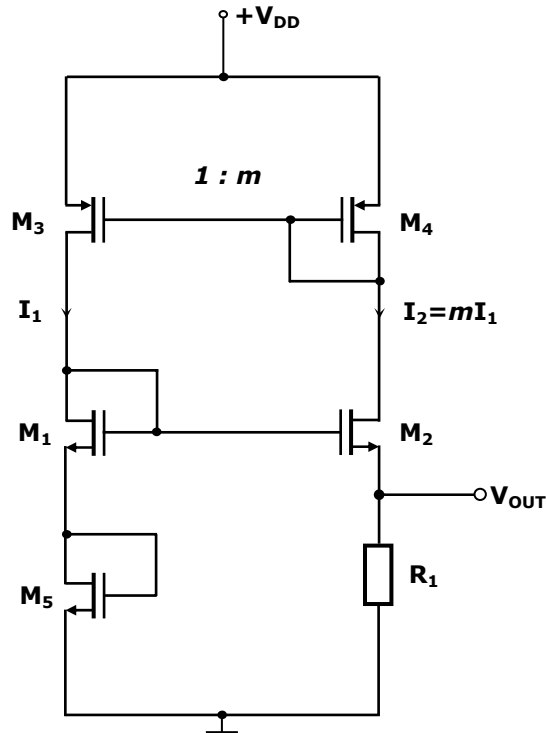


Fig. 5.1. Schema senzorului de temperatură Widlar-simplă cu citirea tensiunii de ieșire

S-a considerat rezistența R_1 ca fiind rezistența de sarcină a senzorului (schema lucrează în gol) și deci căderea de tensiune pe aceasta (V_{out}) va fi tensiunea de ieșire a cărei dependență de temperatură se urmărește.

Studierea dependenței raportului m al unei oglinzi simple, conectată în partea superioară a schemei, în raport cu temperatura, s-a făcut prin simulare la fel ca în Capitolul 2, în intervalul de temperaturi cuprins între -30 °C și 120 °C.

Coeficientul de temperatură al raportului m a rezultat: $k_m \equiv 0,0945 \cdot 10^{-3} \left[\frac{1}{K} \right]$.

Coeficientul de temperatură de ordinul II al raportului curenților pe ramuri k_{mm} se definește pe baza relației (2.3).

Pentru studiul dependenței de temperatură a ieșirii senzorului se calculează variația tensiunii de ieșire în funcție de temperatură, cu alte cuvinte panta (ori sensibilitatea senzorului) și se pune condiția ca aceasta să fie maximă. Coeficienții de temperatură ce intervin în calculul sensibilității senzorului, exceptând coeficientul de temperatură al raportului m , sunt cei din Capitolul 2.

Relația în care apare tensiunea de ieșire se poate obține plecând de la aceea scrisă pe bucla de jos a schemei:

$$V_{GS1} + V_{GS5} = V_{GS2} + I_2 \cdot R_1 \quad \text{sau}$$

$$V_{Tn} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n \cdot a_1}} + \sqrt{\frac{I_1}{\beta_n \cdot a_5}} = \sqrt{\frac{I_2}{\beta_n \cdot a_2}} + m R_1 I_1 \quad (5.1)$$

din care se obține ecuația

$$\sqrt{\frac{I_1}{\beta_n}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - m R_1 I_1 = 0 \quad (5.2)$$

unde m reprezintă raportul curenților prin ramurile schemei ($I_2 = m I_1$);

$\beta_n = \mu_n \cdot \frac{C_{ox}}{2}$ 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 ; a_2 reprezintă raportul dimensional W_2/L_2 al tranzistorului M_2 , a_5 reprezintă raportul dimensional W_5/L_5 al tranzistorului M_5 , iar V_{Tn} este tensiunea de prag a tranzistoarelor NMOS (considerată aceeași la toate tranzistoarele indiferent de dimensiuni).

Tensiunea de ieșire a senzorului notată cu V_{OUT} este:

$$V_{OUT} = I_2 \cdot R_1 = m I_1 R_1. \quad (5.3)$$

Ținând seama de relația în care se formează produsul $m I_1 R_1$, reprezentând tensiunea de ieșire:

$$\sqrt{\frac{I_1}{\beta_n}} = \sqrt{\frac{m \cdot I_1 \cdot R_1}{\beta_n \cdot m \cdot R_1}} \quad (5.4)$$

relația (5.2) devine:

$$\sqrt{\frac{V_{OUT}}{m \cdot \beta_n \cdot R_1}} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) + V_{Tn} - V_{OUT} = 0 \quad (5.5)$$

Făcând următoarele notații:

$$W = \mu_n \cdot C_{ox} \quad (5.6)$$

$$X = \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} + \frac{1}{\sqrt{a_5}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) \quad (5.7)$$

relația (5.5) devine:

$$\sqrt{\frac{2 \cdot V_{OUT}}{m \cdot R_1 \cdot W}} \cdot X = V_{OUT} - V_{Tn} \quad (5.8)$$

Ridicând la pătrat relația (5.8) și ordonând termenii obținem:

$$V_{OUT}^2 - 2 \cdot V_{OUT} \cdot \left(V_{Tn} + \frac{2 \cdot X^2}{m \cdot R_1 \cdot W} \right) + V_{Tn}^2 = 0 \quad (5.9)$$

Se consideră relația (5.9) ca o ecuație de gradul 2 a cărei necunoscută este tensiunea de ieșire $V_{OUT} = I_2 \cdot R_1 = m \cdot I_1 \cdot R_1$ și notând:

$$Z = \sqrt{\frac{X^4}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} + \frac{2 \cdot X^2 \cdot V_{Tn}}{m \cdot R_1 \cdot W}} \quad (5.10)$$

obținem soluțiile ecuației (5.9) sub forma:

$$V_{OUT} = V_{Tn} + \frac{X^2}{W \cdot m \cdot R_1} \pm Z \quad (5.11)$$

Panta tensiunii de ieșire se notează cu P și se definește ca fiind derivata acesteia în raport cu temperatura:

$$P = \frac{dV_{OUT}}{dT} \quad (5.12)$$

Pentru calculul pantei vom calcula derivatele în raport cu temperatura ale termenilor care apar în expresia lui V_{OUT} :

$$\frac{d}{dT}(V_{OUT}) = \frac{d}{dT}(V_{Tn}) + \frac{d}{dT} \left(\frac{X^2}{W \cdot m \cdot R_1} \right) \pm \frac{d}{dT}(Z) \quad (5.13)$$

Astfel:

$$\frac{d}{dT}(V_{Tn}) = k_{V_{Tn}} \cdot V_{Tn} \quad (5.14)$$

$$\frac{d}{dT} \left(\frac{X^2}{m \cdot R_1 \cdot W} \right) = - \frac{X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m + X^2 \cdot (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})}{m \cdot R_1 \cdot W} \quad (5.15)$$

$$\frac{d}{dT}(Z) = \frac{1}{Z} \cdot \left[\frac{X^2 \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}) - X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m}{m \cdot R_1 \cdot W} \cdot V_{Tn} - \frac{X^3 \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m + X^4 \cdot (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} \right] \quad (5.16)$$

Ținând seama se relațiile (5.12), (5.13), (5.14), (5.15) și (5.16) se obțin pantele sub forma:

$$P_{1,2} = k_{V_{Tn}} \cdot V_{Tn} - \frac{X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m + X^2 \cdot (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})}{m \cdot R_1 \cdot W} \pm \frac{1}{Z} \cdot \left[\frac{X^2 \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}) - X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m}{m \cdot R_1 \cdot W} \cdot V_{Tn} - \frac{X^3 \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m + X^4 \cdot (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} \right] \quad (5.17)$$

Condiția necesară ca panta sa fie extremă (maximă), este ca derivata pantelor în raport cu temperatura T să se anuleze :

$$\frac{d}{dT}(P_{1,2}) = 0 \quad (5.18)$$

Pentru calculul relației (5.18), trebuie derivat fiecare termen care apare în ecuația (5.17). Astfel se obțin:

$$\frac{d}{dT}(k_{V_{Tn}} \cdot V_{Tn}) = (k_{V_{Tn}} V_{Tn} + k_{V_{Tn}}^2) \cdot V_{Tn} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \left(\frac{X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m + X^2 \cdot (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})}{m \cdot R_1 \cdot W} \right) &= \frac{\frac{m}{2 \cdot a_2} \cdot k_m^2}{m \cdot R_1 \cdot W} + \\ &+ \frac{\frac{1}{2} \cdot X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot [k_m \cdot (3 \cdot k_m + 2 \cdot k_{R_1} + 2 \cdot k_{\mu n}) - 2 \cdot k_{mm}]}{m \cdot R_1 \cdot W} + \\ &+ \frac{X^2 \cdot [k_{mm} + k_{\mu n} \mu_n + k_{R_1} R_1 - (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})^2]}{m \cdot R_1 \cdot W} \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \left\{ \frac{1}{Z} \cdot \left[\frac{X^2 \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}) - X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m}{m \cdot R_1 \cdot W} \cdot V_{Tn} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{X^3 \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m + X^4 \cdot (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} \right] \right\} = \\ = -\frac{1}{Z^2} \cdot \left[\frac{X^2 \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}) - X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m}{m \cdot R_1 \cdot W} \cdot V_{Tn} - \right. \\ \left. - \frac{X^3 \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m + X^4 \cdot (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} \right]^2 + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{V_{Tn}}{Z} \cdot \frac{X^2 \cdot [k_{v_{tn}v_{tn}} - k_{\mu n \mu n} - k_{mm} - k_{R_1 R_1} + (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1})^2]}{m \cdot R_1 \cdot W} - \\
& - \frac{V_{Tn}}{Z} \cdot \frac{2 \cdot X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot [k_m \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}) + k_{mm}] + \frac{m}{2 \cdot a_2} \cdot k_m^2}{m \cdot R_1 \cdot W} + \\
& + \frac{1}{Z} \cdot \frac{\frac{3}{2} \cdot X^2 \cdot \frac{m}{a_2} \cdot k_m^2 + X^3 \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} [k_m \cdot (\frac{7}{2} \cdot k_m + 4 \cdot k_{\mu n} + 4 \cdot k_{R_1}) - k_{mm}]}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} + \\
& + \frac{1}{Z} \cdot \frac{X^4 \cdot [(k_m + k_{R_1} + k_{\mu n})^2 - k_{mm} - k_{R_1 R_1} - k_{\mu n \mu n}]}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} \tag{5.21}
\end{aligned}$$

Ținând seama de relațiile (5.18), (5.19), (5.20) și (5.21) obținem condiția ca panta să fie extremă (maximă):

$$\begin{aligned}
& (k_{V_{Tn}V_{Tn}} + k_{V_{Tn}}^2) \cdot V_{Tn} + \frac{m}{2 \cdot a_2} \cdot k_m^2 \\
& + \frac{1}{2} \cdot X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot [k_m \cdot (3 \cdot k_m + 2 \cdot k_{R_1} + 2 \cdot k_{\mu n}) - 2 \cdot k_{mm}] \\
& + \frac{X^2 \cdot [k_{mm} + k_{\mu n \mu n} + k_{R_1 R_1} - (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})^2]}{m \cdot R_1 \cdot W} - \\
& - \frac{1}{Z^2} \cdot \left[\frac{X^2 \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}) - X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m}{m \cdot R_1 \cdot W} \cdot V_{Tn} - \right.
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \left. - \frac{X^3 \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot k_m + X^4 \cdot (k_m + k_{\mu n} + k_{R_1})}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} \right]^2 + \\
 & + \frac{V_{Tn}}{Z} \cdot \frac{X^2 \cdot [k_{v_{tn}v_{tn}} - k_{\mu n\mu n} - k_{mm} - k_{R_1R_1} + (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1})^2]}{m \cdot R_1 \cdot W} - \\
 & - \frac{V_{Tn}}{Z} \cdot \frac{2 \cdot X \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} \cdot [k_m \cdot (k_{V_{Tn}} - k_{\mu n} - k_m - k_{R_1}) + k_{mm}] + \frac{m}{2 \cdot a_2} \cdot k_m^2}{m \cdot R_1 \cdot W} + \\
 & + \frac{1}{Z} \cdot \frac{\frac{3}{2} \cdot X^2 \cdot \frac{m}{a_2} \cdot k_m^2 + X^3 \cdot \sqrt{\frac{m}{a_2}} [k_m \cdot (\frac{7}{2} \cdot k_m + 4 \cdot k_{\mu n} + 4 \cdot k_{R_1}) - k_{mm}]}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} + \\
 & + \frac{1}{Z} \cdot \frac{X^4 \cdot [(k_m + k_{R_1} + k_{\mu n})^2 - k_{mm} - k_{R_1R_1} - k_{\mu n\mu n}]}{m^2 \cdot R_1^2 \cdot W^2} = 0 \tag{5.22}
 \end{aligned}$$

Înlocuind valorile coeficienților de temperatură în relația (5.22), și ținând cont de valorile componentelor care se vor obține în urma simulărilor în paragraful 5.3., se va verifica condiția de maxim și se va calcula panta tensiunii de ieșire a senzorului cu relația (5.17). Această valoare va fi comparată cu cea obținută prin simulare și prezentată în tabelul 5.1 din paragraful 5.3.

5.3. Rezultatele simulării senzorului Widlar-simplă cu citire în tensiune

Simularea senzorului Widlar-simplă cu citire în tensiune, prezentat în figura 5.1 a fost făcută în gama de temperaturi cuprinse între -30 și 120°C. S-a urmărit a se obține o dependență cât mai mare a tensiunii de ieșire în funcție de temperatură. Schema senzorului s-a considerat ca fiind realizată în tehnologie CMOS de 0,35μm.

S-au dimensionat tranzistoarele M_1 , M_2 , M_3 , M_4 și M_5 pentru diferite valori ale raportului curenților pe ramuri m și anume: $m = 2, 3, 4$ și 5 . De asemenea s-a ținut cont de condiția (5.22), conform căreia panta tensiunii de ieșire să aibă extrem, să fie îndeplinită. Cele mai semnificative rezultate au fost prezentate în Tabelul 5.1 și s-au obținut pentru $m = 2$ respectiv următoarele dimensiuni de tranzistoare: $L_{1,2,3,4,5}=5\mu\text{m}$, $W_1=10\mu\text{m}$, $W_2=20\mu\text{m}$, $W_3=5\mu\text{m}$, $W_4=10\mu\text{m}$ și $W_5=1,18\mu\text{m}$.

S-au făcut simulările pentru diferite valori ale lui R_1 cuprinse între 10k Ω și 140 k Ω și pentru diferite tipuri de rezistențe: PTC, ZTC și NTC. În toate aceste cazuri, autorul a urmărit patru parametri definiți în Capitolul 2:

- **sensibilitatea** sensorului sau **panta tensiunii de ieșire**, măsurată în [mV/°C];
- **panta procentuală** a tensiunii de ieșire exprimată în [%/°C];
- **abaterea** sau **neliniaritatea** dată în [%];
- factorul **SR**, măsurat în [ppm/V].

În primul caz, al simulărilor cu rezistența R_1 de tipul PTC (*N⁺ diffusion sheet resistance* sau *Polysilicon 1 sheet resistance*), rezultatele sunt nesatisfăcătoare deoarece panta obținută nu este maximă (de șapte ori mai mică: 0,33887 mV/°C).

Tabel 5.1. Rezultatele simulării pentru schema Widlar-simplă cu R_1 în cele trei cazuri de coeficienți de temperatură

| tipul rezistenței R_1 | PTC | | ZTC | NTC | |
|----------------------------|---|---------------------------------------|---|---|---|
| | <i>P⁺ Diffusion sheet resistance</i> | <i>Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>LOW TCR Polysilicon 2 sheet resistance</i> | <i>N⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>P⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> |
| <i>simbol</i> | <i>RSPP</i> | <i>RSP1</i> | <i>RSZP2</i> | <i>NUGRS</i> | <i>PUGRS</i> |
| PANTA simulată [mV/°C] | 0,3887 | 0,8025 | 1,3977 | 2,7851 | 1,5671 |
| PANTA analitică [mV/°C] | 0,3673 | 0,7519 | 1,3213 | 2,6107 | 1,5203 |
| PANTA procentuală [%/°C] | 0,0282 | 0,0580 | 0,1002 | 0,1960 | 0,1121 |
| NELINIARITATEA [%] | 0,66 | 0,4 | 0,08 | 1,51 | 0,32 |
| $V_{dd\ min}$ [V] | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| SR [ppm/V] măsurat la 3,5V | 7.8550 | 8.963 | 8.963 | 8.963 | 8.963 |

În cazul al doilea, simulările au fost făcute cu rezistența R_1 având coeficient de temperatură nul, de tipul ZTC (*Low TCR Polysilicon 2 sheet resistance*). S-a obținut o performanță în neliniaritate: de doar 0,08%, dar din nou simularea a arătat ceea ce s-a obținut prin calcule: că sensibilitatea (panta) nu este maximă cu acest tip de rezistor (jumătate din cea maximă obținută). SR a fost de 8.963ppm/V

la tensiunea 3,5V. Consumul de curent al acestui tip de senzor este de 25,4 μ A la 20°C. Panta procentuală măsurată a tensiunii de ieșire în gama -30 ... 120°C, pentru cazul în care R_1 este de tip ZTC, are valoarea de 0,1002 mV / ° C (Tabelul 5.1).

Referitor la cazul al treilea, în care R_1 este de tipul NTC (și anume N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance), graficul dependenței tensiunii de ieșire de temperatură este prezentat în figura 5.2. Panta procentuală maximă se obține în acest caz pentru $m=2$ și $R_1=90k\Omega$ de tipul NTC (N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance) și este de 0,1960%/°C. Acest tip de rezistor are rezistența de pătrat foarte mare (de 1000 Ω/\square), ceea ce va duce la o arie mică ocupată pe chip, deci la un cost redus de implementare.

S-au înlocuit valorile coeficienților de temperatură în relația (5.22) și s-au folosit valorile componentelor obținute în urma simulărilor. Astfel, s-a verificat dacă pentru fiecare tip de rezistență (NTC, ZTC și PTC) condiția de maxim este îndeplinită și s-a calculat panta tensiunii de ieșire a senzorului cu relația (5.17). Rezultatele au fost trecute în tabelul 5.1. Pe baza acestor considerente panta maximă calculată s-a obținut în cazul R_1 de tipul NTC (N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance) și este de 2,6107mV/°C. Astfel, **a rezultat o eroare de numai 6,27% față de panta tensiunii de ieșire obținută prin simulare, ceea ce constituie o performanță bună.**

În acest caz avem totuși trei inconveniente majore: neliniaritatea tensiunii de ieșire relativ mare, de 1,51% (figura 5.2.), V_{Dmin} este destul de ridicată, de 3V și un SR mare, 8.963ppm/V la tensiunea de 3,5V (figura 5.3.).

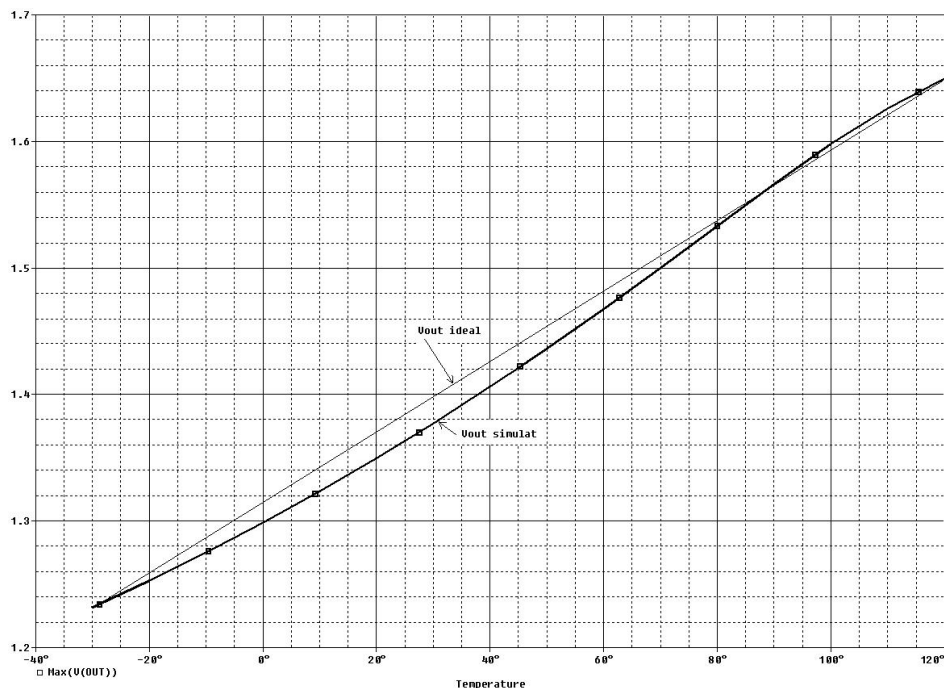


Fig. 5.2. Variația tensiunii de ieșire cu temperatura, cu rezistența R_1 de tipul NTC (N^+ UG Polysilicon 1 sheet resistance)

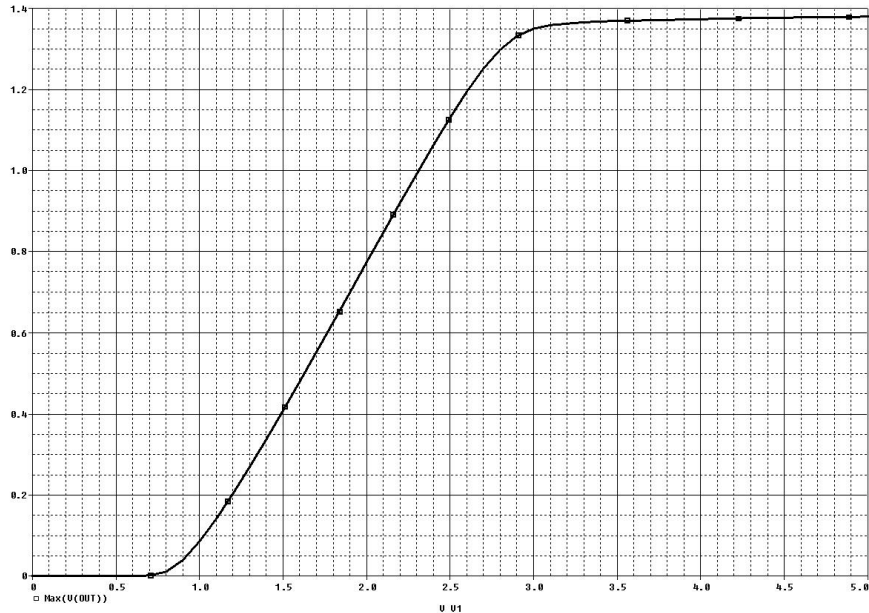


Fig. 5.3. Dependența tensiunii de ieșire de tensiunea de alimentare pentru cazul R_1 de tipul NTC (*N+UG Polysilicon 1 sheet resistance*)

Aceste probleme vor fi corectate în paragraful 5.4. unde se va face o optimizare a acestui tip de senzor.

5.4. Optimizarea performanțelor senzorului

Cele trei inconveniente de la paragraful 5.3. vor fi corectate prin introducerea unei rezistențe în cadrul oglinzii superioare simple, dar și prin modificarea dimensiunilor tranzistoarelor.

Nici în acest caz de senzor o rezistență plasată pe ramura dreaptă a oglinzii superioare nu are efect favorabil.

Ca și în cazurile din capitolele anterioare a fost pusă o rezistență R_2 pe ramura din stânga a oglinzii superioare, aceasta devenind o oglindă Widlar (figura 5.4.). Simulările s-au făcut cu toate tipurile de rezistențe pentru R_2 , cu coeficient termic pozitiv, nul și negativ și s-a ajuns la varianta optimă din punct de vedere al liniarității, pentru cea de tipul PTC (*N-well sheet resistance*) (Tabelul 5.2.) aceasta având valoarea de 2,75k Ω . Ea prezintă o rezistență pe pătrat de 1.08k Ω și coeficient de temperatură de ordinul I de $3,9 \cdot 10^{-3}/K$.

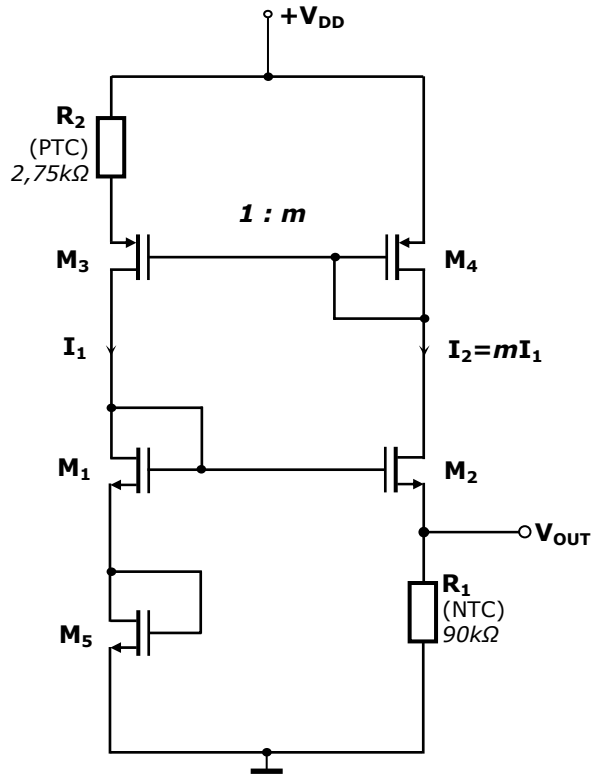


Fig. 5.4. Schema senzorului de temperatură Widlar-Widlar cu citirea tensiunii de ieșire

Pentru a se putea elimina toate dezavantajele senzorului prezentate în paragraful 5.3, schema necesită modificarea dimensiunilor tranzistoarelor. Astfel s-a căutat să se obțină un maxim de performanțe posibile. Performanțe asemănătoare pot fi obținute și dacă se crește valoarea rezistenței R_2 la una de ordinul zecilor de $k\Omega$. Păstrând totuși valoarea redusă de $2,75k\Omega$ pentru R_2 , în urma simulărilor s-au obținut următoarele performanțe: **sensibilitatea tensiunii de ieșire de $3,28132mV/^\circ C$** (cu 18 % mai bună decât cea maximă găsită) (figura 5.5.), **neliniaritatea $0,54\%$** , tensiunea minimă de alimentare $V_{DDmin}=2,8V$ (figura 5.6) și parametrul **$SR=4.289ppm/V$** măsurat la tensiunea $V_{DD}=3,5V$, **consumul de curent $30\mu A$** măsurat la $20^\circ C$.

Tabel 5.2. Rezultatele simulării pentru R_2 în cele trei cazuri de coeficienți de temperatură pentru schema Widlar-Widlar

| tipul rezistenței R_2 | PTC | | | ZTC | NTC | |
|---|--------------------------------|---|---------------------------------------|---|---|---|
| | <i>N-well sheet resistance</i> | <i>N⁺ Diffusion sheet resistance</i> | <i>Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>LOW TCR Polysilicon 2 sheet resistance</i> | <i>N⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> | <i>P⁺UG Polysilicon 1 sheet resistance</i> |
| <i>symbol</i> | <i>RSNW</i> | <i>RSNN</i> | <i>RSP1</i> | <i>RSZP2</i> | <i>NUGRS</i> | <i>PUGRS</i> |
| PANTA tensiunii de ieșire [mV/°C] | 3,2815 | 3,6585 | 3,7348 | 3,8456 | 4,0861 | 3,8701 |
| PANTA procentuală [%/°C] | 0,1946 | 0,2159 | 0,2201 | 0,2262 | 0,2392 | 0,2276 |
| NELINIARITATEA [%] | 0,5 | 1,12 | 1,20 | 1,22 | 1,98 | 1,36 |
| $V_{dd \text{ min}}$ [V] | 2,8 | 2,8 | 2,8 | 2,8 | 2,8 | 2,8 |
| SR [ppm/V] la tensiunea de 3,5V | 4.289 | 4.285 | 4.287 | 4.290 | 4.289 | 4.286 |
| CONSUMUL DE CURENT [μ A] (la 20°C) | 30 | 30 | 30 | 30 | 30 | 30 |

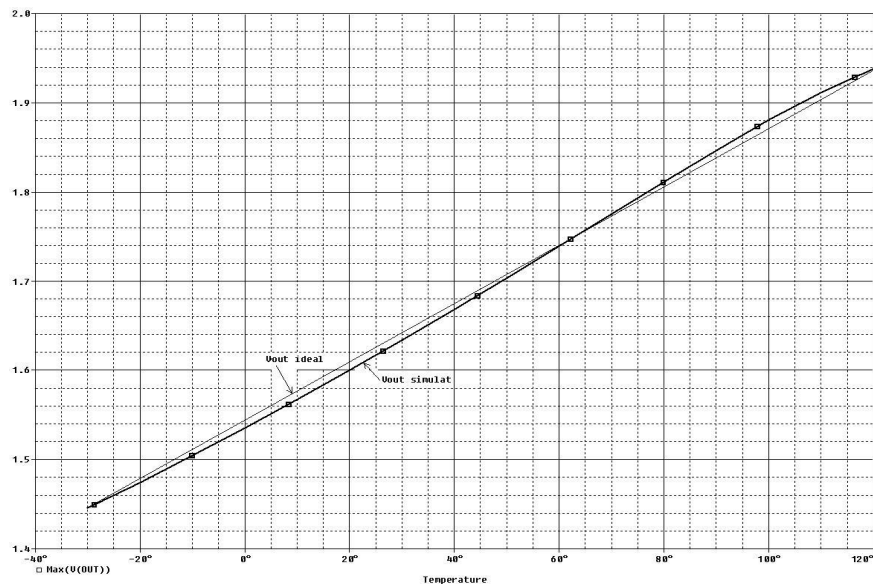


Fig. 5.5. Optimizarea variației tensiunii de ieșire cu temperatura la senzorul Widlar-Widlar cu citire în tensiune

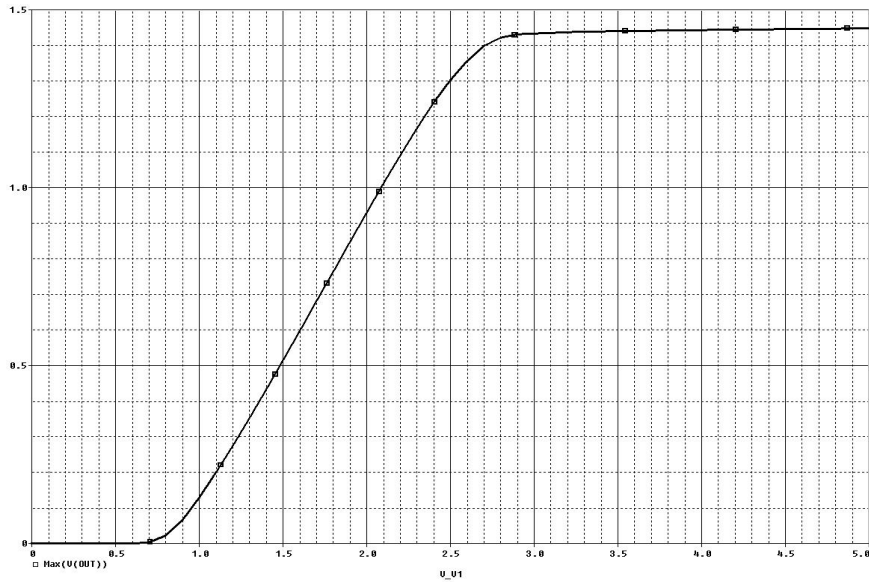


Fig. 5.6. Optimizarea dependenței tensiunii de ieșire de tensiunea de alimentare a senzorul Widlar-Widlar cu citire în tensiune

Și aici s-a studiat influența perturbațiilor din alimentare asupra tensiunii de ieșire. În acest sens s-a simulat schema senzorului Widlar-Widlar introducând peste tensiunea de alimentare un semnal parazit (V_{alim}) de 100mV amplitudine și frecvența de: 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz, 1MHz, 10MHz, 100MHz și 1GHz (tabelul 5.3.), urmărindu-se componenta variabilă din tensiunea de ieșire (V_{OUT}), s-a calculat factorul de rejecție a variației sursei de alimentare, PSRR.

Tabel 5.3. Valorile factorului PSRR măsurate la simularea schemei Widlar-Widlar

| Frecvența semnalului perturbator | 100Hz | 1kHz | 10kHz | 100kHz | 1MHz | 10MHz | 100MHz | 1GHz |
|----------------------------------|-------|------|-------|--------|------|-------|--------|------|
| PSRR [dB] | 59,7 | 59,7 | 59,7 | 59,7 | 49,9 | 38,1 | 38,8 | 38,5 |

Rezultatele determinării PSRR sunt prezentate și într-un grafic în figura 5.7. **Concluzia este aceea că perturbațiile tensiunii de alimentare nu au o influență semnificativă asupra tensiunii de ieșire la frecvențe joase** și deci funcționarea senzorului nu este afectată sensibil dacă acesta este realizat într-un chip cu frecvențe perturbatoare pe alimentarea analogică de până la 100kHz. În schimb introducerea lui în chip-uri cu frecvențe de lucru mai mari de 100kHz impune o proiectare îngrijită a circuitelor pentru reducerea acestor perturbații de pe sursa de alimentare.

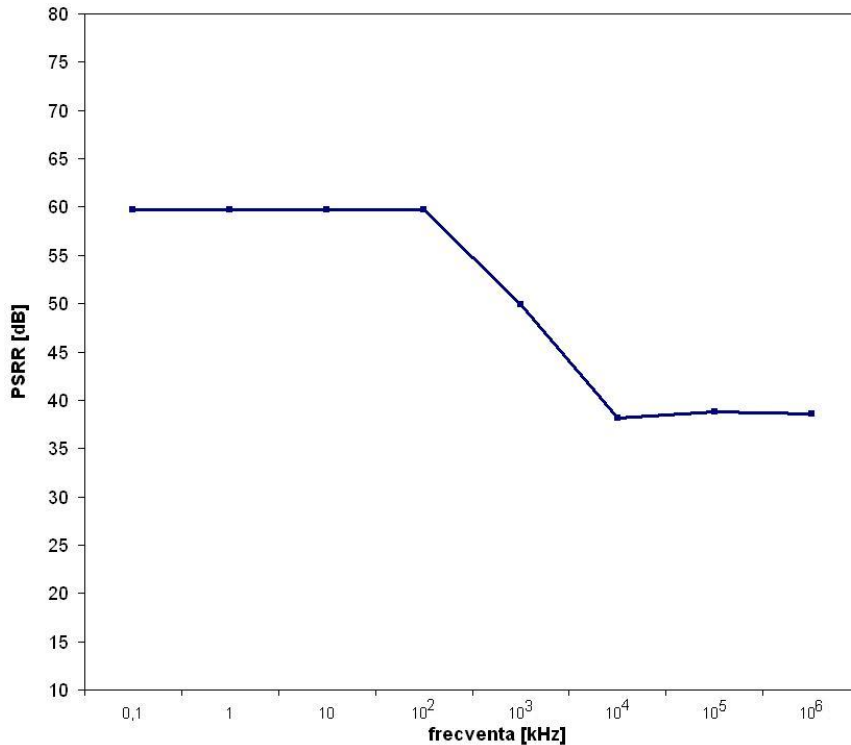


Fig. 5.7. Dependența de frecvență a PSRR la senzorul Widlar-Widlar cu citire în tensiune

5.5. Studiul variațiilor cu procesul de fabricație

Pentru schema senzorului Widlar-Widlar cu citire în tensiune, prezentată în paragraful anterior, au fost făcute și simulări la variații de procesul, la un număr de 5 temperaturi în gama -30 - 120°C. S-a urmărit variația pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul și variația tensiunii de ieșire cu procesul.

S-au făcut simulări pentru parametrii tipici ("TYP"), pentru cazul cel mai bun ("BC") și pentru cazul cel mai defavorabil ("WC"). Astfel, s-au obținut performanțe modeste la variațiile **pantei procentuale a tensiunii de ieșire** cu procesul: variația totală a rezultat de **25,4%**. Acest rezultat s-a obținut prin „jocul” lățimilor rezistențelor, stabilizându-se valorile optime la aproximativ: $W_{R1}=5,21\mu\text{m}$ și $W_{R2}=19,6\mu\text{m}$.

Variațiile în cazul BC au fost de -14,3% față de cazul TYP.

Variațiile în cazul WC au fost de -11,1% față de cazul TYP.

În acest caz variația totală a tensiunii de ieșire cu procesul este de 46,6% ;I anume:

- pentru BC de +26,6% față de TY la 82,5 °C;
- pentru WC de -20% față de TY la 82,5 °C.

Deși variațiile pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație sunt relativ mari, în acest caz senzorul ocupă o arie pe chip foarte mică, de numai $4.695\mu\text{m}^2$, ceea ce constituie o performanță. Aceste variații mari ale procesului de fabricație, dar și eventualele erorile de neîmperechere (mismatch) rezultate în layout, pot fi compensate digital cu ajutorul unui circuit specializat de trimming controlat digital așa cum este arătat de exemplu în lucrarea [28].

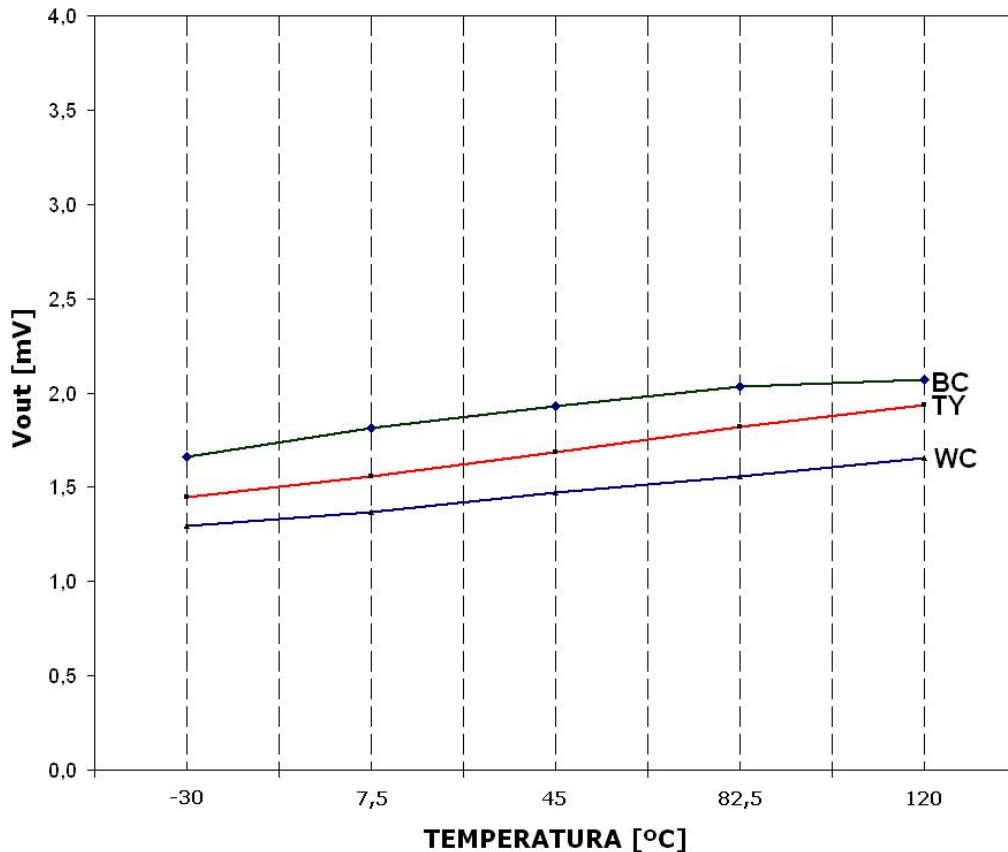


Fig. 5.8. Dependența tensiunii de ieșire de procesul de fabricație și temperatură

Rezultate asemănătoare s-au obținut la încercarea de a minimiza variația tensiunii de ieșire a senzorului Widlar-Widlar cu procesul (figura 5.8). În acest scop, s-au dimensionat lățimile rezistențelor astfel încât să se obțină cel mai bun rezultat posibil (lățimea rezistorului R_1 de aproximativ $4,35\mu\text{m}$ și lățimea lui R_2 de aproximativ $6,23\mu\text{m}$). A rezultat o variație totală a **tensiunii de ieșire** cu procesul de fabricație de **31,1%** și anume:

- pentru BC de +16,4% față de TYP la 82,5°C;
- pentru WC de -14,7% față de TYP la 82,5°C.

În acest caz variația totală a pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul este de 42%.

Variațiile în cazul BC au fost de -26% față de cazul TYP la 82,5°C.

Variațiile în cazul WC au fost de -16% față de cazul TYP la 82,5°C.

Și în acest caz senzorul are o performanță în aria ocupată pe chip de numai 3.075μm², cu 35% mai mică decât aria chip-ului în cazul anterior optimizării variației procentuale cu procesul de fabricație. Valorile mari ale variației tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație nu pot fi reduse numai decât cu ajutorul unui circuit specializat de trimming.

5.6. Variantă de senzor îmbunătățită

Un număr mare de simulări s-au făcut și pentru obținerea unor performanțe similare sau chiar mai bune pentru un circuit rezultat prin modificarea senzorului prezentat în acest capitol. Astfel la circuitul din figura 5.1. s-a eliminat tranzistorul M₅ conectat ca diodă rezultând un senzor cu două oglinzi clasice interconectate în cruce care include o oglindă inferioară de tip Widlar și o oglindă simplă în partea superioară.

Și la această schemă s-a considerat rezistența R₁ ca fiind rezistența de sarcină a senzorului (schema lucrează în gol) și deci căderea de tensiune pe aceasta (V_{out}) va fi tensiunea de ieșire a cărei dependență de temperatură se urmărește.

S-a ținând cont că relația (5.7) devine:

$$X = \left(\frac{1}{\sqrt{a_1}} - \sqrt{\frac{m}{a_2}} \right) \quad (5.23)$$

Înlocuind valorile coeficienților de temperatură în relația (5.22), și ținând cont de valorile componentelor care se vor obține în urma simulărilor, se poate verifica condiția de maxim și se poate calcula panta tensiunii de ieșire a senzorului cu relația (5.17). Calculul nu a mai fost inclus aici. Această valoare va fi comparată cu cea obținută prin simulare.

S-au dimensionat tranzistoarele M₁, M₂, M₃ și M₄ pentru diferite valori ale raportului curenților pe ramuri m și anume: $m = 2, 3, 4$ și 5 . De asemenea s-a ținut cont de condiția (5.22) care trebuie să fie îndeplinită. Cele mai semnificative rezultate s-au obținut pentru $m=2$ respectiv următoarele dimensiuni de tranzistoare: L_{1,2,3,4,5}=5μm, W₁=1μm, W₂=70μm, W₃=10μm și W₄=20μm. Panta procentuală maximă se obține în acest caz pentru R₁=80kΩ de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*) și este de 0,5836%/°C, iar panta tensiunii de ieșire obținută prin simulare este de 2,183 mV/°C. Panta maximă calculată cu relația (5.17) și ținând cont de (5.23) este de 2,292mV/°C. Astfel, **a rezultat o eroare de numai 5,2% față de panta tensiunii de ieșire obținută prin simulare, ceea ce constituie o performanță bună.**

Neliniaritatea tensiunii de ieșire în acest caz este foarte mare (10%). Pentru a îmbunătăți neliniaritatea a fost pusă o rezistență R₂ pe ramura din stânga a oglinzii superioare, aceasta devenind o oglindă Widlar (figura 5.9.). Simulările s-au făcut cu toate tipurile de rezistențe pentru R₂, cu coeficient termic pozitiv, nul și negativ și s-a ajuns la varianta optimă din punct de vedere al liniarității, pentru cea de tipul PTC (*N-well sheet resistance*) aceasta având valoarea de 19,85kΩ. De asemenea a fost modificat și tranzistorul M₁: W₁=0,6μm.

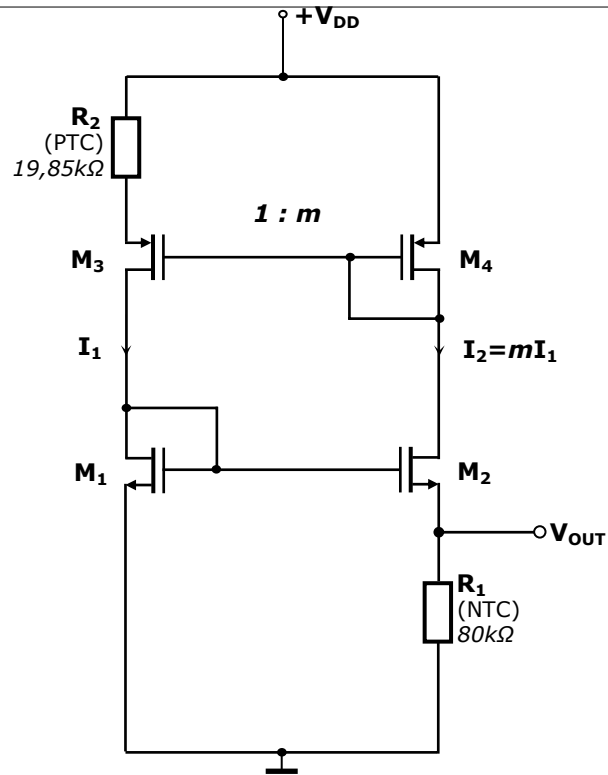


Fig. 5.9. Schema senzorului de temperatură Widlar-Widlar derivat cu citirea tensiunii de ieșire

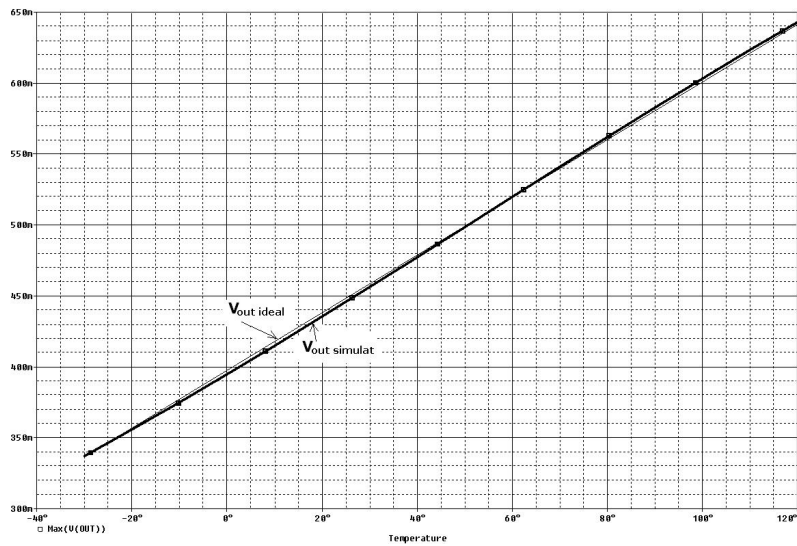


Fig. 5.10. Variația tensiunii de ieșire cu temperatura la senzorul Widlar-Widlar derivat cu citire în tensiune

În acest caz s-au obținut următoarele performanțe: panta tensiunii de ieșire optimizată: 2,041mV/°C, panta procentuală: 0,4185%/°C, neliniaritatea foarte bună: 0,21% (fig. 5.10), $V_{DDmin}=1,6V$, parametrul $SR=6.017ppm/V$ măsurat la 3,5V, iar consumul de curent de numai 7,1μA măsurat la 20°C. Simulările sensorului în raport cu variațiile de proces nu au adus îmbunătățiri semnificative: variația totală a tensiunii de ieșire este de 29,9% iar variația totală a pantei procentuale cu procesul este de 27%. Aria ocupată de chip este de 3.033μm². Așadar această variantă de senzor de temperatură are unele performanțe mai bune ca și varianta din fig. 5 .4.

5.7. Concluzii

În Capitolul 5 s-a prezentat și analizat alți doi senzori de temperatură realizați în tehnologie CMOS de 0,35μm, compuși din două oglinzi de curent clasice interconectate în cruce având ieșirea în tensiune. Aceste scheme, practic aceleași cu cele de la Capitolul 4, se remarcă printr-o pantă maximă bună a tensiunii de ieșire, o neliniaritate foarte bună, tensiune minimă de alimentare relativ mică, parametrul SR mic, parametrul PSRR bun, arie ocupată pe chip mică și un consum mic de curent de la sursele de alimentare.

În paragraful 5.2. s-a făcut o analiză matematică a pantei tensiunii de ieșire. În paragraful 5.3. s-au prezentat rezultatele simulării, astfel variația tensiunii de ieșire în raport cu temperatura simulată a fost comparată cu cea obținută prin calcule. **S-a găsit o abatere de numai 6,27% între calculul analitic și rezultatele simulării.** În paragraful 5.4. s-a făcut o optimizare a performanțelor sensorului Widlar-Widlar. Paragraful 5.5. include măsurarea variațiilor pantei procentuale și a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație iar paragraful 5.6. include prezentarea rezultatelor analizei sensorului simplificat derivat din cel principal.

Performanțe asemănătoare au fost realizate în literatura de specialitate, dar cu scheme complexe care ocupă arii mari pe chip. Succesul schemei cu citire în tensiune, care folosește o **arie de doar 3.075μm²**, este datorat **optimizării schemei, în primul rând prin impunerea pantei maxime, apoi prin folosirea oglinzii Widlar superioară și prin folosirea anumitor lățimi de rezistoare.** Această arie a putut fi redusă deoarece s-au folosit o rezistență de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*) și o rezistență PTC (*N-well sheet resistance under field oxide*), care au aria pe pătrat foarte mare și deci ocupă o arie redusă.

O performanță foarte bună a acestui senzor este aceea că are parametrul PSRR bun, 59dB pentru frecvențe de până la 100kHz, ceea ce indică faptul că tensiunea citită la ieșire nu include perturbații semnificative provenite de la sursa de alimentare. PSRR rămâne relativ ridicat (38dB) și la frecvențe mai mari de 100kHz.

Pentru prima variantă de schemă optimizată (fig. 5.4.) s-a obținut o **tensiune minimă de alimentare de 2,8V**, iar varianta a doua de senzor (fig 5.9.) de numai **1,6V**.

A rezultat un parametru scăzut $SR=4.289\text{ppm/V}$ măsurat la $3,5\text{V}$ (pentru primul senzor).

Curentul consumat de senzor care este de doar $30\mu\text{A}$ la temperatura de 20°C (pentru primul senzor) respectiv $7,1\mu\text{A}$ (pentru varianta derivată) arată o reușită bună a acestei scheme.

Variațiile mari ale tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație dar și variațiile pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul constituie un dezavantaj și implementarea senzorului necesită folosirea unor circuite de trimming auxiliare care să asigure precizia acestuia.

În final, așa cum se arată și în [57], se raportează următoarele performanțe ale acestui senzor:

- **panta optimizată a tensiunii de ieșire de $3,2813\text{mV}/^\circ\text{C}$;**
- **neliniaritate bună a tensiunii de ieșire în gama de temperatură - $30 - 120^\circ\text{C}$ de $0,54\%$;**
- **tensiunea minimă de alimentare: $V_{DD\text{min}}=2,8\text{V}$ ($1,6\text{V}$ pentru al doilea).**
- **$SR=4.289\text{ppm/V}$ măsurat la o tensiune de alimentare de $3,5\text{V}$ (pentru primul senzor);**
- **$PSRR\approx 60\text{dB}$ pentru frecvențe ale semnalului perturbator de pe sursa de alimentare de până la 100kHz și 38dB la frecvențe mai mari;**
- **aria ocupată de pe chip mică: aproximativ $3.075\mu\text{m}^2$.**
- **consum mic de curent: $30\mu\text{A}$ pentru primul senzor și $7,1\mu\text{A}$ pentru al doilea (măsurat la 20°C).**

6. SENZORI DE TEMPERATURĂ CE FOLOSESC SURSĂ DE CURENT PEAKING

Rezumat

Capitolul prezintă proiectarea a două circuite integrate CMOS a căror tensiune de ieșire variază liniar cu temperatura. Fiecare din cele 2 circuite este realizat din oglinzi de curent interconectate în cruce. Acești senzori sunt variante modificate ale schemelor analizate în capitolele anterioare. Cele două circuite aduc **îmbunătățiri semnificative ale performanțelor** față de cele obținute cu celelalte variante studiate. Proiectarea fiecărui sensor se face având la dispoziție rezistoare care au coeficienți de temperatură negativi, nuli și pozitivi.

S-a urmărit la cele două scheme variația cu temperatura a tensiunii de ieșire citită de pe rezistența din ramura dreaptă a oglinzii inferioare, ieșire care lucrează în gol. Considerarea unui rezistor R_{LOAD} concret este în principiu posibilă.

În fiecare din cele două cazuri de scheme analizate în acest capitol, s-a făcut dimensionarea sensorului pentru obținerea unui maxim al pantei tensiunii de ieșire. Performanțele senzorilor sunt: consum mic de curent, tensiune minimă de alimentare (V_{DDmin}) foarte bună și parametrul SR foarte bun. Ariile ocupate de senzori pe chip sunt mici ceea ce duce la un cost redus de implementare. Variația totală a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație a fost sensibil îmbunătățită față de variantele studiate anterior. Aici a fost efectuată și o simulare de tip Monte Carlo.

6.1. Introducere

Ideea care a stat la baza realizării celor 2 senzori a plecat de la surse de tensiune de referință asemănătoare ca schemă [52] care au fost proiectate ca și schemele din capitolele 3 și 5 ale tezei, urmărind ca ieșirea în tensiune să fie cât mai puternic dependentă de temperatură. Schemele sunt implementate cu tranzistoare CMOS de $0,35 \mu m$ și cu rezistențe integrate ale căror coeficienți de temperatură de ordinul I și II se cunosc.

În paragraful 6.2. se face analiza sensorului Wilson cu peaking iar în paragraful 6.3. se prezintă rezultatele simulării sensorului Widlar cu peaking [58]. Paragraful 6.4. prezintă concluziile acestui capitol.

6.2. Senzorul Wilson-peaking cu citire în tensiune

S-a analizat circuitul prezentat în figura 6.1., realizat cu o oglindă inferioară Wilson modificată (M_1 , M_2 și R_1) și o oglindă superioară tip peaking (M_3 , M_4 și R_4) [52] transformat prin proiectare în senzor de temperatură [58].

La acest circuit s-a studiat dependența tensiunii de ieșire de temperatură. Se ține cont că raportul m al curenților din cele două ramuri prezintă și el o dependență de temperatură [6].

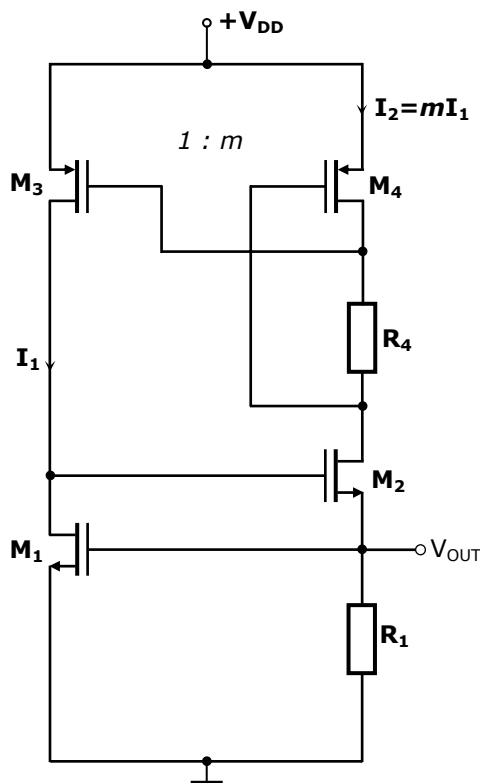


Fig. 6.1. Schema senzorului de temperatură Wilson-peaking cu citirea tensiunii de ieșire

Rezistența R_1 este considerată ca fiind rezistența de sarcină a senzorului (schema lucrează în gol) și deci căderea de tensiune pe aceasta (V_{out}) reprezintă tensiunea de ieșire a cărei dependență de temperatură se urmărește.

Calculul sensibilității termice de ordinul întâi se poate face în bucla de jos a schemei și este asemănător procedural cu cel prezentat în capitolul 3. În cazul senzorului din figura 6.1. nu se poate face o optimizare analitică deoarece studiul variației termice de ordinul doi trebuie făcut în partea superioară a schemei și este extrem de complicat și imprecis.

Simularea senzorului Wilson-peaking cu citire în tensiune prezentat în figura 6.1. a fost făcută într-o plajă de temperatură de 150°C , în gama cuprinsă între -30

și 120°C. S-a urmărit a se obține prin dimensionare o dependență cât mai mare a tensiunii de ieșire în funcție de temperatură.

Curentul prin ramura din stânga este foarte mic: $I_1=0,02\mu\text{A}$ și rezultă că tranzistoarele M_1 și M_4 lucrează în regim de inversiune slabă (*weak-inversion regime*).

În vederea găsirii maximului pantei tensiunii de ieșire V_{OUT} , s-au făcut un număr mare de simulări pentru diferite valori ale raportului curenților pe ramuri m pentru diferite valori ale rezistențelor R_1 și R_4 cuprinse între $1\text{k}\Omega$ și $140\text{k}\Omega$ și pentru diferite tipuri de rezistențe: PTC, ZTC și NTC și s-au dimensionat tranzistoarele.

Cele mai bune rezultate s-au obținut pentru $R_1=80\text{k}\Omega$, $R_4=2,7\text{k}\Omega$, ambele cu coeficient termic negativ, și următoarele dimensiuni de tranzistoare: $L_{1,2,3,4}=5\mu\text{m}$, $W_1=85\mu\text{m}$, $W_2=5\mu\text{m}$, $W_3=0,5\mu\text{m}$ și $W_4=80\mu\text{m}$.

Panta maximă a tensiunii de ieșire a fost găsită de 1,5494mV/°C, iar panta procentuală a fost de 0,4368%/°C.

Comparativ cu schemele analizate în capitolele precedente, acest tip de senzor prezintă unele performanțe foarte bune: **neliniaritatea măsurată a fost de 0,53%** (fig. 6.2), tensiunea minimă de alimentare măsurată este: **$V_{DDmin}=1.5\text{V}$** (fig. 6.3), parametrul SR este foarte mic **$SR=811\text{ppm/V}$** (măsurat la 3,5V), iar **consumul de curent numai 4,8μA**. Se constată că schema analizată furnizează o tensiune de ieșire cu pantă negativă.

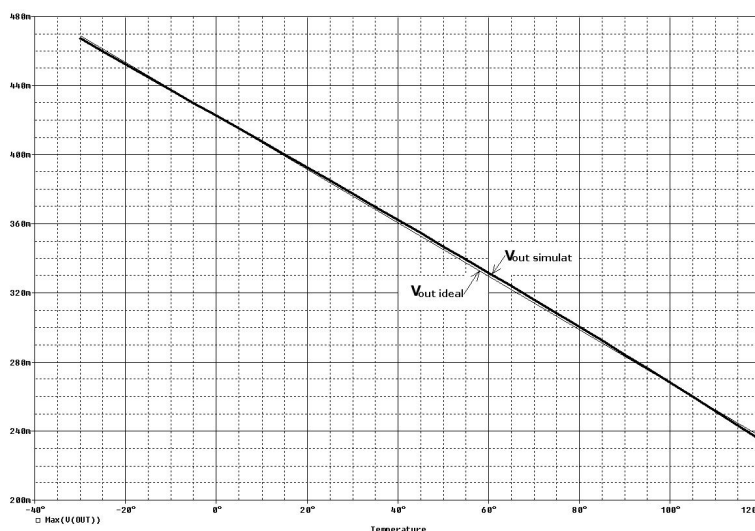


Fig. 6.2. Variației tensiunii de ieșire cu temperatura la senzorul Wilson cu peaking

Și aici s-au făcut simulări urmărind influența perturbațiilor din alimentare asupra tensiunii de ieșire (tabelul 6.1.), și s-a calculat factorul de respingere a variației sursei de alimentare, PSRR.

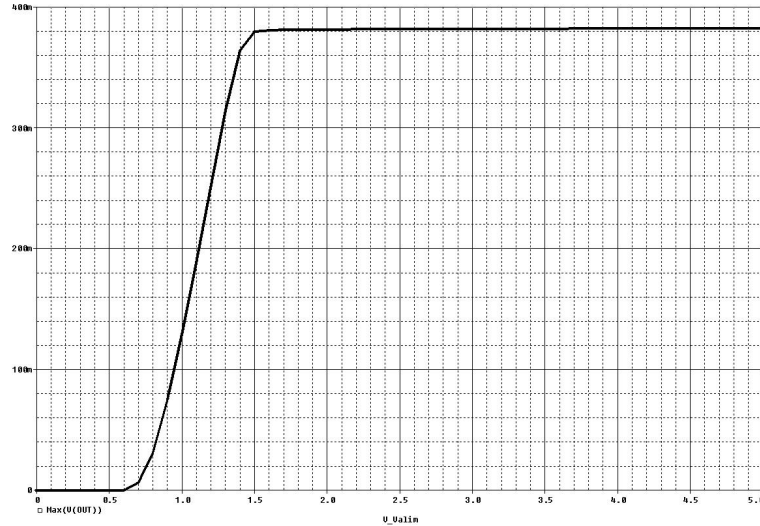


Fig. 6.3. Dependența tensiunii de ieșire de tensiunea de alimentare la senzorul Wilson-peaking

Rezultatele determinării PSRR sunt prezentate și într-un grafic în figura 6.4. **Concluzia este că perturbațiile tensiunii de alimentare nu au o influență semnificativă asupra tensiunii de ieșire la frecvențe joase.**

Tabel 6.1. Valorile factorului PSRR măsurate la simularea schemei Wilson-peaking

| Frecvența semnalului perturbator | 100Hz | 1kHz | 10kHz | 100kHz | 1MHz | 10MHz | 100MHz | 1GHz |
|--|-------|------|-------|--------|------|-------|--------|------|
| PSRR [dB] | 64 | 64 | 61 | 45 | 30 | 17 | 15 | 15 |

Performanțe deosebite s-au obținut în urma simulărilor la variațiile de proces. Acestea au făcut făcute ca și în celelalte capitole la un număr de 5 temperaturi în gama $-30 \div 120^{\circ}\text{C}$. S-a urmărit variația tensiunii de ieșire cu procesul și variația pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul.

S-au făcut simulări pentru parametrii tipici ("TYP"), "BC" și "WC". Astfel, pentru lățimile rezistoarelor de aproximativ $3,14\mu\text{m}$ la R_1 și $9,45\mu\text{m}$ la R_4 , s-a obținut o **variație totală a tensiunii de ieșire de numai 8%** (fig. 6.5.) și anume:

- pentru BC de +4,12% față de TY la 120°C ;
- pentru WC de -3,91% față de TY la 120°C .

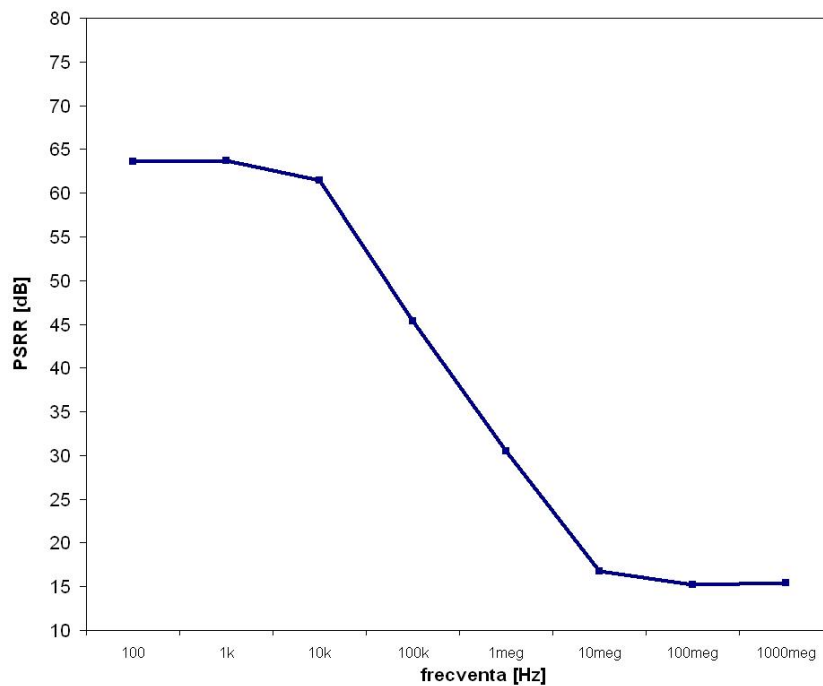


Fig. 6.4. Dependența de frecvență a PSRR la senzorul Wilson-peaking

Variațiile totale ale pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație au fost de 12,45% și anume:

- pentru BC de +6,16% față de TY la 120 °C;
- pentru WC de -6,29% față de TY la 120 °C.

Senzorul ocupă o **arie pe chip foarte mică, de numai 2.735 μm^2 ceea ce constituie o performanță.**

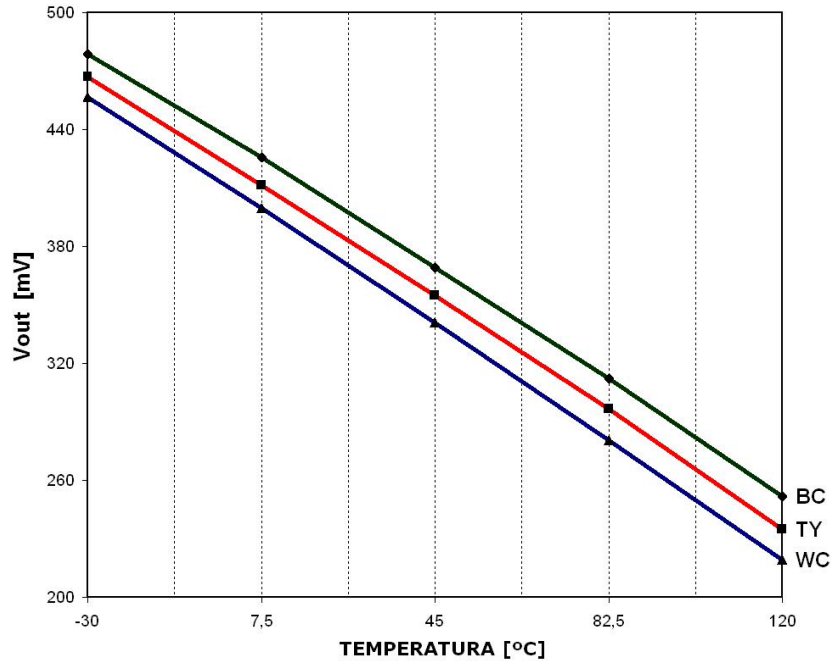


Fig. 6.5. Dependența tensiunii de ieșire de procesul de fabricație și temperatură la senzorul Wilson-peaking

6.3. Senzorul Widlar-peaking cu citire în tensiune

S-a utilizat circuitul prezentat în figura 6.6., realizat cu o oglindă inferioară Widlar (M_1 , M_2 și R_1) și o oglindă superioară peaking (M_3 , M_4 și R_4) [52], transformat prin proiectare în senzor de temperatură.

La acest circuit s-a analizat dependența tensiunii de ieșire de temperatură și s-a ținut cont că raportul m al curenților din cele două ramuri prezintă și el o dependență de temperatură [6].

Rezistența R_1 este considerată ca fiind rezistența de sarcină a senzorului (schema lucrează în gol) și deci căderea de tensiune pe aceasta (V_{out}) reprezintă tensiunea de ieșire a cărei dependență de temperatură se urmărește.

Asemeni senzorului din paragraful 6.2., se poate face în bucla de jos a schemei calculul sensibilității termice de ordinul întâi și este asemănător procedural cu cel prezentat în capitolul cinci. Nici în acest caz nu se poate face o optimizare analitică deoarece studiul variației termice de ordinul doi trebuie făcut în partea superioară a schemei și este extrem de complicat și imprecis.

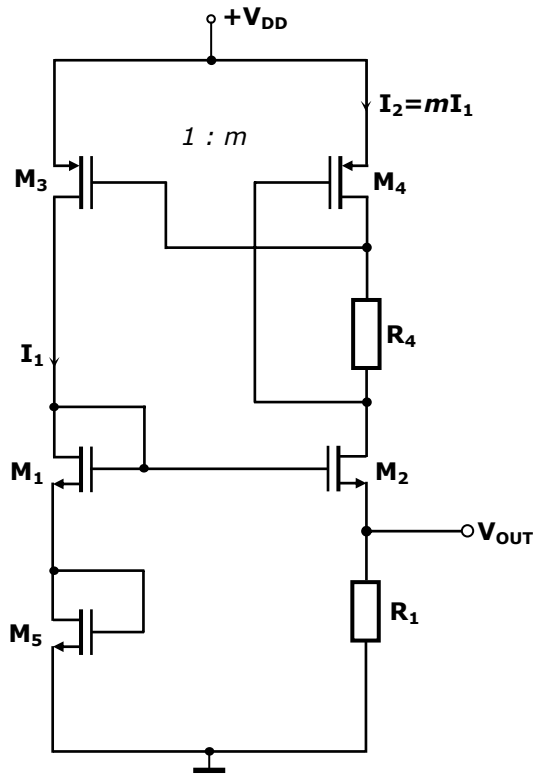


Fig. 6.6. Schema senzorului de temperatură Widlar-peaking cu citirea tensiunii de ieșire

Simularea senzorului Widlar-peaking cu citire în tensiune prezentat în figura 6.6. a fost făcută într-o plajă de temperatură de 150°C , în gama de temperaturi cuprinse între -30 și 120°C . S-a urmărit a se obține o dependență cât mai mare a tensiunii de ieșire în funcție de temperatură.

Curentul prin ramura din stânga este foarte mic: $I_1=0,08\mu\text{A}$ și rezultă că tranzistoarele M_1 și M_4 lucrează în regim de inversiune slabă (*weak-inversion regime*).

În vederea găsirii maximului pantei tensiunii de ieșire V_{OUT} , s-au făcut un număr mare de simulări pentru diferite valori ale raportului curenților pe ramuri m pentru diferite valori ale rezistențelor R_1 și R_4 cuprinse între $1\text{k}\Omega$ și $140\text{k}\Omega$ și pentru diferite tipuri de rezistențe: PTC, ZTC și NTC și s-au dimensionat tranzistoarele

Cele mai bune rezultate s-au obținut pentru $R_1=60\text{k}\Omega$, $R_4=2\text{k}\Omega$, ambele cu coeficient termic negativ, și următoarele dimensiuni de tranzistoare: $L_{1,2,3,4,5}=5\mu\text{m}$, $W_1=30\mu\text{m}$, $W_2=80\mu\text{m}$, $W_3=3\mu\text{m}$, $W_4=95\mu\text{m}$ și $W_5=95\mu\text{m}$.

Panta maximă a tensiunii de ieșire a fost găsită de $1,4911\text{mV}/^{\circ}\text{C}$, iar panta procentuală a fost de $0,4458\%/^{\circ}\text{C}$.

Comparativ cu schemele analizate în capitolele precedente, acest tip de senzor prezintă unele performanțe foarte bune: **neliniaritatea măsurată a fost de $0,51\%$** (fig. 6.7), tensiunea minimă de alimentare măsurată este: **$V_{\text{DDmin}}=1.4\text{V}$** (fig. 6.8), parametrul SR este bun, **$\text{SR}=6.150\text{ppm}/\text{V}$** (măsurat la $3,5\text{V}$), iar

consumul de curent numai $6,2\mu\text{A}$. Se constată că schema analizată furnizează o tensiune de ieșire cu pantă negativă

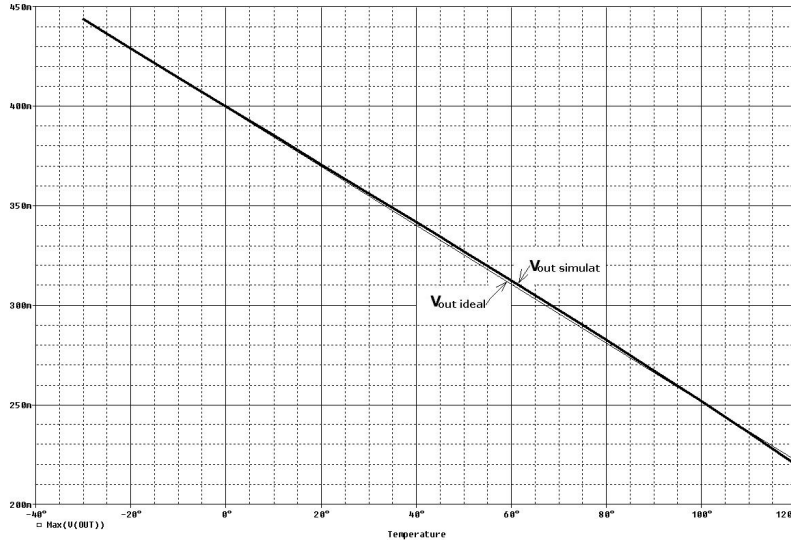


Fig. 6.7. Variației tensiunii de ieșire cu temperatura la senzorul Widlar cu peaking

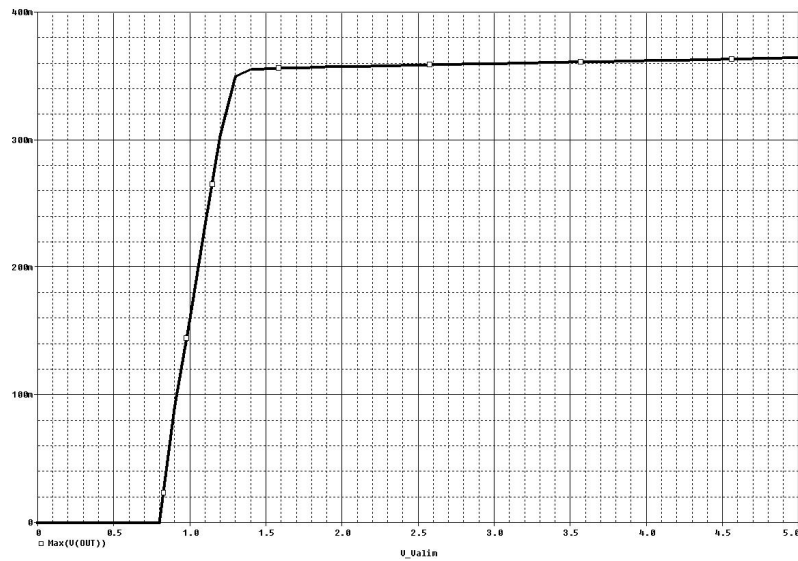


Fig. 6.8. Dependența tensiunii de ieșire de tensiunea de alimentare la senzorul Widlar-peaking

Și aici s-a făcut simulări urmărind influența perturbațiilor din alimentare asupra tensiunii de ieșire (tabelul 6.2.), și s-a calculat factorul de rejecție a variației sursei de alimentare, PSRR.

Tabel 6.2. Valorile factorului PSRR măsurate la simularea schemei Widlar-peaking

| Frecvența semnalului perturbator | 100Hz | 1kHz | 10kHz | 100kHz | 1MHz | 10MHz | 100MHz | 1GHz |
|----------------------------------|-------|------|-------|--------|------|-------|--------|------|
| PSRR [dB] | 67 | 67 | 66 | 60 | 34 | 18 | 16 | 16 |

Rezultatele determinării PSRR sunt prezentate și într-un grafic în figura 6.9. **Concluzia este aceea că perturbațiile tensiunii de alimentare nu au o influență semnificativă asupra tensiunii de ieșire la frecvențe joase.**

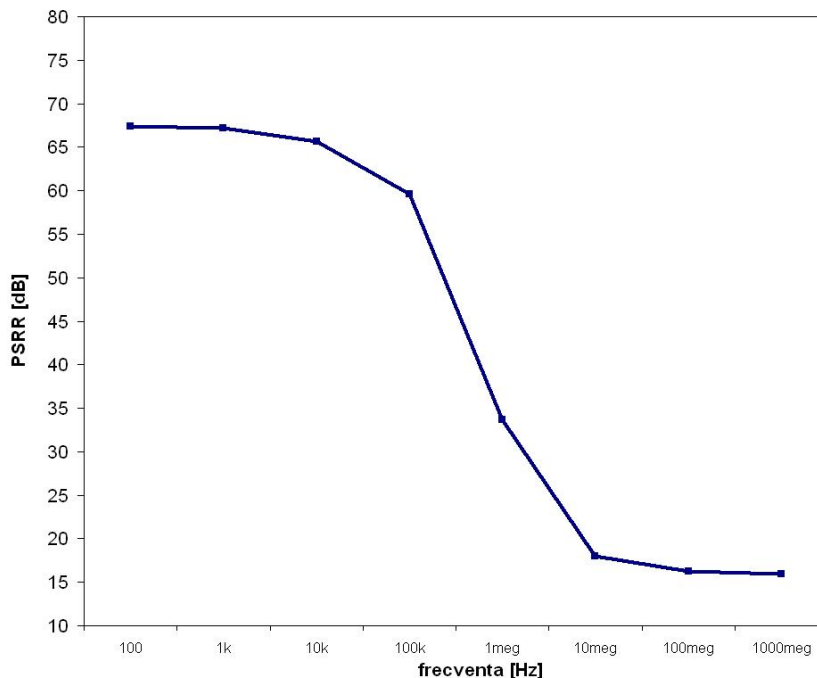


Fig. 6.9. Dependența de frecvență a PSRR la senzorul Widlar-peaking

Performanțe deosebite s-au obținut în urma simulărilor la variațiile de proces. Acestea au făcut făcute ca și în celelalte capitole la un număr de 5 temperaturi în gama $-30 \div 120^{\circ}\text{C}$. S-au urmărit variația tensiunii de ieșire cu procesul și variația pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul.

S-au făcut simulări pentru parametrii tipici ("TYP"), "BC" și "WC". Astfel, pentru lățimile rezistoarelor de aproximativ $3,52\mu\text{m}$ la R_1 și $4,32\mu\text{m}$ la R_4 , s-a obținut o **variație totală a tensiunii de ieșire de numai 1,95%** (fig. 6.10.) și anume:

- pentru BC de +0,99% față de TY la 120°C ;
- pentru WC de -0,96% față de TY la 120°C .

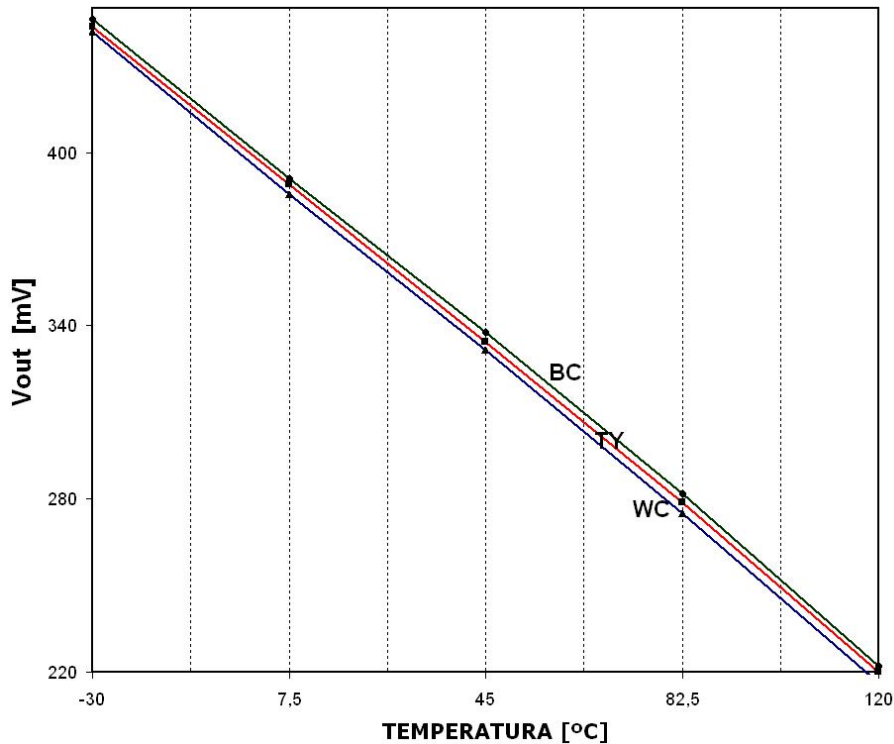


Fig. 6.10. Dependența tensiunii de ieșire de procesul de fabricație și temperatură la senzorul Widlar-peaking

Variațiile totale ale pantei procentuale a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricație au fost de 2,55% și anume:

- pentru BC de +0,82% față de TY la 120 °C;
- pentru WC de -1,73% față de TY la 120 °C.

Senzorul ocupă o **arie pe chip foarte mică, de numai 3.811 μm^2 ceea ce constituie o performanță.**

La asemenea valori reduse ale variației cu procesul a mărimii de ieșire a senzorului este obligatorie și o analiză Monte Carlo, care să țină cont și de erorile de geometrie ale procesului, în special cele de neîmperechere de la tranzistoare și rezistoare. Simularea s-a făcut la temperatura de 120°C, unde variația cu procesul a fost maximă. În fig.6.11. este prezentată dispersia tensiunii de ieșire a senzorului. Din datele de pe grafic rezultă abaterea standard σ de ordinul 4,3mV adică o **valoare bună.** Aceasta înseamnă că în cca. 99,7% dintre cazuri abaterea tensiunii de ieșire față de valoarea medie nu depășește valoarea $6\sigma \approx 25,8\text{mV} \approx 8,5\%$. Aceasta este, așa cum era de așteptat, mai mare decât variația totală de 1,95%, rezultată la simularea cu parametrii din situațiile BC și WC.

Testul Monte Carlo efectuat pentru senzorul Widlar-peaking confirmă eficiența tehnicii de reducere a variației cu procesul a mărimii de ieșire prin găsirea unor lățimi potrivite pentru rezistoarele din schemă.

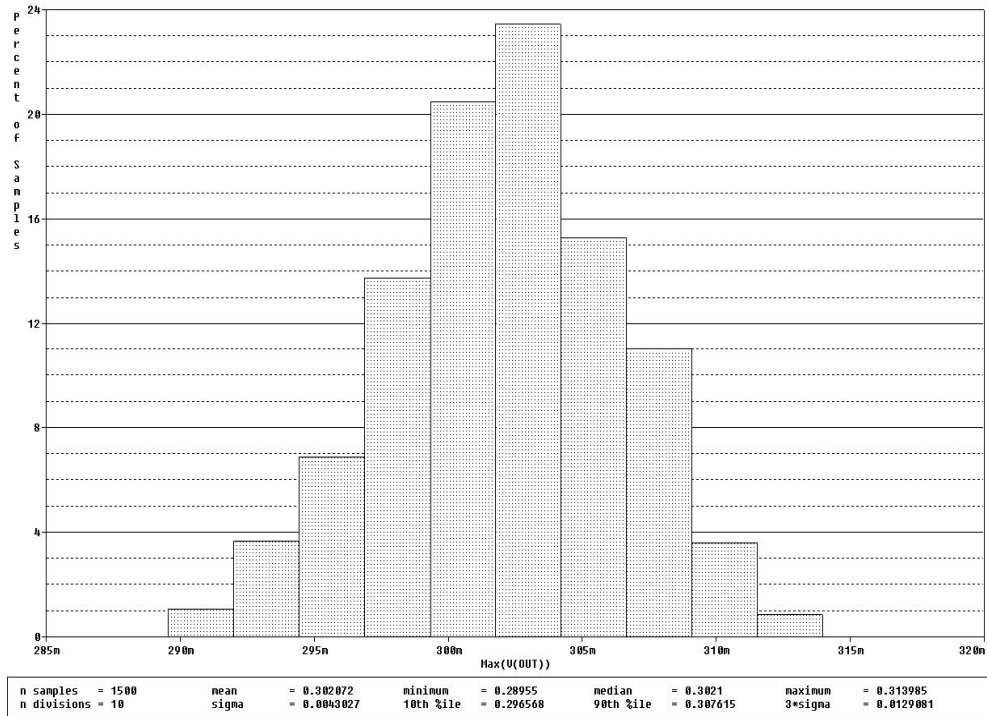


Fig.6.11. Histograma tensiunii de ieșire a senzorului Widlar-peaking

Pentru **diminuarea abaterii standard** este posibil să se mai acționeze asupra rezistorului R_1 care are valoare mare. Prin reducerea acesteia se poate coborî cantitatea 6σ în procente până ce ea atinge același ordin cu variația totală cu procesul, de exemplu cca. 5% (fig.6.12.). Această situație s-a obținut în detrimentul consumului de curent, pentru o valoare $R_1=23k\Omega$. A rezultat în schimb o îmbunătățire a liniarității graficului din fig.6.7.

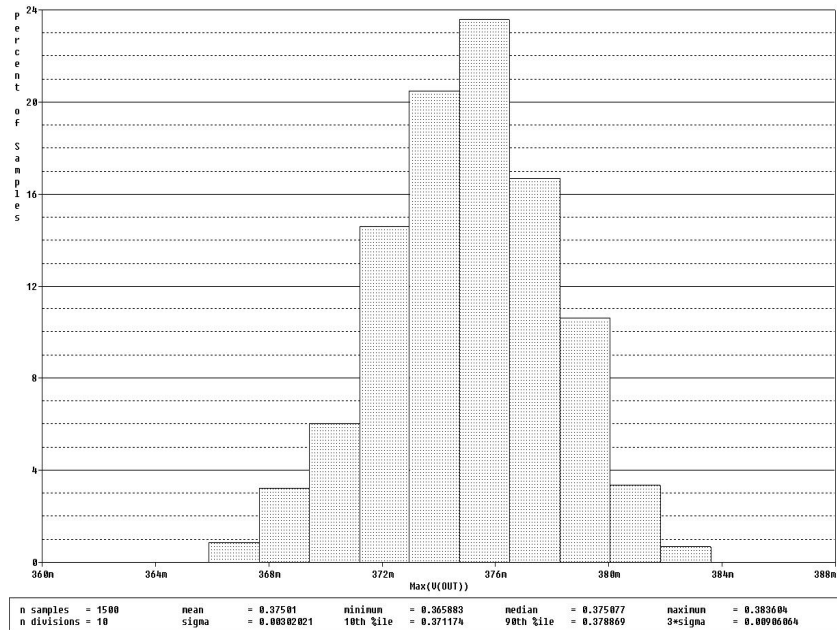


Fig.6.12. Histograma tensiunii de ieșire îmbunătățită

6.4. Concluzii

În Capitolul 6 s-au prezentat și analizat doi senzori de temperatură independenți realizați în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$, compuși din două oglinzi de curent interconectate în cruce având ieșirea în tensiune. Cele două scheme sunt variante modificate ale senzorilor din Capitolul 3 și Capitolul 5 [55], [57].

În paragraful 6.2. s-a făcut o analiză a senzorului Wilson-peaking având ieșirea în tensiune iar în paragraful 6.3. s-a prezentat senzorul Widlar-peaking citit în tensiune.

Performanțele obținute cu acești ultimi 2 senzori sunt foarte bune, unele fiind superioare celor obținute cu variantele analizate în capitolele anterioare.

Astfel senzorul Wilson-peaking (varianta 1) ocupă o **arie de numai $2,735\mu\text{m}^2$** , are o **variație totală a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricare mică: 8%** iar senzorul Widlar cu peaking (varianta 2) ocupă o **arie de $4.182\mu\text{m}^2$** , iar cea mai bună performanță constă în **variația totală a tensiunii de ieșire cu procesul care este 1,95%**.

O performanță foarte bună a celor două variante de senzori este aceea că parametrul PSRR este bun: 64dB respectiv 67dB pentru frecvențe de până la 100kHz, ceea ce indică faptul că tensiunea citită la ieșire nu depinde practic de perturbații provenite de la sursa de alimentare.

Tensiune minimă de alimentare V_{DDmin} **este 1,5V** (varianta 1) respectiv **1,4V** (varianta 2). A rezultat un parametru SR foarte mic în primul caz **SR=811ppm/V**, iar acceptabil în cel secund **SR=6.150ppm/V** măsurat la 3,5V.

Curentul consumat de senzor, care este de doar 4,8 μ A respectiv 6,2 μ A la temperatura de 20°C, arată o reușită bună a acestor scheme.

Testul Monte Carlo efectuat pentru senzorul Widlar-peaking confirmă eficiența tehnicii de reducere a variației cu procesul a mărimii de ieșire prin găsirea unor lățimi potrivite pentru rezistoarele din schemă. El mai confirmă și posibilitatea de găsire a unei dispersii mai reduse în histogramă, de același ordin cu variația totală cu procesul, prin reducerea valorii rezistorului R_1 .

7. CONCLUZII CONTRIBUȚII ȘI CONTRIBUȚII

7.1. Concluzii

Necesitatea urmării temperaturii, care constituie cel mai important mecanism de defectare a circuitelor integrate, în procesoarele din calculatoarele personale și din laptopuri a condus la o dezvoltare impresionantă a senzorilor de temperatură inteligenți.

Senzorii de temperatură din chipuri CMOS constituie un important subiect de cercetare academică și industrială pe perioada ultimilor 20 de ani. Este dovedită actualitatea cercetărilor în domeniul senzorilor de temperatură inteligenți prin numărul mare de articole științifice, tratate și teze de doctorat publicate. Senzorii de temperatură inteligenți performanți sunt tot mai larg folosiți în sistemele VLSI moderne.

În primul capitol a fost făcută, pe baza studiului bibliografiei, clasificarea senzorilor de temperatură după mai multe criterii - **o clasificare mai completă decât aceea întâlnită în publicații**, au fost prezentate comparativ și comentate performanțele cunoscute ori estimate de autor ale senzorilor propriu-zis analogici, considerate separat de senzorii inteligenți. Apoi au fost prezentați și analizați câțiva senzori de temperatură propriu-zis analogici, cu oglinzi de curent interconectate în cruce, cunoscuți, cu avantajele și dezavantajele lor. Tot aici a fost anunțat **obiectivul tezei**: să efectueze cercetări asupra senzorului termic propriu-zis (*front-end* în senzorii inteligenți) în urma constatării posibilității de creștere a performanțelor surselor de curent și tensiune de referință cu două oglinzi de curent interconectate în cruce, din ultimii ani [4], [8], [52]. Autorul tezei a venit cu ideea de a încerca realizarea cu astfel de circuite (în care se asigură de data aceasta o sensibilizare în raport cu temperatura), tocmai a senzorilor de temperatură.

Ideea principală nouă a tezei, exprimată în acest capitol este însă: **realizarea unei sensibilizări termice optimizate (maxime) în două etape** (de ordinul I și II) a senzorilor rezultați din sursele de curent și tensiune de referință cu două oglinzi de curent interconectate în cruce.

În Capitolul 2 s-a prezentat și analizat concepția senzorului de temperatură Wilson-Widlar cu citire în curent compus din două oglinzi de curent clasice interconectate în cruce. Succesul schemei propuse de autorul tezei este datorat unor rezistențe integrate de ultimă generație, în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$. Avantajul major al senzorului propus este acela că are o **sensibilitate procentuală optimizată**, variația procentuală a pantei cu procesul fiind foarte mică, de numai **3,66%**, pe când variația cu procesul a tensiunii pe un rezistor este de aproximativ $\pm 30\%$ (total 60%). **Eroarea de 4,05% dintre panta obținută pe cale analitică și panta obținută în urma simulărilor** pentru R_1 de tipul NTC constituie o reușită foarte bună a acestei scheme. S-a obținut **o bună tensiune minimă de alimentare de 2,4V**, parametrul $SR=7.897\text{ppm/V}$ măsurat la 3,5V, cu varianta de schemă optimizată, și anume cu R_2 cu coeficient de temperatură pozitiv (N^+

diffusion sheet resistance). Curentul consumat de senzor este relativ mic, de $42,9\mu\text{A}$ la temperatura de 20°C .

În Capitolul 3 s-a prezentat și analizat senzorul de temperatură Wilson-Widlar cu citire în tensiune, realizat în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$. Acest senzor se remarcă printr-o pantă maximă foarte bună a tensiunii de ieșire, o neliniaritate foarte bună, tensiune minimă de alimentare relativ mică, parametrul SR mic, arie ocupată pe chip foarte mică și un consum mic de curent de la sursele de alimentare. **O performanță foarte bună a acestui senzor este aceea că are parametrul PSRR bun, 71dB pentru frecvențe de până la 100kHz.** De asemenea au fost verificate și câteva variante de scheme rezultate din senzorul principal și s-a prezentat încă un senzor cu performanțe asemănătoare.

Senzorul Widlar-Widlar cu ieșire de curent a fost analizat în Capitolul 4. S-a prezentat și analizat concepția senzorului de temperatură realizat din două oglinzi de curent interconectate în cruce, una Widlar modificată (inferioară) și una Widlar obișnuită (superioară). Această schemă se remarcă în primul rând printr-o interconectare simplă, serială cu sarcina și cu consum minim de curent de la sursele de alimentare, acest curent fiind însăși curentul de ieșire al senzorului. Și în acest capitol au fost prezentate și simulate variante ale acestui senzor. Avantajul major al senzorului propus este acela că are o **sensibilitate procentuală optimizată**, variația procentuală a pantei cu procesul fiind foarte mică, de numai **1,01%**. **Neliniaritatea bună a primului senzor, de 0,78%**, constituie o reușită a schemei.

În Capitolul 5 s-au prezentat și analizat alți doi senzori de temperatură concepuți în tehnologie CMOS de $0,35\mu\text{m}$, compuși din două oglinzi de curent interconectate în cruce. Aceste scheme, practic aceleași cu cele de la capitolul precedent, având ieșirea în tensiune, se remarcă printr-o pantă maximă bună a tensiunii de ieșire, o neliniaritate foarte bună, tensiune minimă de alimentare acceptabilă, parametrul SR mic, parametrul PSRR bun, și un consum mic de curent de la sursele de alimentare. Succesul schemei cu citire în tensiune, care folosește o **arie de doar $3.075\mu\text{m}^2$** , este datorat **optimizării schemei, în primul rând prin impunerea pantei maxime, apoi prin folosirea oglinzii Widlar superioară și prin folosirea anumitor lățimi de rezistoare.** Această arie a putut fi redusă deoarece s-au folosit o rezistență de tipul NTC (*N⁺ UG Polysilicon 1 sheet resistance*) și o rezistență PTC (*N-well sheet resistance under field oxide*), care au rezistența pe pătrat foarte mare și deci ocupă o arie redusă.

Performanțe asemănătoare au fost realizate în literatura de specialitate, dar cu scheme complexe care ocupă arii mari pe chip.

Senzorului Wilson-peaking având ieșirea în tensiune dar și senzorul Widlar-peaking citit în tensiune au fost prezentați și analizați în Capitolul 6. Cele două scheme, preluate ca surse de tensiune de referință [52] și transformate în senzori de temperatură [58], sunt în același timp variante modificate ale senzorilor din Capitolul 3 și Capitolul 5. Performanțele obținute cu acești ultimi 2 senzori sunt foarte bune, fiind superioare celor obținute cu variantele analizate în capitolele anterioare. Astfel senzorul Wilson-peaking (varianta 1) ocupă o **arie de numai $2,735\mu\text{m}^2$** , are o **variație totală a tensiunii de ieșire cu procesul de fabricare mică: 8%** iar senzorul Widlar-peaking (varianta 2) ocupă o **arie de $3.811\mu\text{m}^2$** , iar cea mai bună performanță constă în **variația totală a tensiunii de ieșire cu procesul, care este 1,95%**.

Tensiunea minimă de alimentare este foarte mică, $V_{DDmin}=1,5V$ (varianta 1) respectiv $1,4V$ (varianta 2). A rezultat un parametru SR foarte mic în primul caz $SR=811ppm/V$, iar în cel secund $SR=6.150ppm/V$ măsurat la 3,5V. **Curentul consumat de senzor care este de doar $4,8\mu A$ respectiv $6,2\mu A$ la temperatura de $20^{\circ}C$ arată o reușită bună a acestei scheme.**

Principalele rezultate ale simulărilor efectuate, considerând o tehnologie CMOS de $0,35\mu m$, sunt concentrate sub forma performanțelor obținute în Tabelul 7.1. Se constată că pe ansamblu, **variantele cu surse de curent peaking au performanțele cele mai bune.**

Tabelul 7.1. Tabel comparativ cu performanțele schemelor studiate

| Senzorul: | WILSON-WIDLAR în curent | WILSON-WIDLAR în tensiune | WIDLAR-WIDLAR în curent | WIDLAR-WIDLAR în tensiune | WILSON cu peaking | WIDLAR cu peaking |
|------------------------------------|---------------------------|---------------------------|---------------------------------|---------------------------|------------------------------|-------------------|
| | Capitolul 2 | Capitolul 3 | Capitolul 4 | Capitolul 5 | Capitolul 6 | Capitolul 6 |
| Panta procentuală | 0,5145 %/°C | 0,2556 %/°C | 0,4479 %/°C | 0,1946 %/°C | 0,4368 %/°C | 0,4458 %/°C |
| Sensibilitatea simulată | 0,15846 $\mu A/^{\circ}C$ | 4,2521 mV/°C | 0,1085 $\mu A/^{\circ}C$ | 2,785 mV/°C | 1,5494 mV/°C | 1,4911 mV/°C |
| Sensibilitatea calculată | 0,15203 $\mu A/^{\circ}C$ | 4,0793 mV/°C | 0,1136 $\mu A/^{\circ}C$ | 2,6107 mV/°C | | |
| Eroarea calcul-simulare | 4,05% | 4,06% | 4,46% | 6,27% | | |
| Neliniaritatea optimizata | 0,47% | 0,77% | 0,78% | 0,54% | 0,53% | 0,51% |
| V_{DDmin} optimizat | 2,4V | 2,8V | 2,3V | 2,8V | 1,5V | 1,4V |
| SR optimizat la 3,5V | 7897 ppm/V | 4778 ppm/V | 8261 ppm/V | 4289 ppm/V | 811 ppm/V | 6150 ppm/V |
| Consumul dupa optimizare | 42,9 μA | 30 μA | 25,5 μA | 30 μA | 4,8μA | 6,2 μA |
| PSRR (10-100kHz) | | 71dB | | 59dB | 64dB | 67dB |
| Aria ocupată pe chip | 5125 μm^2 | 3187 μm^2 | 1646μm^2 | 3075 μm^2 | 2735 μm^2 | 3811 μm^2 |
| Variația pantei procentuale | 3,66% | 28,3% | 1,01% | 25,4% | 12,5% | 2,44% |
| Variația mărimii de ieșire | 79,6% | 23,5% | 83,4% | 31,1% | 8% | 1,95% |

Un **merit al tezei** îl constituie și faptul că au fost studiate și verificate prin simulare un număr mare de variante posibile ale schemelor cu două oglinzi de curent interconectate în cruce. Acest tip de circuite au în raport cu realizările cunoscute, avantajele:

- simplitatea circuitului deci proiectarea simplă,
- sensibilitatea redusă a mărimii de ieșire în raport cu variația tensiunii de alimentare,
- variație redusă cu procesul tehnologic a pantei (sensibilității) senzorului,
- variație redusă cu procesul tehnologic a valorii totale a mărimii de ieșire (la unele variante), care poate simplifica trimmingul senzorului,
- consum relativ redus de curent de la sursa de alimentare,
- aria relativ redusă ocupată pe chip.

7.2. Contribuții

În cadrul tezei autorul a adus numeroase contribuții teoretice și aplicative la extinderea gamei senzorilor de temperatură analogici integrați în tehnologie CMOS.

Un merit al tezei îl constituie și faptul că au fost studiate și verificate prin simulare un număr mare de variante ale schemelor cu două oglinzi de curent interconectate în cruce (fără a epuiza toate variantele posibile).

Cea mai importantă contribuție este faptul că s-au găsit scheme simple care să funcționeze ca și senzori de temperatură integrați în chip, față de alți senzori analogici întâlniți în literatură care au complexitate mare și arie mare de implementare.

Datorită simplității senzorilor propuși, aria ocupată de ei pe chip este mică, ceea ce constituie o contribuție importantă adusă costurilor de proiectare.

Autorul tezei consideră că rezultatele cercetărilor întreprinse vor contribui la perfecționarea părții analogice (*front-end*) a senzorilor de temperatură inteligenți.

Cea mai importantă contribuție este faptul că s-au găsit scheme simple care să funcționeze ca și senzori de temperatură integrați în chip, față de alți senzori analogici întâlniți în literatură care au complexitate mare și arie mare de implementare.

Dintre **contribuțiile teoretice** se subliniază următoarele:

1. S-a făcut o clasificare mai completă decât aceea întâlnită în publicații a senzorilor de temperatură analogici integrați în tehnologie CMOS (Capitolul 1).

2. Propunerea unui nou senzor de temperatură performant de tip Wilson-Widlar realizat cu două oglinzi de curent, cu sensibilizare termică, având ca mărime de ieșire curentul total (fig. 2.7.) sau o tensiune (fig. 3.4.).

3. Studiarea și aplicarea unei sensibilizări termice optimizate a senzorului Wilson-Widlar cu ieșire în curent în curent în două etape (de ordinul I și II) (relația 2.20) și deducerea condiției ca sensibilitatea să fie maximă (relația 2.26).

4. Studiarea și aplicarea sensibilizării termice optimizate în două etape, de ordinul I și II, a senzorului Wilson-Widlar cu ieșire în tensiune (relația 3.11) și găsirea condiției ca sensibilitatea să fie maximă (relația 3.13).

5. Propunerea unui nou senzor de temperatură performant de tip Widlar-Widlar realizat prin interconexiunea a două oglinzi de curent, a cărei mărime de ieșire poate fi curentul total (fig. 4.6.) sau o tensiune (fig. 5.4.).

6. Studiarea și aplicarea unei sensibilizări termice optimizate a senzorului Widlar-Widlar cu ieșire în curent în două etape (de ordinul I și II) (relația 4.15) și deducerea condiției ca sensibilitatea să fie maximă (relația 4.22).

7. Studiarea și aplicarea sensibilizării termice optimizate în două etape (de ordinul I și II) a senzorului Widlar-Widlar cu ieșire în tensiune (relația 5.17) și găsirea condiției ca sensibilitatea să fie maximă (relația 5.22).

8. Propunerea unei variante de senzor de temperatură Wilson-peaking cu citire în tensiune (fig. 6.1), cu performanțe foarte bune.

9. Propunerea unei variante de senzor Widlar-peaking cu citire în tensiune (fig. 6.6), senzor cu performanțe superioare celorlalte variante propuse.

10. Analiza teoretică a schemei senzorului Widlar-Widlar simplificat (fără dioda auxiliară) (Paragraful 4.6.).

Contribuții aplicative:

1. Găsirea unei soluții de minimizare a variațiilor cu procesul tehnologic, a pantei procentuale și a valorii mărimii de ieșire, bazată pe ajustarea lățimilor rezistoarelor care, la variantele cu peaking în special, poate conduce la simplificarea semnificativă a trimmingului senzorului.

2. Propunerea schemei de senzor de temperatură de tip Wilson-Widlar cu ieșire în curent pe ramură (fig. 2.12), util în unele aplicații.

3. Propunerea unor noi scheme de senzori de temperatură cu ieșirea în tensiune (fig. 3.11. și 5.9.) cu anumite performanțe particulare.

4. Propunerea unei noi scheme de senzor de temperatură Widlar-Widlar cu ieșirea în curent simplificat (fig. 4.14.) cu unele performanțe particulare.

5. Prezentarea comparativă a performanțelor cunoscute ori estimate de autor ale senzorilor propriu-ziși analogici (considerați ca parte separată a senzorilor inteligenți) pe baza Tabelului 1.1, a cărui elaborare a reprezentat un efort deosebit de documentare.

7.3. Perspective

Având în vedere numărul mare de condiții impuse acestor senzori (enumerare în Capitolul 1) se poate spune că încă nu există realizări care să le îndeplinească integral și că vor mai continua cercetările și încercările de îmbunătățire a schemelor deși există impresia că nu se mai pot aduce contribuții importante în acest domeniu.

Pe viitor la senzorii propuși în teză se mai pot face o serie de cercetări privind:

- reducerea în continuare a variațiilor de proces și simultan a dispersiei mărimii de ieșire, lucru ce ar simplifica și mai mult circuitele de trimming;
- scăderea consumului de curent, astfel încât senzorii să poată fi integrați în chip-uri implementate în aparatură electronică portabilă;
- găsirea de soluții pentru scăderea tensiunii minime de alimentare, cum ar fi aceea a utilizării de tranzistoare MOS cu tensiune de prag redusă;
- studierea și a altor noi scheme simple de senzori termici, de exemplu Wilson-peaking cu citirea curentului total și Widlar-peaking cu citirea curentului total.
- studierea unor astfel de scheme în care unul sau două tranzistoare să fie de tipul FGMOS (*floating-gate MOS*), care să permită și o operație modernă de trimming.

Desigur, este necesară abordarea concepției și proiectării și a celorlaltor blocuri ale senzorilor inteligenți ce stau alături de senzorii analogici propuși, pentru analiza performanțelor întregii scheme.

BIBLIOGRAFIE

- [1] A. Bakker, J. H. Huijsing, *Micropower CMOS Temperature Sensor with Digital Output*, IEEE Journal Of Solid-State Circuits, Vol. 31, No. 7, pp.933-937, July 1996.
- [2] C. Falconi, A. D'Amico, C. Di Natale, M. Faccio, *Low cost curvature correction of bandgap references for integrated sensors*, Sens. Actuator A117, pp. 127-136, 2005.
- [3] C. Falconi, M. Fratini, *CMOS Microsystems Temperature Control*, Science Direct, Sensors and Actuators B 129, 59-66, 2008.
- [4] F. Fiori, P. S. Corveti, *A New Compact Temperature - Compesated CMOS References*, IEEE Transactions on Circuits and Systems-II, Vol. 52, No. 11, pp. 724-728, November 2005.
- [5] F. Aquilino, F.G. Della Corte, M. Merenda, F. Zito, *A fully-integrated wireless temperature sensor with on-chip antenna*, IEEE Sensors 2008, Lecce, Italy 2008.
- [6] R. Mihăescu, *First-Order Temperature - Compensated Total - Current Reference*, Proceedings of 12th WSEAS International Conference on Circuits, Crete Island, July 2008, pp.113-118.
- [7] M. A.P. Pertijs, *Precision Temperature Sensors in CMOS Technology*, Springer Publishing, 2006.
- [8] R. D. Mihăescu, M. A. Ciugudean, *Performances of CMOS Thermal - Compensation Total - Current References*, WSEAS Transactions on Circuits and Systems, Issue 1, Vol.9, pp.11-21, January 2010.
- [9] P. Aguirre and C. Rossi, *Architecture and cells for micropower temperature sensors*. In Proc. of the X Workshop Iberchip, Cartagena de Indias, Colombia, session 6C, March 2004.
- [10] V. Székely, C. Márta, Z. Kohári, M. Rencz, *CMOS Sensors for On-Line Thermal Monitoring of VLSI Circuits*, IEEE Transactions on VLSI Systems, vol.5, no.3, Sept. 1997, pp.270-276.
- [11] P.R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Levis, R. G. Meyer, *Analysis and design of analog integrated circuits*, John & Sons, Inc., 2001.
- [12] M. Sasaki et al., *A temperature sensor with an inaccuracy of -1/+0.8 °C using 90-nm 1-V CMOS for online thermal monitoring of VLSI circuits*, in IEEE Trans. Semiconductor manufacturing, vol. 21, no. 2, pp. 201-208, May 2008.
- [13] F. Aquilino, F.G. Della Corte, M. Merenda, F. Zito, *A fully-integrated wireless temperature sensor with on-chip antenna*, IEEE Sensors 2008, Lecce, Italy 2008.

- [14] F. G. Della Corte, F. Aquilino, L. Fragomeni, M. Merenda, F. Pezzimenti, F. Zito, *A microchip integrated temperature sensor with RF communication channel and on-chip antenna*, Proceedings of the Eurosensors XXIII conference, pp. 473–476, 2009.
- [15] X. Conghui, G. Peijun, C. Wenyi, T. Xi, Y. Na, M. Hao, *An ultra-low-power CMOS temperature sensor for RFID applications*, Journal of Semiconductors, Vol. 30, No. 4, pp. 045003-1 -045003-4, April 2009.
- [16] E. Lauwers, W. Gumbrecht, D. Maes, G. Gielen, W. Sansen, *A CMOS multiparameter biochemical biosensor with temperature control and signal interfacing*, IEEE J. Solid State Circ. 36 (12) (2001) 2030–2038.
- [17] M.A.P. Pertijs, G.C.M. Meijer, J.H. Huijsing, *Precision temperature measurement using CMOS substrate pnp transistors*, IEEE Sens. J. 4 (3), pp. 294–300, 2004.
- [18] A. Bakker, J. H. Huijsing, *High-Accuracy CMOS smart temperature sensors*, Kluwer Academic Publishers, 2000.
- [19] I.M. Filanovsky, Su Tam Lim, *Temperature sensor applications of diode-connected MOS transistors*, IEEE ISCAS, vol. 2, pp. 149 - 152, May 2002.
- [20] G. Wang and G. C. M. Meijer, *The temperature characteristics of bipolar transistors fabricated in CMOS technology*, Sens. Actuators A, vol. 87, pp. 81–89, Sept. 2000.
- [21] M. A. P. Pertijs, A. Niederkorn, X. Ma, et al. *A CMOS smart temperature sensor with a 3% inaccuracy of ± 0.5 °C from -50 °C to $+120$ °C*, IEEE J Solid-State Circuits, 40(2): 454, 2005,
- [22] P. Chen, C-C. Chen, C-C. Tsai, W-F. Lu, *A Time-to-Digital-Converter-Based CMOS Smart Temperature Sensor*, IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 8, pp. 1642-1648, Aug. 2005.
- [23] W. Kyoungcho, S. Meninger, T. Xanthopoulos, E. Crain, H. Dongwan, H. Donhee, *Dual-DLL-based CMOS all-digital temperature sensor for microprocessor thermal monitoring*, Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, ISSCC, pp. 68 - 69,69a, 2009.
- [24] Z. Yiming, S. B. Prakash, M. H. Cohen, P. A. Abshire, *Detection of on-chip temperature gradient using a 1.5V low power CMOS temperature sensor*, Proceedings of the Circuits and Systems, ISCAS IEEE International Symposium, pp. 1171-1174. I, 2006
- [25] R. Yi, W. Chenxu, *An All CMOS Temperature Sensor for Thermal Monitoring of VLSI Circuits*, Testing and Diagnosis, ICTD, IEEE Circuits and Systems International Conference, pp. 1 - 5, 2009.

- [26] M.K. Law; A. Bermak, *A 405-nW CMOS Temperature Sensor Based on Linear MOS Operation*, Circuits and Systems II: Express Briefs, IEEE Transactions, Vol. 56, Issue: 12, pp: 891 – 895, 2009.
- [27] M. Yucetas, L. Aaltonen, K. Halonen, *CMOS Temperature Sensor Using Periodic Averaging for Error Reduction*, IEEE NORCHIP, pp.: 94-97,2008.
- [28] H. Dong-Ok; K. Yong-Il; P. Tah-Joon; P. Heon-Chul, *A CMOS temperature sensor with calibration function using band gap voltage reference*, Sensing Technology, ICST 2008. 3rd International Conference, pp: 496-499, 2008.
- [29] A.L., Aita, M. Pertijs, K. Makinwa, J.H. Huijsing, *A CMOS smart temperature sensor with a batch-calibrated inaccuracy of $\pm 0.25^{\circ}\text{C}$ (3σ) from -70°C to 130°C* , Solid-State Circuits, pp: 342-343, 343a, 2009.
- [30] W. Ming-Chan, W. Jiin-Chuan, *A temperature sensor in $0.6\ \mu\text{m}$ CMOS technology*, The First IEEE Asia Pacific Conference, ASICs, The First IEEE Asia Pacific Conference, pp.: 116-119, 1999.
- [31] J.T.-s Tsai, C. Herming, *High linear voltage references for on-chip CMOS smart temperature sensor from -60°C to 140°C* , Circuits and Systems, ISCAS, IEEE International Symposium pp: 2689-2692, 2008.
- [32] C. Falconi, M. Fratini, A. D'Amico, G. Scotti, A. Trifiletti, *Low voltage, low power, compact, high accuracy, high precision PTAT temperature sensor for deep sub-micron CMOS systems*, Circuits and Systems, ISCAS 2008, IEEE International Symposium, pp: 2102 – 2105, 2008.
- [33] H. Oshiyama, T. Matsuda, K. Suzuki, H. Iwata, T. Ohzone, *A VDD independent temperature sensor circuit with scaled CMOS process*, IEEE Design Automation Conference, pp: 111–112, 2009.
- [34] G. C. M. Meijer, G. Wang; F. Fruett, *Temperature sensors and voltage references implemented in CMOS technology*, IEEE Sensors Journal, Vol.: 1, Issue: 3, pp: 225-234, 2001.
- [35] S. R. Boyle, R. A. Heald, *A CMOS circuit for real-time chip temperature measurement*, Comcon Spring '94, IEEE Comcon Spring, Digest of Papers, pp: 286 – 291, 1994
- [36] Ch. Shi-Wen, Ch. Ming-Hung, H. Wei-Chih, H. Wei, *Fully on-chip temperature, process, and voltage sensors*, Circuits and Systems, Proceedings of 2010 IEEE International Symposium, pp: 897–900, 2010.
- [37] C.-P Liu, H.-P. Huang, *Experimental validation of PTAT for in situ temperature sensor and voltage reference*, Electronics Letters, Vol. 44, Issue: 17, pp.: 1016-1017, 2008.
- [38] S. Ashish, V. Lee, A. Ivanov, *CMOS Differential and Absolute Thermal Sensors*, Journal Of Electronic Testing: Theory and Applications 18, pp.: 295–304, 2002

- [39] Y.-H. Shih, S.-R. Lin, T.-M. Wang, J.-G. Hwu, *High sensitive and wide detecting range MOS tunneling temperature sensors for on-chip temperature detection*, IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 51, no. 9, pp. 1514-1521, Sept. 2004.
- [40] C. Rossi, P. Aguirre., *Ultra-low power CMOS cells for temperature sensors*, IEEE 18th Integrated Circuits and Systems Design, pp. 202-206, Sept. 2005.
- [41] K. Opasjumruskit, T. Thanthipwan, O. Sathusen, P. Sirinamarattana, P. Gadmanee, E. Pootarapan, N. Wongkomet, A. Thanachayanont, M. Thamsirianunt, *Self-powered wireless temperature sensor exploit RFID technology*, IEEE Pervasive Comput., vol. 5, no. 1, pp. 54-61, Jan.-Mar. 2006.
- [42] S. Zhou, N.Wu, *A novel ultra low power temperature sensor for UHF RFID tag chip*, Solid-State Circuits Conference, ASSCC IEEE Asian pp. 464-467, Nov. 2007.
- [43] P. Chen, K. M. Wang, Y. H. Peng, Y. S. Wang, C. C. Chen, *A time-domain SAR smart temperature sensor with $-0.25\text{ }^{\circ}\text{C}$ $+0.35\text{ }^{\circ}\text{C}$ inaccuracy for on-chip monitoring*, in Proc. Eur. Solid-State Circuits Conf., pp. 70-73, Sept. 2008.
- [44] M. A. P. Pertijs, K. A. A. Makinwa, J. H. Huijsing, *A CMOS smart temperature sensor with a 3σ inaccuracy of $\pm 0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ from $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $125\text{ }^{\circ}\text{C}$* , IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 12, pp. 2805-2815, Dec. 2005.
- [45] M. A. P. Pertijs, J. H. Huijsing, *Bitstream Trimming of a Smart Temperature Sensor*, Proc. IEEE Sensors, pp. 904-907, vol. 2, Oct. 2004.
- [46] F. Serra-Graells and J. L. Huertas, *Sub-1-V CMOS proportional to absolute temperature references*, IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 38, pp. 84-88, Jan. 2003.
- [47] T. Ohzone, T. Sadamoto, T. Morishita, K. Komoku, T. Matsuda, H. Iwata, *A CMOS Temperature Sensor*, IEICE Trans. on Electronics, vol.E90-C, no.4, pp.895-902, 2007.
- [48] C-C. Chen, P. Chen, A-W. Liu, W-F. Lu, Y-C. Chang, *An accurate CMOS delay-line-based smart temperature sensor for low-power low-cost systems*, Measurement Science and Technology, vol. 17, no. 4, pp. 840-846, Apr. 2006.
- [49] M. Tuthill, *A switched-current, switched-capacitor temperature sensor in $0.6\mu\text{m}$ CMOS*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 33, no.7, pp. 1117-1122, July 1998.
- [50] A. Bakker, *High-Accuracy CMOS smart temperature sensors*, Ph.D. Thesis, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, 2000.
- [51] M. Pertijs, *Precision temperature sensors in CMOS technology*, Ph.D. Thesis, Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, September 2005.
- [52] M. A. Ciugudean, M. C. Bodea, *Simple and Performing Temperature-Compensated Voltage References*, 2010, Buletinul Științific al Univ. Politehnica, Seria Electronică și Telecomunicații, Tom 56 (70), Fascicola 1, 2011

[53] **B. Marinca**, Proiect "Sensor de temperatură integrat într-un corelator digital" executat în cadrul firmei Spaceborne – Filiala Timișoara, finalizat și implementat în chip.

[54] **B. Marinca**, *CMOS Wilson-Widlar Total-Current Temperature Sensor*, Buletinul Științific al Universității "Politehnica" din Timișoara, Seria Electronică și Telecomunicații, Tom 56(70), Fascicola 1, 2011.(acceptată spre publicare)

[55] **B. Marinca**, M. A. Ciugudean, *CMOS Wilson-Widlar Voltage-Reading Temperature Sensor*, AE2011 Conference, Pilsen, CZ, (indexată ISI, acceptată spre publicare).

[56] **B. Marinca**, *Widlar-Widlar Total-Current-Reading Temperature Sensor*, AE2011 Conference, Pilsen, CZ, (indexată ISI, acceptată spre publicare).

[57] **B. Marinca**, *Widlar-Widlar Voltage-Reading Temperature Sensor*, TSP2011 Conference, Budapest, HU, (indexată ISI, acceptată spre publicare).

[58] **B. Marinca**, M. A. Ciugudean, *CMOS Temperature sensors using peaking current source*, Simpozionul DrETc, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, Septembrie 2011 (trimisă spre acceptare).