

CMOS TEMPERATURNI SENZOR MALE POTROŠNJE OD 60 nW**A CMOS ON-CHIP 60 nW LOW-POWER ON-CHIP TEMPERATURE SENSOR**Aleksa Bu, *Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad***Oblast – ELEKTROTEHNIKA I RAČUNARSTVO**

Kratak sadržaj – Tema ovog rada jeste projektovanje CMOS temperaturnog senzora zasnovanog na MOSFET uređajima. Senzor je projektovan u UMC 0.18 μm tehnologiji. Projektovani senzor postiže nisku potrošnju od 60 nW i zauzima malu površinu od 0.023 mm^2 sa maksimalnom greškom merenja od $+1.8^\circ\text{C}/-1.3^\circ\text{C}$ u temperaturnom opsegu od 20-80°C.

Ključne reči: CMOS, temperaturni senzor, MOSFET

Abstract – This paper proposes an all-MOSFET CMOS temperature sensor. The sensor was designed in UMC 0.18 μm technology. The implemented sensor achieves low-power consumption of 60 nW, while requiring a small area equal to 0.023 mm^2 with a maximum measurement error equal to $+1.8^\circ\text{C}/-1.3^\circ\text{C}$ in the temperature range of 20-80°C.

Keywords: CMOS, temperature sensor, all-MOSFET

1. UVOD

Razvoj različitih senzorskih sistema, kao što su sistemi sa radio-frekvencijskom identifikacijom (RFID), zahteva temperaturne senzore sa veoma malom potrošnjom. Tradicionalni temperaturni senzori izrađeni u integrisanim tehnologijama koriste bipolarne tranzistore i nemaju dovoljno dobre osobine za ove primene, pošto njihova potrošnja može biti reda 10 μW [1]. Usled toga su razvijeni senzori zasnovani na MOSFET uređajima. Ovi senzori mogu postići potrošnju manju od 1 μW , sa greškom merenja manjom od 2°C [2-4].

Neke od tehnika kojim se može realizovati temperaturni senzor su korišćenje oscilatora sa linearnom temperaturnom zavisnošću [3],[5], korišćenje temperaturno zavisnih kola za generisanje temperaturno zavisnog napona ili struje [6],[7], korišćenje temperaturno zavisnih linija za kašnjenje [4],[8]. Generalno, manja potrošnja se dobija na račun manje preciznosti; senzor iz rada [6] postiže malu grešku merenja od $\pm 0.6^\circ\text{C}$ i ima potrošnju jednaku 6 μW , dok senzor iz rada [2] ima potrošnju od 71 nW, sa greškom od $+1.5^\circ\text{C}/-1.4^\circ\text{C}$.

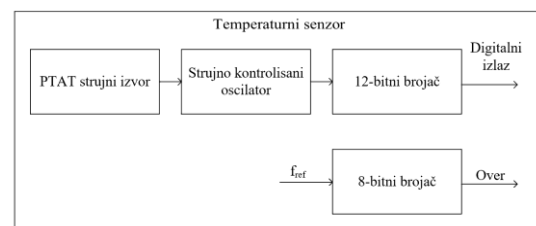
Temperaturni senzor predstavljen u ovom radu koristi MOSFET tranzistore, sa ciljem realizovanja senzora koji ima potrošnju manju od 100 nW, i grešku merenja manju od 2°C u temperaturnom opsegu od 20-80°C. Senzor je projektovan i analiziran uz pomoć Cadence programskog paketa u UMC 0.18 μm tehnologiji.

NAPOMENA:

Ovaj rad proistekao je iz master rada čiji mentor je bila dr Mirjana Damnjanović, red.prof.

2. PROJEKTOVANJE TEMPERATURNOG SENZORA

Blok šema predloženog senzora je prikazana na slici 1. Izabran je napon napajanja od 1 V, sa ciljem postizanja što manje potrošnje.

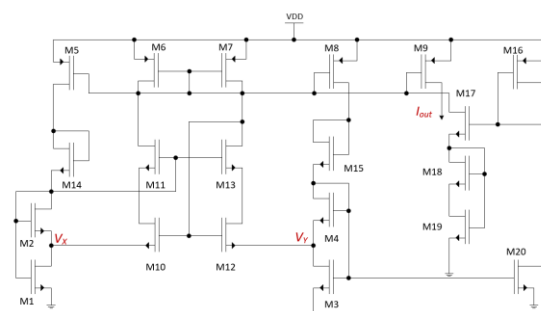


Slika 1. Blok dijagram predloženog temperaturnog senzora

Prvi blok, koji se može smatrati osnovom temperaturnog senzora, je strujni izvor čija je struja direktno proporcionalna temperaturi. Ovaj blok je označen kao PTAT strujni izvor (eng. *proportional to absolute temperature*). Zavisnost izlazne struje PTAT izvora od temperature mora biti izrazito linearna za ispravno funkcionisanje senzora. Izlazna struja PTAT izvora služi kao ulazna struja strujno kontrolisanog oscilatora, čija frekvencija oscilovanja veoma slabo zavisi od temperature. Usled toga, na izlazu oscilatora se dobija signal čija je frekvencija linearno zavisna od temperature. Za merenje frekvencije oscilovanja oscilatora koriste se dva asinhrona brojača. Na ulaz jednog brojača je vezan izlazni signal oscilatora i taj brojač daje digitalni izlaz čitavog senzora. Na ulaz drugog brojača je vezan signal referentne, temperaturno nezavisne, frekvencije. Referentni brojač je osmobaritni, a drugi brojač je dvanaestobaritni [2].

2.1. Projektovanje PTAT strujnog izvora

Implementirani strujni izvor je modifikacija strujnog izvora predloženog u [9]. Šematik predloženog kola je prikazan na slici 2.



Slika 2. Električna šema predloženog PTAT strujnog izvora koji daje temperaturno zavisnu struju I_{out} srazmerno naponu V_Y

Novi strujni izvor je izabran sa ciljem postizanja što manje potrošnje, što veće linearnosti, i da pri tome ima što manju površinu.

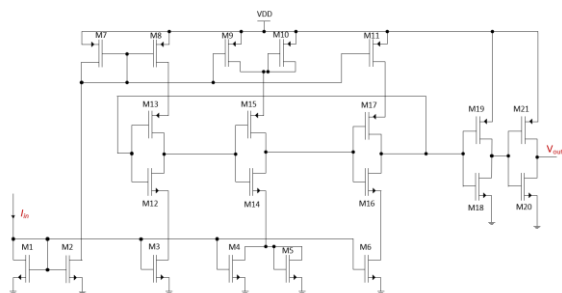
Rad strujnog izvora je zasnovan, pre svega, na kaskodnim MOSFET tranzistorima M_1 i M_2 , kao i kaskodnim tranzistorima M_3 i M_4 , koji rade u režimu ispod praga provođenja. Tranzistori M_3 i M_4 generišu napon V_Y , koji je linearno zavisna od temperature. Taj napon se skoro identično preslikava na napon V_X , između tranzistora M_1 i M_2 . Kako je struja drejna tranzistora M_1 i M_2 linearno zavisna od napona V_X , ostvareno je da njihova struja drejna bude temperaturno zavisna (tzv. PTAT ponašanje). Usled toga je linearnost čitavog PTAT strujnog izvora veoma zavisna od linearnosti napona V_Y .

PMOS tranzistori M_5 - M_9 imaju ulogu strujnog ogledala koje osigurava da su struje u svim granama kola jednake. Zbog toga moraju da imaju iste dimenzije. Deo kola između dve kaskode, sastavljen od tranzistora M_{10} - M_{13} , zajedno sa tranzistorima M_6 - M_7 , formira strujno ogledalo koje ima ulogu preslikavanja napona V_Y na V_X . Tranzistori M_{14} i M_{15} su iskorišćeni da bi se smanjio uticaj procesnih odstupanja, za koje se očekuje da predstavljaju značajan problem. Svi MOSFET uređaji su iz istog razloga odabrani sa velikim dužinama i širinama kanala. Izlazna struja I_{out} se dobija kao struja drejna MOSFET tranzistora M_9 . Kolo je dimenzionisano tako da izlazna struja ima vrednost nekoliko nA za čitav temperaturni opseg. Opseg vrednosti struja iznosi od 2.7 nA (na 20°C) do 5.4 nA (na 80°C).

Projektovano kolo ima dve mirne radne tačke. Jedna mirna radna tačka je nepoželjna i ima sve struje jednake nuli. Da bi se taj slučaj izbegao, potrebno je koristiti *startup* kolo, koje obezbeđuje odgovarajući režim rada. Ovo kolo je sačinjeno od tranzistora M_{16} - M_{20} . *Startup* kolo obezbeđuje da se na gejtovima tranzistora M_5 - M_9 nađe naelektrisanje potrebno za prelazak u provodni režim pri uključenju kola. Dimenzije tranzistora strujnog izvora su prikazane u tabeli 1.

2.2. Projektovanje strujno kontrolisanog oscilatora

Strujno kontrolisani prstenasti oscilator koji je prikazan u ovom radu (sl. 3) predstavlja modifikaciju oscilatora [10]. Ovo kolo se sastoji od strujno kontrolisanih invertora (eng. *current-starved inverter*), čime se postiže mala potrošnja. Ulazna struja oscilatora I_{in} je ujedno izlazna struja PTAT strujnog izvora. Struja I_{in} kontrolise frekvenciju oscilovanja prstenastog oscilatora, tako što se kašnjenje svakog od invertorskih stepena smanjuje povećavanjem struje I_{in} . Tranzistori M_1 , M_2 i M_7 prosleđuju ulaznu struju I_{in} do invertorskih stepena.



Slika 3. Električna šema strujno kontrolisanog prstenastog oscilatora

Oscilator sadrži tri strujno kontrolisana invertorska stepena. Prvi je sastavljen od tranzistora M_3 , M_{12} , M_{13} , M_8 , drugi od M_4 , M_5 , M_{14} , M_{15} , M_9 , M_{10} i treći od M_6 , M_{16} , M_{17} , M_{11} . Minimalan broj invertorskih stepena (tri) osigurava najmanju moguću zauzetu površinu i potrošnju. Nakon njih su povezana dva standardna invertora (sačinjena od tranzistora M_{18} , M_{19} i M_{20} , M_{21}). Dva standardna invertora na izlazu su neophodna da bi se dobio pravougaoni izlazni signal V_{out} , pune amplitude i velike strmine, kao i da frekvencija oscilovanja ne zavisi od kapacitivnosti koja je vezana na izlaz oscilatora. Minimalna frekvencija oscilovanja, na 20°C je 7 kHz, a maksimalna, na 80°C je 13.4 kHz. Kao i kod strujnog izvora, korišćeni su tranzistori sa velikim dimenzijama da bi se smanjio uticaj procesnih promena (tabela 2).

2.3. Projektovanje digitalnih brojača

Za dobijanje digitalnog izlaza senzora, korišćena su dva asinhrona brojača, jedan osmobitni i jedan dvanaestobitni (slika 1). Na ulaz dvanaestobitnog brojača se dovodi izlaz prethodnog stepena, oscilatora, tj. napon V_{out} . Frekvencija signala V_{out} određuje brzinu kojom taj brojač broji. Osmobitni brojač pruža vremenski interval u kojem se merenje izvršava, čija je dužina određena referentnom frekvencijom f_{ref} . Kako se izlazni signal dobija sa dvanaestobitnog brojača, signal na izlazu je dvanaestobitni binarni broj, koji mora biti mapiran na vrednost temperature. Taj postupak se izvršava nakon proizvodnje senzora. Brojači su realizovani pomoću D flipflopova sa asinhronim resetom, koji koriste MOSFET tranzistore sa minimalnim dimenzijama.

Da bi merenje bilo započeto, oba brojača treba da budu resetovana, nakon čega počinju sa brojanjem od nultog stanja. Merenje traje sve dok referentni osmobitni brojač ne stigne do svog poslednjeg stanja, kada signal *Over* ima vrednost jedan. Tada se očitava vrednost sa izlaza dvanaestobitnog brojača. Frekvencija i broj bita referentnog brojača moraju biti izabrani tako da nikada ne dođe do prekoračenja opsega drugog brojača, a da rezolucija i vreme potrebno za merenje budu dovoljno dobri [2]. Frekvencija referentnog brojača je 5 kHz, pa je vremenski interval merenja jednak 51.2 ms (pošto je brojač osmobitni).

Tabela 1. Dimenzije PTAT strujnog izvora

MOSFET	W/L [μm]
M_1	2/40
M_2	2/16.5
M_3	13/18.3
M_4	25/9.1
$M_{5,9}$	10/10
$M_{10,12}$	2.6/7.5
$M_{11,13}$	2.5/5
$M_{14,15}$	2.5/10
M_{16}	0.5/27
M_{17}	0.5/20
$M_{18,19}$	0.5/10
M_{20}	10/5

Tabela 2. Dimenzije strujno kontrolisanog oscilatora

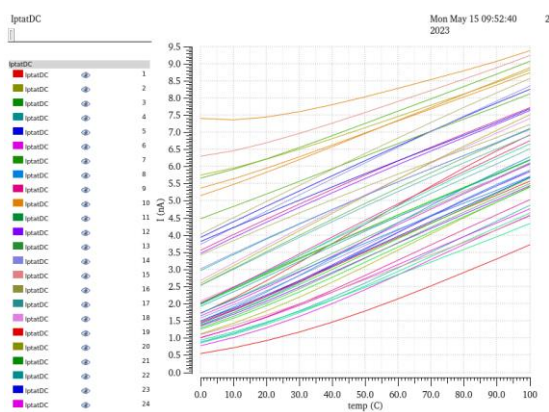
MOSFET	W/L [μm]
M_1 , M_{11}	4/4
M_{12} , M_{13} , M_{16} , M_{17}	2/2
M_{14}	6.5/7.5
M_{15}	5/5
M_{18} , M_{20}	1/10
M_{19} , M_{21}	1/5

3. REZULTATI SIMULACIJA

3.1. Rezultati simulacija za PTAT strujni izvor

Najvažnija osobina koju treba ispitati kod strujnog izvora je uticaj procesnih odstupanja na linearnost zavisnosti struje od temperature. Na slici 4 su prikazani rezultati 50 Monte Karlo simulacija za strujni izvor, urađenih u Cadence programskom paketu, koje imaju za cilj da ispitaju tu osobinu. Veći deo karakteristika pokazuje dobru linearnost u temperaturnom opsegu od 0 do 100°C, dok jedan deo karakteristika ima veliko odstupanje na početku i kraju tog opsega. Usled toga je izabran baš temperaturni opseg od 20-80°C. Nakon smanjenja opsega, odstupanje od idealne karakteristike u najgorem slučaju je manje od 10%.

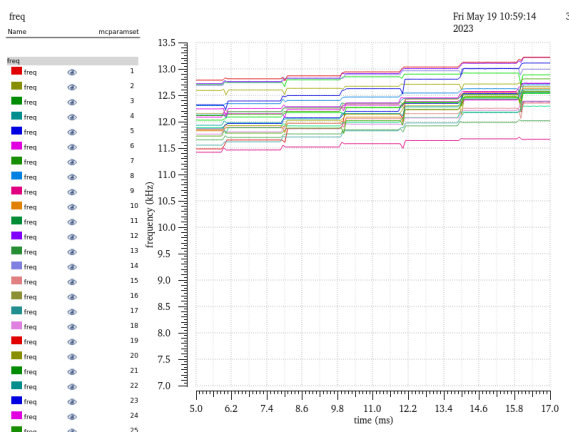
U slučaju bez procesnih varijacija, odstupanje od idealne linearne karakteristike je manje od 1%, a potrošnja na sobnoj temperaturi iznosi 29 nW.



Slika 4. Analiza uticaja procesnih promena preko Monte Karlo simulacija za strujni izvor za zavisnost izlazne struje od temperature u opsegu 0°C-100°C

3.2. Rezultati simulacija za strujno kontrolisani oscilator

Kod strujno kontrolisanog oscilatora, najvažnija osobina koju treba ispitati je zavisnost frekvencije oscilovanja od temperature. Kao i kod PTAT strujnog izvora, biće iskorišćena Monte Karlo analiza da bi se ovo ponašanje posmatralo, uzimajući u obzir i procesne varijacije. Na slici 5. su prikazani rezultati 50 Monte Karlo simulacija urađenih u Cadence programskom paketu.



Slika 5. Analiza uticaja procesnih promena preko Monte Karlo simulacija za oscilator za zavisnost frekvencije od temperature u opsegu od 20°C do 80°C

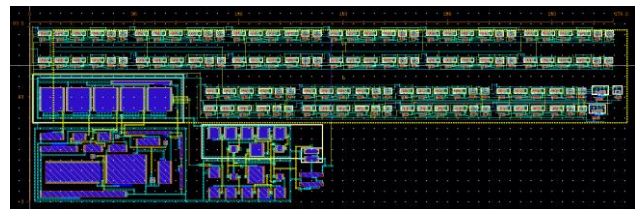
Temperatura je menjana za 10°C svake 2 ms, i rezultati su prikazani u opsegu od 20°C do 80°C. Oblik karakteristika je sličan u svim slučajevima, što je poželjno. Ovaj oblik karakteristika, sa malom nelinearnošću pri povećavanju frekvencije sa temperaturom, izabran je da bi se smanjila nelinearnost strujnog izvora.

3.3. Rezultati simulacija za PTAT strujni izvor i oscilator zajedno

Naredni korak je posmatranje ponašanja sistema koji nastaje kada se prethodna dva kola povežu. Kada se kolo simulira bez procesnih odstupanja, potrošnja iznosi 43 nW na sobnoj temperaturi, dok je minimalna frekvencija oscilovanja 7 kHz (na 20°C) i maksimalna frekvencija 13.4 kHz (na 80°C).

3.4. Rezultati simulacija za kompletan senzor

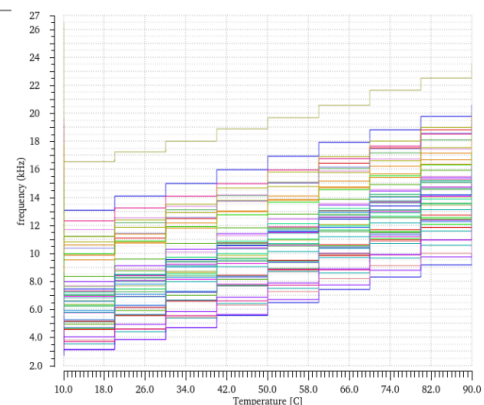
Kompletan senzor je posebno simuliran nakon što je projektovan njegov lejtut, koji je prikazan na slici 6. Površina senzora je oko 0.023 mm² (83.5 μm×279.2 μm). Potrošnja senzora na sobnoj temperaturi iznosi oko 60 nW. Vreme potrebno za jedno merenje iznosi 51.2 ms, što znači da je energija koja se potroši za jedno merenje jednaka 3.1 nJ.



Slika 6. Lejtut predloženog senzora

4. ANALIZA REZULTATA

Posebno važan parametar za senzor je njegova preciznost, tj. maksimalna vrednost greške merenja. Da bi se ispitala vrednost ovog parametra, urađena je Monte Karlo simulacija za strujni izvor i oscilator zajedno (slika 7). Nakon toga, izabrane su proizvoljno dve temperature (30°C i 70°C) i za svaku od dobijenih karakteristika određene su vrednosti frekvencija. Na osnovu ovih parova tačaka temperatura-frekvencija, dobijene su linearne karakteristike (tj. prave). Pomoću tih karakteristike se dobijene vrednosti frekvencije mapiraju na temperaturu. Ovaj postupak odgovara kalibraciji u dve tačke (eng. *two-point calibration*).

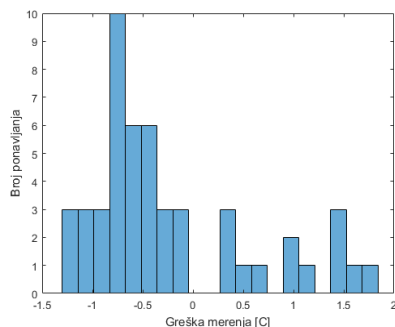


Slika 7. Analiza uticaja procesnih promena preko Monte Karlo simulacija za strujni izvor i oscilator zajedno, za zavisnost frekvencije od temperature u opsegu 10°C-90°C

Tabela 3. Poređenje predloženog senzora sa drugim CMOS temperaturnim sensorima

Parametar	Predloženi senzor	[2]	[11]	[4]	[6]	[5]
Tehnologija	0.18 μ m	0.18 μ m	0.13 μ m	0.18 μ m	0.13 μ m	0.18 μ m
Potrošnja	60nW	71nW	150nW	112nW	6 μ W	92nW
Površina	0.023mm ²	0.09mm ²	0.0014mm ²	0.0125mm ²	0.00916mm ²	0.021mm ²
Napon napajanja	1V	1.2V	1.1V	0.5V	1.3V	1V
Temperaturni opseg	20 – 80°C	0-100°C	-60-40°C	-10-20°C	-20-85°C	-30-70°C
Nepreciznost	+1.8°C/-1.3°C	+1.5°C/-1.4°C	2°C (3 σ value)	+0.3°C/-0.1°C	+0.6°C/-0.6°C	+0.6°C/-0.7°C
Rezolucija	0.18°C	0.3°C	0.5°C	N/A	0.0123°C	0.15°C
Vreme konverzije	51.2 ms	30 ms	1000 ms	N/A	2 ms	N/A

Koristeći ovaj postupak, izračunata je maksimalna greška za svako od 50 merenja prikazanih na slici 7. Rezultati su prikazani na slici 8. Maksimalna moguća greška merenja na tom skupu od 50 merenja iznosi +1.8°C/-1.3°C.



Slika 8. Očekivana maksimalna greška merenja

Potencijalna poboljšanja predloženog senzora uključuju kolo za kalibraciju, koje eliminiše potrebu za spoljašnjom kalibracijom, zatim kolo za naponsku regulaciju, koje smanjuje osetljivost kola na napon napajanja, kao i kontrolnu logiku senzora i generator referentne frekvencije osmobitnog brojača.

Pomenute komponente mogu biti realizovane i na čipu i van njega. Poboljšanje senzora se može postići i prelaskom u nižu tehnologiju, jer se tako dobija brojač sa manjom potrošnjom i manjom površinom. Konačno, predloženi senzor je upoređen sa drugim relevantnim CMOS temperaturnim sensorima (tabela 3).

5. ZAKLJUČAK

U ovom radu je predložen temperaturni senzor sačinjen od PTAT strujnog izvora, strujno kontrolisanog oscilatora i asinhronih brojača. Senzor postiže izuzetno malu potrošnju od 60 nW, zauzima malu površinu na čipu od 0.023 mm². Senzor je usled toga dobar izbor za primene gde je potrebna izuzetno mala potrošnja. Mala površina koju senzor zauzima omogućava postizanje daljeg poboljšanja sa dodatnim komponentama, kao što su kolo za kalibraciju, kolo za regulaciju napona napajanja i kolo za generaciju referentne frekvencije.

6. LITERATURA

- [1] F. Sebastiano, L. J. Breems, K. A. A. Makinwa, S. Drago, D. M. W. Leenaerts, B. Nauta, "A 1.2V 10 μ W NPN-based temperature sensor in 65nm CMOS with an inaccuracy of $\pm 0.2^\circ\text{C}$ (3 σ) from -70°C to 125°C " 2010 IEEE International Solid-State Circuits Conference, San Francisco, USA, 2010, pp. 312-313.
- [2] S. Jeong, Z. Foo, Y. Lee, J. -Y. Sim, D. Blaauw, D. Sylvester, "A Fully-Integrated 71 nW CMOS Temperature Sensor for Low Power Wireless Sensor

Nodes", IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 49, no. 8, pp. 1682-1693, Aug. 2014.

- [3] Z. Shenghua, W. Nanjian, "A novel ultra low power temperature sensor for UHF RFID tag chip", 2007 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, Jeju, Korea (South), 12-14 Nov. 2007, pp. 464-467.
- [4] R. Dastanian, E. Abiri, M. Ataiyan, "A 0.5 V, 112 nW CMOS temperature sensor for RFID food monitoring application", 24th Iranian Conf. on Electrical Engineering (ICEE), Shiraz, Iran, 10-12 May 2016, pp. 1433-1438.
- [5] Deng F, He Y, Li B, Zhang L, Wu X, Fu Z, Zuo L. „Design of an Embedded CMOS Temperature Sensor for Passive RFID Tag Chips“, Sensors, vol. 15, no. 5, pp:11442-11453, 2015.
- [6] A. Ballo, G. Bruno, A. D. Grasso, M. Vaiana, "A Compact CMOS Temperature Sensor for On-Chip Thermal Monitoring", 2020 Inter. Conf. on Electrical, Communication, and Computer Engineering, Istanbul, Turkey, 12-13 June 2020, pp. 1-5.
- [7] C. Zhao, Y. -T. Wang, D. Genzer, D. Chen, R. Geiger, "A CMOS on-chip temperature sensor with -0.21°C 0.17°C inaccuracy from -20°C to 100°C ", 2013 IEEE Inter. Symp. on Circuits and Systems, Beijing, China, 19-23 May 2013, pp. 2621-2625.
- [8] G. Popov, F. C. Dualibe, V. Moeyaert, P. Ndungidi, H. García-Vázquez, C. Valderrama, "A 65-nm CMOS battery-less temperature sensor node for RF-powered wireless sensor networks", in Proc. IEEE Wireless Power Transfer Conf., Aveiro Municipality, Portugal, 5-6 May 2016, pp. 1-4.
- [9] E.M. Camacho-Galeano, J.Q. Moreira, M.D. Pereira, A.J. Cardoso, C. Galup-Montoro, M. Schneider, „Temperature performance of sub-1V ultra-low power current sources“, 2008 IEEE International Symp. on Circuits and Systems, Seattle, USA, 18-21 May 2008, pp. 2230-2233.
- [10] F. Deng, H. Yigang, B. Li, L. Zuo, X. Wu, Z. Fu, „A CMOS Pressure Sensor Tag Chip for Passive Wireless Applications“, Sensors (Basel, Switzerland), vol. 15, no. 15. pp: 6872-6884, 2015.
- [11] W. Yang, H. Jiang, Z. Wang, "A 0.0014 mm² 150 nW CMOS Temperature Sensor with Nonlinearity Characterization and Calibration for the -60 to $+40^\circ\text{C}$ Measurement Range", Sensors, vol. 19, no. 8, pp: 1777, 2019.

Kratka biografija:



Aleksa Bu rođen je u Novom Sadu 1999. god. Master rad na Fakultetu tehničkih nauka iz oblasti Elektrotehnike i računarstva – Mikroelektronika odbranio je 2023. god.