



MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI CERCETĂRII  
UNIVERSITATEA NAȚIONALĂ DE ȘTIINȚĂ ȘI TEHNOLOGIE  
POLITEHNICA BUCUREȘTI



Școala Doctorală de Electronică, Telecomunicații  
și Tehnologia Informației

# REZUMAT TEZĂ DE DOCTORAT

**Ing. Vlad-George MOISE**

---

CIRCUITE DE PRECIZIE PENTRU MĂSURAREA  
ȘI CONTROLUL CURENTULUI

PRECISION CIRCUITS FOR CURRENT  
MEASUREMENT AND CONTROL

---

**Prof. Dr. Ing. Gheorghe BREZEANU**  
Univ. Politehnica din București

Conducător de doctorat

**BUCUREȘTI 2025**

---



# Cuprins

Capitolul 1.....	1
1.1. Contextul general al lucrării.....	1
1.2. Motivația lucrării.....	1
1.3. Structura tezei.....	1
Capitolul 2.....	2
2.1. Introducere .....	2
2.2. Principii și topologii de măsurare a curentului electric.....	3
2.3. Circuite pentru controlul curentului de poartă al comutatoarelor .....	3
2.4. Controlul curentului de polarizare a senzorilor bazați pe semiconductori.....	3
Capitolul 3.....	4
3.1. Introducere .....	4
3.2. Specificații. Schemă bloc .....	4
3.3. Implementare cu funcție de dezactivare cu poartă de transfer și procedură standard de reglaj rezistiv (AMC-FD-RFRR-1).....	5
3.3.3. Rezultate experimentale pe AMC-FD-RFRR-1.....	5
3.4. Implementare avansată cu reglaj digital și funcție de dezactivare optimizată (AMC-FD-RFRR-2).....	6
3.4.1. Principiul de funcționare al funcției de dezactivare.....	6
3.4.2. Principiul de funcționare al reglajului rețelei rezistive .....	7
3.4.3. Rezultate experimentale pentru AMC-FD-RFRR-2 .....	8
3.5. Concluzii. Impactul metodelor propuse asupra măsurării curentului .....	9
Capitolul 4.....	10
4.1. Introducere .....	10
4.2. Sursele de curent în CGD. Aplicații pentru controlul motoarelor trifazice ..	10
4.3. Arhitectura clasică de CGD de tip sursă de curent. Principii de funcționare	11
4.3.2. Arhitectura simplificată a unui driver de tip sursă de curent cu referință de VGS .....	11
4.4. Limitări ale arhitecturii clasice. Soluții existente.....	12
4.5. Metode de compensare a efectului de modulare a lungimii canalului în surse de curent folosite în CGD. Principiu de funcționare.....	14
4.6. Arhitectura propusă cu compensare pe $I_{ref}$ .....	15
4.7. Arhitectura propusă cu compensare pe $I_{vgs}$ .....	16

4.8.	Rezultate. Simulări și măsurători .....	17
4.9.	Concluzii. Impactul metodelor propuse asupra controlului curentului .....	18
Capitolul 5.....		19
5.1.	Introducere .....	19
5.2.	Considerații privind arhitectura senzorului și cerințele aplicației industriale.....	19
5.2.1.	Dioda Schottky ca senzor de temperatură: principii de funcționare .....	19
5.2.2.	Comparație între cele două metode. Calibrare. Analiza erorilor .....	20
5.3.	Senzor inteligent de temperatură (D1C).....	20
5.3.1.	Cerințe de proiectare .....	20
5.3.4.	Proiectarea senzorului inteligent de temperatură.....	21
5.4.	Implementarea practică a senzorului inteligent: proiectarea cablajului imprimat și programarea microcontrollerului .....	22
5.4.1.	Schema electrică a senzorului inteligent.....	22
5.4.2.	Proiectarea și realizarea plăcii de circuit imprimat.....	23
5.5.	Măsuratori în laborator.....	23
5.6.	Testarea senzorului în mediu industrial .....	24
5.7.	Concluzii .....	25
Capitolul 6.....		26
6.1.	Rezultate obținute.....	26
6.2.	Contribuții originale .....	27
6.3.	Lista lucrărilor originale.....	28
6.4.	Perspective de dezvoltare ulterioară.....	30

# Capitolul 1

## Introducere

### 1.1. Contextul general al lucrării

Titlul tezei, „Circuite de precizie pentru măsurarea și controlul curentului”, reflectă în mod direct structura și conținutul lucrării. Componenta de măsurare a curentului este abordată prin proiectarea și caracterizarea unor amplificatoare de măsurare a curentului (AMC). Partea de control al curentului este tratată în două direcții complementare: pe de o parte, în cadrul circuitelor de comandă a porții comutatoarelor (gate drive), unde este necesară menținerea unui curent de ieșire constant în fața variațiilor de alimentare [1], iar pe de altă parte, în cadrul senzorilor de temperatură pe bază de diode Schottky pe SiC, unde curentul de polarizare al diodei trebuie controlat precis pentru a asigura acuratețea măsurării temperaturii [2]. Astfel, teza integrează într-un cadru unitar circuite care acoperă atât funcții de achiziție și amplificare a semnalelor de curent, cât și funcții de control activ al acestora, în contexte variate și critice din punct de vedere al aplicațiilor.

### 1.2. Motivația lucrării

Rezultatele prezentate în această teză reprezintă rodul activității desfășurate pe parcursul mai multor ani în domeniul cercetării și dezvoltării, reflectând traseul profesional al unui inginer proiectant dedicat atât rigorii științifice, cât și nevoilor concrete ale industriei semiconductorilor. Ele îmbină înclinația autorului spre gândire critică și analiză riguroasă cu pragmatismul impus de realitatea proiectelor industriale, unde identificarea rapidă a soluțiilor și capacitatea de adaptare sunt esențiale.

Această fuziune între cercetarea fundamentală și aplicațiile concrete validează atât relevanța științifică, cât și impactul tehnologic al rezultatelor obținute și justifică abordarea multidirecțională aleasă pentru această lucrare de doctorat.

### 1.3. Structura tezei

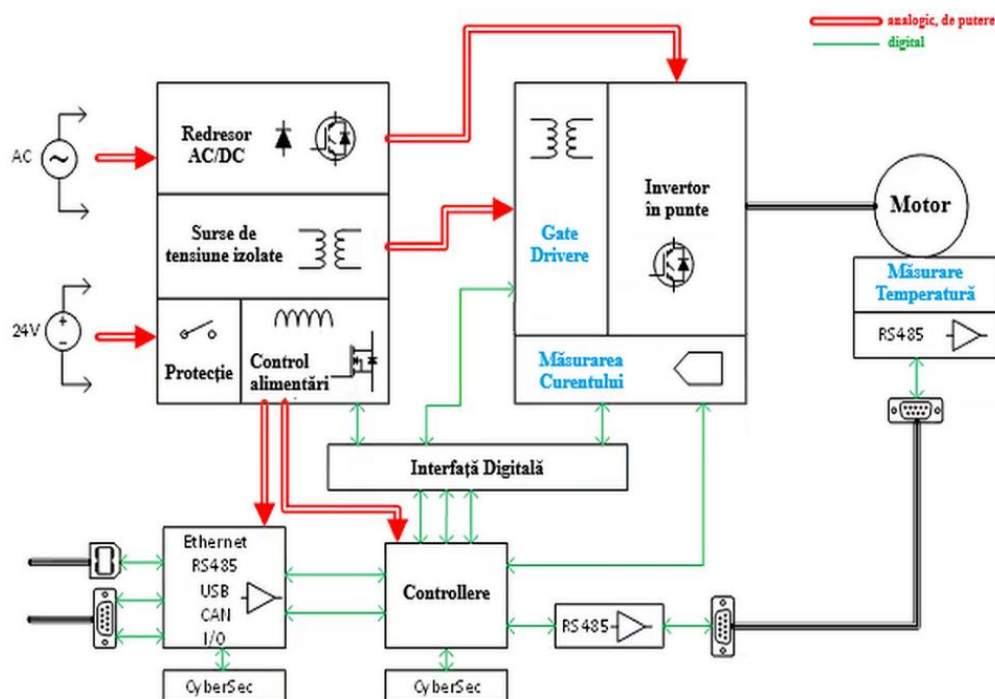
Teza este structurată în șase capitole. Pe lângă capitolul introductiv și cel final, dedicate contextualizării și concluziilor generale, lucrarea cuprinde patru capitole consistente, care reflectă atât fundamentele teoretice, cât și contribuțiile originale ale autorului.

# Capitolul 2

## Bazele Teoretice ale Măsurării și Controlului Curentului

### 2.1. Introducere

Circuitele analogice de precizie joacă un rol esențial în numeroase aplicații industriale, în special în cele în care este necesară măsurarea sau controlul unor semnale mici în condiții de mediu dificile. Arhitectura din figura 2.1 ilustrează un sistem tipic de control al motoarelor electrice [3].



**Figura 2.1.** Arhitectura unui sistem tipic de control al motoarelor electrice [3]

Pe lângă blocurile clasice de conversie și comutație, se evidențiază trei direcții tehnologice esențiale pentru performanța, siguranța și eficiența sistemului, marcate cu culoare albastră [4]:

- Funcția de măsurare a curentului, esențială pentru controlul în timp real al motorului, protecția la supracurent și eficiența energetică;
- Circuite de tip gate driver (CGD), responsabile de comanda a tranzistoarelor de putere;
- Măsurarea temperaturii, integrată în proximitatea motorului, critică pentru detecția supraîncălzirilor și pentru algoritmi de compensare termică;

## **2.2. Principii și topologii de măsurare a curentului electric**

În această subsecțiune se propune o structurare progresivă a conținutului, începând cu o prezentare generală a principalelor tehnici de măsurare a curentului întâlnite în literatură, urmată de o argumentare detaliată privind selecția metodei cu rezistor de șunt (tehnica  $R_{SENSE}$ , ce folosește amplificator de măsurare a curentului) ca fiind cea mai potrivită pentru aplicațiile analizate. După justificarea alegerii, se va trece la discutarea aspectelor teoretice specifice acestei metode, inclusiv cerințele impuse amplificatorului de măsurare a curentului și parametrii relevanți pentru precizie, stabilitate și compatibilitate cu aplicații de tip automotive. Această structurare oferă cadrul conceptual necesar pentru introducerea, în capitolul următor, a unei arhitecturi concrete de amplificator de măsurare a curentului, fundamentată pe tehnica  $R_{SENSE}$  și optimizată pentru aplicații de precizie în domeniul automotive.

## **2.3. Circuite pentru controlul curentului de poartă al comutatoarelor**

Circuitele pentru controlul curentului de poartă, denumite generic circuite de tip gate driver (CGD), sunt blocuri funcționale specializate care controlează comutarea tranzistoarelor de putere, asigurând încărcarea și descărcarea capacității de poartă. Acestea sunt esențiale pentru comutarea rapidă, eficientă și sigură a dispozitivelor MOS sau IGBT în aplicații de conversie statică, acționări electrice și control al energiei [5]-[8], așa cum e evidențiat și în figura 2.1. În cadrul acestui paragraf sunt analizate CGD pentru controlul tranzistoarelor de tip n-MOS.

## **2.4. Controlul curentului de polarizare a senzorilor bazați pe semiconductori**

Controlul precis al curentului electric reprezintă o componentă esențială atât în circuitele de măsurare, cât și în cele de acționare, iar aplicațiile care implică senzori semiconductori nu fac excepție [2], [9]-[11]. În contextul acestei teze, axată pe proiectarea de circuite analogice de precizie pentru măsurarea și controlul curentului, polarizarea senzorilor – aplicarea unui curent controlat și stabil – devine un subiect central. Subcapitolul de față se încadrează firesc în capitolul teoretic privind măsurarea și controlul curentului, întrucât tratează în detaliu modul în care curentul de polarizare influențează obținerea unui răspuns al sensorului precis și reproductibil.

# Capitolul 3

## Amplificator de Precizie pentru Măsurarea Curentului cu Funcție de Dezactivare și Reglaj Fin al Rețelei Rezistive (AMC-FD-RFRR)

### 3.1. Introducere

Structura capitolului este următoarea: în prima parte vor fi definite cerințele funcționale și performanțele vizate pentru un astfel de circuit, iar apoi se va propune o schemă bloc generală, comună ambelor arhitecturi prezentate ulterior. Pe baza acestei scheme bloc, sunt dezvoltate două implementări de AMC, ambele având la bază aceleași principii de funcționare, însă cu diferențe semnificative în modul de implementare a funcției de dezactivare și a reglajului rețelei rezistive.

### 3.2. Specificații. Schemă bloc

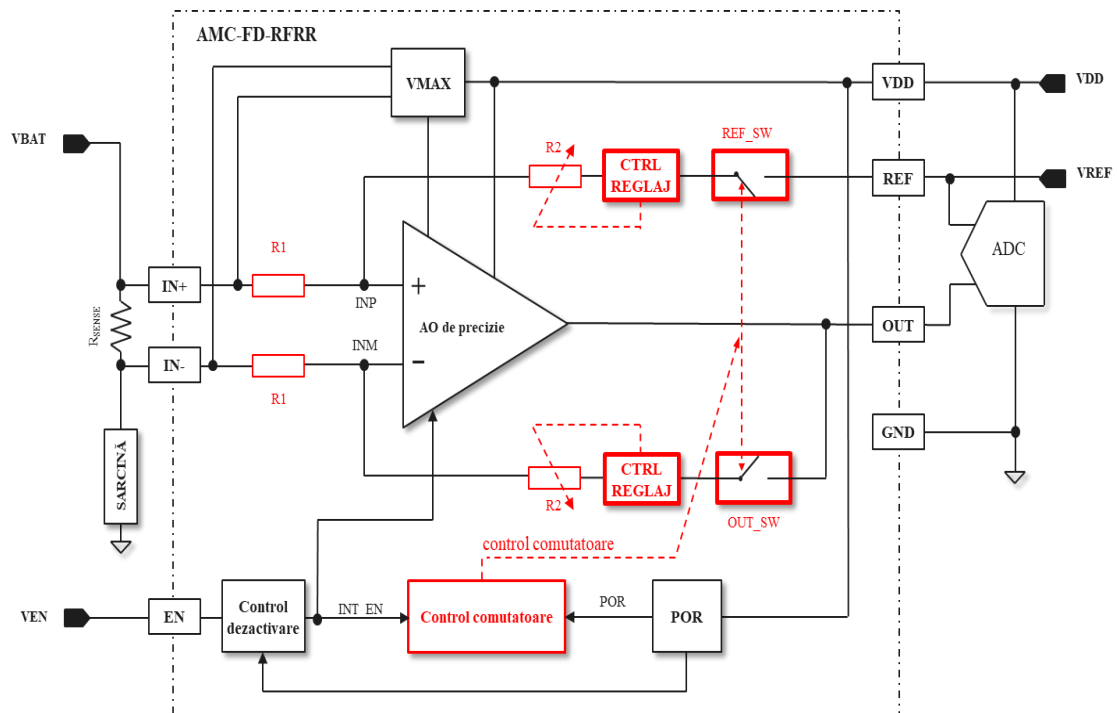
Specificațiile din Tabelul 3.1 au fost stabilite pentru condițiile de funcționare ale amplificatorului într-o configurație tipică.

Parametru	Simbol	Condiții	Min	Tipic	Max	Unitate
Factorul de rejecție a tensiunii de mod comun	CMRR	Câștig (G) = 50V/V	-2		2	$\mu\text{V/V}$
			-4		4	
Tensiunea de offset referită la intrare	$V_{OS}$	G = 50V/V	-15		15	$\mu\text{V}$
Factorul de rejecție a tensiunii de alimentare	PSRR	G = 50V/V		$\pm 0.1$	$\pm 10$	$\mu\text{V/V}$
Curentul de polarizare a intrării	$I_{IB}$			35	40	$\mu\text{A}$
Curentul de polarizare a intrării în dezactivare	$I_{IBSD}$				500	nA
Eroarea de câștig	GE			$\pm 0.2$	$\pm 0.3$	%
Curent consumat	$I_Q$			45		$\mu\text{A}$
					50	
Curent consumat în dezactivare	$I_{QSD}$			0.2	0.3	$\mu\text{A}$

**Tabelul 3.1.** Principalele specificații ale AMC-FD-RFRR [12]



Pentru a satisface specificațiile din Tabelul 3.1, a fost adoptată arhitectura generală ilustrată în Figura 3.1 [13].



**Figura 3.1.** Schema bloc a AMC-FD-RFRR [13]

### 3.3. Implementare cu funcție de dezactivare cu poartă de transfer și procedură standard de reglaj rezistiv (AMC-FD-RFRR-1)

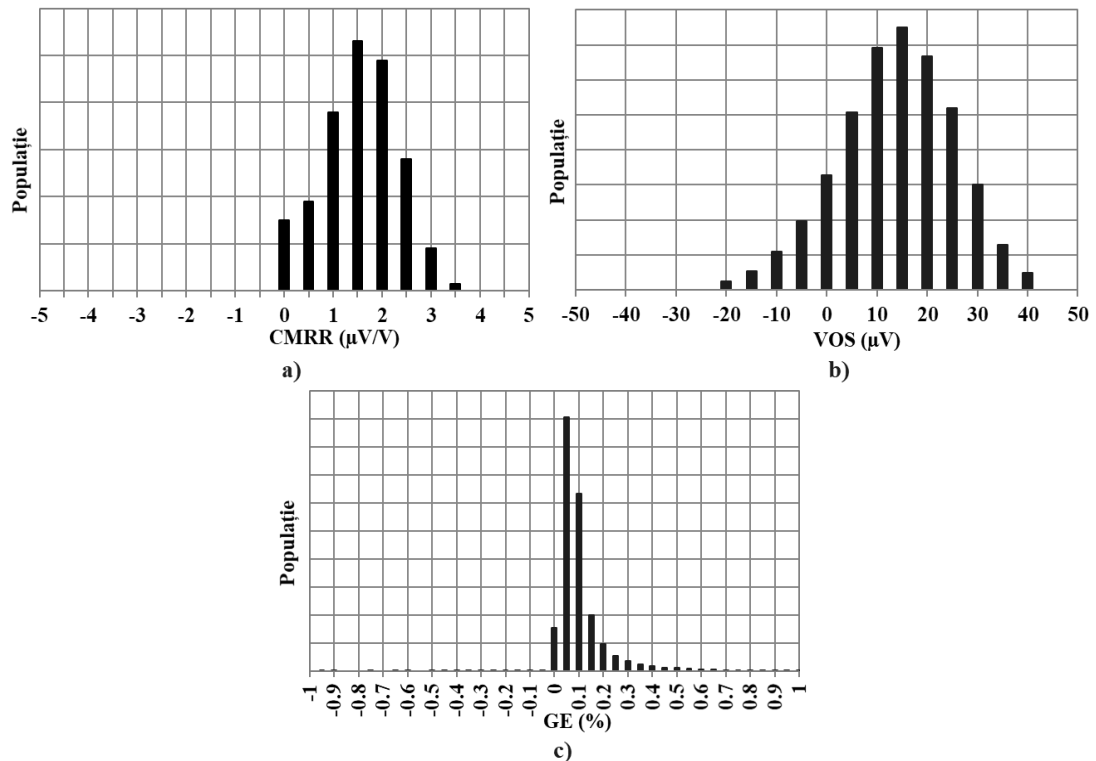
În continuare, se detaliază prima dintre cele două implementări ale amplificatorului de măsurare a curentului cu funcție de dezactivare și reglaj fin al rețelei rezistive. Această arhitectură, denumită AMC-FD-RFRR-1, a fost propusă și validată inițial în cadrul unei lucrări anterioare [14], fiind realizată în tehnologie CMOS de  $0.25\mu\text{m}$  și testată atât prin simulări cât și prin măsurători experimentale.

### 3.3.3. Rezultate experimentale pe AMC-FD-RFRR-1

Arhitectura bazată pe schema bloc generală din figura 3.1, care integrează atât circuitul de dezactivare descris în subsecțiunea 3.3.1, cât și mecanismul de reglaj fin al rețelei rezistive prezentat în 3.3.2, a fost implementată fizic în tehnologie BCD CMOS de  $0.25\mu\text{m}$  și fabricată în cadrul unui flux industrial complet. După etapa de de calibrare a rețelei rezistive și ambalare a circuitului, s-au efectuat măsurători extinse pe un lot de 22 000 de circuite, ale căror rezultate sunt prezentate în figura 3.5. Parametrii de precizie precum offsetul și factorul de rejecție a modului comun (CMRR) nu respectă cerințele specificate, ceea ce indică o degradare a performanței la nivel de măsurare.

Având în vedere că amplificatorul operațional utilizat este bine caracterizat și oferă performanțe excelente în ceea ce privește offsetul și CMRR, rezultatele sugerează că reglajul rețelei rezistive nu este optim, iar neîmperecherile structurii pasive contribuie semnificativ la aceste deviații.

În plus, comutatoarele utilizate pentru implementarea funcției de dezactivare introduc erori suplimentare prin valoarea ridicată a rezistenței  $R_{ON}$  la tensiuni mici de alimentare, precum și prin variația acestei rezistențe între cele două ramuri. La acestea se adaugă efectele de ambalare, care pot modifica valoarea absolută a rezistențelor și pot introduce decalaje suplimentare.



*Figura 3.5. Distribuțiile principalelor parametri ai AMC-FD-RFRR-1 – măsurători*

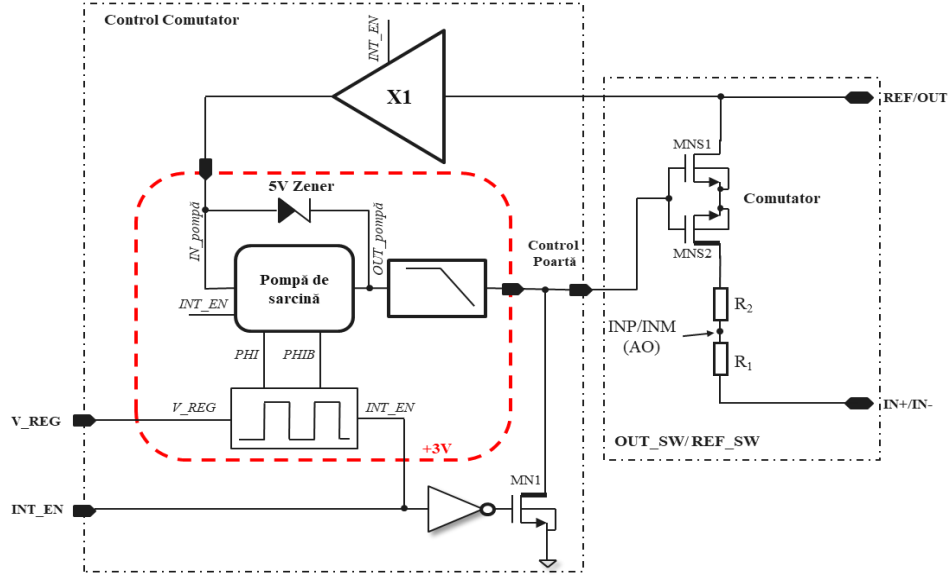
### 3.4. Implementare avansată cu reglaj digital și funcție de dezactivare optimizată (AMC-FD-RFRR-2)

Pentru a depăși limitările evidențiate în arhitectura precedentă, în această secțiune este prezentată o implementare avansată care integrează un mecanism digital de reglaj al rețelei rezistive și o funcție de dezactivare optimizată, capabilă să asigure performanțe stabile pe întreg intervalul de tensiune de alimentare.

#### 3.4.1. Principiul de funcționare al funcției de dezactivare

Spre deosebire de implementarea anterioară, în care funcția de dezactivare era realizată prin intermediul unor porți de transfer (n-MOS + p-MOS), arhitectura avansată propusă în acest subcapitol utilizează comutatoare de tip „tranzistor de trecere” (pass

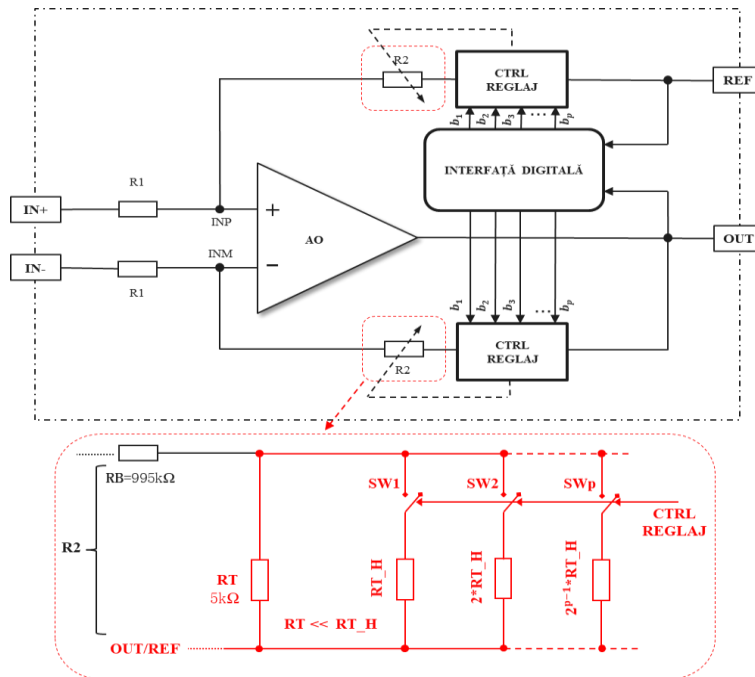
transistor), bazate exclusiv pe tranzistoare n-MOS [13]. Arhitectura comutatoarelor și a circuitului lor de control este redată în schema simplificată din figura 3.6.



**Figura 3.6.** Schema optimizată a circuitului de dezactivare AMC-FD-RFRR-2 [13]

### 3.4.2. Principiul de funcționare al reglajului rețelei rezistive

Unul dintre principalele dezavantaje identificate în prima arhitectură (AMC-FD-RFRR-1) a fost eroarea introdusă de rețeaua rezistivă care a generat offseturi sistematice și erori de câștig. Pentru a depăși aceste limitări, în arhitectura AMC-FD-RFRR-2 a fost introdusă o rețea rezistivă programabilă digital (figura 3.8), care permite calibrarea fină a rezistențelor pe ambele ramuri după procesul de încapsulare.



**Figura 3.9.** Schema de principiu a circuitului de reglaj fin din AMC-FD-RFRR-2

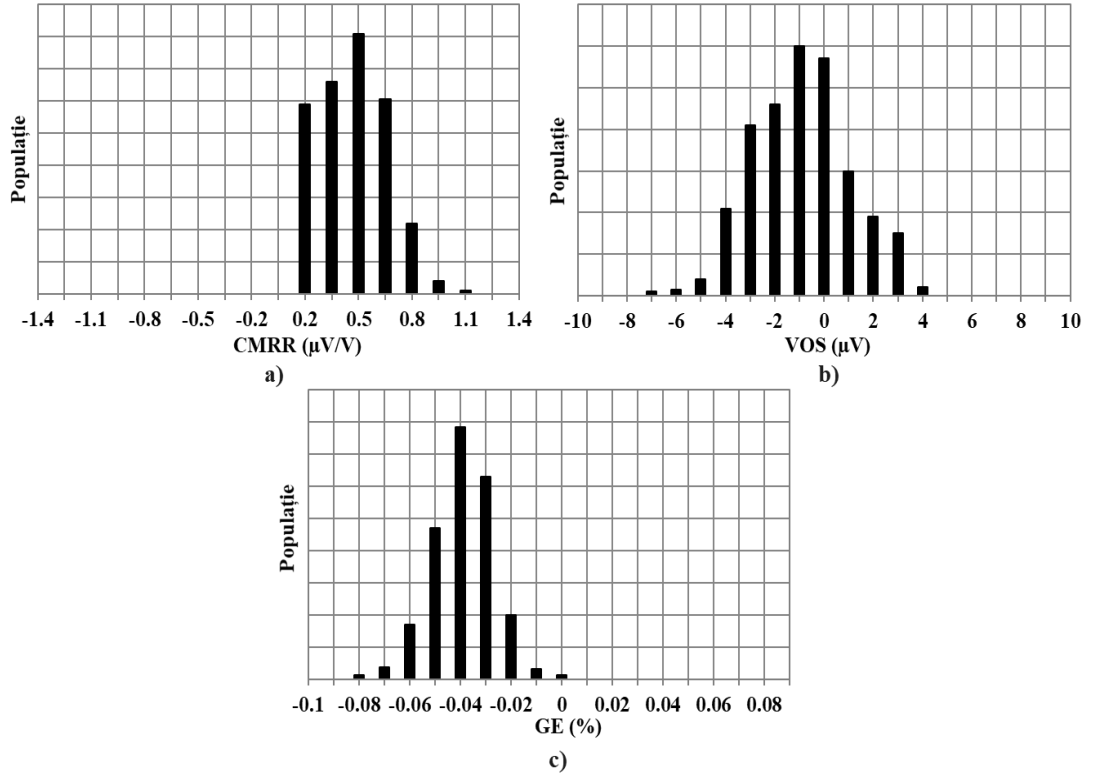
Pot fi compensate tensiuni de decalaj prin închiderea unei combinații de comutatoare. Dacă bitul de control  $b_k$  controlează închiderea comutatorului  $k$ , atunci offsetul care poate fi corectat de o secvență binară  $b_1, b_2, \dots, b_p$ , ca cea în figura 3.9, este dat de relația:

$$V_{OS_{\eta}} = -(V_{CM} - V_{REF}) \frac{R_T^2}{G \cdot R_{T_H} \cdot (R_1 + R_2)} \sum_{k=1}^p \frac{b_k}{2^{k-1}} \quad (3.5)$$

Mai mult, pe baza acestor determinări, se poate construi un tabel de corespondență între intervale de tensiuni de offset și comutatoarele care trebuie închise pentru a corecta respectivul offset.

### 3.4.3. Rezultate experimentale pentru AMC-FD-RFRR-2

Arhitectura denumită AMC-FD-RFRR-2, care integrează circuitul de dezactivare optimizat și tehnica digitală de reglaj fin descrise în subcapitolul 3.4, a fost implementată în aceeași tehnologie BCD de  $0.25\mu\text{m}$  și în condiții similare cu cele ale primei arhitecturi. Datele experimentale prezentate în figura 3.10 au fost obținute în urma unui proces complet de calificare industrială, desfășurat pe zeci de mii de circuite. Pe baza acestor rezultate a fost elaborată și foaia de catalog a produsului [13], ceea ce confirmă relevanța și validitatea soluțiilor propuse într-un context aplicativ real.



**Figura 3.10.** Distribuțiile principalilor parametri ai AMC-FD-RFRR-2 – măsurători

Se observă că tehnica de reglaj fin digital implementată post-ambalare funcționează excelent, având un impact semnificativ asupra reducerii variației

parametrilor. Comparativ cu rezultatele corespunzătoare unei arhitecturi fără reglaj fin al rețelei rezistive (figura 3.2), tensiunea de offset este acum limitată în mod clar, valorile extreme fiind de ordinul  $\pm 6\mu\text{V}$ , ceea ce reprezintă o îmbunătățire majoră față de distribuția cu dispersie mare observată în prima implementare.

Param.	Specificație		Măsurători				Unitate
			AMC-FD-RFRR-1		AMC-FD-RFRR-2		
	Min.	Max.	Min.	Max.	Min.	Max.	
CMRR	2		4		1		μV/V
V <sub>OS</sub>	-15	15	-50	50	-4	4	μV
GE	-0.4	0.4	-0.4	0.4	-0.1	0.1	%
I <sub>IB</sub>		40		64		29	μA
I <sub>IBSD</sub>		100		0.1		140	nA
I <sub>Q</sub>		45		45		45	μA
I <sub>QSD</sub>		0.2		0.25		0.2	μA

**Tabelul 3.3.** Comparație între specificație și parametrii mășurați ai AMC-FD-RFRR-1 și AMC-FD-RFRR-2

Beneficiile nete în ceea ce privește precizia – în special reducerea offsetului, îmbunătățirea CMRR-ului și a erorii de câștig – justifică pe deplin utilizarea arhitecturii optimizate, AMC-FD-RFRR-2, mai ales în aplicații critice unde performanța metrologică este esențială.

### 3.5. Concluzii. Impactul metodelor propuse asupra măsurării curentului

Capitolul 3 a prezentat două arhitecturi originale de amplificatoare pentru măsurarea curentului, denumite AMC-FD-RFRR-1 și AMC-FD-RFRR-2. Ambele folosesc aceeași schemă bloc (figura 3.1) și integrează funcții de dezactivare și mecanisme de reglaj fin al rețelei rezistive. Contribuțiile autorului s-au concentrat pe dezvoltarea acestor funcționalități esențiale, dar și pe simularea celor două arhitecturi.

Pe baza unei analize teoretice aprofundate a impactului rețelei rezistive asupra offsetului și erorii de câștig, a fost propusă și dezvoltată o metodă originală de reglaj fin a rezistențelor, implementată în varianta AMC-FD-RFRR-2. Aceasta îmbunătățește semnificativ precizia, comparativ cu soluția anterioară, din AMC-FD-RFRR-1.

Arhitectura AMC-FD-RFRR-2, care integrează ambele contribuții (comutatorul optimizat și tehnica de reglaj digital), a fost implementată industrial, fiind utilizată ca bază pentru un produs comercial. Acesta este caracterizat de offsetul redus ( $\pm 4\mu\text{V}$ ), CMRR >120dB și eroare de câștig sub 0.1%. Acestea arată o performanță mult mai bună decât în cazul AMC-FD-RFRR-1 ( $V_{OS} = \pm 50\mu\text{V}$ , CMRR >108dB, GE =  $\pm 0.4\%$ ).

În concluzie, acest capitol aduce contribuții relevante în domeniul amplificatoarelor de precizie pentru măsurarea curentului.

# Capitolul 4

## Metode de Control al Curentului de Comandă pentru Comutatoare de Putere Flotante

### 4.1. Introducere

În acest capitol, CGD sunt analizate într-un context aplicativ specific – comanda motoarelor trifazice. Se prezintă arhitectura clasică de gate driver de tip sursă de curent și limitările acesteia. Aceste limitări sunt analizate ca motivație principală pentru îmbunătățirile propuse: două tehnici brevetate de compensare a variațiilor curentului de ieșire în gate drivere flotante de înaltă tensiune [15]. Acestea reduc semnificativ sensibilitatea curentului de ieșire la variațiile tensiunii de alimentare.

Soluțiile dezvoltate au condus la o îmbunătățire semnificativă a performanței, reducând deviația curentului de ieșire de la 25% în cazul necompensat la sub 2% pe întreg intervalul de funcționare (1 mA – 150 mA). Rezultatele experimentale confirmă acuratețea simulărilor, validând eficiența abordărilor propuse [15], [16], [17]

Prin urmare, acest capitol nu doar că evidențiază importanța unui control precis al curentului în aplicații critice, ci propune și soluții scalabile, robuste și validate industrial, care pot fi integrate cu ușurință în arhitecturi existente de gate drivere pentru aplicații de acționare electrică.

### 4.2. Sursele de curent în CGD. Aplicații pentru controlul motoarelor trifazice

În aplicațiile pentru control motoarelor, gate driverele joacă un rol esențial în controlul comportamentului de comutare al dispozitivelor de putere, precum tranzistoarele MOSFET sau IGBT, responsabile de controlul curentului prin înfășurările motorului [18], [19]. Aceste dispozitive pot fi integrate on-chip sau implementate ca tranzistoare discrete, externe, în funcție de arhitectura sistemului și de cerințele aplicației [20]-[24].

Multe aplicații moderne impun utilizarea unor gate drivere care livrează un curent constant de încărcare sau descărcare a porții ( $I_{CHG}/I_{DCHG}$ ), așa numitele gate drivere de tip sursă de curent (CGD-SC). Spre deosebire de CGD tradiționale (cu rezistență externă), CGD-SC permit programarea și controlul precis al valorii curentului de ieșire, atât în faza de încărcare, cât și în cea de descărcare. Această abordare permite

controlul independent al  $dV/dt$  și  $dI/dt$  în timpul comutării, reducerea pierderilor de comutare și îmbunătățirea compatibilității electromagnetice. În absența unei astfel de arhitecturi, curentul de poartă poate varia semnificativ în funcție de tensiunea de alimentare, ceea ce duce la variații ale timpilor de comutare și la comportament imprevizibil în aplicațiile critice [25]-[27].

Funcția principală a unui gate driver CGD-SC este aceea de a încărca sau descărca capacitatea de poartă a comutatorului de putere, livrând un curent controlat de tip „source” sau „sink”, astfel încât să permită tranziția între stările ON și OFF la niveluri de tensiune bine definite [26].

Unul dintre cei mai importanți parametri ai unui gate driver de tip sursă de curent este, evident, precizia curentului de ieșire, deoarece aceasta influențează direct factori critici de performanță precum viteza de comutare, timpii de creștere și descreștere, precum și pierderile totale de putere.

### 4.3. Arhitectura clasică de CGD de tip sursă de curent. Principii de funcționare

După ce în secțiunea anterioară a fost analizat rolul CGD-SC în aplicațiile de control al motoarelor, în acest paragraf este prezentată o arhitectură clasică utilizată pentru generarea curentului de ieșire în astfel de drive-uri. Această soluție a fost implementată în practică în cadrul mai multor proiecte industriale și validată prin simulări și testare în siliciu, demonstrând o funcționare robustă în condiții reale.

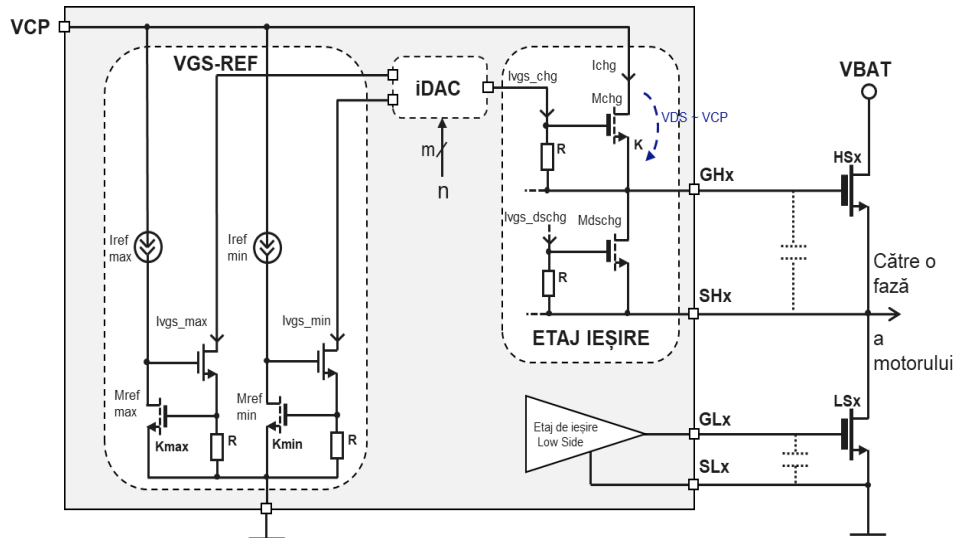
#### 4.3.2. Arhitectura simplificată a unui driver de tip sursă de curent cu referință de $V_{GS}$

O arhitectură tipică de comandă pentru o ramură activă de putere (High-Side Gate Driver – HSx sau Low-Side Gate Driver – LSx) este ilustrată în figura 4.5. Aceasta este alcătuită din trei blocuri principale: etajul de ieșire, care conține dispozitivele de încărcare și descărcare a porții, referința de  $V_{GS}$  (care conține tranzistorul referință,  $M_{ref}$ ) și convertorul digital analogic de curent (iDAC). Pentru simplitate și claritate, explicațiile de mai jos vor fi formulate doar în raport cu ramura high-side.

După cum se poate vedea în figura 4.5, arhitectura simplificată folosește două structuri de tip VGS-REF: una pentru definirea curentului maxim de ieșire, iar cea de-a doua pentru definirea curentului minim de ieșire. Aceste structuri sunt folosite pentru a transforma curenții  $I_{ref,min}$  și  $I_{ref,max}$  în  $I_{vgs,min}$  și  $I_{vgs,max}$ . Aceștia din urmă devin curenți de intrare în convertorul digital-analogic de curent (iDAC). Ieșirea acestui bloc este un curent de tip  $I_{vgs}$ , denumit  $I_{vgs,chg}$ , deoarece creează tensiunea de control a tranzistorului de ieșire de încărcare,  $M_{chg}$ . Valoarea acestuia este dată de relația:

$$I_{vgs,chg} = I_{vgs,min} + \frac{n}{2m} (I_{vgs,max} - I_{vgs,min}) \quad (4.9)$$

unde  $I_{VGS,min}$  și  $I_{VGS,max}$  au semnificațiile deja discutate,  $m$  este numărul de biți al convertorului, iar  $n$  este cuvântul de la intrarea convertorului, scris pe  $m$  biți. După cum arată ecuația (4.9), curentul de ieșire al iDAC, care va crea tensiunea de control a tranzistorului de ieșire este o combinație liniară de doi curenți  $I_{VGS}$ , deci arhitectura beneficiază de compensarea termică de ordin întâi dată de anularea variației tensiunii de prag în temperatură.



**Figura 4.5.** Arhitectura unui driver de tip sursă de curent cu referință de  $V_{GS}$

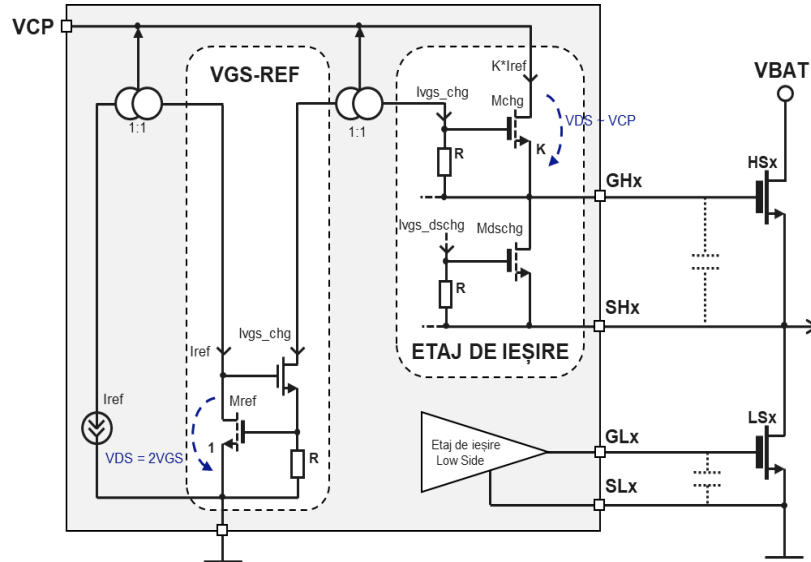
Schema simplificată din figura 4.5 este completată de etajul de ieșire al gate driverului flotant. În cadrul etajului de ieșire se disting cele două tranzistoare de control al curentului de încărcare ( $M_{chg}$ ), respectiv descărcare ( $M_{dschg}$ ). Pentru determinările viitoare, ne vom referi doar la tranzistorul de încărcare, întrucât următoarele concluzii pot fi aplicate prin extensie, fără modificări, și pentru tranzistorul de descărcare. Tensiunea poartă – sursă a acestuia este controlată de curentul de ieșire din iDAC care va curge prin rezistența plasată între poarta și sursa lui  $M_{chg}$ .

A fost prezentată schema unei arhitecturi simplificate de driver de tip sursă de curent cu referință de  $V_{GS}$ , evidențiindu-se blocurile funcționale principale, precum și semnificația termenilor implicați în funcționarea circuitului.

## 4.4. Limitări ale arhitecturii clasice. Soluții existente

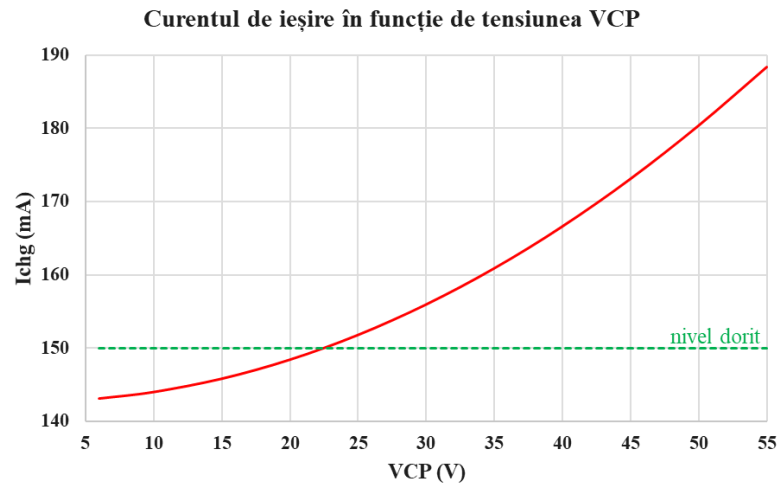
Pentru a evidenția cât mai clar limitările arhitecturii propuse, în acest subcapitol se introduce figura 4.6, o variantă simplificată a gate driverului din figura 4.5. Astfel, versiunea analizată nu include blocul iDAC și utilizează o singură referință de  $V_{GS}$ , în locul celor două folosite în implementarea completă. Această abordare permite o descriere intuitivă a mecanismului de generare și propagare a curentului de poartă, fără a compromite generalitatea concluziilor. Determinările analitice și considerentele de proiectare formulate în continuare pot fi extinse direct și asupra cazului complet, cu două referințe și comutare digitală între nivelurile de curent.





**Figura 4.6.** Arhitectură simplificată de driver de tip sursă de curent

Există o sursă de neîmperechere între cele două tranzistoare  $M_{ref}$  și  $M_{chg}$ , evidențiată pe schema din figura 4.6, și anume diferența majoră între tensiunile  $V_{DS}$  ale acestor două tranzistoare. În timp ce tranzistorul referință are un  $V_{DS}$  egal cu două tensiuni  $V_{GS}$  (de ordinul 4-5V), tranzistorul de încărcare are  $V_{DS}$  egal cu tensiunea de alimentare  $V_{CP}$  atunci când faza de încărcare începe. Tensiunea de la ieșirea pompei de sarcină,  $V_{CP}$ , este de ordinul zecilor de volți. Figura 4.7 ilustrează relația dintre curentul de încărcare,  $I_{chg}$  și tensiunea de ieșire a pompei de sarcină,  $V_{CP}$ , în condiția de setare maximă a curentului, specificată la 150 mA.

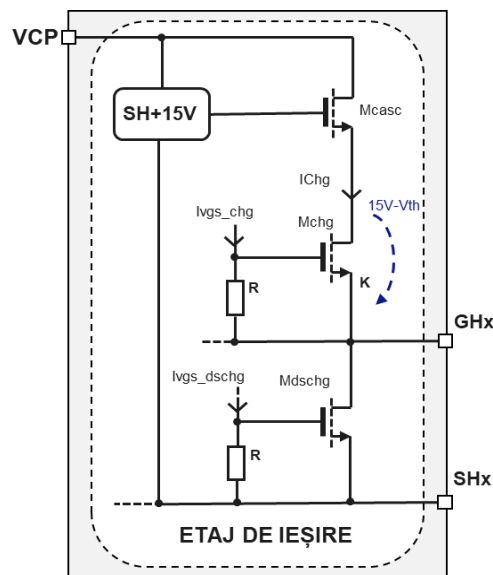


**Figura 4.7.** Variația curentului de ieșire  $I_{chg}$  în funcție de tensiunea  $V_{CP}$

Graficul evidențiază comportamentul curentului de încărcare pe întreaga plajă de valori a lui  $V_{CP}$ , subliniind astfel o limitare critică de performanță. De la valoarea tipică a tensiunii  $V_{CP}$  (aproximativ 25 V) până la valoarea maximă a acesteia (55V), variația observată a curentului de încărcare este de peste 20% (de la valoarea tipică așteptată de 150mA la 185mA).

Prima metodă de a adresa această problemă constă în creșterea lungimii canalului tranzistorului [17], [25], care se traduce în creșterea pătratică a ariei tranzistoarelor de încărcare a șase canale. Acest lucru este inefficient din punct de vedere al costurilor și al integrării.

A doua abordare este detaliată în schema de concept din figura 4.8 și presupune utilizarea unei configurații de tip cascodă,  $M_{CASC}$ , pentru tranzistorul de încărcare [50]. Cascoda duce la limitarea tensiunii  $V_{DS}$  a tranzistorului de încărcare, care va fi egal cu tensiunea de ieșire a circuitului flotant de polarizare (SH+15V) minus tensiunea  $V_{GS}$  a tranzistorului cascodă. Astfel, tensiunea  $V_{DS}$  este limitată la o valoare în jurul a 10V [25].

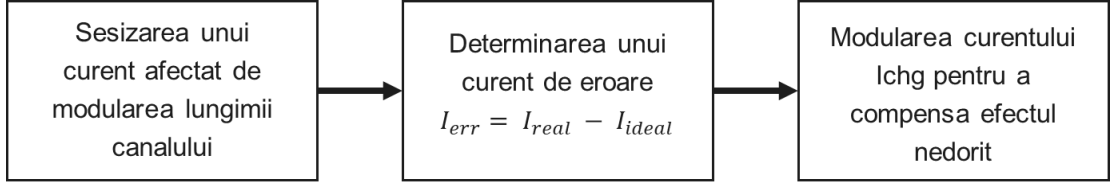


**Figura 4.8.** Etaj de ieșire cu tranzistor de încărcare cascodat

În final, ambele abordări conduc la o creștere semnificativă a ariei ocupate pe chip, evidențiind nevoia unei soluții de compensare care să asigure precizia necesară a curentului de ieșire, fără a compromite eficiența sau costul. În secțiunile următoare sunt prezentate două tehnici originale de compensare, dezvoltate cu scopul de a îmbunătăți precizia curentului de ieșire, menținând totodată un consum eficient și un impact minim asupra suprafeței de siliciu ocupate.

## 4.5. Metode de compensare a efectului de modulare a lungimii canalului în surse de curent folosite în CGD. Principiu de funcționare

Ca urmare a limitărilor evidențiate în subcapitolul anterior, au fost dezvoltate două metode de compensare a efectului de modulare a lungimii canalului în CGD-SC. Metodele se bazează pe același principiu de funcționare, ilustrat cu ajutorul diagramei din figura 4.9. Cele două arhitecturi propuse sunt arhitectura cu compensare pe  $I_{ref}$ , respectiv arhitectura cu compensare pe  $I_{vgs}$ .



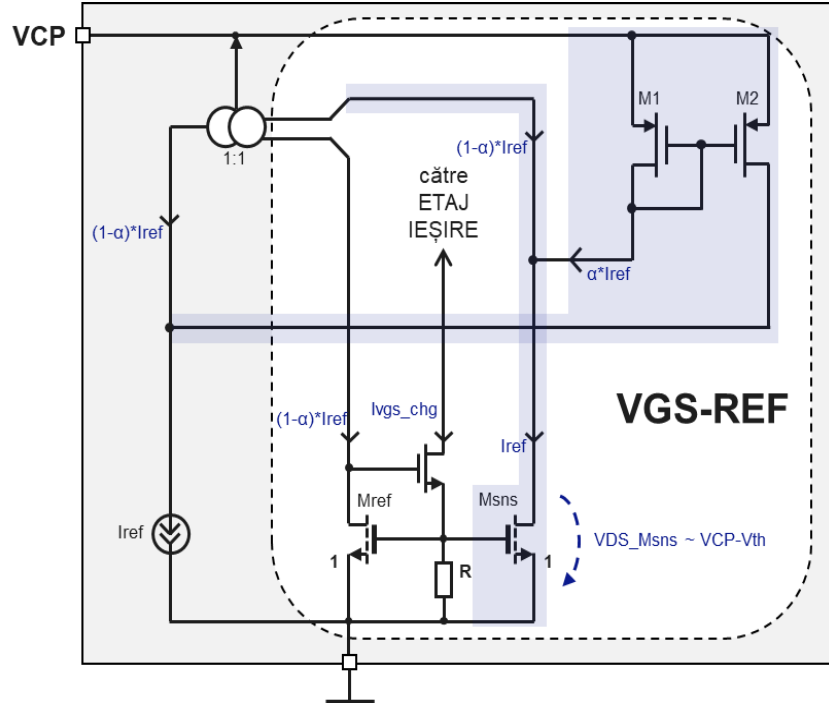
**Figura 4.9.** Diagrama funcțională a metodelor propuse

## 4.6. Arhitectura propusă cu compensare pe $I_{ref}$

Prima soluție propusă, denumită arhitectură cu compensare pe  $I_{ref}$  (figura 4.11), are ca scop corectarea variațiilor curentului de referință și se aplică exclusiv în circuitul de generare a referințelor de  $V_{GS}$ .

Această metodă introduce o ramură suplimentară care conține un tranzistor de detecție  $M_{sns}$ , identic cu tranzistorul de referință  $M_{ref}$ , cu aceeași tensiune de comandă,  $V_{GS}$ . Totuși, tensiunea  $V_{DS}$  a tranzistorului  $M_{sns}$  este setată la un nivel apropiat de  $V_{CP}$ . În aceste condiții, curentul de drenă al tranzistorului de detecție este influențat de efectul de modulare a lungimii canalului în același mod ca tranzistorul din etajul de ieșire, devenind ușor mai mare decât curentul de referință:

$$I_{sns} = I_{ref}(1 + \lambda V_{CP}) = I_{ref}(1 + \alpha) \quad (4.15)$$



**Figura 4.11.** Arhitectura propusă cu compensare pe  $I_{ref}$

Oglinda  $M_1$ - $M_2$  are rolul de a sesiza curentul de eroare. Aplicând teorema I a lui Kirchhoff în nodul de drenă al tranzistorului  $M_1$ , se obține:

$$I_{M1} = I_{ref}(1 + \alpha) - I_{ref} = \alpha I_{ref} = I_{err} \quad (4.16)$$

După cum se poate observa, tranzistorul de referință,  $M_{ref}$ , este polarizat în mod voit la un curent mai mic,  $I_{ref}(1 - \alpha)$ , pentru a compensa efectul de modulare a lungimii canalului în tranzistorul de încărcare din etajul de ieșire. Înlocuind valoarea curentului de referință cu valoarea sa compensate în ecuația (4.13) se obține:

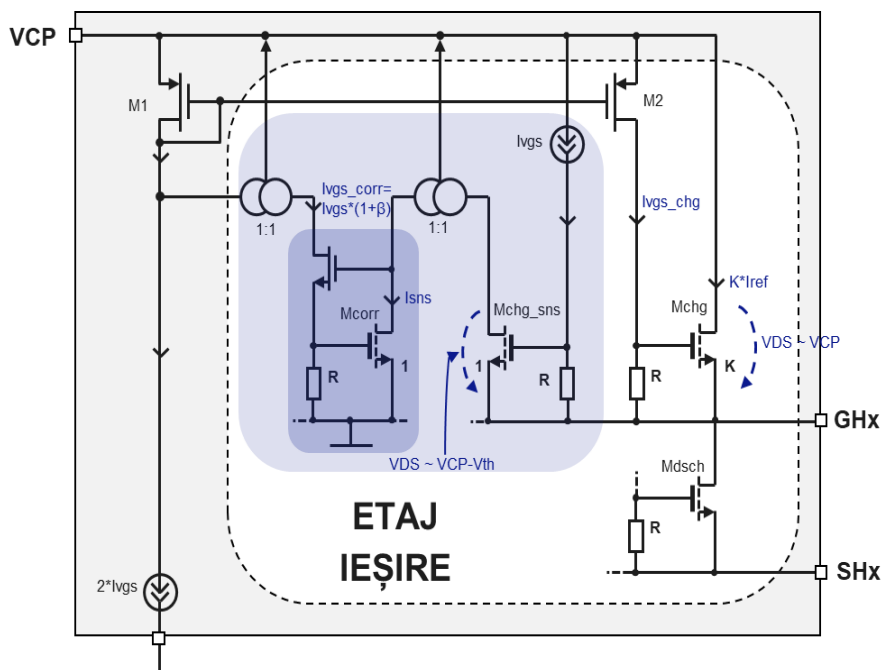
$$I_{\text{chg,real}} = K \cdot I_{\text{ref}}(1 - \alpha)(1 + \alpha) = K \cdot I_{\text{ref}}(1 - \alpha^2) \quad (4.17)$$

În ipoteza în care  $\alpha \ll 1$ , este o aproximare bună să se considere că  $1 - \alpha^2 \cong 1$ . În acest caz, se observă că valoarea reală a curentul de încărcare este compensată, eroarea fiind redusă semnificativ de arhitectura propusă.

Comparativ cu configurația clasică prezentată în figura 4.6, această arhitectură adaugă un număr redus de dispozitive suplimentare.

#### 4.7. Arhitectura propusă cu compensare pe $I_{VGS}$

Cea de-a doua metodă propusă, denumită compensare pe  $I_{Vgs}$  (figura 4.12), se aplică exclusiv în cadrul etajului de ieșire. Similar cu prima metodă, și aici este utilizat un tranzistor de detecție ( $M_{ch\_sns}$ ) plasat în interiorul etajului de ieșire.



**Figura 4.12.** Arhitectura propusă cu compensare pe  $I_{vgs}$

În continuare, se folosește o structură de tip VGS-REF (cu  $M_{\text{corr}}$  și  $R_S$ ), care transformă acest curent afectat de tensiunea de alimentare într-un curent de tip  $I_{\text{VGS}}$ , denumit  $I_{\text{VGS-CORR}}$ . Valoarea acestuia se obține înlocuind în ecuația (4.3) valoarea curentului de drenă a tranzistorului de detecție, dat de ecuația (4.15):

$$I_{\text{vgs\_corr}} = \frac{V_T + \sqrt{\frac{2LI_{\text{ref}}}{CW}}(1 + \alpha)}{R} \quad (4.18)$$

În ipoteza în care  $\alpha \ll 1$ , este o aproximare bună să se considere că  $\sqrt{1 + \alpha} \cong 1 + \frac{\alpha}{2} = 1 + \beta$ . Se dezvoltă (4.18) folosind aproximarea provenită și se obține:

$$I_{VGS\_corr} = I_{VGS} (1 + \beta) \quad (4.19)$$

În acest moment a fost obținut un curent de tip  $I_{VGS}$  afectat de efectul de modulare a lungimii canalului. Pentru a se obține un  $I_{VGS}$  compensat, se urmărește să se obțină  $I_{VGS} (1 - \beta)$ . Acest lucru se poate obține facil scăzând curentul de corecție deja obținut,  $I_{VGS\_corr}$ , din  $2I_{VGS}$ . Aplicând teorema I a lui Kirchhoff în drena tranzistorului  $M_1$  în schema din figura 4.12, se obține:

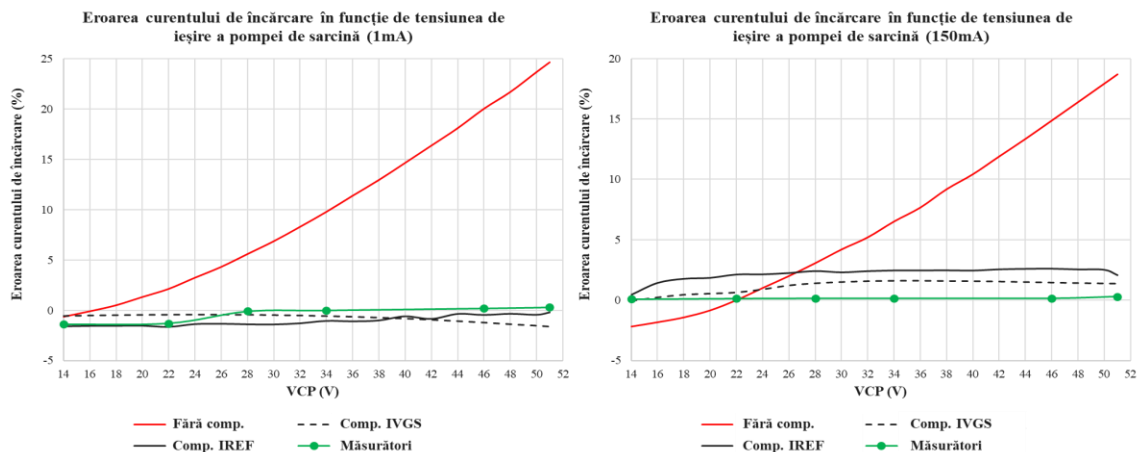
$$I_{VGS\_chg} = I_{VGS} (1 - \beta) \quad (4.20)$$

Prin urmare, în cazul acestei compensări, tranzistorul de încărcare,  $M_{chg}$  este polarizat în mod voit la o tensiune de control mai mică, impusă de compensarea care se aplică curentului  $I_{VGS\_chg}$ . În acest fel, efectul modulării lungimii canalului este minimizat prin corecția curentului  $I_{VGS}$ . La fel ca în cazul metodei prezentate anterior, această arhitectură adaugă un număr redus de dispozitive suplimentare, care au fost evidențiate în figura 4.12. Acestea nu contribuie semnificativ la creșterea ariei chipului.

## 4.8. Rezultate. Simulări și măsurători

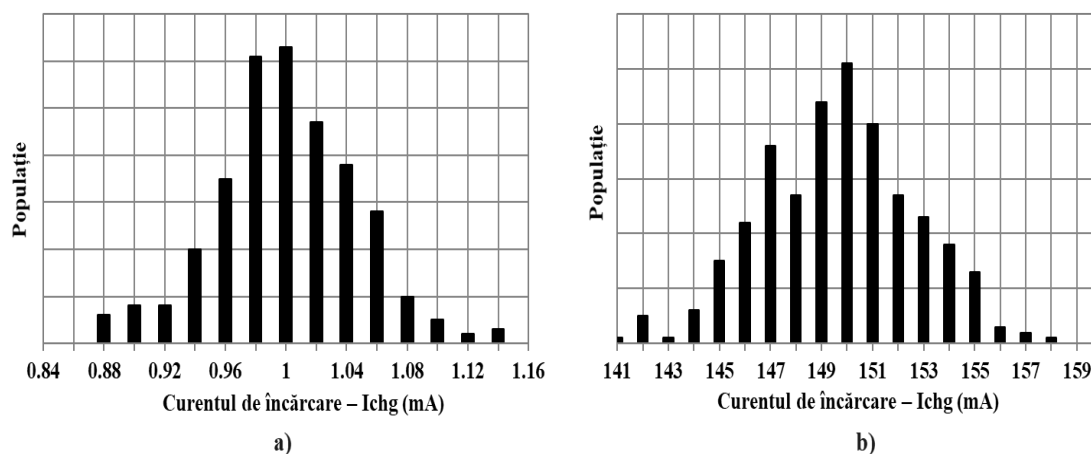
Cele două arhitecturi de compensare a efectului de modulare a lungimii canalului la tranzistorul de încărcare au fost validate prin simulări și măsurători, care vor fi prezentate în cadrul acestui paragraf. De asemenea, arhitectura bazată pe compensare pe  $I_{ref}$  a fost implementată într-un produs comercial.

În figura 4.13 se prezintă un grafic care ilustrează eroarea curentului de încărcare în funcție de tensiunea pompei de sarcină, pentru valorile extreme ale curentului de ieșire – 1 mA (minim) și 150 mA (maxim). Rezultatele simulărilor arată că, în lipsa compensării, abaterea curentului de încărcare poate atinge valoarea de 25%. Odată cu implementarea uneia dintre metodele de compensare, abaterea scade sub 2% în toate cazurile. Măsurătorile pe bench (curba verde) confirmă eficiența acestei soluții, cu erori menținute sub 2%, demonstrând robustețea și aplicabilitatea practică a metodei.



**Figura 4.13.** Eroarea curentului de încărcare în funcție de tensiunea  $V_{CP}$

Pentru a evalua robustețea și consistența circuitului propus, a fost realizată o analiză statistică pe un lot de 345 de cipuri fabricate. Rezultatele experimentale sunt prezentate în figura 4.15. Parametrul investigat este curentul de încărcare în ieșire, pentru setările minimă și maximă de curent. Măsurătorile au fost efectuate la temperatura camerei, pentru valoarea maximă a tensiunii  $V_{CP}$  (51 V), în condiții de test identice, pentru a asigura fiabilitatea și repetabilitatea rezultatelor.



**Figura 4.15.** Distribuția curentului de încărcare măsurat:

a) setarea minimă – 1mA b) setarea maximă – 150mA

## 4.9. Concluzii. Impactul metodelor propuse asupra controlului curentului

În concluzie, acest capitol abordează impactul semnificativ al căderii de tensiune pe etajul de ieșire asupra curentului de comandă în gate drive. A fost prezentată o structură tipică de control a unui gate driver, evidențiindu-se dezavantajele sale inerente și necesitatea compensării variației  $V_{DS}$  pentru a asigura o performanță în concordanță cu standardele impuse de domeniul automotive.

Pentru a depăși această limitare, au fost dezvoltate două tehnici de compensare originale: metoda  $I_{ref}$  și metoda  $I_{vgs}$ . Pe baza acestora, au fost concepute două arhitecturi de circuit noi, fără o creștere semnificativă a ariei. Una dintre aceste arhitecturi, bazată pe compensarea pe  $I_{ref}$ , a fost implementată în siliciu, iar rezultatele de măsurătoare sunt în concordanță strânsă cu simulările, demonstrând performanța ridicată a soluției propuse. Ambele metode au fost incluse într-o cerere de brevet [15]. De notat că soluția de compensare pe  $I_{ref}$  a fost utilizată într-un produs comercial.

Soluțiile dezvoltate reduc eficient eroarea curentului de încărcare de la 25% la 2%, evidențiind potențialul lor de a îmbunătăți precizia și fiabilitatea gate driverelor în aplicații reale. Datorită eficienței demonstrate în reducerea erorilor de curent, aceste metode reprezintă candidați puternici pentru integrarea în viitoare produse de tip gate driver, destinate aplicațiilor de înaltă performanță.

# Capitolul 5

## Senzor de Temperatură cu Diode Schottky pe SiC, Polarizate la Curent Constant

### 5.1. Introducere

În aplicațiile industriale ce implică temperaturi înalte și condiții severe de funcționare, monitorizarea precisă a temperaturii este critică pentru fiabilitatea și performanța echipamentelor. În acest context, dioda Schottky pe carbură de siliciu (SiC) reprezintă o alternativă promițătoare datorită stabilității sale termice și sensibilității ridicate în raport cu variațiile de temperatură [28], [29].

Capitolul de față analizează comparativ două metode esențiale de sesizare a temperaturii folosind diode Schottky SiC: metoda standard și metoda diferențială [30].

Pe baza metodei diferențiale, identificate ca fiind optimă, se propune o arhitectură originală, brevetată [31], a cărei componentă esențială este o sursă de curent programabilă digital. Această sursă asigură generarea stabilă și exactă a curenților necesari pentru polarizarea diodei-senzor. Ansamblul diodă-circuit de condiționare a fost testat inițial în condiții de laborator, iar ulterior a fost integrat într-o teacă industrială, obținându-se astfel senzorul inteligent de temperatură a cărui funcționare a fost validată prin măsurători experimentale detaliate.

### 5.2. Considerații privind arhitectura senzorului și cerințele aplicației industriale

#### 5.2.1. Dioda Schottky ca senzor de temperatură: principii de funcționare

În [28], [32] s-a demonstrat că tensiunea la bornele unei diode Schottky ( $V_{SD}$ ) polarizată la un curent constant ( $I_{SD}$ ) este dependentă de temperatură după o lege cvasiliniară, conform relației:

$$V_{SD}(T) = n\Phi_{Bn,eff} - \left[ n\Phi_{Bn,eff} + 2mV_{th0} \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) - V_{SD}(T_0) \right] \frac{T}{T_0} \quad (5.1)$$

Relația (5.1) descrie o caracteristică cvsiliniară, descrescătoare, cu o pantă de aproximativ  $-2mV/^{\circ}$ . Metoda de sesizare a temperaturii bazată pe relația (5.1) presupune prelucrarea simplă, directă a tensiunii de la bornele dispozitivului.

Dioda Schottky poate fi folosită ca senzor de temperatură și dacă sistemul de conversie utilizează o metodă diferențială de prelucrare, cum arată relația:

$$\Delta V_{SD}(T) = m \frac{KT}{q} \ln(n) = C_1 T \quad (5.3)$$

Dacă mărimea de intrare în sistemul de conversie este diferența dintre tensiunile la bornele a două diode identice, polarizate la curenți diferiți, așa cum s-a considerat anterior, atunci relația (5.3) arată că această mărime este direct proporțională cu temperatura cu o sensibilitate care este logaritmic de raportul celor doi curenți de polarizare,  $\ln(n)$ . În [32] se arată că o relație identică cu (5.3) se va obține dacă se vor considera două diode polarizate la același curent și aflate în același mediu, dar care au raportul ariilor joncțiunilor egal cu  $n$ .

### 5.2.2. Comparatie între cele două metode. Calibrare. Analiza erorilor

Datele prezentate în acest paragraf evidențiază performanțe semnificativ superioare pentru metoda diferențială, în special în cazul aplicării unei calibrări în două puncte, unde avantajele în ceea ce privește liniaritatea și reducerea erorii devin și mai pronunțate. Pe baza acestei determinări, se propune un circuit de prelucrare dedicat, care valorifică metoda diferențială

## 5.3. Senzor inteligent de temperatură (D1C)

### 5.3.1. Cerințe de proiectare

Specificațiile senzorului inteligent de temperatură sunt redate în tabelul 5.1.

Parametru	Simbol	Specificație	Comentarii
Eroarea maximă de măsurare	$ERR = \Delta T = T_{meas} - T$	$< 8^\circ$	Eroare de 2% raportată la intervalul de analiză Valabil pentru orice temperatură din gama 0 – 400°C;
Tensiune de alimentare	$V_{DD}$	Tipic 24V	Tensiune de alimentare asimetrică, specifică aplicațiilor industriale;
Curent de ieșire	$I_{OUT}(T)$	4-20mA	$I_{OUT}(0^\circ C) = 4mA$ ; $I_{OUT}(400^\circ C) = 20mA$ ;
Transmisie prin protocol digital	-	-	Transmisia prin RS485 pentru a putea permite acomodarea la o rețea de tip PROFIBUS[4];
Gama temperaturii ambiante	$T_{amb}$	$-40 < T_{amb} < 125^\circ C$	Corespunde domeniului industrial;
Curentul de alimentare al senzorului inteligent	$I_Q$	$< 1mA$	Valabil pentru orice $T_{amb}$ ; Reprezintă curentul total din care se scade $I_{OUT}(T)$ ;

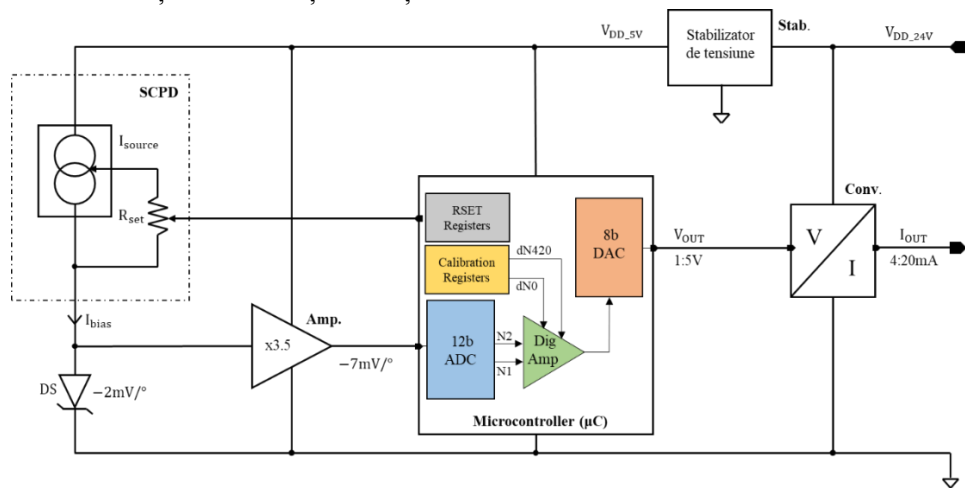
**Tabelul 5.1. Specificațiile impuse senzorului inteligent**



Printre cele mai importante, se numără acuratețea senzorului – exprimată printr-o eroare maximă de  $8^\circ$  pe intervalul temperaturilor de interes ( $0 - 400^\circ\text{C}$ ) și tensiunea de alimentare asimetrică de 24V. Transmisia informației se face prin standardul industrial pentru senzori – ieșire în curent 4-20mA. Gama temperaturii de funcționare a componentelor folosite trebuie să coincidă cu specificațiile domeniului industrial  $-40 - 125^\circ\text{C}$ , iar curentul de alimentare a ansamblului nu trebuie să depășească 1mA.

### 5.3.4. Proiectarea senzorului inteligent de temperatură

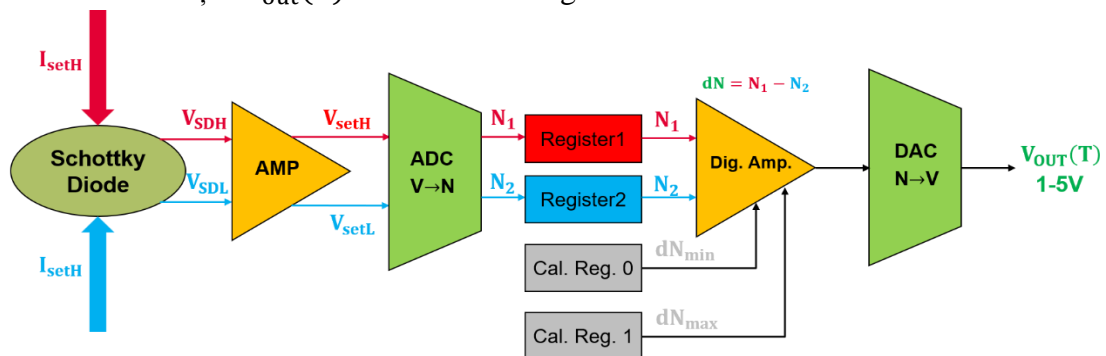
Arhitectura senzorului dezvoltat este redată în figura 5.9. Aceasta reprezintă o contribuție originală și face obiectul unui brevet de invenție, înregistrat sub numărul RO137926A2 [31]. Se bazează pe metoda diferențială, folosind o singură diodă, polarizată secvențial la curenți diferiți



**Figura 5.9.** Arhitectura propusă pentru senzorul inteligent de tip DIC

Originalitatea arhitecturii constă atât în simplitatea sa funcțională, cât și în robustețea față de variațiile externe, permițând astfel integrarea senzorului în aplicații cu cerințe ridicate de fiabilitate și precizie. Schema senzorului inteligent este alcătuită din sursa de curent programabilă digital (SCPD), un amplificator de tensiune cu câștig fix (Amp.), un microcontroller ( $\mu\text{C}$ ), un stabilizator de tensiune (Stab.) și un convertor tensiune-curent (Conv.).

Întregul lanț de prelucrare, pornind de la tensiunea pe dioda senzor și ajungând la curentul de ieșire  $I_{out}(T)$  este ilustrat în figura 5.10.



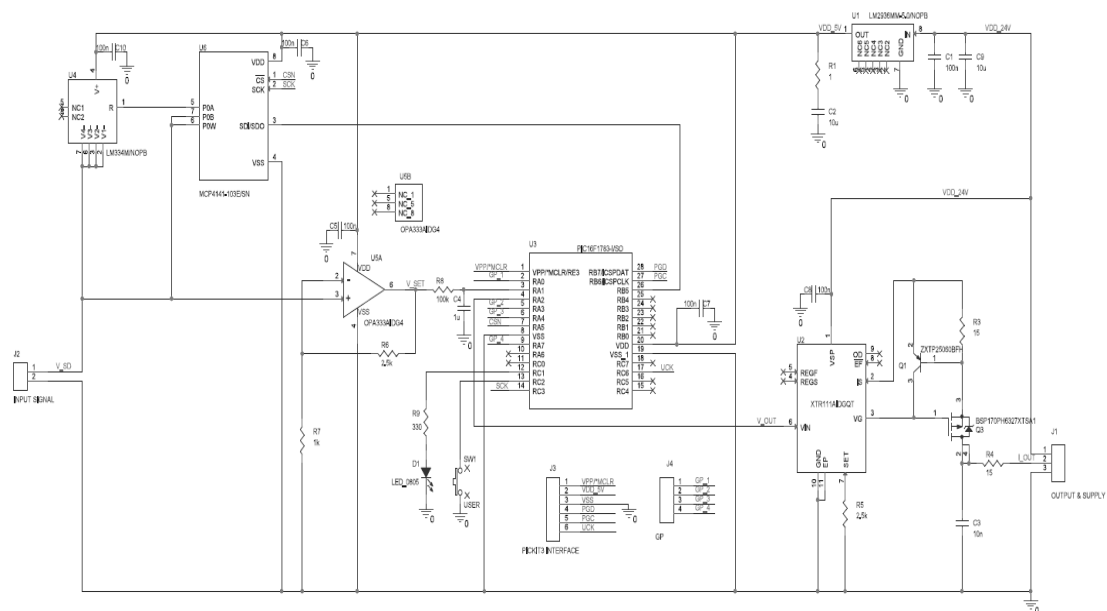
**Figura 5.10.** Lanțul de prelucrare a tensiunii de pe diodă

## 5.4. Implementarea practică a senzorului inteligent: proiectarea cablajului imprimat și programarea microcontrollerului

După definirea arhitecturii și analiza performanțelor teoretice, implementarea practică a senzorului a presupus dezvoltarea unei plăci de circuit imprimat compacte, precum și programarea microcontrollerului responsabil de controlul, achiziția și prelucrarea semnalului.

### 5.4.1. Schema electrică a senzorului inteligent

Alegerea componentelor potrivite pentru circuitul de prelucrare a semnalului provenit de la diodă a fost urmată de realizarea schemei electrice a sistemului, prezentată în figura 5.11. Schema a fost desenată în mediul OrCAD Capture, având ca scop dezvoltarea ulterioară a layoutului de placă în platforma Allegro PCB Editor.



**Figura 5.11.** Schema electrică a senzorului inteligent de temperatură

Schema electrică realizată include următoarele: o sursă de curent programabilă cu LM134 și potențiometru digital MCP4141 (U4, U6), un amplificator operațional de precizie (OPA333 – U5) configurat ca amplificator neînversor și acompaniat de rezistoarele din reacție (R6,R7), microcontrollerul PIC16F1783 (U3) și convertorul tensiune-curent XTR111 (U2, însoțit de tranzistoarele Q1-Q3). Alimentarea este realizată dintr-o sursă industrială de 24 V, stabilizată local printr-un regulator liniar (U1). Pe lângă aceste blocuri, schema conține elemente auxiliare precum interfața de programare ICSP (J3), un LED (D1) de stare, un buton de calibrare (SW1) și filtre de decuplare și protecție pentru stabilitate și compatibilitate electromagnetică.

### 5.4.2. Proiectarea și realizarea plăcii de circuit imprimat

Placa de circuit imprimat care integrează senzorul inteligent de temperatură pe bază de diodă Schottky SiC a fost proiectată ținând cont de constrângerile fizice impuse de incinta sondei industriale în care urmează să fie montată. Figura 5.15 prezintă aspectul final al plăcii de circuit imprimat și modul în care aceasta se integrează în interiorul sondei industriale dezvoltate.



*Figura 5.15. Amplasarea circuitului in teaca unei sonde de temperatură utilizată în fabrica de ciment*

## 5.5. Măsuratori în laborator

După implementarea completă a arhitecturii hardware și a firmware-ului asociat, senzorul inteligent de temperatură a fost supus unei serii de teste experimentale în cadrul laboratorului din UPB. Rezultatele, sumarizate în tabelul 5.8, arată că a fost realizată cu succes calibrarea și sonda este pregătită pentru a fi montată în fabrică. Analiza s-a făcut pe un interval al temperaturilor între 0°C și 400°C, iar rezultatele arată o acuratețe foarte bună, deviația maximă a temperaturii fiind în jur de 2°C.

Temp. [°C]	I <sub>OUT</sub> măsurat [mA]	I <sub>OUT</sub> ideal [mA]	Temp. măsurată [°C]	ε <sub>T</sub> [°C]
0.00	4	4.00	0.00	0.00
27.80	5.11	5.11	27.98	0.18
101.80	8.02	8.05	101.07	-0.73
150.50	10.06	10.02	151.4	0.90
202.30	12.15	12.06	204.65	2.35
251.00	14.09	14.04	252.22	1.22
299.80	16.02	15.99	300.47	0.67
350.30	18.02	18.01	350.61	0.31
400.00	20	20.00	400.00	0.00

**Tabelul 5.8.** Rezultatele testării sondei inteligente de temperatură calibrate în intervalul 0 – 400°C

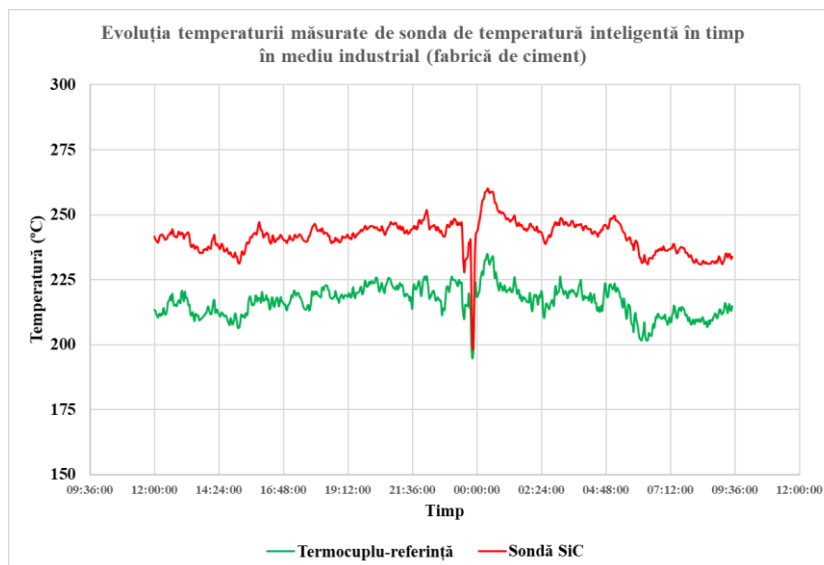
## 5.6. Testarea senzorului în mediu industrial

Pentru evaluarea performanței reale și a fiabilității senzorului inteligent de temperatură bazat pe dioda Schottky SiC, s-a realizat testarea în condiții industriale severe la fabrica de ciment Heidelberg Cement România S.A. din Fieni. Figura 5.23 prezintă amplasarea sondei inteligente de temperatură în cadrul aplicației industriale.



**Figura 5.23.** Locația de instalare a sondei cu senzor pe bază de SiC în cadrul fabricii de ciment

Pentru evaluarea performanțelor senzorului inteligent de temperatură propus, acesta a fost comparat în mediu industrial cu o sondă clasică echipată cu termocuplu. Evoluția în timp de aproximativ 20 de ore a temperaturii indicate de sonda prototip, alături de valoarea măsurată de sonda de referință, este prezentată în figura 5.24.



**Figura 5.24.** *Evoluția temperaturii măsurate de sonda de temperatură inteligentă în timp în mediu industrial (fabrică de ciment)*

Rezultatele prezentate în figura 5.24 evidențiază o dinamică similară a răspunsului pentru cele două sonde, confirmând o comportare coerentă în regim de funcționare real. Temperatura măsurată se încadrează în intervalul 200°C – 260°C, iar forma curbelor indică o bună corelare între semnalele celor două sisteme de măsură. Diferența de aproximativ 30–40°C dintre valorile absolute indicate de cele două sonde este atribuită distanței de aproximativ 3 metri între punctele de montaj.

## 5.7. Concluzii

Capitolul 5 a prezentat o arhitectură originală, brevetată, de tip D1C pentru un senzor de temperatură de înaltă precizie, testat cu succes până la 400 °C în medii industriale dure. Soluția folosește o singură diodă Schottky din SiC polarizată secvențial la doi curenți digital programați, obținând o eroare maximă sub 8 °C, ieșire standard 4–20 mA și alimentare la 24 V. Testele în fabrică de ciment au confirmat robustețea, stabilitatea și aplicabilitatea industrială, validând metoda diferențială și rolul central al sursei de curent programabile în performanța sistemului.

# Capitolul 6

## Concluzii

### 6.1. Rezultate obținute

Teza de față a abordat, într-o manieră integrată și aplicativă, problematica măsurării și controlului curentului electric în circuite analogice de precizie, cu aplicații în domenii industriale precum automotive, controlul motoarelor, senzori inteligenți și echipamente de putere. Lucrarea s-a structurat în jurul a trei direcții complementare de cercetare: proiectarea de amplificatoare de măsurare a curentului cu funcție de dezactivare și reglaj fin al rețelei rezistive, dezvoltarea de metode originale de compensare a curentului de ieșire în gate drivere flotante și realizarea unui senzor inteligent de temperatură cu diodă Schottky pe SiC, polarizată la curent controlat. Toate soluțiile propuse sunt originale și au fost însoțite de analize teoretice riguroase, simulări și validări experimentale pe siliciu sau la nivel de sistem. Contribuțiile prezentate în capitolele 3, respectiv 4 au fost implementate industrial, integrate în produse comerciale de serie și caracterizate complet, confirmând aplicabilitatea practică a rezultatelor. De asemenea, contribuțiile prezentate în capitolele 4 și 5 au fost protejate prin cereri de brevete de invenție, consolidând caracterul original și inovator al lucrării.

**Capitolul 2** a oferit cadrul teoretic unificator pentru cele trei direcții majore de cercetare dezvoltate în teză: amplificatoare de măsurare a curentului (AMC), gate drivere de tip sursă de curent (CGD-SC) și senzori de temperatură pe bază de semiconductori. Au fost analizate în detaliu metodele de măsurare a curentului, funcția de dezactivare și necesitatea reglajului fin în AMC, fundamentele CGD și cerințele EMC, precum și importanța unui curent de polarizare controlat pentru precizia senzorilor. Capitolul a evidențiat coerența tematică a lucrării și legătura conceptuală dintre cele trei arii, în contextul aplicațiilor industriale.

**Capitolul 3** a prezentat două arhitecturi noi de AMC de precizie cu funcție de dezactivare și reglaj fin: AMC-FD-RFRR-1 și AMC-FD-RFRR-2. Prima a oferit consum sub  $0.25\ \mu\text{A}$  în stare dezactivată și curent de intrare sub  $0.1\ \text{nA}$ , dar cu offset de  $50\ \mu\text{V}$  și CMRR sub  $108\ \text{dB}$ . A doua arhitectură, optimizată, a atins offset sub  $10\ \mu\text{V}$ , CMRR peste  $120\ \text{dB}$  și eroare de câștig sub  $0.1\%$ , datorită unei rețele rezistive digitale și unui comutator nou. AMC-FD-RFRR-2 a fost validat pe mii de componente și integrat într-un produs industrial.

**Capitolul 4** a prezentat două arhitecturi noi, brevetate, pentru compensarea curentului de ieșire în gate drivere flotante de tip sursă de curent (CGD-SC), utilizate în controlul motoarelor. Ambele soluții – una pe  $I_{\text{ref}}$ , cealaltă pe  $I_{\text{vgs}}$  – au redus eroarea de la  $25\%$  la sub  $2\%$  pe întregul interval de curent ( $1\text{--}150\ \text{mA}$ ), validându-se prin simulări și măsurători pe volume mari. Implementarea industrială a confirmat

performanța pe plaja completă de temperatură ( $-40\text{ }^{\circ}\text{C}\dots+175\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) și tensiune (4–40 V), demonstrând robustețea și fezabilitatea practică a metodelor propuse.

**Capitolul 5** a prezentat o arhitectură nouă și brevetată de senzor de temperatură de înaltă precizie, bazată pe o singură diodă Schottky din SiC, capabilă să funcționeze până la  $400\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Metoda diferențială utilizată oferă o eroare maximă sub  $8\text{ }^{\circ}\text{C}$  pe întregul domeniu de temperatură, cu ieșire standard 4–20 mA și alimentare la 24 V. Sursa de curent programabilă digital controlează cu precizie raportul de polarizare, asigurând stabilitatea și acuratețea măsurării chiar și în medii industriale dure, precum fabricile de ciment.

## 6.2. Contribuții originale

Lucrarea de doctorat cuprinde o serie de contribuții originale, realizate de autor și diseminate pe parcursul studiilor prin cereri de brevet de invenție și comunicări științifice de specialitate. Contribuțiile principale pot fi sintetizate astfel:

- 1) Sinteză din literatura de specialitate și analiză aprofundată privind:
  - Metode și arhitecturi pentru măsurarea curentului;
  - Erori care afectează aplicația de măsurare a curentului cu AMC;
  - Circuite pentru controlul porții comutatoarelor de putere, cu accent pe precizie și compatibilitate electromagnetică în aplicații automotiv;
  - Senzorii de temperatură pe bază de semiconductori, metodele de polarizare și prelucrare a semnalului, cu evidențierea avantajelor oferite de diodele Schottky realizate în carbură de siliciu (SiC);
- 2) Contribuții privind arhitecturile de amplificatoare de măsurare a curentului (AMC):
  - Contribuții la dezvoltarea unei arhitecturi de AMC de precizie, care a integrat funcția de dezactivare și un mecanism de reglaj fin al rețelei rezistive, denumită AMC-FD-RFRR-1 [1],[12];
  - Validarea arhitecturii prin măsurători și simulări detaliate, care au permis analiza influenței fiecărui bloc asupra performanțelor globale [1],[12];
  - Proiectarea și simularea un circuit nou pentru implementarea funcției de dezactivare, bazat pe un tranzistor de trecere [12];
  - Implementarea și simularea soluției de reglare fină controlată digital, care permite calibrarea post-ambalare a rețelei rezistive [12];
  - Contribuții la dezvoltarea unei arhitecturi îmbunătățite de AMC de precizie, care a integrat o funcție de dezactivare optimizată și un mecanism avansat de reglaj fin, denumită AMC-FD-RFRR-2 [12];
  - Validarea prin simulări și măsurători a întregului ansamblu AMC-FD-RFRR-2 [12];
- 3) Contribuții privind circuitele gate driver de tip sursă de curent (CGD-SC):

- Identificarea principalei limitări a arhitecturii consacrate de CGD-SC în obținerea preciziei impuse de aplicație, constând în variația curentului de ieșire cauzată de efectul de modulare a lungimii canalului (EMLC) [1], [4], [6], [11], [12];
- Dezvoltarea, pe baza analizei teoretice, a unei tehnici brevetate de compensare a efectului de modulare a lungimii canalului (EMLC) prin utilizarea unui tranzistor senzor care reproduce condițiile de  $V_{DS}$  ale tranzistorului de ieșire [6];
- Dezvoltarea unor arhitecturi de compensare a EMLC prin ajustarea curentului de referință, respectiv a tensiunii de control ( $V_{GS}$ ) a tranzistorului de ieșire, cu accent pe eficientizarea consumului de arie; ambele arhitecturi formează obiectul unui brevet [1], [4], [6], [11], [12];
- Validarea conceptuală a ambelor arhitecturi prin simulări și măsurători efectuate pe o gamă extinsă a curenților de ieșire (1–150 mA), demonstrând reducerea erorii de la 25% la 2% [1], [4], [6], [11], [12];
- Implementarea arhitecturii CGD-SC bazate pe ajustarea curentului de referință într-un produs industrial;

4) Contribuții privind dezvoltarea unui senzor de temperatură pentru medii industriale extreme:

- Analiza comparativă, bazată pe date experimentale, a metodei standard și metodei diferențiale de detecție a temperaturii [3], [10];
- Dezvoltarea, pe baza concluziilor analizei, a unui concept original de implementare a tehnicii diferențiale; s-a realizat o sursă de curent programabilă care polarizează dioda Schottky pe SiC, secvențial, la curenți diferiți [3], [5], [8], [10];
- Integrarea ansamblului diodă – circuit de prelucrare într-un senzor inteligent de temperatură destinat aplicațiilor industriale [3], [5], [8], [10];
- Validarea experimentală a soluției propuse și testarea acesteia în laborator [3], [8], [11];
- Confirmarea robusteții arhitecturii propuse prin testări efectuate într-o fabrică de ciment, în condiții de vibrații, șocuri mecanice și temperaturi înalte, precum și prin validarea compatibilității cu standardele industriale (ieșire 4–20 mA, alimentare 24 V);
- Contribuții la brevetarea arhitecturii D1C propuse [5].

### 6.3. Lista lucrărilor originale

În cele ce urmează sunt prezentate lucrările publicate pe tematica tezei de doctorat, în care se regăsesc contribuțiile originale descrise în secțiunea anterioară. Aceste lucrări au fost citate în capitolele tezei în ordinea apariției informațiilor, însă mai jos sunt listate într-o formă renumerotată.



- [1] **V. Moise**, R. Pușcașu, G. Brezeanu, *Circuit Techniques for Enhancing Output Current Accuracy in Floating Gate Drivers*, în **Romanian Journal of Information Science and Technology**, 28(2), pp. 150-160, 2025, **ISI Q1 (2025)**, DOI: **10.59277/ROMJIST.2025.2.03**
- [2] **V. Moise**, R. Pușcașu, G. Brezeanu, *A Precision Current Sense Amplifier With Disable Function*, în **Proceedings of the 2020 International Semiconductor Conference (CAS)**, Sinaia, România, 8–10 Octombrie 2020, **ISI**, **WOS: WOS:000637264600013**, DOI: **10.1109/CAS50358.2020.9268040** – *Best Student Paper*.
- [3] **V. Moise**, F. Draghici, G. Pristavu, R. Pascu, D.-T. Oneata, G. Brezeanu, *Intelligent Temperature Sensor with SiC Schottky Diode*, în **Proceedings of the 2022 International Semiconductor Conference (CAS)**, Poiana Brașov, România, 12–14 Octombrie 2022, **ISI**, DOI: **10.1109/CAS56377.2022.9934369**.
- [4] **V. Moise**, R. Pușcașu, G. Brezeanu, *Methods for Output Current Compensation of Floating Gate Drivers*, în **Proceedings of the 2024 International Semiconductor Conference (CAS)**, Sinaia, România, 9–11 Octombrie 2024, **ISI**, **WOS: 001361909500029**, DOI: **10.1109/CAS62834.2024.10736828** – *Best Paper*.
- [5] F. Drăghici, G. Brezeanu, **V.-G. Moise**, R. Pascu, G. Pristavu, F. Mitu, *Sondă de măsurare a temperaturii în instalațiile industriale bazată pe diodă senzor pe carbură de siliciu*, Brevet **RO137926A2**, 30 ianuarie 2024.
- [6] R. Pușcașu, **V. Moise**, *Controlling a power switching element using a sense switching element*, Cerere de brevet SUA, **Docket No.: 1186-623US01 / 2023P23191US**, 2023.
- [7] **V. Moise**, A. Bădescu, *An Amplifier Design for Cosmic Particles Radio Detectors*, în **Proceedings of the 2018 Mediterranean Microwave Symposium (MMS)**, Istanbul, Turcia, 31 Octombrie – 2 Noiembrie 2018, **ISI**, **WOS: 000458427500098**, DOI: **10.1109/MMS.2018.8611799**.
- [8] **V. Moise**, F. Drăghici, G. Pristavu, R. Pascu, F. Mitu, G. Brezeanu, *Wide Range Temperature Sensor with SiC Schottky Diode – Error Source Analysis*, prezentare poster la **The 19th International Conference on Silicon Carbide and Related Materials (ICSCRM)**, 11–16 septembrie 2022, Davos, Elveția.

Pe lângă acestea, au fost realizate 4 rapoarte științifice de cercetare, după cum urmează:

- [9] **V. Moise** – *Circuit de prelucrare diferențială a semnalului provenit de la un senzor*, Raport științific nr. 1/2022, Școala Doctorală de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației, Universitatea Politehnica din București, 2022.

[10] **V. Moise** – *Implementarea și testarea senzorului de temperatură inteligent*, Raport științific nr. 2/2022, Școala Doctorală de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației, Universitatea Politehnica din București, 2022.

[11] **V. Moise** – *Metode de compensare a variației curentului de ieșire în circuite de tip gate driver*, Raport științific nr. 3/2022, Școala Doctorală de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației, Universitatea Politehnica din București, 2022.

[12] **V. Moise** – *Circuite analogice de precizie pentru măsurarea și controlul curentului*, Raport științific nr. 3/2022, Școala Doctorală de Electronică, Telecomunicații și Tehnologia Informației, Universitatea Politehnica din București, 2022.

O parte dintre publicațiile din această lucrare au fost realizate în cadrul unui proiect de cercetare, în care s-a contribuit în calitate de membru cercetător doctorand:

• **PN-III-P2-2.1-PED-2019-275PED/2020** – *Senzori PTAT de înaltă temperatură cu diode Schottky pe SiC pentru monitorizare și securitate în medii industriale ostile* – lucrările [3], [5], [8];

## 6.4. Perspective de dezvoltare ulterioară

În ceea ce privește amplificatoarele de măsurare a curentului, prezenta lucrare s-a concentrat asupra îmbunătățirii rețelei rezistive de reacție, prin introducerea unor soluții inovatoare de reglaj fin și a unei funcții de dezactivare fiabilă. Cu toate acestea, nucleul circuitului – amplificatorul operațional – nu a fost detaliat în mod extensiv. Se conturează astfel o direcție de dezvoltare viitoare în care pot fi explorate arhitecturi avansate de amplificatoare diferențiale, cu offset redus, PSRR îmbunătățit și consum energetic optimizat, adaptate aplicațiilor de precizie din industrie.

În privința gate driverelor, soluțiile propuse în această teză au fost adaptate în principal pentru sisteme automotiv tradiționale, alimentate la 12V. Totuși, tendințele actuale indică o tranziție clară către vehicule electrice și hibride, unde tensiunea de alimentare se ridică frecvent la 48V sau chiar mai mult. În aceste condiții, disiparea de putere devine o constrângere majoră, iar soluțiile propuse pentru controlul curentului nu mai sunt optime din punct de vedere al eficienței energetice. Astfel, sunt necesare arhitecturi noi de gate drivere cu mecanisme avansate de control al curentului, cu consum dinamic redus și protecții extinse împotriva variațiilor de tensiune și temperatură.

Nu în ultimul rând, continuarea dezvoltării senzorului de temperatură prezentat în capitolul 5 poate include integrarea unei interfețe digitale industriale (ex. ProfiBUS, RS-485), precum și implementarea unor mecanisme de autocalibrare, diagnoză și comunicare bidirecțională, care să permită integrarea completă în ecosistemele industriale inteligente.

# Bibliografie

- [1] Nexperia, *Power MOSFET gate driver fundamentals*, Application Note AN90059, 2025.
- [2] G. Meijer, M. Pertijs, K. Makinwa, *Smart Sensor Systems: Emerging Technologies and Applications*, Wiley, 2014.
- [3] M. Kay, *Rev up your motor control with current sensing*, Analog Devices EngineerZone Blog, 2022, disponibil online: <https://ez.analog.com/ez-blogs/b/engineerzone-spotlight/posts/rev-up-your-motor-control-with-current-sensing>.
- [4] Y. Wang, O. Lucia, Z. Zhang, S. Gao, Y. Guan, D. Xu, *A review of high frequency power converters and related technologies*, IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 1, pp. 247–260, 2020.
- [5] L. Balogh, *Fundamentals of MOSFET and IGBT gate driver circuits*, Application Report SLUA618A, Texas Instruments, 2018.
- [6] A. Seidel, B. Wicht, *Highly Integrated Gate Drivers for Si and GaN Power Transistors*, Springer, 2021.
- [7] I. Hurez, V. Anghel, G. Brezeanu, *A Negative-Gm oscillator with common mode transient immunity enhancements for galvanically isolated gate drivers*, ESSCIRC 2023 – IEEE 49th European Solid State Circuits Conference, 2023, pp. 245–248
- [8] V. Anghel, C. Bartholomeusz, A. G. Vasilica, G. Pristavu, G. Brezeanu, *Variable off-time control loop for current-mode floating buck converters in LED driving applications*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, 49(7), pp. 1571–1579, 2014.
- [9] J. Fraden, *Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications*, 4th ed., Springer, 2010.
- [10] S. Middelhoek, S. A. Audet, *Silicon Sensors*, Academic Press, 1989.
- [11] E. Sicard, S. Bendhia, *Basics of CMOS Cell Design*, McGraw-Hill, 2007.
- [12] onsemi, *NCS21671: High Precision, Zero-Drift, Low Power Current Sense Amplifier*, datasheet, disponibil online: <https://www.onsemi.com/download/datasheet/pdf/ncs21671-d.pdf>.
- [13] V. Moise, *Amplificator de precizie pentru măsurarea curentului cu gamă extinsă a modului comun și funcție de dezactivare*, Lucrare de disertație, Universitatea Politehnica din București, 2020.

- [14] V. Moise, R. Pușcașu, G. Brezeanu, *A precision current sense amplifier with disable function*, 2020 International Semiconductor Conference (CAS), Sinaia, pp. 59–62, 2020.
- [15] R. Pușcașu, V. Moise, *Controlling a power switching element using a sense switching element*, aplicație de brevet SUA, Docket No.: 1186-623US01 / 2023P23191US, 2023.
- [16] V. Moise, R. Pușcașu, G. Brezeanu, *Methods for Output Current Compensation of Floating Gate Drivers*, 2024 International Semiconductor Conference (CAS), Sinaia, Romania, 2024, pp. 145–148.
- [17] V. Moise, R. Pușcașu, G. Brezeanu, *Circuit Techniques for Enhancing Output Current Accuracy in Floating Gate Drivers*, Romanian Journal of Information Science and Technology, în curs de publicare, 2025.
- [18] N. Mohan, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed., Wiley, 2002.
- [19] B. J. Baliga, *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*, 2nd ed., Springer, 2018.
- [20] Texas Instruments, *UCC27531: 2-A High-Speed Low-Side Gate Drive*, Datasheet, Rev. E, 2020. Disponibil online: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27531.pdf>.
- [21] Infineon, *1ED44176N01F: Single Channel Gate Driver*, Datasheet, Rev. 1.1, 2022. Disponibil online: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1ED44176N01F-DS-v01\\_10-EN.pdf](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-1ED44176N01F-DS-v01_10-EN.pdf).
- [22] STMicroelectronics, *VNQ5027AK-E: Smart Power Switch*, Datasheet, Rev. 4, 2023. Disponibil online: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/vnq5027ak-e.pdf>.
- [23] Infineon, *BTN8982TA: Smart High Current Driver*, Datasheet, Rev. 2.0, 2021. Disponibil online: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTN8982TA-DS-v02\\_00-EN.pdf](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BTN8982TA-DS-v02_00-EN.pdf).
- [24] Infineon Technologies, *Gate Drive for Power MOSFETs in Switching Applications, Application Note*, Disponibil online: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Gate\\_drive\\_for\\_power\\_MOSFETs\\_in\\_switchtin\\_applications-ApplicationNotes-v01\\_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c80027ecd0180467c871b3622](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Gate_drive_for_power_MOSFETs_in_switchtin_applications-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=8ac78c8c80027ecd0180467c871b3622)
- [25] A. Schindler, B. Koepl, A. Pottbäcker, M. Zannoth, B. Wicht, *Gate driver with 10/15 ns in-transition variable drive current and 60% reduced current dip*, ESSCIRC 2016 – 42nd European Solid-State Circuits Conference, Lausanne, pp. 325–328, 2016.
- [26] A. Schindler, B. Koepl, B. Wicht, *EMC analysis of current source gate drivers*, 9th International Workshop on Electromagnetic Compatibility of Integrated Circuits (EMC Compo), Nara, pp. 101–106, 2013.
- [27] A. Schindler, B. Koepl, B. Wicht, *EMC and switching loss improvement for fast switching power stages by di/dt, dv/dt optimization with 10 ns variable current source*

*gate driver*, Proc. 10th International Workshop on EMC of Integrated Circuits, Edinburgh, pp. –, 2015.

- [28] F. Drăghici, G. Brezeanu, G. Pristavu, R. Pascu, M. Bădilă, A. Pribeanu, E. Ceucă, *400 °C sensor based on Ni/4H SiC Schottky diode for reliable temperature monitoring in industrial environments*, Sensors, 19(10), 2019.
- [29] S. Rao, G. Pangallo, F. Pezzimenti, F. G. D. Corte, *High-performance temperature sensor based on 4H-SiC Schottky diodes*, IEEE Electron Device Letters, 36(7), pp. 720–722, 2015.
- [30] V. Moise, F. Drăghici, G. Pristavu, R. Pascu, D.-T. Oneață, G. Brezeanu, *Intelligent temperature sensor with SiC Schottky diode*, 2022 International Semiconductor Conference (CAS), Poiana Brașov, pp. 123–126, 2022.
- [31] F. Drăghici, G. Brezeanu, V.-G. Moise, R. Pascu, G. Pristavu, F. Mitu, *Sondă de măsurare a temperaturii în instalațiile industriale bazată pe diodă senzor pe carbură de siliciu*, brevet RO137926A2, 2024.
- [32] R. Pascu, G. Pristavu, G. Brezeanu, F. Drăghici, P. Godignon, C. Romanitan, M. Șerbănescu, A. Tulbure, *60–700 K CTAT and PTAT temperature sensors with 4H-SiC Schottky diodes*, Sensors, 21, art. 942, 2021.