VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS
ELEKTRONIKOS FAKULTETAS
KOMPIUTERIŲ INŽINERIJOS KATEDRA

Mantas Petravičius

STABILIZUOTOS ĮTAMPOS IR SROVĖS MAITINIMO ŠALTINIS
VOLTAGE AND CURRENT BAND GAP REFERENCE

Baigiamasis magistro darbas

Elektronikos studijų programa, valstybinis kodas 621H61003
Mikro ir nano elektronikos specializacija
Elektronikos inžinerijos studijų kryptis

Vilnius, 2014

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS
ELEKTRONIKOS FAKULTETAS
KOMPIUTERIŲ INŽINERIJOS KATEDRA

TVIRTINU
Katedros vedėjas

(parašas)
Algirdas Baškys
(Vardas, pavardė)
2014-06-
(Data)

Mantas Petravičius

STABILIZUOTOS ĮTAMPOS IR SROVĖS MAITINIMO ŠALTINIS
VOLTAGE AND CURRENT BAND GAP REFERENCE

Baigiamasis magistro darbas

Elektronikos studijų programa, valstybinis kodas 621H61003
Mikro ir nano elektronikos specializacija
Elektronikos inžinerijos studijų kryptis

Vadovas Asist. Karolis Kiela (Moksl. laipsnis, vardas, pavardė) _____ (Parašas) 2014-06- (Data)

Lietuvių kalbos konsultantas Dr. Vaida Buivydienė (Moksl. laipsnis, vardas, pavardė) _____ (Parašas) 2014-06- (Data)

Vilnius, 2014

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS
ELEKTRONIKOS FAKULTETAS
KOMPIUTERIŲ INŽINERIJOS KATEDRA

MAGISTRANTŪROS STUDIJŲ BAIGIAMOJO DARBO UŽDUOTIS

Elektronikos fakultetas
Kompiuterių inžinerijos katedra
Technikos mokslų sritis
Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo kryptis
Elektronikos inžinerijos studijų kryptis
Kompiuterių inžinerijos studijų programa
Kompiuterių technologijų specializacija

TVIRTINU
Kompiuterių inžinerijos katedros vedėjas
prof. Algirdas Baškys _____
2011 m. spalio mėn. d.
.

Studentui (ei) Mantui PETRAVIČIUI
(vardas, pavardė)

Baigiamojo darbo tema:

Stabilizuotas įtampos ir srovės maitinimo šaltinis
(lietuvių kalba)

Voltage and current band gap reference
(anglų kalba)

Patvirtinta 201 2 m. lapkričio mėn. 15 d. dekano įsakymu Nr. 300el

Baigiamojo darbo užbaigimo terminas 2012 m. birželio mėn. 06 d.

Darbo tikslas: Integrinio stabilios įtampos ir srovės maitinimo šaltinio projektavimas ir tyrimas

BAIGIAMOJO DARBO UŽDUOTIS:

Suprojektuoti stabilios įtampos ir srovės maitinimo šaltinio mikroshemą. Projektuojama mikroschema Turi teikti pastovią įtampą ir srovę nepriklausomai nuo temperatūrų ir gamybos procesų svyravimų. Elektriniai reikalavimai: maitinimo įtampa – 1,2 V; išėjimo srovė – 50 µA. Konstruktoriniai reikalavimai: mikroschemos plotas nedidesnis nei 1 mm^2. Technologiniai ir eksploataciniai reikalavimai: galimas maitinimo įtampos vertės svyravimas: ±10 %; aplinkos temperatūrų diapazonas nuo 20^0 C iki 100^0 C; leidžiamas išėjimo įtampos vertės svyravimas – 1 %; leidžiamas išėjimo srovės vertės svyravimas – 5 %. Aiškinamojo rašto turinys: 1. Įvadas; 2. Literatūros apžvalga; 3. Struktūros projektavimas; 4. Principinės elektrinės schemos braižymas ir pagrindinių charakteristikų modeliavimas; 5. Topologijos sudarymas; 6. Darbo išvados; 7. Literatūros sąrašas.

Baigiamojo darbo rengimo konsultantai:

(vardas, pavardė, mokslinis laipsnis ir vardas)

Vadovas: _____ **Asist. Karolis KIELA**
(parašas) (vardas, pavardė, mokslinis laipsnis ir vardas)

Užduotį gavau: _____ _____
(studento parašas) (data)

Vilniaus Gedimino technikos universiteto egzaminų, sesijų ir baigiamųjų darbų rengimo bei gynimo organizavimo tvarkos aprašo 2011-2012 m. m.
1 priedas

(Baigiamojo darbo sąžiningumo deklaracijos forma)

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Mantas Petravičius, 20084038

(Studento vardas ir pavardė, studento pažymėjimo Nr.)

Elektronikos fakultetas

(Fakultetas)

Elektronikos inžinerija, MNEfm-12

(Studijų programa, akademinė grupė)

BAIGIAMOJO DARBO (PROJEKTO) SĄŽININGUMO DEKLARACIJA

2014 m. birželio 2 d.

Patvirtinu, kad mano baigiamasis darbas tema „Stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinis" patvirtintas 2012 m. lapkričio 15 d. dekano potvarkiu Nr. 300el, yra savarankiškai parašytas. Šiame darbe pateikta medžiaga nėra plagijuota. Tiesiogiai ar netiesiogiai panaudotos kitų šaltinių citatos pažymėtos literatūros nuorodose.

Mano darbo vadovas Karolis Kiela.

Kitų asmenų indėlio į parengtą baigiamąjį darbą nėra. Jokių įstatymų nenumatytų piniginių sumų už šį darbą niekam nesu mokėjęs (-usi).

	Mantas Petravičius
(Parašas)	(Vardas ir pavardė)

Vilniaus Gedimino technikos universitetas
Elektronikos fakultetas
Kompiuterių inžinerijos katedra

ISBN ISSN
Egz. sk. **1**
Data **2014**

Elektronikos inžinerijos studijų programos baigiamasis magistro darbas
Pavadinimas: **Stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinis**
Autorius: **Mantas Petravičius** Vadovas: asist. **Karolis Kiela**

Kalba
[X] lietuvių
[ ] užsienio

Anotacija

Baigiamajame magistro darbe ištirtos stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandinės, jų struktūros ir veikimo principai bei suprojektuoti trys skirtingos struktūros stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltiniai. Projektavimui naudotas „Cadence“ programinis paketas ir IBM kompanijos 0,18 μm 7RF KMOP technologija. Suprojektuotos šaltinių principinės elektrinės schemos ir topologijos bei atliktas schemų ir topologijų kompiuterinis modeliavimas, o gauti rezultatai palyginti. Suprojektuotų šaltinių maitinimo įtampa 1,8 V, išėjimo įtampa 500 mV, išėjimo srovė 50 μA, temperatūrų diapazonas nuo -40^0 C iki 125^0 C, bendra vartojama galia 1,11 mW, bendras užimamas lusto plotas 3791,1 μm^2.

Darbą sudaro 6 dalys: įvadas, MOP tranzistorių veikų analizė, stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandinių apžvalga ir veikimo principai, stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinių projektavimas, išvados, literatūra.

Darbo apimtis – 71 p. teksto be priedų, 62 iliustr., 7 lent., 26 bibliografiniai šaltiniai. Atskirai pridedami darbo priedai.

Prasminiai žodžiai: 0,18 μm, KMOP technologija, stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinis, priešslenkstinė veika, operacinis stiprintuvas, paleidimo grandinė.

Vilnius Gediminas technical university
Fakulty of **Electronics**
Department of **Computer Engineering**

ISBN ISSN
Copies No. **1**
Date **2014**

Elektronics Engineering study programme master thesis

Title: **Voltage and Current Bandgap Reference**

Author **Mantas Petravičius** Executive asist. **Karolis Kiela**

Thesis language

[X] Lithuanian
[ ] Foreign (English)

Annotation

In this master thesis voltage and current bandgap reference circuits, their structures and principles of operation, were studied and three voltage and current bandgap references with a different structure were designed. „Cadence“ software and IBM 0.18 μm 7RF CMOS process design kit were used to design the circuits. Principal electrical schemes and topologies of the references were designed and computer-based simulations of schemes and topologies were caried out and the results were compared. The designed references parameters: supply voltage – 1.8 V; output voltage – 500 mV; output current – 50 μA; temperature range from -40^0 C to 125^0 C; total power consumption – 1.11 mW; total area of chip 3791.1 μm^2.

The thesis consists of 6 major parts: introduction, regions analysis of MOS transistors, voltage and current bandgap reference circuits overview and principles of operation, design of voltage and current bandgap references, conclusions, literature.

Thesis consists of: 71 pages of text without appendixes, 62 illustrations, 7 tables, 26 bibliographical entries. Appendixes included.

Keywords: 0.18 μm, CMOS process, voltage and current bandgap reference, subthreshold region, operational amplifier, startup circuit.

TURINYS

PAVEIKSLŲ IR LENTELIŲ SĄRAŠAS 9
ĮVADAS 12
1. MOP TRANZISTORIŲ VEIKŲ ANALIZĖ 13
1.1. Atkirtos veika 14
1.2. Tiesinė veika 14
1.3. Soties veika 16
1.4. Priešslenkstinė veika 17
1.5. Apibendrinimas 18
2. STABILIZUOTOS ĮTAMPOS IR SROVĖS MAITINIMO ŠALTINIŲ GRANDINIŲ APŽVALGA IR VEIKIMO PRINCIPAI 19
2.1. Tradicinės stabilizuotos įtampos maitinimo šaltinio grandinės veikimo principas 19
2.2. Įtampos maitinimo šaltiniai, pagrįsti ΔV_{GS} 20
2.3. Įtampos šaltiniai, veikiantys MOSFET tranzistorių stiprios inversijos veikoje 21
2.4. Įtampos šaltiniai, veikiantys MOSFET tranzistorių silpnos inversijos veikoje 22
2.5. Srovės šaltiniai, pagrįsti MOSFET tranzistorių silpnos ir stiprios inversijos veikomis 25
2.6. Srovės šaltiniai, pagrįsti kvadratinės šaknies grandinėmis 25
2.7. Srovės šaltiniai, pagrįsti poslinkio technika be rezistorių 27
2.8. Apibendrinimas 28
3. STABILIOS ATRAMINĖS ĮTAMPOS IR SROVĖS MAITINIMO ŠALTINIŲ PROJEKTAVIMAS 29
3.1. Maitinimo šaltinis su operaciniu stiprintuvu 29
3.1.1. Pagrindinės šaltinio grandinės projektavimas 30
3.1.2. Operacinis stiprintuvas su paleidimo grandine 32
3.1.3. Modeliavimo rezultatai 33
3.1.4. Topologijos projektavimas ir modeliavimas 39
3.2. Maitinimo šaltinis be operacinio stiprintuvo 41
3.2.1. PTAT ir CTAT srovių grandinės 42
3.2.2. Išėjimo ir paleidimo grandinės 43
3.2.3. Modeliavimo rezultatai 44
3.2.4. Topologijos projektavimas ir modeliavimas 50
3.3. Maitinimo šaltinis su dviem operaciniais stiprintuvais 52
3.3.1. Šaltinio projektavimas 53
3.3.2. Modeliavimo rezultatai 55

3.3.3. Topologijos projektavimas ir modeliavimas 60
3.4. Apibendrinimas 63
IŠVADOS 68
LITERATŪRA 70
PRIEDAI 72

PAVEIKSLŲ IR LENTELIŲ SĄRAŠAS

Paveikslų sąrašas

1.1 pav. Indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus sandara [1] 13
1.2 pav. Indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus tiesinė veika [1] 14
1.3 pav. Indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus perdavimo (a) ir išėjimo (b) VACh [1] 15
1.4 pav. Indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus soties veika [1] 16
1.5 pav. Erlio įtampos ir kanalo moduliacijos koeficiento radimas iš tranzistoriaus išėjimo VACh 17
1.6 pav. Tranzistoriaus kanalu tekančios srovės priklausomybė nuo U_{DS} (a) ir U_{GS} (b) įtampų priešslenkstinėje veikoje [2] 18
2.1 pav. Tradicinė stabilizuotos įtampos maitinimo šaltinio grandinė [4] 19
2.2 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, pagrįsta skirtumu tarp dviejų nMOS tranzistorių užtūros-ištakos įtampų [5] 20
2.3 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, pagrįsta skirtumu tarp nMOS ir pMOS tranzistorių užtūros-ištakos įtampų [6] 21
2.4 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, veikianti stiprios inversijos veikoje [7] 22
2.5 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, pagrįsta srovės veidrodžiu [8] 23
2.6 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, veikianti priešslenkstinėje veikoje [9] 24
2.7 pav. Įtampos šaltinio grandinė, veikianti stiprios inversijos ir priešslenkstinėje veikose [10] .. 25
2.8 pav. Srovės maitinimo šaltinio grandinė be rezistorių [11] 25
2.9 pav. Srovės maitinimo šaltinis, pagrįstas kvadratinės šaknies grandine [12] 27
2.10 pav. Srovės maitinimo šaltinis, pagrįstas poslinkio grandine be rezistorių [13] 28
3.1 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su operaciniu stiprintuvu principinė elektrinė schema 29
3.2 pav. Pagrindinė stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio grandinė 30
3.3 pav. Operacinis stiprintuvas su paleidimo grandine 32
3.4 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros 33
3.5 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos 34
3.6 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų 34
3.7 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros 35
3.8 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos 35
3.9 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų 36
3.10 pav. Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas 36
3.11 pav. Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika 37

3.12 pav. Triukšmo priklausomybė nuo dažnio 38
3.13 pav. Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros 38
3. 14 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinio su operaciniu stiprintuvu topologija 40
3.15 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros (a – schemos; b – topologijos) 41
3.16 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos (a – schemos; b – topologijos) 41
3.17 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio be operacinio stiprintuvo principinė elektrinė schema 42
3.18 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros 44
3.19 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos 45
3.20 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų 45
3.21 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros 46
3.22 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos 46
3.23 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų 47
3.24 pav. Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas 47
3.25 pav. Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika 48
3.26 pav. Triukšmo priklausomybė nuo dažnio 49
3.27 pav. Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros 49
3.28 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinio be operacinio stiprintuvo topologija 50
3.29 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros (a – schemos; b – topologijos) 51
3.30 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos (a – schemos; b – topologijos) 51
3.31 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais principinė elektrinė schema 52
3.32 pav. Kilpinis operacinis stiprintuvas 53
3.33 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros 55
3.34 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos 56
3.35 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų 56
3.36 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros 57
3.37 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos 57
3.38 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų 58
3.39 pav. Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas 58
3.40 pav. Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika 59
3.41 pav. Triukšmo priklausomybė nuo dažnio 60
3.42 pav. Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros 60
3.43 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais topologija 61

3.44 pav. Kilpinio operacinio stiprintuvo topologija 62
3.45 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros (a – schemos; b – topologijos) 63
3.46 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos (a – schemos; b – topologijos) 63

Lentelių sąrašas

3.1 lentelė. Šaltinio su operaciniu stiprintuvu pereinamosios charakteristikos parametrai 37
3.2 lentelė. Šaltinio be operacinio stiprintuvo pereinamosios charakteristikos parametrai 48
3.3 lentelė. Šaltinio su operaciniais stiprintuvais pereinamosios charakteristikos parametrai 59
3.4 lentelė. Suprojektuotų stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinių parametrai 64
3.5 lentelė. Suprojektuotų stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinių stabilumo koeficientai 66
3.6 lentelė. Literatūroje apžvelgtų stabilios atraminės įtampos šaltinių stabilumo koeficientai 67
3.7 lentelė. Literatūroje apžvelgtų stabilios atraminės srovės šaltinių stabilumo koeficientai 67

ĮVADAS

Mažos galios ir itin didelės integracijos (angl. *Very Large Scale Integration* – VLSI) grandynų plėtra yra perspektyvi mikro- ir nanoelektronikos tyrimų sritis. Tokius VLSI grandynus galima naudoti mažos galios (angl. *Power-Aware*) aplikacijose, tokiose kaip nešiojamieji mobilieji prietaisai, implantuojami medicininiai įtaisai ir pažangių daviklių tinklai. Šitie prietaisai turi veikti su labai maža galia.

Kaip žingsnį link tokių VLSI, pirmiausia reikia sukurti įtampos ir srovės šaltinių grandynus, kurie galėtų veikti su maža vartojamąja srove. Todėl įtampos ir srovės šaltinių grandinės yra svarbūs mikro- ir nanoelektronikos blokai analoginių, skaitmeninių ir mišraus signalo grandynų sistemose, kadangi šių grandinių savybės daugiausia nulemia grandynų atramines įtampas ir sroves (angl. *Bias Voltages and Currents*). Šios grandinės generuoja pastovią šaltinio įtampą ir srovę kitiems komponentams, tokiems kaip operaciniai stiprintuvai, komparatoriai, analoginiai-skaitmeniniai ir skaitmeniniai-analoginiai keitikliai, osciliatoriai ir t. t.

Šio darbo tikslas ištirti stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandines, jų struktūras ir veikimo principus bei suprojektuoti tris skirtingos struktūros stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinius, atitinkančius iškeltus reikalavimus ir uždavinius. Projektuojamiems šaltiniams keliami tokie reikalavimai:

- Maitinimo įtampa 1,2 V;
- Išėjimo srovė 50 μA;
- Galimas maitinimo įtampos vertės svyravimas: ± 10 %;
- Mikroschemų bendras plotas nedidesnis nei 1 mm^2;
- Leidžiamas išėjimo įtampos vertės svyravimas – 1 %;
- Leidžiamas išėjimo srovės vertės svyravimas – 5 %;
- Aplinkos temperatūrų diapazonas nuo -20^0 C iki 100^0 C.

Keliami uždaviniai:

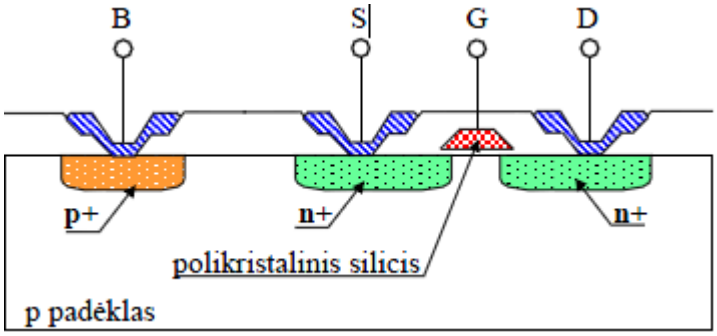
- Nubraižyti principines elektrines schemas ir apskaičiuoti elementų dydžius;
- Sumodeliuoti schemų pagrindines charakteristikas;
- Suprojektuoti topologijas;
- Sumodeliuoti topologijų pagrindines charakteristikas ir palyginti su schemomis;
- Palyginti suprojektuotus šaltinius tarpusavyje.

Projektavimui naudojamas *Cadence* programinis paketas ir *IBM CMOS 0.18 Micron 7RF* integrinių grandynų gamybos technologija.

1. MOP TRANZISTORIŲ VEIKŲ ANALIZĖ

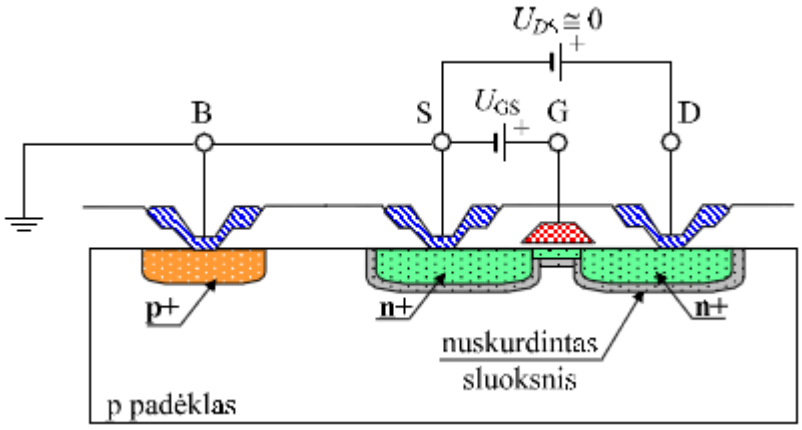
Prieš pradedant projektuoti stabilių atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandines, pirmiausia reikia išanalizuoti tranzistorių veikas. Tai reikia padaryti todėl, kad projektuojamuose šaltiniuose bus naudojami tranzistoriai, veikiantys skirtingose veikose. Kadangi šiame darbe bus naudojami tik lauko tranzistoriai (angl. *Field-Effect Tranzistors* – FET), todėl dvipolių (angl. *Bipolar*) tranzistorių veikimas nebus analizuojamas. Lauko tranzistorius – tai puslaidininkinis prietaisas, kuriame srovė yra valdoma elektriniu lauku, keičiant pagrindinių krūvininkų srautą laidžiame kanale. Lauko tranzistoriai klasifikuojami pagal tai, kokiu būdu sukuriamas laidus kanalas. Šiuo metu labiausiai paplitę vadinamieji metalo-oksido-puslaidininkio (MOP) (angl. *Metal-Oxide-Semiconductor* – MOS) lauko tranzistoriai, kuriuose srovę sukuria specialiai suformuoto kanalo pagrindiniai krūvininkai – elektronai arba skylės. Pagal tranzistorių konstrukciją ir gamybos technologiją MOP tranzistoriai skirstomi į tris pagrindines grupes: *n* kanalo – NMOP, *p* kanalo – PMOP ir grandynai su jungtiniais, komplementariaisiais tranzistoriais – KMOP, kai viename luste (angl. *Die*) yra PMOP ir NMOP tranzistoriai. Taip pat būtina išskirti MOP tranzistorius su indukuotuoju ir sudarytuoju kanalu, kurių esminiai skirtumai bus aptarti nagrinėjant tranzistorių veikas.

Kadangi projektuojant stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinius svarbiausi elementai yra NMOP tranzistoriai, tai detali MOP tranzistorių veikų analizė pradedama nuo indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus struktūros, kuri pavaizduota 1.1 pav. *p* tipo laidumo silicio plokštelėje sudaromos *n*+ laidumo sritys. Jos vadinamos ištaka *S* (angl. *Source*) ir santaka *D* (angl. *Drain*), o pati plokštelė vadinama padėklu *B* (angl. *Bulk*). Tarpas tarp ištakos ir santakos sričių padengtas SiO_2 sluoksniu, ant kurio sudarytas užtūros *G* (angl. *Gate*) elektrodas, kuris su atsarga dengia tarpą tarp ištakos ir santakos sričių. Šis valdymo elektrodas dažniausiai būna iš aliuminio, vario arba iš legiruoto *n*+ tipo priemaišomis polikristalinio silicio.



1.1 pav. Indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus sandara [1]

Nagrinėjant NMOP tranzistoriaus veikimą jis jungiamas pagal bendrosios ištakos schemą (1.2 pav.). Teigiama užtūros-ištakos įtampa U_{GS} tarp užtūros ir padėklo sukuria *p* tipo padėklo tūryje elektrinį lauką, kuris stumia skyles nuo užtūros gilyn į padėklą. Jeigu užtūros teigiamas potencialas yra pakankamai didelis ir viršija slenkstinę įtampą U_{th} (angl. *Threshold Voltage*), tai prie paviršiaus susikaupia elektronai ir susiformuoja *n* tipo kanalas tarp ištakos ir santakos. Kuo aukštesnis užtūros potencialas, tuo daugiau elektronų yra kanale, tuo didesnis kanalo laidumas. Taigi indukuotojo kanalo MOP tranzistorius yra praturtintosios veikos tranzistorius (angl. *Enhancement* MOSFET).



1.2 pav. Indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus tiesinė veika [1]

Tuo tarpu MOP tranzistoriuose su sudarytuoju *n* arba *p* laidumo kanalu, priklausomai nuo užtūros įtampos, krūvininkų koncentracija kanale gali didėti arba mažėti, t. y. gali būti praturtintoji arba nuskurdintoji tranzistorių veika. Dėl pastarosios priežasties MOP tranzistoriai su sudarytuoju kanalu yra vadinami nuskurdintosios-praturtintosios veikos tranzistoriais (angl. *Depletion-Enhancement* MOSFET).

1.1 Atkirtos veika

Indukuotas kanalas susidaro, kai U_{GS} įtampa viršija slenkstinę įtampa U_{th}. Esant priešingai sąlygai tranzistorius yra atkirtos veikoje (angl. *Cut-Off Region*) ir per jį srovė neteka. Taigi pirmoji MOP tranzistoriaus veika yra atkirtos. Šioje veikoje tranzistoriaus kanalu tekančios srovės I_{DS} matematinė išraiška užrašoma taip:

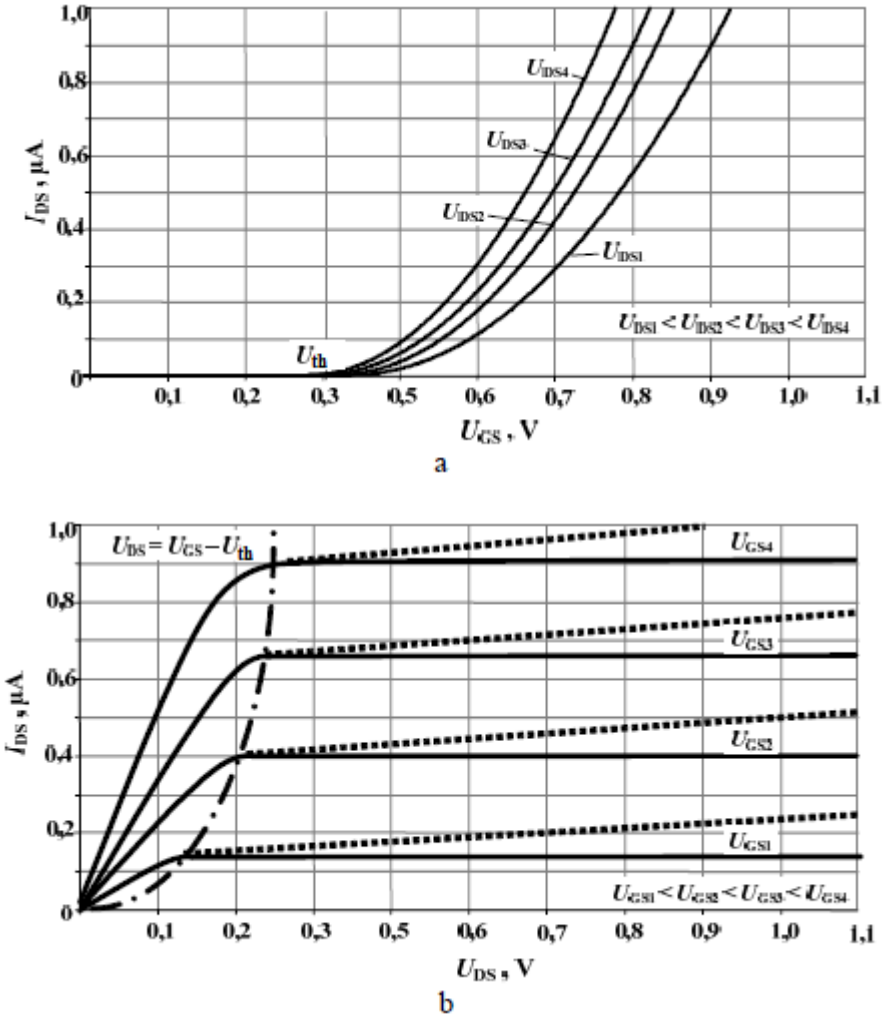
$$I_{DS} = 0, \text{ kai } U_{GS} - U_{th} < 0. \qquad (1.1)$$

Tai reiškia, kad esant šiai sąlygai tranzistorius yra uždaras ir jo kanalu tekanti srovė lygi nuliui.

1.2 Tiesinė veika

Veikiant nedidelei santakos-ištakos įtampai U_{DS}, tranzistoriaus kanalas veikia kaip tiesinė varža, o ši veika yra vadinama tiesine veika (angl. *Linear Region*). Tačiau tai galioja, kai yra

tenkinama $U_{DS}<U_{GS}-U_{th}$ sąlyga. Tranzistoriaus perdavimo voltamperinė charakteristika (VACh) ir slenkstinė įtampa U_{th} pateiktos 1.3 pav., a.



1.3 pav. Indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus perdavimo (a) ir išėjimo (b) VACh [1]

Tranzistoriaus tiesinė veika yra apibrėžiama taip:

$$I_{DS} = K\frac{W}{L}\left[\left(U_{GS} - U_{th}\right) - \frac{U_{DS}}{2}\right]U_{DS}, \text{ kai } 0 \le U_{DS} < \left(U_{GS} - U_{th}\right), \tag{1.2}$$

čia W – tranzistoriaus kanalo plotis; L – tranzistoriaus kanalo ilgis; K – pereigos laidis (angl. T*ransconductance Parameter*). Pereigos laidis NMOP tranzistoriams bus žymimas K_n, o PMOP – K_p. Ši konstantayra lygi:

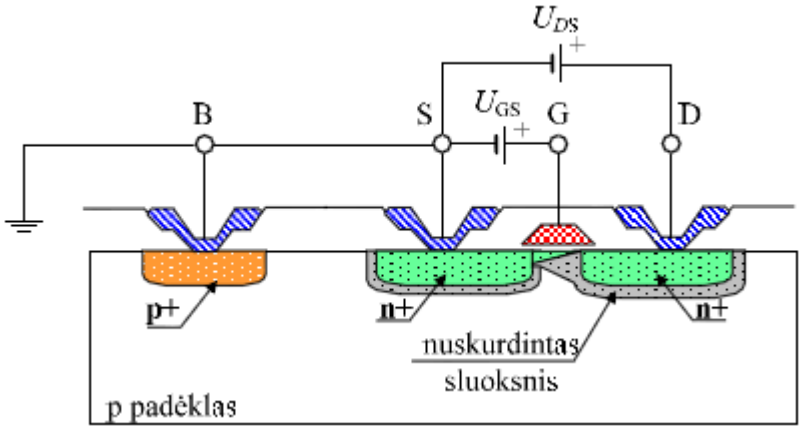
$$K = \mu_0 C_{ox}, \tag{1.3}$$

čia C_{ox} – užtūros oksido savitoji talpa; μ_0 – krūvininkų judris tranzistoriaus kanale.

NMOP tranzistoriaus išėjimo VACh pateikta 1.3 pav., b. Jame tiesinė tranzistoriaus veika yra intervale $U_{DS} \in [0; U_{GS}-U_{th})$.

1.3 Soties veika

Didinant santakos-ištakos įtampą U_{DS}, auga kanalo dalies, kuri yra arti santakos, potencialas. Jeigu užtūros potencialas U_{GS} nekinta, tuomet, padidėjus kanalo potencialui, sumažėja užtūros ir kanalo potencialų skirtumas, t. y. susilpnėja elektrinis laukas, kuris stumia skyles gilyn į padėklą ir traukia elektronus link užtūros. Todėl, kai $U_{DS}>0$, elektronų koncentracija kanale mažėja, judant nuo ištakos link santakos (1.4 pav.). Kai užtūros-santakos įtampa U_{GD} ($U_{GD}=U_{GS}-U_{DS}$), mažesnė už slenkstinę įtampą U_{th}, prie santakos srities laidus kanalas nustoja egzistuoti, o elektronų judėjimą pradeda lemti elektrinis laukas, kuris egzistuoja santakos kanalo nuskurdintame sluoksnyje. Šis laukas ekstrahuoja (ištraukia, išsiurbia) elektronus iš kanalo į santaką. Toliau didinant santakos-ištakos įtampą U_{DS}, tranzistoriaus kanalu tekanti srovė I_{DS} beveik nesikeičia. Todėl MOP tranzistoriaus veika, kurioje tenkinama nelygybė $0<(U_{GS}-U_{th})\leq U_{DS}$ yra vadinama soties veika (angl. *Saturation Region*) arba stiprios inversijos veika (angl. *Strong Inversion Region*) [1].



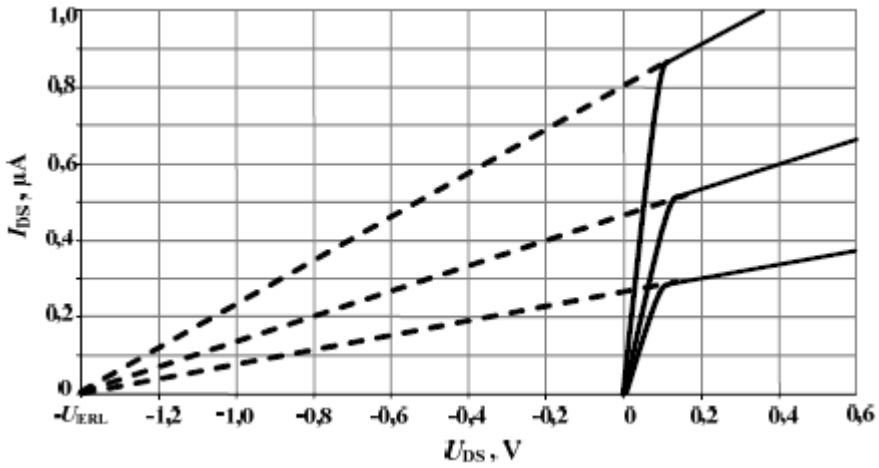
1.4 pav. Indukuotojo kanalo NMOP tranzistoriaus soties veika [1]

Taigi trečioji tranzistoriaus veika vadinama soties. Ši veika prasideda kai $U_{DS}=U_{GS}-U_{th}$. Tranzistoriaus kanalu tekanti I_{DS} srovė nepriklauso nuo U_{DS} ir išreiškiama tokiu būdu:

$$I_{DS}=K\frac{W}{2L}\left(U_{GS}-U_{th}\right)^2,\ \text{kai}\ 0<\left(U_{GS}-U_{th}\right)\leq U_{DS}. \qquad (1.4)$$

Tačiau realiu atveju, I_{DS} srovė soties veikoje nežymiai tiesiškai didėja. Tai 1.3 pav., b, soties veikoje vaizduoja punktyrinės linijos. Pratęsus išėjimo charakteristikų tiesines dalis, linijos susikerta praktiškai viename abscisių ašies taške $-U_{ERL}$ (1.5 pav.). Įtampa U_{ERL} vadinama Erlio įtampa, o jai atvirkščias dydis – λ kanalo ilgio moduliacijos koeficientas (angl. *Channel Length Modulation Coefficient*):

$$\lambda=\frac{1}{\left|U_{ERL}\right|}. \qquad (1.5)$$



1.5 pav. Erlio įtampos ir kanalo moduliacijos koeficiento radimas iš tranzistoriaus išėjimo VACh

Įvertinus (1.4) ir (1.5) formules, tranzistoriaus soties veiką galima patikslinti ir išreikšti tokiu būdu:

$$I_{DS} = K\frac{W}{2L}\left(U_{GS} - U_{th}\right)^2\left(1+\lambda U_{DS}\right), \text{ esant } 0 < \left(U_{GS} - U_{th}\right) \le U_{DS} \text{ sąlygai.} \qquad (1.6)$$

1.4 Priešslenkstinė veika

Nors 1.1 poskyryje buvo teigta, kad kai MOP tranzistoriaus užtūros-ištakos įtampa U_{GS} yra mažesnė už slenkstinę įtampą U_{th}, tai tranzistoriaus kanalu tekanti srovė I_{DS} lygi nuliui. Tačiau tai nėra visiškai teisingas teiginys, nes realiu atveju kai užtūros-ištakos įtampa U_{GS} yra šiek tiek mažesnė už slenkstinę įtampą U_{th}, tai per tranzistorių teka labai maža srovė, kuri kinta eksponentiškai. O tokia tranzistoriaus veika vadinama priešslenkstine veika (angl. *Subthreshold Region*) arba silpnos inversijos veika (angl. *Weak Inversion Region*) [2; 3].

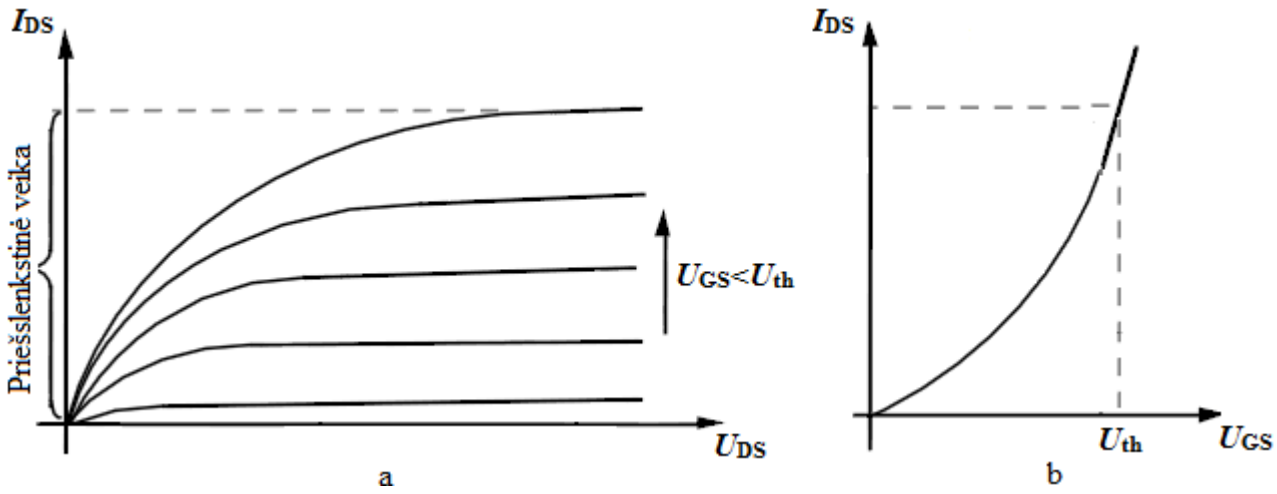
Taigi paskutinė tranzistoriaus veika yra priešslenkstinė. Ši veika būna kai užtūros-ištakos įtampa U_{GS} yra mažesnė už slenkstinę įtampą U_{th}. Tranzistoriaus kanalu tekanti I_{DS} srovė yra eksponentinė funkcija nuo U_{GS} ir U_{DS} įtampų (1.6 pav.) ir išreiškiama tokiu būdu:

$$I_{DS} = I_0\frac{W}{L}e^{\left(\frac{U_{GS}-U_{th}}{nU_T}\right)}\left(1-e^{\left(-\frac{U_{DS}}{U_T}\right)}\right), \text{ kai } U_{GS} < U_{th}. \qquad (1.7)$$

čia I_0 – srovė, kai U_{GS} lygi U_{th} ($I_0 = 2n\mu_0 C_{ox}U_T^2$); n – priešslenkstinis nuolydžio koeficientas (angl. *Subthreshold Slope Factor*); U_T – šiluminė įtampa (angl. *Thermal Voltage*) ($U_T = kT/q$); k – Bolcmano konstanta; T – absoliutinė temperatūra; q – elementarusis krūvis.

Kai U_{DS} > 0,1 V, tuomet I_{DS} beveik nepriklauso nuo U_{DS} ir apskaičiuojama taip:

$$I_{DS} = I_0\frac{W}{L}e^{\left(\frac{U_{GS}-U_{th}}{nU_T}\right)}, \text{ kai } U_{GS} < U_{th}. \qquad (1.8)$$



1.6 pav. Tranzistoriaus kanalu tekančios srovės priklausomybė nuo U_{DS} (a) ir U_{GS} (b) įtampų priešslenkstinėje veikoje [2]

1.5 Apibendrinimas

Šiame skyriuje aptartos MOP tranzistorių veikos ir pagrindiniai parametrai. Dažniausiai MOP tranzistoriai jungiami taip, kad jie būtų soties veikoje, kadangi šioje veikoje tranzistoriaus kanalu tekanti srovė beveik nebepriklauso nuo santakos-ištakos įtampos U_{DS}. Todėl dauguma šiame darbe projektuojamų maitinimo šaltinių tranzistorių taip pat veiks soties veikoje. Tačiau projektuojant stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinius svarbiausia tranzistoriaus veika yra priešslenkstinė, kadangi šioje veikoje tranzistoriaus kanalu tekanti srovė priklauso nuo temperatūros. Todėl svarbiausi šiame darbe projektuojamų maitinimo šaltinių tranzistoriai veiks priešslenkstinėje veikoje.

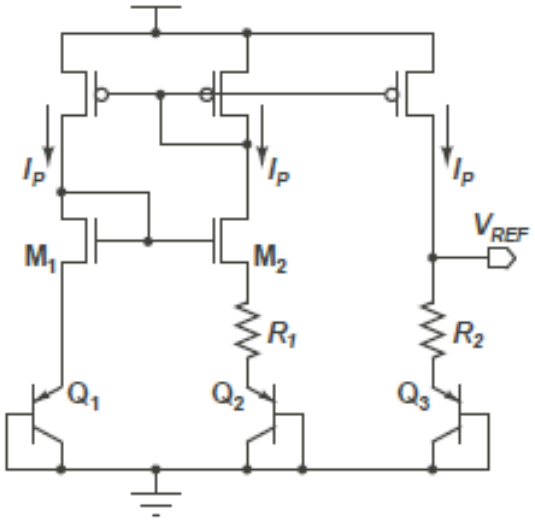
Aptartos MOP tranzistorių veikos bei pagrindiniai parametrai padės apskaičiuoti projektuojamų maitinimo šaltinių pagrindinius parametrus bei šiuos šaltinius sudarančių tranzistorių geometriją.

2. STABILIZUOTOS ĮTAMPOS IR SROVĖS MAITINIMO ŠALTINIŲ GRANDINIŲ APŽVALGA IR VEIKIMO PRINCIPAI

Stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandinės (angl. *Voltage and Current Bandgap Reference Circuits*) yra plačiai naudojamos kaip stabilios įtampos ir srovės šaltiniai. Šios grandinės generuoja šaltinių įtampas ir sroves, nepriklausančias nuo IG gamybos procesų variacijų, maitinimo įtampos bei temperatūros ir jos gali būti sudarytos iš MOSFET tranzistorių, dvipolių tranzistorių, rezistorių bei kondensatorių arba jų kombinacijų. Toliau bus nagrinėjami šių grandinių veikimo principai.

2.1 Tradicinės stabilizuotos įtampos maitinimo šaltinio grandinės veikimo principas

Tradicinė (plačiai paplitusi) stabilizuotos įtampos šaltinio grandinė pavaizduota 2.1 pav.



2.1 pav. Tradicinė stabilizuotos įtampos maitinimo šaltinio grandinė [4]

Dvipolio tranzistoriaus kolektoriaus srovė I_C apskaičiuojama taip:

$$I_C = KI_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right), \tag{2.1}$$

čia K – tranzistoriaus dydis; I_S – soties srovė; V_{BE} – bazės-emiterio įtampa, V_T – šiluminė įtampa.

2.1 pav. pavaizduotoje grandinėje, veikimo srovė I_P priklauso nuo Q_1 ir Q_2 tranzistorių dydžių ir rezistoriaus R_1, ir ji apskaičiuojama taip:

$$I_P = \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{R_1} = \frac{V_T \ln\left(\frac{K_2}{K_1}\right)}{R_1}. \tag{2.2}$$

I_P srovė yra proporcinga absoliutiniai temperatūrai (angl. *Proportional To Absolute Temperature* – PTAT). R_2 rezistorius ir Q_3 tranzistorius priima srovę per srovės veidrodžio grandinę ir sukuria išėjimo įtampą V_{REF}, kuri apskaičiuojama taip:

$$V_{REF} = V_{BE3} + I_P R_2 = V_{BE3} + \frac{R_2}{R_1} V_T \ln\left(\frac{K_2}{K_1}\right). \quad (2.3)$$

2.3 lygtis parodo, kad V_{REF} gali būti išreiškiama kaip suma bazės-emiterio įtampos ir šiluminės įtampos, padaugintos iš rezistorių santykio. Kadangi V_{BE} turi neigiamą temperatūrinį koeficientą, o V_T – teigiamą temperatūrinį koeficientą, tai išėjimo įtampą V_{REF} su temperatūriniu koeficientu lygiu 0 galima gauti koreguojant rezistorių santykį. Išėjimo įtampa yra apie 1,25 V ir tai yra arti teorinio silicio draustinės energijos juostos pločio (1,22 eV) prie 0 K temperatūros [4].

2.2 Įtampos maitinimo šaltiniai, pagrįsti ΔV_{GS}

Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, pagrįsta skirtumu tarp dviejų nMOS tranzistorių užtūros-ištakos įtampų pavaizduota 2.2 pav. Ši grandinė susideda iš M_1 ir M_2 nMOS tranzistorių su skirtinga slenkstine įtampa.

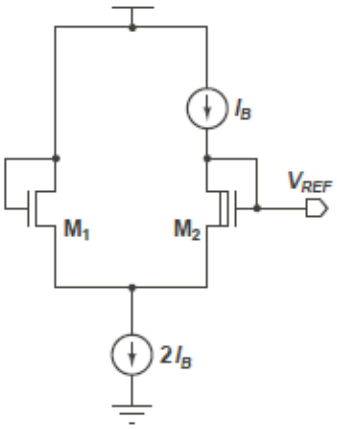
Santakos srovė I_{DS}, kai tranzistorius veikia stiprios inversijos veikoje, apskaičiuojama taip:

$$I_{DS} = \frac{K\beta}{2}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2, \quad (2.4)$$

čia K – tranzistoriaus kraštinių santykis; β – srovės stiprinimo koeficientas ($=\mu C_{OX}$).

Todėl šio maitinimo šaltinio įtampa apskaičiuojama taip:

$$V_{REF} = V_{GS1} - V_{GS2} \approx V_{TH01} - V_{TH02}\ . \quad (2.5)$$



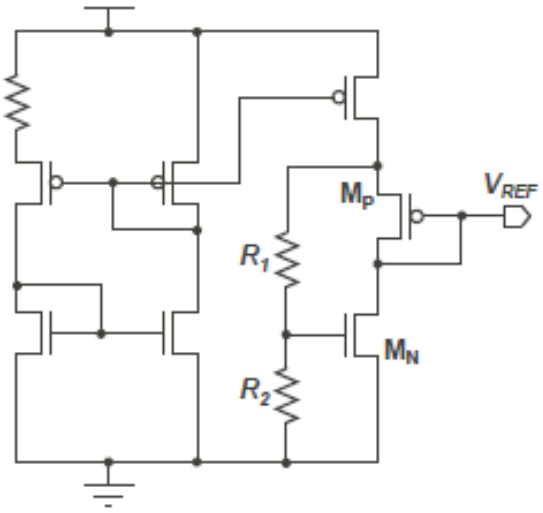
2.2 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, pagrįsta skirtumu tarp dviejų nMOS tranzistorių užtūros-ištakos įtampų [5]

Slinkties srovė (angl. *Bias Current*) I_B naudojama labai maža, todėl β temperatūrinė priklausomybė ignoruojama. Tai reiškia, kad gaunama maitinimo šaltinio išėjimo įtampa, kuri

priklauso tik nuo slenkstinių įtampų skirtumo. Tačiau grandinei reikia daugialypio slenkstinės įtampos proceso ir kad būtų panaikinta maitinimo šaltinio įtampos temperatūrinė priklausomybė. O tai reiškia, kad procesas turi būti kontroliuojamas įdėmiai, t. y. taip, kad dviejų slenkstinių įtampų temperatūrinis koeficientas *k* turėtų tą pačią vertę kiekviename MOSFET tranzistoriuje [5].

Kita įtampos maitinimo šaltinio grandinė, pagrįsta skirtumu tarp nMOS ir pMOS tranzistorių užtūros-ištakos įtampų, naudojant standartinį CMOS procesą, pavaizduota 2.3 pav. Visi MOSFET tranzistoriai veikia stiprios inversijos veikoje. Šio šaltinio įtampa apskaičiuojama taip:

$$V_{REF} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{GSN} - V_{GSP}. \tag{2.6}$$



2.3 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, pagrįsta skirtumu tarp nMOS ir pMOS tranzistorių užtūros-ištakos įtampų [6]

Taigi, koreguojant rezistorių santykį ir tranzistorių dydžius, slenkstinių įtampų temperatūrinė priklausomybė gali būti panaikinta, o judrių temperatūrinė priklausomybė gali būti panaikinta tik esant kambario temperatūrai. Tai reiškia, kad išėjimo įtampos temperatūrinis koeficientas pablogės plačiame temperatūrų diapazone [6].

2.3 Įtampos šaltiniai, veikiantys MOSFET tranzistorių stiprios inversijos veikoje

Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, susidedanti iš M_3-M_8 tranzistorių, veikiančių stiprios inversijos veikoje, ir M_1-M_2 tranzistorių, veikiančių priešslenkstinėje veikoje, pavaizduota 2.4 pav. Šioje grandinėje keturiems MOSFET tranzistoriams (M_1-M_4) užtūros-ištakos įtampos sudaro uždarą kontūrą, kuriame $V_{GS3} + V_{GS1} = V_{GS2} + V_{GS4}$, t. y.:

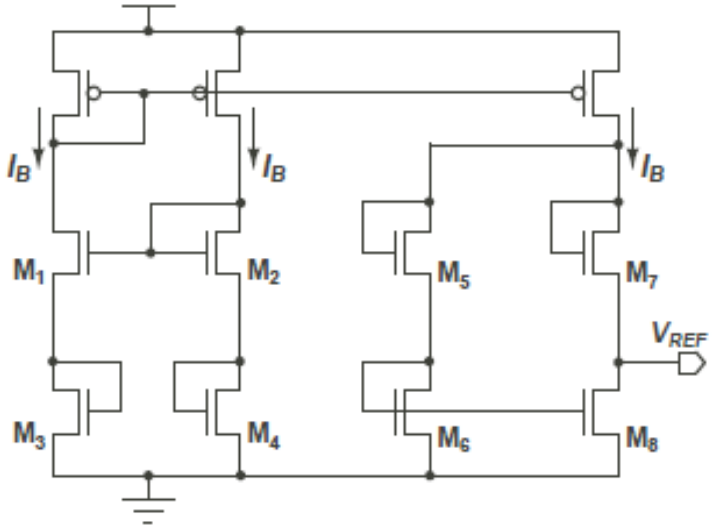
$$\eta V_T \ln\left(\frac{K_2}{K_1}\right) = \sqrt{\frac{2I_B}{K_4\beta}} - \sqrt{\frac{2I_B}{K_3\beta}}. \tag{2.7}$$

Todėl, slinkties srovė I_B gali būti išreiškiama taip:

$$I_B = \frac{K_4\beta}{2}\eta^2 V_T^2 \ln^2\left(\frac{K_2}{K_1}\right)\left(\frac{\sqrt{K_3}}{\sqrt{K_3}-\sqrt{K_4}}\right)^2. \tag{2.8}$$

Tranzistoriai M_5-M_8 priima I_B srovę ir generuoja išėjimo įtampą. Didžioji dalis I_B srovės turi tekėti per M_7 ir M_8 tranzistorius, o ne per M_5 ir M_6 tam, kad kompensuoti judrio μ temperatūrinę priklausomybę. Todėl išėjimo įtampa gali būti apskaičiuojama taip:

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V_{GS8} + V_{GS5} - V_{GS7} = V_{TH} + \sqrt{\frac{2I_B}{\beta}}\left(\frac{1}{\sqrt{K_8}}\left(1+\sqrt{\frac{K_6}{K_5}}\right)-\frac{1}{\sqrt{K_7}}\right) = \\ &= V_{TH} + \eta V_T \ln\left(\frac{K_2}{K_1}\right)\frac{\sqrt{K_3K_4}}{\sqrt{K_3}-\sqrt{K_4}}\left(\frac{1}{\sqrt{K_8}}\left(1+\sqrt{\frac{K_6}{K_5}}\right)-\frac{1}{\sqrt{K_7}}\right) \end{aligned}. \tag{2.9}$$



2.4 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, veikianti stiprios inversijos veikoje [7]

Kadangi V_{TH} turi neigiamą temperatūrinį koeficientą, o V_T turi teigiamą temperatūrinį koeficientą, tai išėjimo įtampa V_{REF} su temperatūriniu koeficientu lygiu 0 gali būti gauta, koreguojant tranzistorių dydį [7].

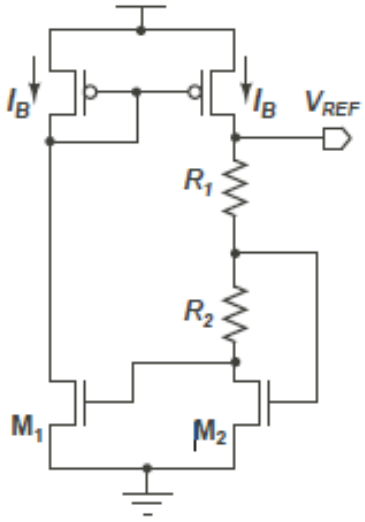
2.4 Įtampos šaltiniai, veikiantys MOSFET tranzistorių silpnos inversijos veikoje

Įtampos maitinimo šaltinis, naudojantis srovės veidrodžio grandinę, kurioje visi MOSFET tranzistoriai veikia priešslenkstinėje veikoje, pavaizduotas 2.5 pav. Ši grandinė suformuoja uždarą kontūrą, kuriame $V_{GS1} = V_{GS2} - I_B R_2$. Taigi I_B srovė gali būti išreiškiama taip:

$$I_B = \frac{V_{GS2} - V_{GS1}}{R_2} = \frac{\eta V_T \ln\left(\frac{K_1}{K_2}\right)}{R_2}. \tag{2.10}$$

Išėjimo įtampa apskaičiuojama taip:

$$V_{REF} = V_{GS2} + I_B R_1 = V_{GS2} + \frac{R_1}{R_2}\eta V_T \ln\left(\frac{K_1}{K_2}\right). \tag{2.11}$$



2.5 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, pagrįsta srovės veidrodžiu [8]

Kadangi V_{GS} turi neigiamą temperatūrinį koeficientą, o V_T turi teigiamą temperatūrinį koeficientą, tai išėjimo įtampa V_{REF} su temperatūriniu koeficientu lygiu 0 gali būti gauta, koreguojant rezistorių santykį [8].

Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, veikianti priešslenkstinėje veikoje, pavaizduota 2.6 pav. I_1 ir I_2 srovės yra apskaičiuojamos taip:

$$I_1 = \frac{V_{GS8} - V_{GS9}}{R_2} = \frac{\eta V_T \ln\left(\frac{K_9}{K_8}\right)}{R_2}, \tag{2.12}$$

$$I_2 = \frac{V_{GS3}}{R_1} - \frac{K_5}{K_6} I_1. \tag{2.13}$$

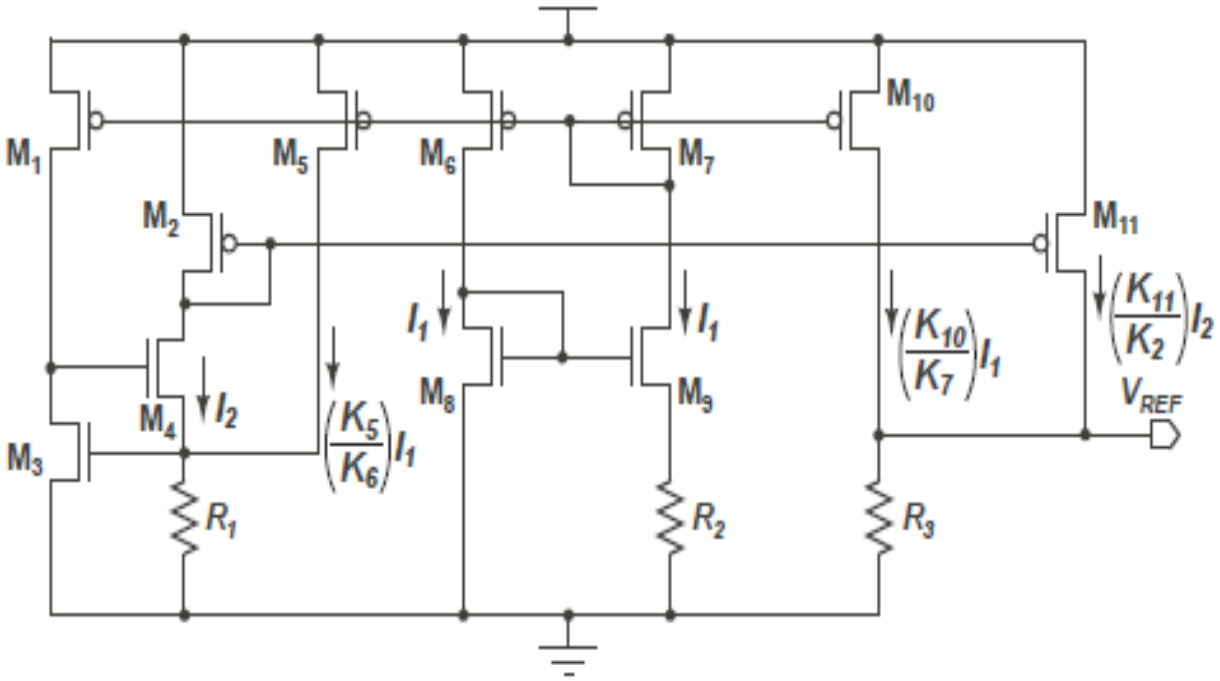
Todėl, išėjimo įtampa gali būti išreiškiama taip:

$$V_{REF} = \left(\frac{K_{10}}{K_7} I_1 + \frac{K_{11}}{K_2} I_2\right) R_3 = \frac{K_{11}}{K_2}\frac{R_3}{R_1} V_{GS3} + \left(\frac{K_{10}}{K_7} - \frac{K_{11}K_5}{K_2 K_6}\right)\frac{R_3}{R_2}\eta V_T \ln\left(\frac{K_9}{K_8}\right). \tag{2.14}$$

Kadangi V_{GS} turi neigiamą temperatūrinį koeficientą, o V_T turi teigiamą temperatūrinį koeficientą, tai išėjimo įtampa V_{REF} su temperatūriniu koeficientu lygiu 0 gali būti gauta, koreguojant rezistorių santykį ir tranzistorių dydžius [9].

2.5 pav. ir 2.6 pav. pavaizduotose įtampos maitinimo šaltinių grandinėse galios išsisklaidymas yra mažesnis nei 2.3 pav. pavaizduotoje grandinėje. Tačiau norint pasiekti submikrovatinį veikimą,

šioms grandinėms reikia didelės varžos (kelių šimtų megaomų) rezistorių (didėja užimamas plotas luste).



2.6 pav. Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, veikianti priešslenkstinėje veikoje [9]

Įtampos maitinimo šaltinio grandinė, naudojanti dviejų skirtingų slenkstinių įtampų įrenginius, pavaizduota 2.7 pav. Tranzistoriai M_1 ir M_3 su didele V_{TH} veikia priešslenkstinėje veikoje, o M_2 ir M_4 tranzistoriai veikia stiprios inversijos veikoje. Kadangi $V_{GS1} = V_{GS2}$ ir $V_{GS3} = V_{GS4}$, tai:

$$V_{TH_{HIGH}} + \eta V_T \ln\left(\frac{I_1}{K_1 I_0}\right) = V_{TH} + \sqrt{\frac{2I_2}{K_2 \beta}}, \tag{2.15}$$

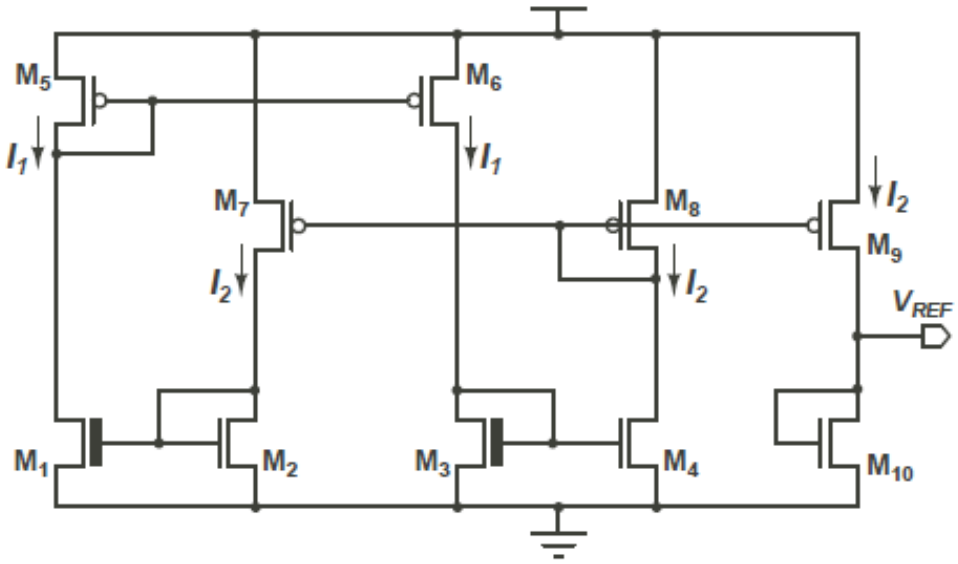
$$V_{TH_{HIGH}} + \eta V_T \ln\left(\frac{I_1}{K_3 I_0}\right) = V_{TH} + \sqrt{\frac{2I_2}{K_4 \beta}}. \tag{2.16}$$

Todėl, išėjimo apkrovos srovė I_2 gali būti išreikšta taip:

$$I_2 = \frac{K_4 \beta}{2\left(\sqrt{\frac{K_4}{K_2}} - 1\right)^2} \eta^2 V_T^2 \ln^2\left(\frac{K_3}{K_1}\right). \tag{2.17}$$

Tranzistorius M_{10} priima I_2 srovę ir išėjimo įtampa apskaičiuojama taip:

$$V_{REF} = V_{TH} + \sqrt{\frac{2I_2}{K_{10}\beta}} = V_{TH} + \eta V_T \ln\left(\frac{K_3}{K_1}\right) \frac{\sqrt{\frac{K_4}{K_{10}}}}{\sqrt{\frac{K_4}{K_2}} - 1}. \tag{2.18}$$



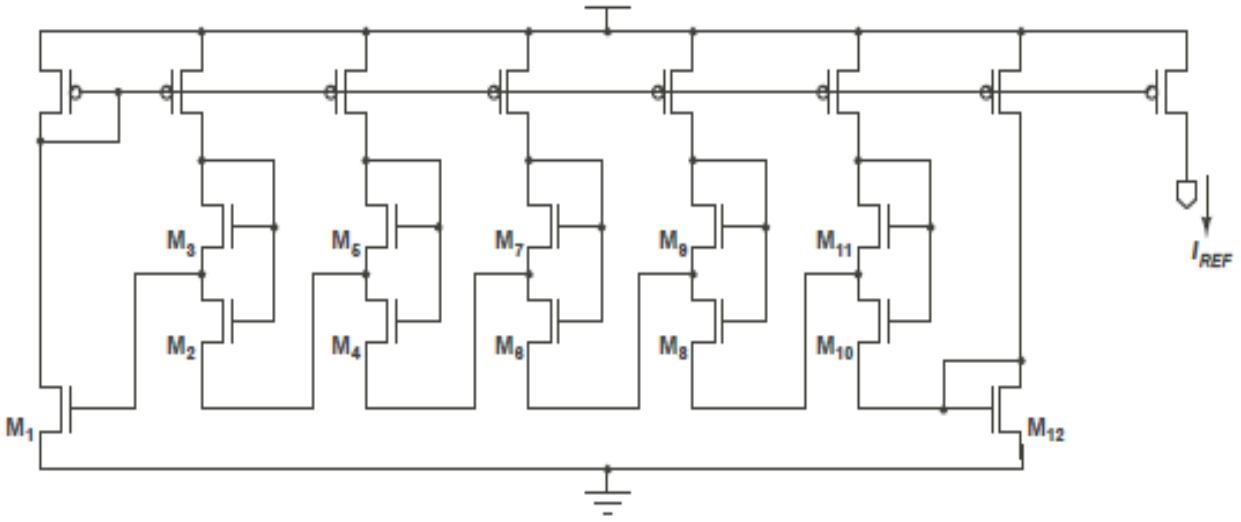
2.7 pav. Įtampos šaltinio grandinė, veikianti stiprios inversijos ir priešslenkstinėje veikose [10]

Kadangi V_{TH} turi neigiamą temperatūrinį koeficientą, o V_T turi teigiamą temperatūrinį koeficientą, tai išėjimo įtampa V_{REF} su temperatūriniu koeficientu lygiu 0 gali būti gauta, koreguojant tranzistorių dydį [10].

2.5 Srovės šaltiniai, pagrįsti MOSFET tranzistorių silpnos ir stiprios inversijos veikomis

Srovės maitinimo šaltinio grandinė be rezistorių pavaizduota 2.8 pav. Tranzistoriai M_2-M_{11} veikia silpnos inversijos veikoje, o M_1 ir M_{12} tranzistoriai veikia stiprios inversijos veikoje. M_1-M_{12} tranzistorių užtūros-ištakos įtampos sudaro uždarą kontūrą, todėl:

$$V_{GS1} = V_{GS12} + V_{GS10} - V_{GS11} + V_{GS8} - V_{GS9} + V_{GS6} - V_{GS7} + V_{GS4} - V_{GS5} + V_{GS2} - V_{GS3}. \qquad (2.19)$$



2.8 pav. Srovės maitinimo šaltinio grandinė be rezistorių [11]

Darant prielaidą, kad tranzistorių M_2-M_{10} korpuso efektai yra ignoruojami, išėjimo srovė I_{REF} apskaičiuojama taip:

$$I_{REF} = \frac{\beta}{2}\eta^2 V_T^2 \ln^2\left(120 \cdot \frac{K_{11}K_9K_7K_5K_3}{K_{10}K_8K_6K_4K_2}\right)\left(\frac{K_1K_{12}}{K_{12}-K_1}\right). \quad (2.20)$$

Maitinimo šaltinio srovės temperatūrinis koeficientas apskaičiuojamas taip:

$$T.C. = \frac{1}{I_{REF}}\frac{dI_{REF}}{dT} = \frac{1}{\mu}\frac{d\mu}{dT} + \frac{1}{V_T^2}\frac{dV_T^2}{dT} = \frac{2-m}{T}. \quad (2.21)$$

Standartiniame CMOS procese judrio temperatūros eksponentė *m* yra 1,5. Todėl, išėjimo srovė turi teigiamą temperatūrinę priklausomybę. Be to, nors M_2-M_{11} ir M_1, M_{12} tranzistorių slinkties srovė turi tą pačią vertę, nanoamperų eilės, tačiau jie veikia skirtingose veikose. Taigi, tranzistoriai turi būti labai tikslaus dydžio [11].

2.6 Srovės šaltiniai, pagrįsti kvadratinės šaknies grandinėmis

Srovės maitinimo šaltinis, pagrįstas kvadratinės šaknies grandine, pavaizduotas 2.9 pav. Tranzistoriai M_1-M_4 veikia priešslenkstinėje veikoje, o kiti tranzistoriai veikia stiprios inversijos veikoje. M_1-M_4 tranzistorių užtūros-ištakos įtampos sudaro uždarą kontūrą, kuriame $V_{GS1}+V_{GS2}=V_{GS3}+V_{GS4}$, todėl:

$$I_{REF} = \sqrt{\frac{K_3K_4}{K_1K_2}I_1I_2}. \quad (2.22)$$

I_1 srovė yra nustatoma pagal M_5, M_6 ir M_7 tranzistorių užtūros-ištakos įtampas. Kadangi $V_{GS7}+V_{GS6}=V_{DD}+V_{GS5}$, todėl (priimant, kad $K_6=K_7$) I_1 srovė gali būti apskaičiuojama taip:

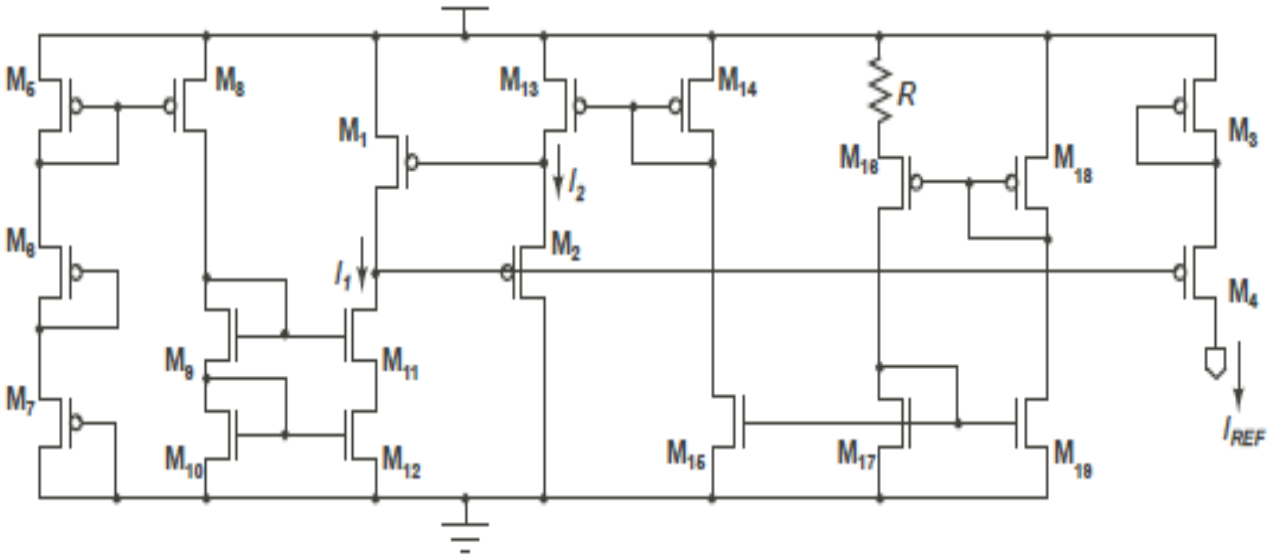
$$I_1 = \frac{\beta\left(V_{DD}-3V_{TH}\right)^2}{2\left(1+2\sqrt{\frac{K_5}{K_6}}\right)^2}. \quad (2.23)$$

β daugiklio grandinė sudaryta iš M_{16}-M_{19} tranzistorių ir R rezistoriaus. Ši grandinė generuoja I_2 srovę. Kadangi $V_{GS18}=V_{GS16}+I_2R$, tai I_2 srovė apskaičiuojama taip:

$$I_2 = \frac{2}{\beta R^2}\left(1-\sqrt{\frac{K_{18}}{K_{16}}}\right)^2. \quad (2.24)$$

Iš 2.22, 2.23 ir 2.24 lygčių išėjimo srovė išreiškiama taip:

$$I_{REF} = \sqrt{\frac{K_3K_4}{K_1K_2}}\frac{1-\sqrt{\frac{K_{18}}{K_{16}}}}{1+2\sqrt{\frac{K_5}{K_6}}}\frac{V_{DD}-3V_{TH}}{R}. \quad (2.25)$$



2.9 pav. Srovės maitinimo šaltinis, pagrįstas kvadratinės šaknies grandine [12]

Išėjimo srovės temperatūrinis koeficientas apskaičiuojamas taip:

$$T.C. = \frac{1}{I_{REF}}\frac{dI_{REF}}{dT} = (1+\alpha T)\frac{d}{dT}\left(\frac{1}{1+\alpha T}\right) + \frac{1}{V_{DD}-3V_{TH}}\frac{d\left(V_{DD}-3V_{TH}\right)}{dT} = \\ = -\frac{\alpha}{1+\alpha} + \frac{3k}{V_{DD}-3V_{TH}} \quad . \tag{2.26}$$

Iš 2.25 ir 2.26 lygčių galima pastebėti, kad išėjimo srovės absoliuti vertė ir temperatūrinis koeficientas stipriai priklauso nuo maitinimo įtampos V_{DD} ir slenkstinės įtampos V_{TH} [12].

2.7 Srovės šaltiniai, pagrįsti poslinkio technika be rezistorių

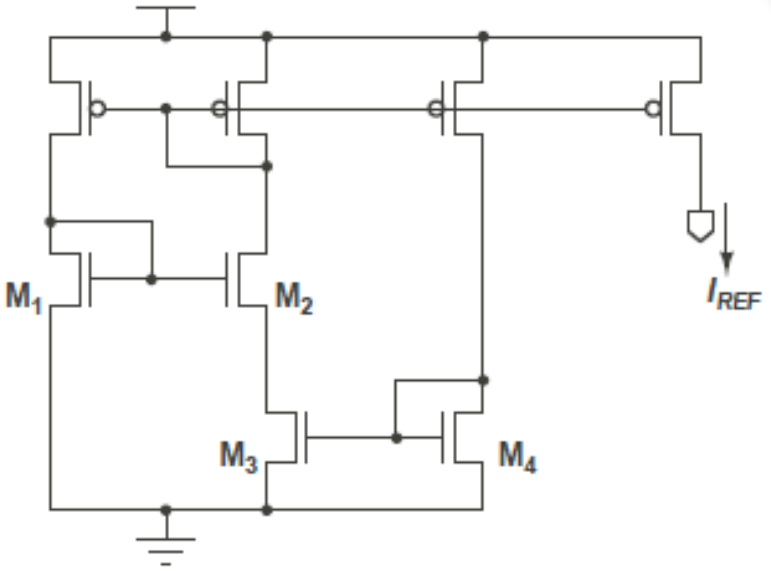
Srovės maitinimo šaltinis, pagrįstas poslinkio grandine be rezistorių, pavaizduotas 2.10 pav. Šioje grandinėje vietoje įprastų rezistorių panaudotas MOS rezistorius M_3. M_4 tranzistorius, prijungtas kaip diodas, generuoja užtūros-ištakos įtampą MOS rezistoriui M_3. Tranzistoriai M_1 ir M_2 veikia priešslenkstinėje veikoje. MOS rezistorius M_3 veikia stiprioje inversijoje, gilioje triodo veikoje (angl. *Deep-Triode Region*). O kaip diodas prijungtas tranzistorius M_4 veikia stiprioje inversijoje, soties veikoje. M_3 ir M_4 tranzistorių santakos srovės I_3 ir I_4 apskaičiuojamos taip:

$$I_3 = K_3\beta\left(V_{GS}-V_{TH}\right)V_{DS3}, \tag{2.27}$$

$$I_4 = \frac{K_4\beta}{2}\left(V_{GS}-V_{TH}\right)^2. \tag{2.28}$$

Tranzistorių M_3 ir M_4 užtūros-ištakos įtampos turi tokią pat vertę, todėl išėjimo srovė apskaičiuojama taip:

$$I_{REF} = K_3\beta\sqrt{\frac{2I_{REF}}{K_4\beta}}V_{DS} = \frac{2K_3\beta}{K_4}\eta^2V_T^2\ln^2\left(\frac{K_2}{K_1}\right). \tag{2.29}$$



2.10 pav. Srovės maitinimo šaltinis, pagrįstas poslinkio grandine be rezistorių [13]

Šaltinio srovės temperatūrinis koeficientas apskaičiuojamas taip:

$$T.C. = \frac{1}{I_{REF}} \frac{dI_{REF}}{dT} = \frac{1}{\mu} \frac{d\mu}{dT} + \frac{1}{V_T^2} \frac{dV_T^2}{dT} = \frac{2-m}{T}. \qquad (2.30)$$

Iš išraiškos matyti, kad išėjimo srovė turi teigiamą temperatūrinę priklausomybę. Kitaip tariant, srovės *T.C.* niekada nebus lygus nuliui. Galima atkreikti dėmesį į tai, kad M_1, M_2 ir M_3, M_4 tranzistoriai veikia skirtingose veikose su ta pačia srovės verte, kurios dydis yra nanoamperų eilės. Taigi, projektuojant tokias grandines reikia tiksliai suderinti tranzistorius. Norint tai padaryti, reikalingi sąlyginai didelio dydžio tranzistoriai [13].

2.8 Apibendrinimas

Šiame skyriuje apžvelgtos stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandinės bei jų veikimo principai. Iš apžvalgos pastebėta, kad norint gauti stabilią išėjimo įtampą ar srovę, reikia sumuoti sroves su priešingais temperatūriniais koeficientais. Tai reiškia, kad temperatūrai didėjant viena srovė turi didėti, o kita – mažėti. Tam, kad gauti srovę, kuri temperatūrai didėjant didėja, reikia grandines projektuoti taip, kad svarbiausi grandinių tranzistoriai veiktų priešslenkstinėje veikoje.

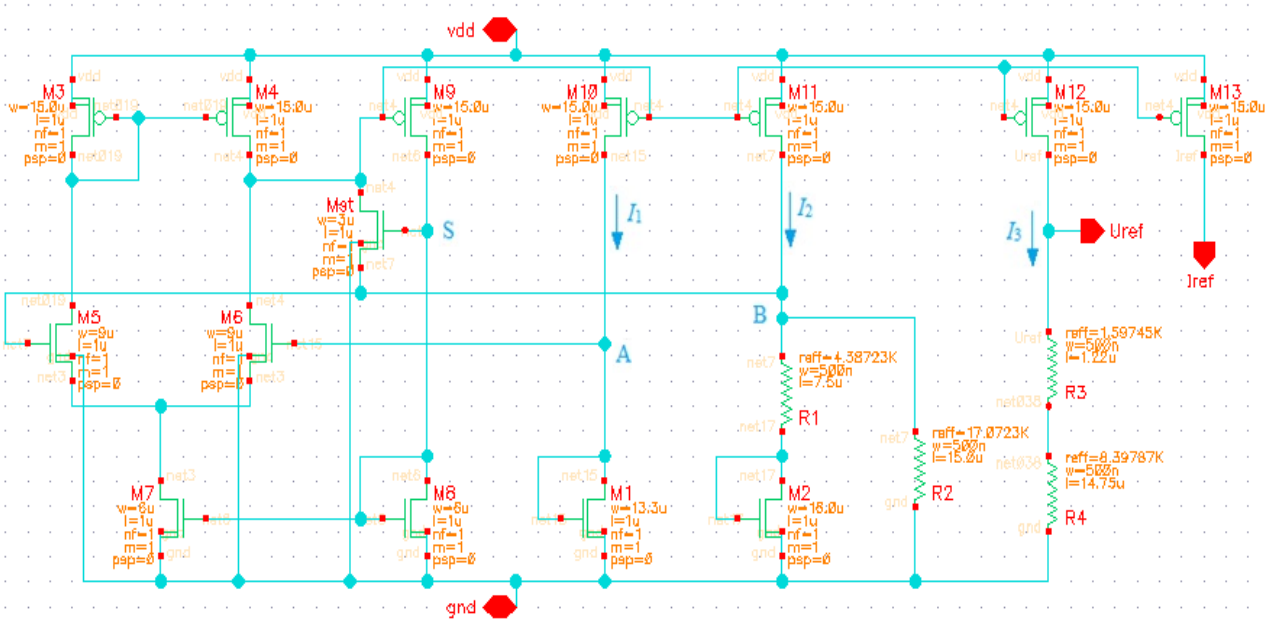
Apžvelgus stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandines ir jų veikimo principus bei išanalizavus jų privalumus ir trūkumus buvo pasirinktos grandinių struktūros arba dalys struktūrų, kurios ir bus taikomos projektuojant stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinius.

3. STABILIOS ATRAMINĖS ĮTAMPOS IR SROVĖS MAITINIMO ŠALTINIŲ PROJEKTAVIMAS

Šiame skyriuje bus projektuojami trys skirtingos struktūros stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltiniai. Pirmasis maitinimo šaltinis bus su vienu operaciniu stiprintuvu, antrasis – be operacinio stiprintuvo, o trečiasis – su dviem operaciniais stiprintuvais. Pirmiausia bus nubraižytos šių šaltinių principinės elektrinės schemos ir apskaičiuoti elementų dydžiai. Po to bus sumodeliuotos pagrindinės charakteristikos. Tada bus suprojektuotos ir sumodeliuotos topologijos bei jų modeliavimo rezultatai palyginti su schemomis. Galiausiai visi trys maitinimo šaltiniai bus palyginti tarpusavyje, įvertinant jų privalumus ir trūkumus.

3.1 Maitinimo šaltinis su operaciniu stiprintuvu

Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su operaciniu stiprintuvu principinė elektrinė schema pavaizduota 3.1 pav. Šio šaltinio grandinėje naudojami tik NMOP ir PMOP tranzistoriai bei rezistoriai. Svarbiausi šios grandinės tranzistoriai veikia priešslenkstinėje veikoje (angl. *Subthreshold Region*). Kai MOP tranzistorius veikia priešslenkstinėje veikoje, jo užtūros-ištakos įtampa (U_{GS}) ir skirtumas tarp dviejų MOP tranzistorių užtūros-ištakos įtampų (ΔU_{GS}) turi priešingas temperatūrines priklausomybes. Todėl MOP tranzistoriai gali būti naudojami vietoj dvipolių tranzistorių ir sudaryti KMOP stabilų įtampos ir srovės maitinimo šaltinį [14 - 18].



3.1 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su operaciniu stiprintuvu principinė elektrinė schema

3.1 pav. pavaizduotą grandinę sudaro dvi dalys – pagrindinė šaltinio grandinė ir operacinis stiprintuvas su paleidimo grandine (angl. *Start-Up Circuit*). Taigi, toliau bus nagrinėjama, kaip šios dalys projektuojamos ir kokie jų veikimo principai.

3.1.1 Pagrindinės šaltinio grandinės projektavimas

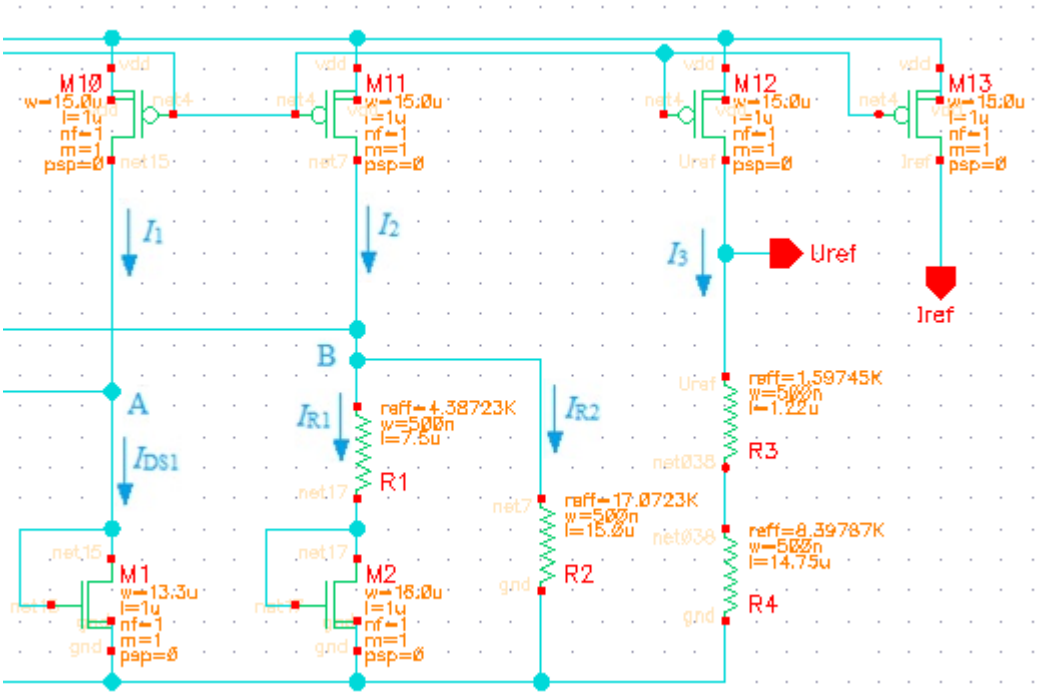
Pagrindinė stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinio grandinė pavaizduota 3.2 pav. Norint nustatyti šios grandinės darbo tašką, A ir B mazgų, prijungtų prie operacinio stiprintuvo įėjimų, įtampos turi būti vienodos. O srovės I_1 ir I_2 yra kontroliuojamos srovės veidrodžio jungime esančiais M_{10} ir M_{11} tranzistoriais.

I_{DS1} srovė yra kontroliuojama R_1 ir R_2 rezistoriais bei M_2 tranzistoriumi, o operacinio stiprintuvo įėjimo, prijungto prie A ir B mazgų, įtampa yra suvienodinta. Tai reiškia, kad:

$$U_A = U_B, \tag{3.1}$$

$$I_{DS1} = I_1 = I_2, \tag{3.2}$$

$$I_{DS1} = I_{R1} + I_{R2}. \tag{3.3}$$



3.2 pav. Pagrindinė stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio grandinė

Kadangi NMOP tranzistoriai M_1 ir M_2 veikia priešslenkstinėje veikoje, tai per juos tekanti srovė apskaičiuojama taip:

$$I_{DS} = I_0 \frac{W}{L} e^{\left(\frac{U_{GS}-U_{th}}{nU_T}\right)}, \tag{3.4}$$

kur $I_0 = 2n\mu_0 C_{ox} U_T^2$. (3.5)

Iš (2.4) formulės galima išsireikšti U_{GS} įtampą:

$$U_{GS} = nU_T \ln\left(\frac{I_{DS}L}{I_0 W}\right) + U_{th}, \quad (3.6)$$

kur $U_T = kT/q$. (3.7)

Sukėlus (3.4) ir (3.5) išraiškas į (3.6) formulę ir ją diferencijavus pagal temperatūrą, gaunama tokia formulė:

$$\frac{\partial U_{GS}}{\partial T} = \frac{U_{GS}}{T} - 2n\frac{k}{q}. \quad (3.8)$$

Ši formulė rodo, kad U_{GS} mažėja, kai temperatūra didėja. O tai reiškia, kad U_{GS} turi neigiamą temperatūrinį koeficientą, kuris yra apie -2 mV/^{0}C.

Tuo tarpu diferencijavus (2.7) išraišką, gaunama tokia formulė:

$$\frac{\partial U_T}{\partial T} = \frac{k}{q}. \quad (3.9)$$

Ši formulė rodo, kad U_T turi teigiamą temperatūrinį koeficientą, kuris yra apie 0,086 mV/^{0}C.

M_1 ir M_2 tranzistorių užtūros-ištakos įtampas galima išreikšti tokiu būdu:

$$U_{GS1} = n\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{DS1}L_1}{I_0 W_1}\right) + U_{th}, \quad (3.10)$$

$$U_{GS2} = n\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{DS2}L_2}{I_0 W_2}\right) + U_{th}. \quad (3.11)$$

Iš 3.2 pav. galima pastebėti, kad:

$$U_{GS1} = U_{R1} + U_{GS2}, \quad (3.12)$$

$$U_{R1} = U_{GS1} - U_{GS2}. \quad (3.13)$$

Sukėlus (3.10) ir (3.11) išraiškas į (3.13) formulę ir atėmus, gaunama:

$$U_{R1} = \Delta U_{GS} = n\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{DS1}L_1 W_2}{I_{DS2}L_2 W_1}\right). \quad (3.14)$$

Toliau išreiškiamos I_{R1} ir I_{R2} srovės:

$$I_{R1} = \frac{U_{R1}}{R_1} = n\frac{kT}{qR_1}\ln\left(\frac{I_{DS1}L_1 W_2}{I_{DS2}L_2 W_1}\right), \quad (3.15)$$

$$I_{R2} = \frac{U_{GS1}}{R_2} = \frac{U_B}{R_2} = \frac{U_A}{R_2}. \quad (3.16)$$

Iš (3.15) ir (3.16) išraiškų matyti, kad I_{R1} ir I_{R2} srovės turi atitinkamai teigiamą ir neigiamą temperatūrinius koeficientus.

Kadangi, srovės I_1, I_2 ir I_3 yra kontroliuojamos srovės veidrodžio jungime esančiais M_{10}, M_{11}, M_{12} ir M_{13}, tai stabilios atraminės srovės maitinimo šaltinio išėjimo srovė apskaičiuojama taip:

$$I_{ref} = I_1 = I_2 = I_3 = I_{R1} + I_{R2} = \frac{U_{GS1}}{R_2} + n\frac{kT}{qR_1}\ln\left(\frac{I_{DS1}L_1W_2}{I_{DS2}L_2W_1}\right). \quad (3.17)$$

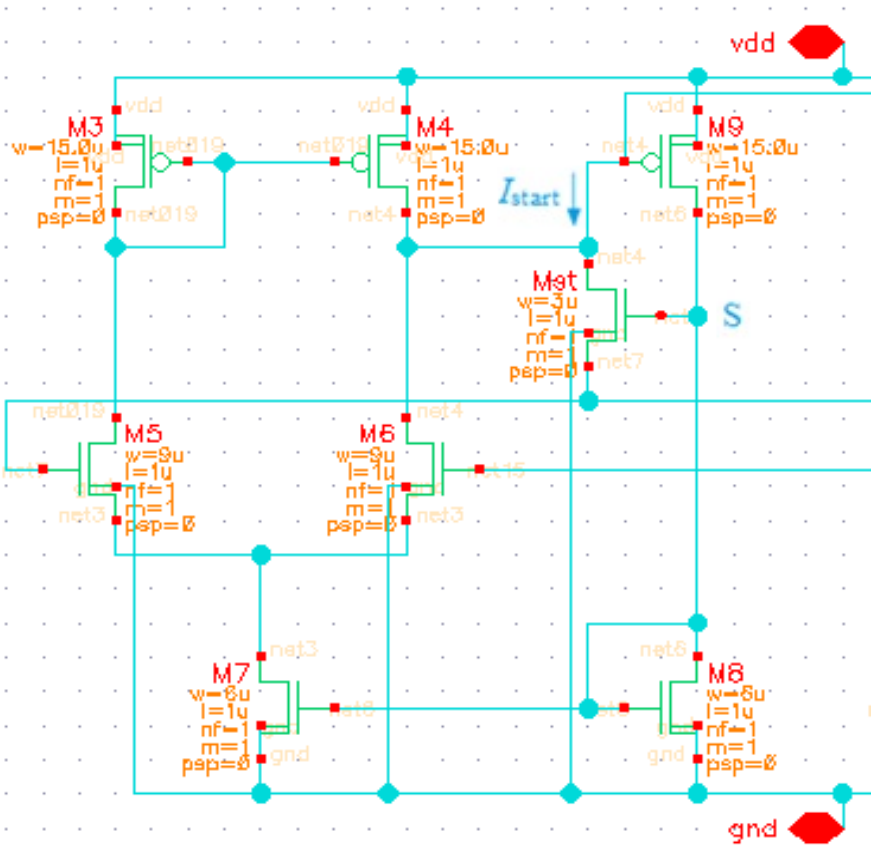
O turint I_3 srovės išraiška, galima išsireikšti formulę, pagal kurią apskaičiuojama stabilios atraminės įtampos maitinimo šaltinio išėjimo įtampa U_{ref}. Ši formulė atrodo taip:

$$U_{ref} = \left(\frac{U_{GS1}}{R_2} + n\frac{kT}{qR_1}\ln\left(\frac{I_{DS1}L_1W_2}{I_{DS2}L_2W_1}\right)\right)(R_3 + R_4). \quad (3.18)$$

Įtampai U_{ref} apskaičiuoti naudojami du rezistoriai R_3 ir R_4, kadangi jie turi atitinkamai neigiamą ir teigiamą temperatūrinius koeficientus. Taip panaikinama varžos temperatūrinė priklausomybė.

3.1.2 Operacinis stiprintuvas su paleidimo grandine

Operacinis stiprintuvas su paleidimo grandine (angl. *Start-Up Circuit*) pavaizduotas 3.3 pav. Šis stiprintuvas gali veikti su maža maitinimo įtampa ir pasiekti tinkamą darbo tašką, kai įjungiamas maitinimas. Taip pat šiam stiprintuvui nereikia atskiro atraminės srovės šaltinio, nes jis turi atraminę srovę savaime sukuriančią struktūrą (angl. *Self-Biased Structure*).

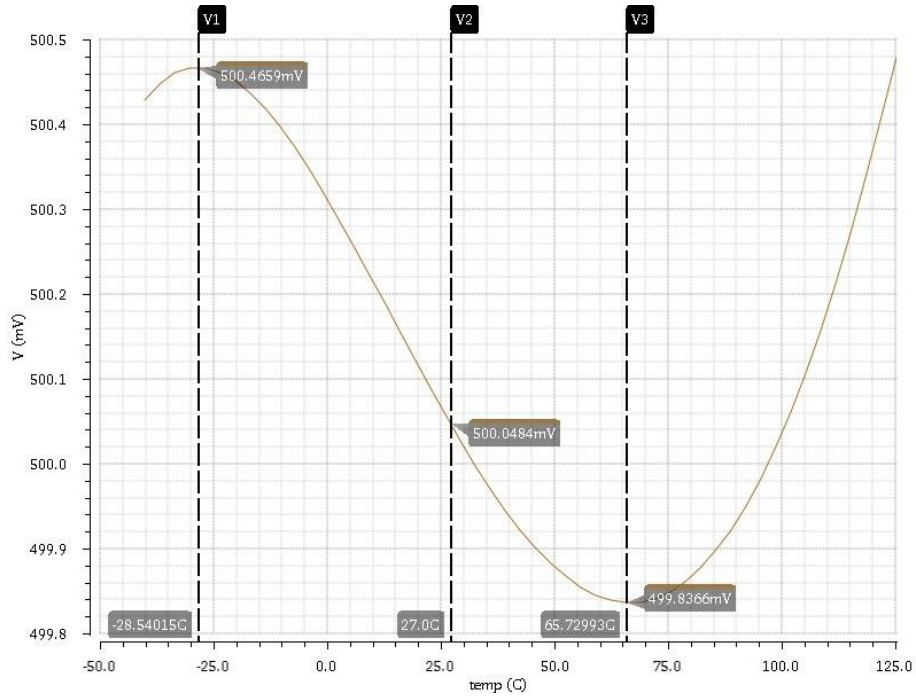


3.3 pav. Operacinis stiprintuvas su paleidimo grandine

Kai prie šio stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio grandinės prijungiama maitinimo įtampa, iš pradžių ši grandinė neveikia ir mazge B (3.1 pav.) įtampa U_B beveik lygi žemės potencialui. Tada M_{st} tranzistoriaus užtūros-ištakos įtampa $U_{GS(Mst)}$ būna didesnė už slenkstinę įtampą U_{th} ir M_{st} tranzistoriaus atsidaro. Po to įtampa krenta ant R_1 ir R_2 rezistorių bei M_2 tranzistoriaus ir sukuria I_{start} srovę. Kai įtampa U_B tampa pakankamai didelė, stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinio grandinė pradeda veikti. Tuomet įtampa tarp S ir B taškų pasidaro maža ir M_{st} tranzistorius užsidaro. Ši struktūra užtikrina stabilią operacinio stiprintuvo atraminę srovę ir beveik nekintančią šaltinio išėjimo įtampą U_{ref} ir srovę I_{ref}.

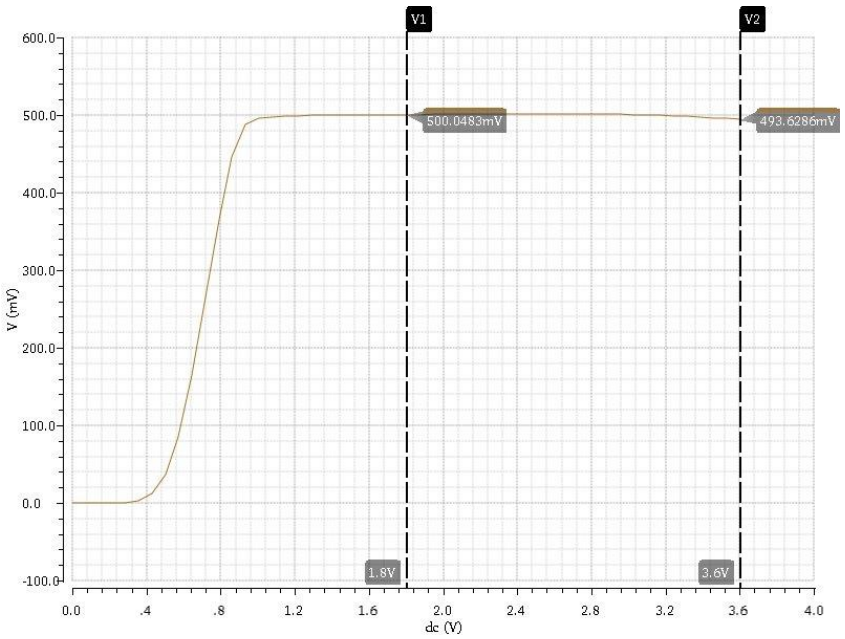
3.1.3 Modeliavimo rezultatai

Kaip išėjimo įtampa U_{ref} priklauso nuo temperatūros pavaizduota 3.4 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C išėjimo įtampos variacijos yra 629,3 µV, t. y. apie 0,13 %. Taip pat galima apskaičiuoti temperatūrinį koeficientą, kuris yra lygus 7,63 ppm/^{0}C. Be to galima pastebėti, kad prie 27 ^{0}C (300 K) temperatūros išėjimo įtampa yra beveik lygiai 500 mV.



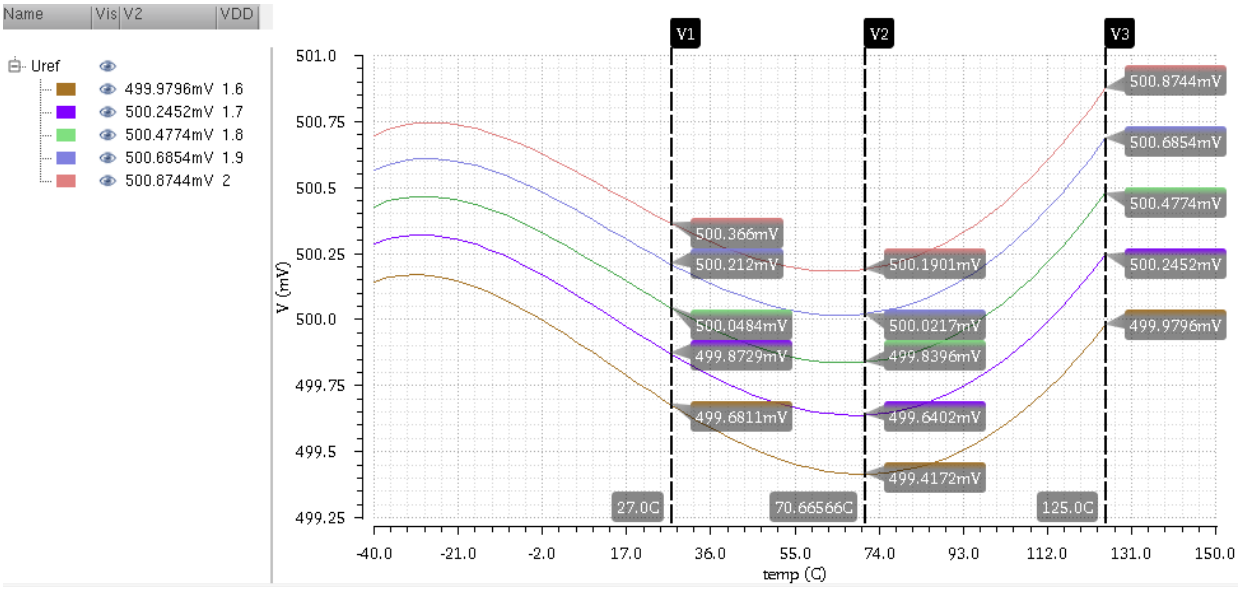
3.4 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros

Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos pavaizduota 3.5 pav. Iš grafiko matyti, kad maitinimo įtampai pakitus diapazone nuo 1,8 V iki 3,6 V, išėjimo įtampa pakinta diapazone nuo 500,05 mV iki 493,63 mV, t. y. apie 1,28 %. Taip pat galima pastebėti, kad šita grandinė pradeda veikti nuo 1,1 V ir kad iki 3 V išėjimo įtampa beveik nekinta. Dar galima paminėti, kad šios grandinės suvartojama galia yra 401,6 µW.



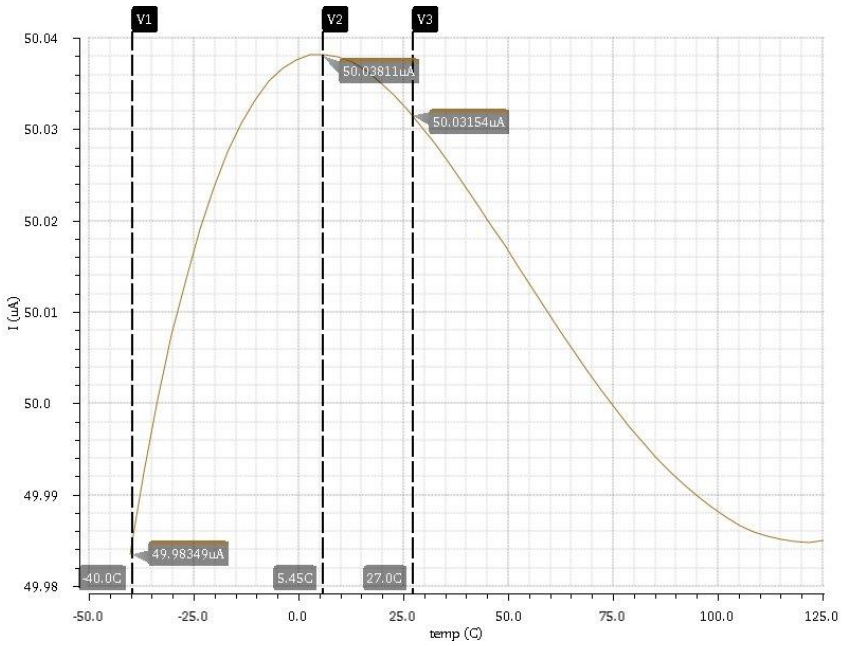
3.5 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos

Kaip išėjimo įtampa U_{ref} priklauso nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų pavaizduota 3.6 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C, kai maitinimo įtampa kinta nuo 1,6 V iki 2 V, išėjimo įtampos variacijos yra 1,46 mV, t. y. 0,29 %.



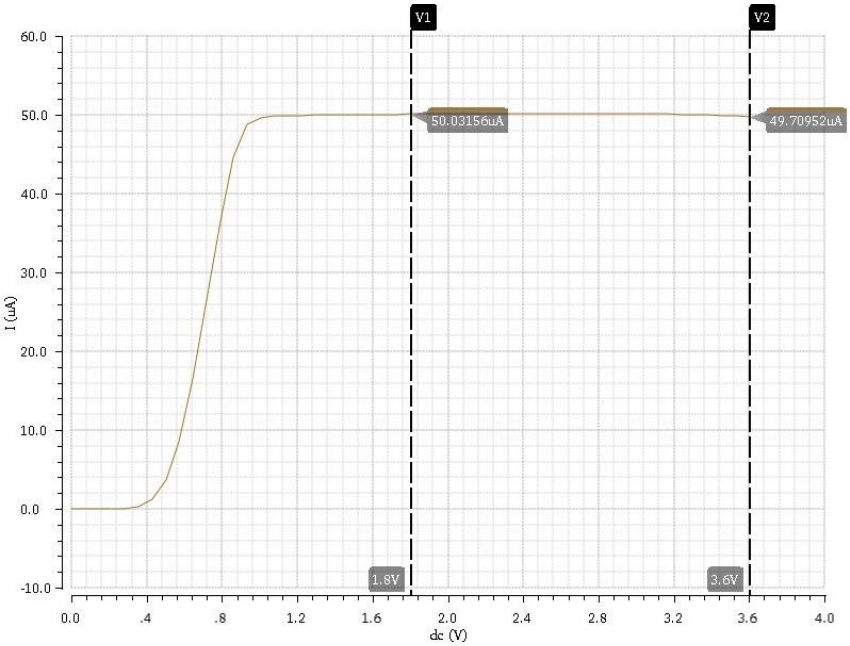
3.6 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų

Kaip išėjimo srovė I_{ref} priklauso nuo temperatūros pavaizduota 3.7 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C išėjimo srovės variacijos yra 54,62 nA, t. y. apie 0,11 %. Taip pat galima apskaičiuoti temperatūrinį koeficientą, kuris yra lygus 6,62 ppm/^{0}C. Prie 27 ^{0}C (300 K) išėjimo srovė yra 50,03 µA.



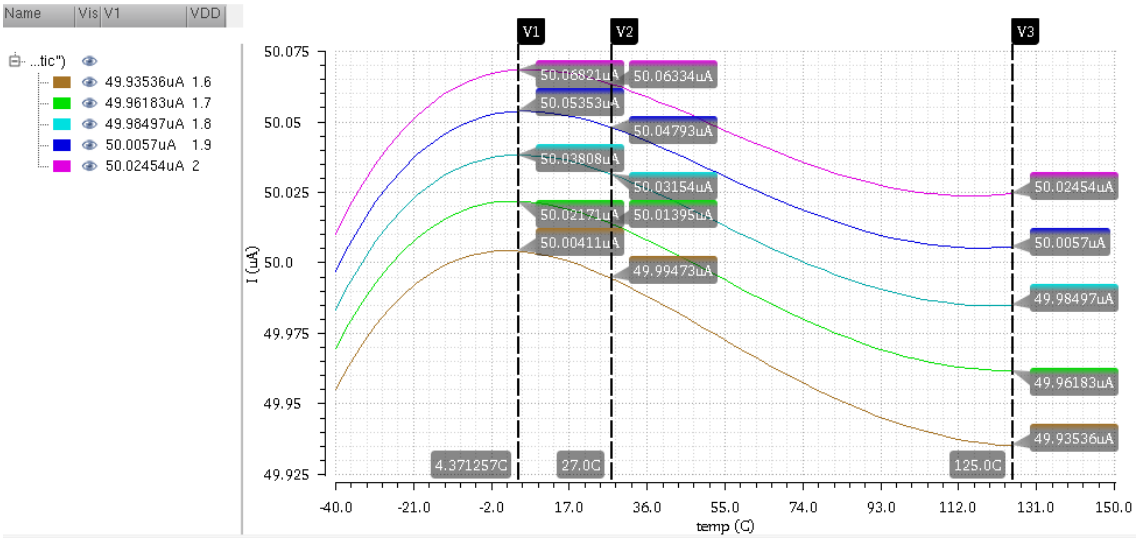
3.7 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros

Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos pavaizduota 3.8 pav. Iš grafiko matyti, kad maitinimo įtampai pakitus diapazone nuo 1,8 V iki 3,6 V, išėjimo srovė pakinta diapazone nuo 50,03 µA iki 49,71 µA, t. y. apie 0,64 %.



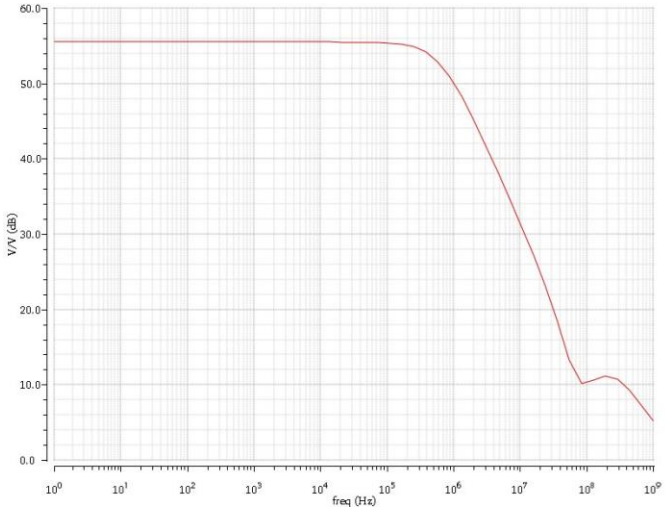
3.8 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos

Kaip išėjimo srovė I_{ref} priklauso nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų pavaizduota 3.9 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C, kai maitinimo įtampa kinta nuo 1,6 V iki 2 V, išėjimo srovės variacijos yra 132,85 nA, t. y. 0,27 %.



3.9 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų

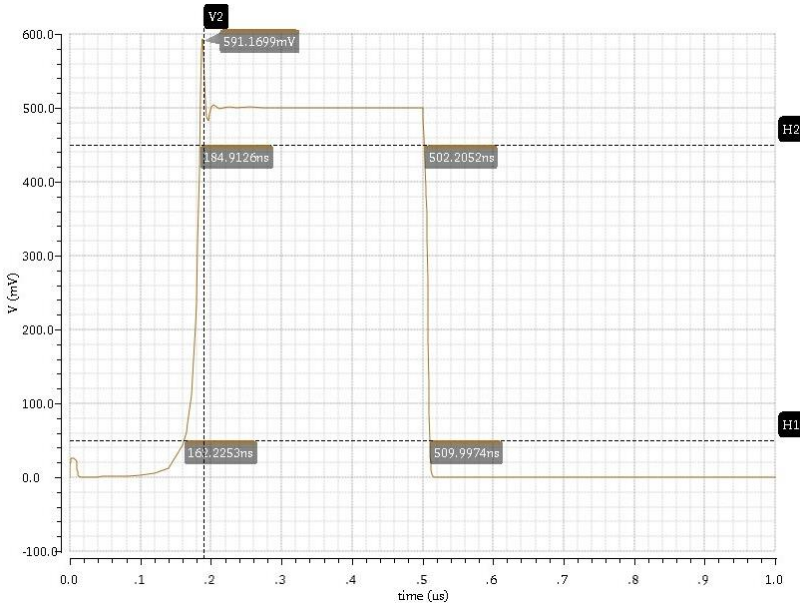
Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficiento (angl. *Power Supply Rejection Ratio*) priklausomybė nuo dažnio pavaizduota 3.10 pav. Šis koeficientas parodo kiek atspari maitinimo įtampos pokyčiui yra grandinė prie tam tikro dažnio. Iš grafiko matyti, kad šios grandinės maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas (iki 10 kHz) yra apie 56 dB. Galima teikti, kad ši grandinė yra atspari maitinimo įtampos pokyčiui, kadangi dauguma literatūroje apžvelgtų grandinių turi panašią vertę.



3.10 pav. Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas

Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika pateikta 3.11 pav. Modeliuojant šią charakteristiką būtina nustatyti išėjimo signalo priekinio ir galinio frontų kitimo trukmes, šių frontų kitimo spartas, perviršius bei nusistovėjimo trukmes. Todėl, atlikus modeliavimą nustatytos šių parametrų vertės, kurios pateiktos 3.1 lentelėje. Iš lentelės matyti, kad priekinio fronto kitimo trukmė yra maždaug 2,9 karto didesnė nei galinio. O tai reiškia, jog galinis

frontas yra statesnis ir todėl jo kitimo sparta yra didesnė. Galinio fronto kitimo sparta yra neigiama todėl, kad galiniame fronte įtampa mažėja. Taip pat galima pastebėti, jog priekinio fronto perviršis yra gana didelis, apie 18 %, o galinio fronto perviršio nėra. Priekinio fronto perviršis atsiranda todėl, kad grandinėja įvyksta pereinamasis procesas. Dar galima pastebėti tai, kad galinio fronto nusistovėjimo trukmė yra 511,1 ns.

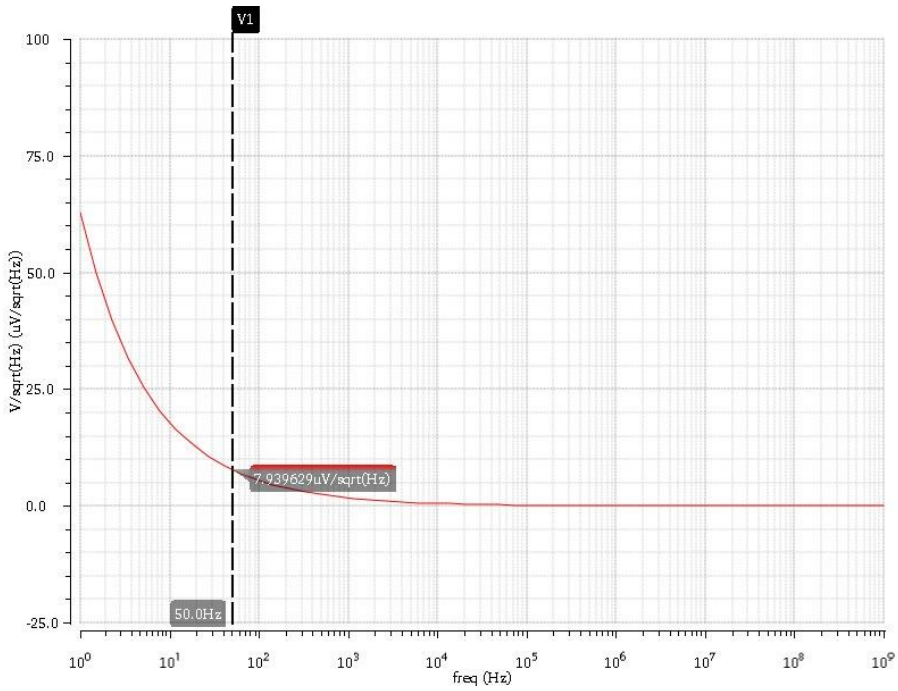


3.11 pav. Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika

3.1 lentelė. Šaltinio su operaciniu stiprintuvu pereinamosios charakteristikos parametrai

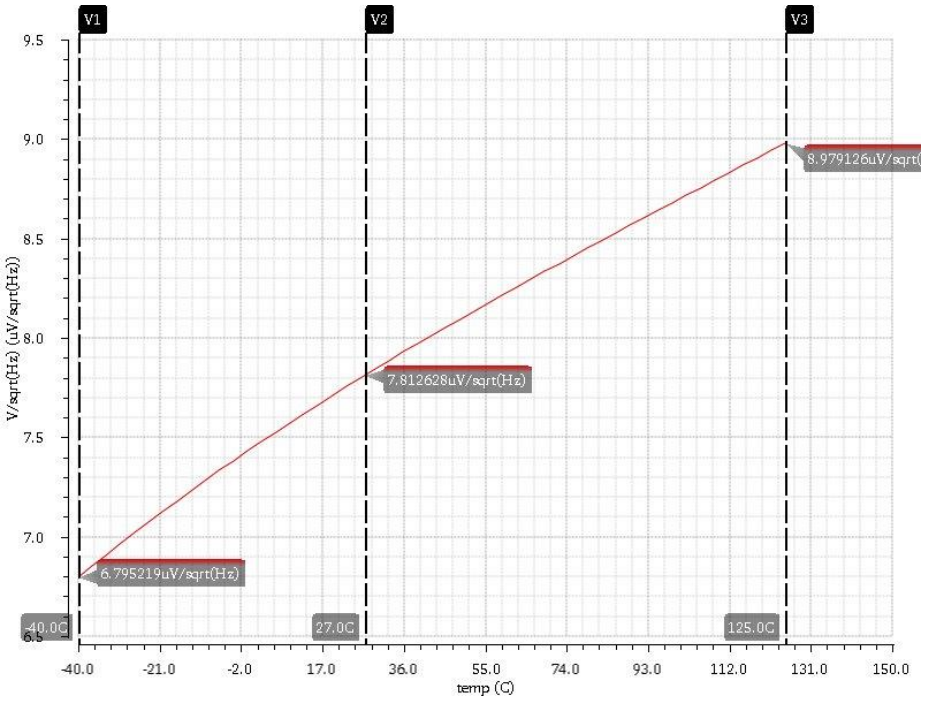
Parametras	**Parametro vertė**
Priekinio fronto kitimo trukmė	22,69 ns
Galinio fronto kitimo trukmė	7,792 ns
Priekinio fronto kitimo sparta	17,63 V/µs
Galinio fronto kitimo sparta	-51,33 V/µs
Priekinio fronto perviršis	18,49 %
Galinio fronto perviršis	0 %
Galinio fronto nusistovėjimo trukmė	511,1 ns

Triukšmo priklausomybė nuo dažnio prie 27 ^{0}C temperatūros pavaizduota 3.12 pav. Iš šio paveikslo matyti, kad didėjant dažniui triukšmas mažėja. Taip yra todėl, kad žemuose dažniuose svarbiausias yra mirgėjimo triukšmas (angl. *Flicker Noise*). O šis triukšmas yra atvirkščiai proporcingas dažniui. Prie 50 Hz (Europos elektros tinklo dažnis) šios grandinės triukšmas yra 7,94 µV/(Hz^{0,5}). Dar galima paminėti, kad dažnių diapazone nuo 1 Hz iki 1 kHz šios grandinės integruotas triukšmas yra 151,5 µV.



3.12 pav. Triukšmo priklausomybė nuo dažnio

Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros prie 50 Hz dažnio pavaizduota 3.13 pav. Iš šio paveikslo matyti, kad didėjant temperatūrai triukšmas didėja. Taip yra todėl, kad integriniuose grandynuose egzistuoja dar vienas triukšmas, kuris vadinamas terminiu (angl. *Thermal Noise*). Šis triukšmas yra tiesiogiai proporcingas temperatūrai. Temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C šios grandinės triukšmas kinta nuo 6,8 µV/(Hz^{0,5}) iki 8,98 µV/(Hz^{0,5}).



3.13 pav. Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros

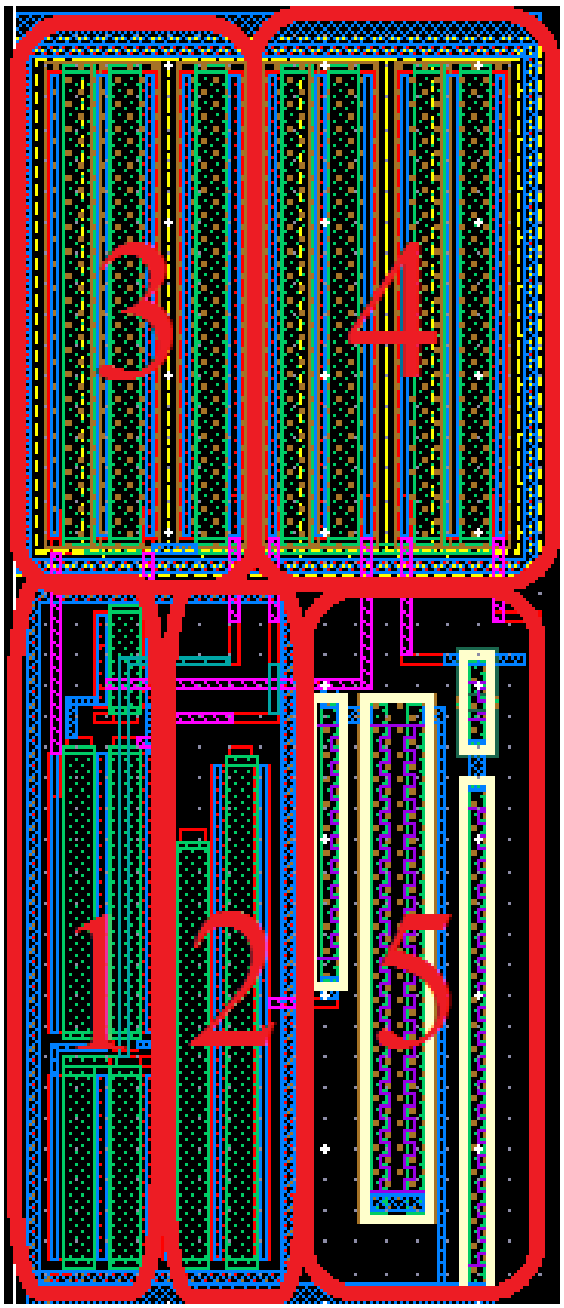
3.1.4 Topologijos projektavimas ir modeliavimas

Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su operaciniu stiprintuvu topologija pavaizduota 3.14 pav. Su nesužymėtomis sritimis topologijos brėžinys pateiktas 1 priede. Projektuojant topologiją reikia laikytis tam tikrų topologijos projektavimo taisyklių. O šios taisyklės priklauso nuo projektuojamo įrenginio ir jo projektavimui naudojamos technologijos. Kokių projektavimo taisyklių laikytasi projektuojant šio šaltinio topologiją, t. y. kodėl taip dėstyti elementai 3.14 paveiksle, galima paaiškinti pagal sužymėtas sritis:

1. Operacinio stiprintuvo NMOP tranzistoriai M_5-M_8 ir paleidimo grandinės tranzistorius M_{st}. Operacinio stiprintuvo topologija pradedama projektuoti nuo diferencinės pakopos įėjimo tranzistorių M_5 ir M_6. Projektuojant diferencines pakopas bei srovės veidrodžius yra svarbus tranzistorių suderinamumas. Todėl diferencinės pakopos įėjimo tranzistoriai sujungiami taip, kad turėtų tą pačią ištaką. Taip gaunamas centruotas ir suderintas tranzistorių jungimas. Tokiu pačiu principu sujungiami ir operacinio stiprintuvo NMOP srovės veidrodžio tranzistoriai M_7 ir M_8. O paleidimo grandinės tranzistorius M_{st} prijungiamas virš diferencinės pakopos įėjimo tranzistorių.
2. Pagrindinės grandinės NMOP tranzistoriai M_1 ir M_2. Nors M_1 ir M_2 tranzistoriams nėra būtinas suderintas jungimas, tačiau jie taip pat sujungti taip, kad turėtų tą pačią ištaką. Tokiu būdu minimizuojamas atstumas bei pati tranzistorių topologija.
3. Operacinio stiprintuvo PMOP tranzistoriai M_3, M_4 ir M_9. Diferencinės pakopos apkrovos tranzistoriai M_3 ir M_4 jungiami tiesiai virš įėjimo tranzistorių tam, kad būtų išlaikytas simetriškumas. Tranzistorius M_9 jungiamas šalia.
4. Pagrindinės grandinės PMOP tranzistoriai M_{10}-M_{13}. Kadangi tai srovės veidrodžio tranzistoriai, todėl šie tranzistoriai taip pat turi būti suderinti. Jie jungiami simetriškai operacinio stiprintuvo PMOP tranzistoriams.
5. Rezistoriai R_1-R_4. Šie elementai dėstomi taip, kaip yra sujungti schemoj ir taip, kad užimtų mažesnį plotą. Rezistorius R_2 padalintas į dvi nuosekliai sujungtas dalis, kadangi jo ilgis maždaug dvigubai didesnis nei gretimų elementų.

Visi NMOP tranzistoriai yra apjuosti apsauginiu *p* tipo žiedu, o PMOP tranzistoriai *n* tipo žiedu. *p* tipo žiedas jungiamas prie didžiausio neigiamo potencialo, šiuo atveju prie žemės, o *n* tipo žiedas jungiamas prie didžiausio teigiamo potencialo, šiuo atveju prie maitinimo. Dėl tokio jungimo, prie žiedų susidaro nuskurdintas sluoksnis, kuris apsaugo blokus nuo pašalinių triukšmų ir nuotėkio srovių įtakos.

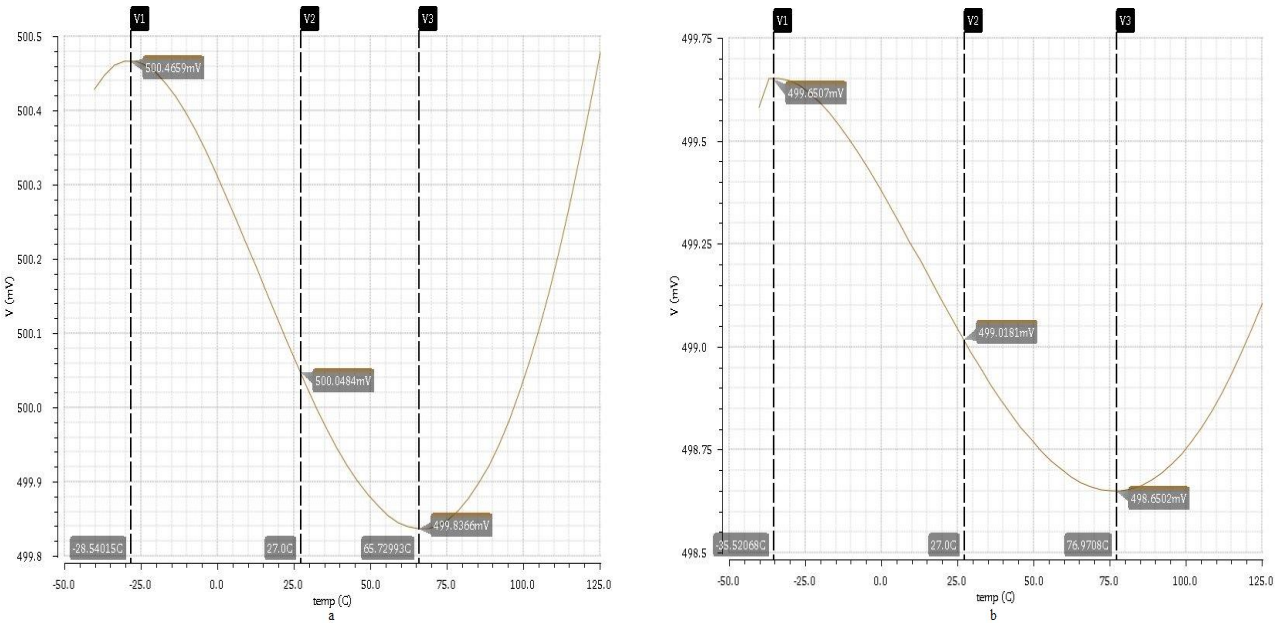
Suprojektuoto stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su operaciniu stiprintuvu topologijos plotas yra 17,0 μm x 41,69 μm arba 708,73 μm^2.



3.14 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su operaciniu stiprintuvu topologija

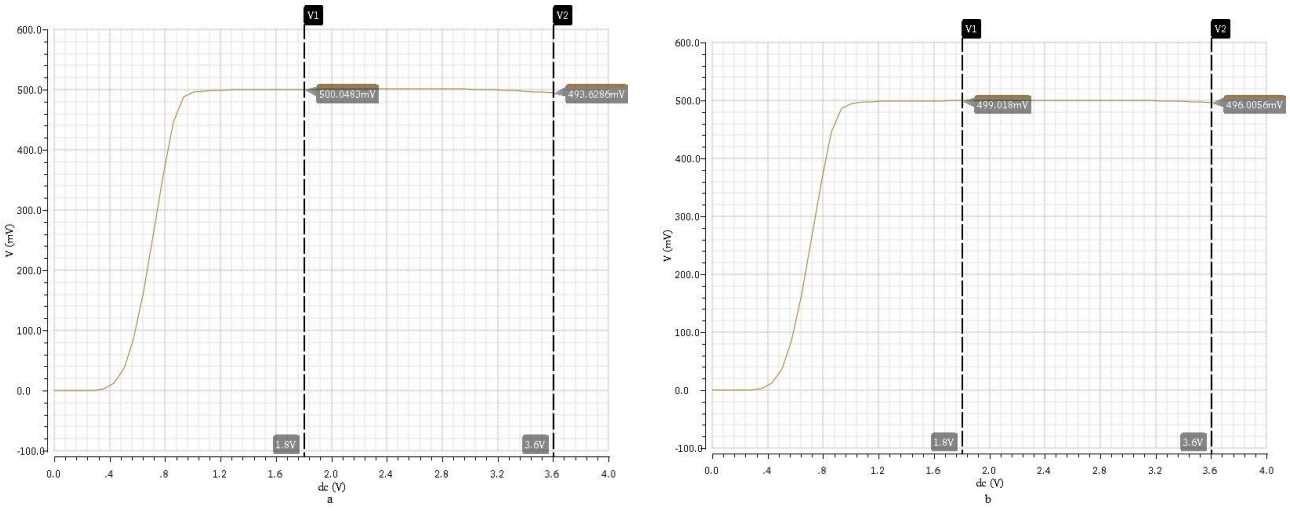
Suprojektavus topologiją būtina atlikti topologijos modeliavimą. Šis modeliavimas įvertina parazitinius parametrus susidarančius tarp elementų ir takelių. Topologijos modeliavimas bus atliktas tik šaltinio išėjimo įtampos priklausomybei nuo temperatūros ir nuo maitinimo įtampos. Kitos charakteristikos nebus modeliuojamos, kadangi jose parametrų nukrypimas nuo idealių verčių procentaliai bus panašus į sumodeliuotų charakteristikų verčių nukrypimą.

Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros, sumodeliavus topologiją ir palyginus su idealia schema, pavaizduota 3.15 pav. Iš rezultatų matyti, kad topologijos įneštas nuokrypis nuo idealios schemos yra apie 0,2 %.



3.15 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros (a – schemos; b – topologijos)

Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos, sumodeliavus topologiją ir palyginus su idealia schema, pavaizduota 3.16 pav. Iš rezultatų matyti, kad topologijos įneštas nuokrypis prie 1,8 V nuo idealios schemos taip pat yra apie 0,2 %. Tačiau reiktų atkreipti dėmesį į tai, jog kai maitinimo įtampa didesnė nei 3 V, tai topologijos rezultatai gaunami geresni nei idealios schemos.

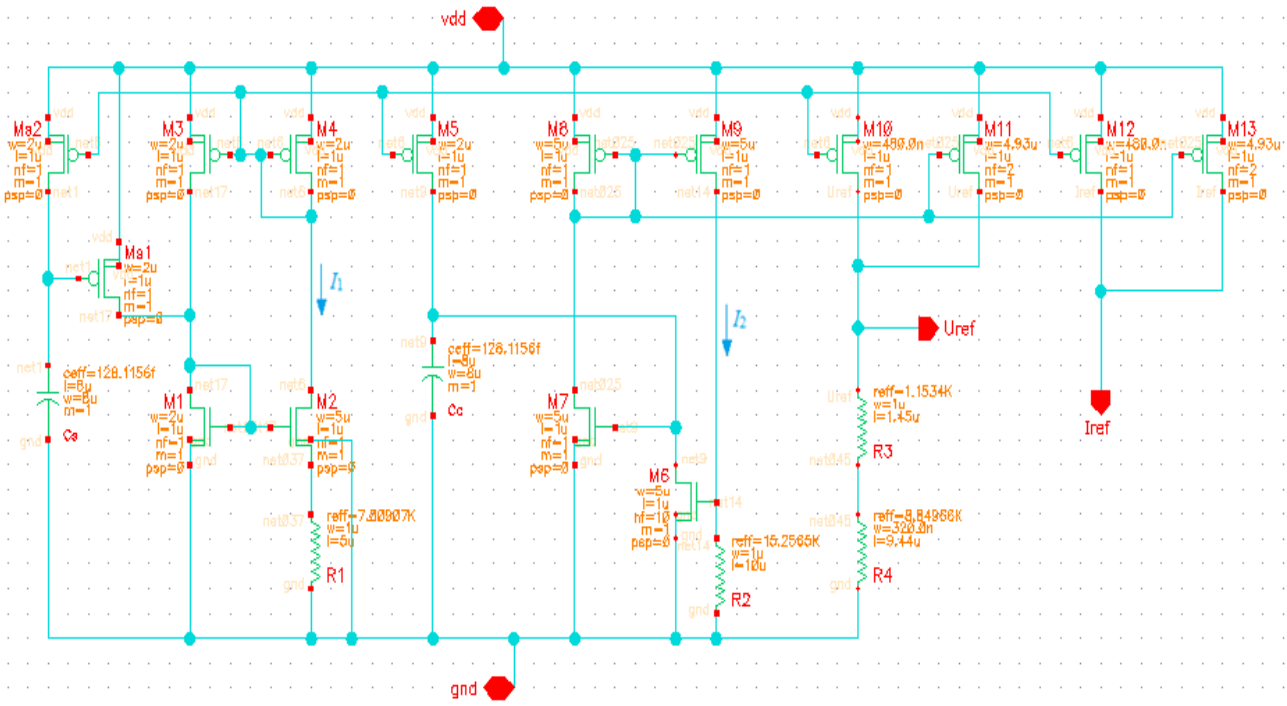


3.16 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos (a – schemos; b – topologijos)

3.2 Maitinimo šaltinis be operacinio stiprintuvo

Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio be operacinio stiprintuvo principinė elektrinė schema pavaizduota 3.17 pav. Šio šaltinio grandinė sudaryta iš NMOP ir PMOP tranzistorių, rezistorių bei kondensatorių. Nuo temperatūros nepriklausantis stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinis yra gaunamas susumavus proporcingą absoliutiniai temperatūrai ir

komplementarią absoliutiniai temperatūrai sroves. PTAT srovė turi teigiamą temperatūrinį koeficientą, o CTAT – neigiamą. Temperatūrinis koeficientas (angl. *Temperature Coefficient* – TC) ir išėjimo srovė yra taip pat priklausomi nuo procesų variacijų. Tam, kad sukalibruoti procesų variacijas, naudojami srovės veidrodžiai, kurie kontroliuoja temperatūrinį koeficientą ir išėjimo srovę [18 - 22].



3.17 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio be operacinio stiprintuvo principinė elektrinė schema

Atraminės įtampos ir srovės šaltinių grandinėse labai svarbų vaidmenį vaidina paleidimo grandinė (angl. *Start-up Circuit*). Taip yra todėl, kad grandinėje egzistuoja „išsigimimo“ (angl. „*Degeneration*“) problema. Taigi paleidimo grandinė yra reikalinga tam, kad šaltinio grandinė pereitų iš nulinės srovės darbo taško (angl. *Zero Current (Dead) Operating Point*) į normalų darbo tašką (angl. *Normal Operating Point*). Kai šaltinio grandinė pradeda veikti gerai, paleidimo grandinė yra nebenaudojama.

3.2.1 PTAT ir CTAT srovių grandinės

PTAT srovę I_1 generuojanti grandinė sudaryta iš M_1-M_4 tranzistorių ir R_1 rezistoriaus. Srovė I_1 apskaičiuojama taip:

$$I_1 = \frac{\Delta U_{GS}}{R_1}. \tag{3.19}$$

Kai MOSFET tranzistorius veikia priešslenkstinė veikoje, tai jo užtūros-ištakos įtampa U_{GS} apskaičiuojama taip:

$$U_{GS} = n\frac{kT}{q}\ln\left(\frac{I_{DS}L}{I_0 W}\right) + U_{th}\,. \tag{3.20}$$

Iš (4.1) ir (4.2) formulių I_1 srovė išreiškiama taip:

$$I_1 = n\frac{kT}{qR_1}\ln\left(\frac{I_{DS1}L_1W_2}{I_{DS2}L_2W_1}\right). \tag{3.21}$$

Iš 3.21 lygties galima pastebėti, kad srovė I_1 tiesiogiai priklauso nuo absoliutinės temperatūros T ir turi teigiamą temperatūrinį koeficientą. Srovės veidrodžio tranzistoriai M_3 ir M_4 reikalingi tam, kad nukopijuoti I_1 srovę.

CTAT srovę I_2 generuojančią grandinę sudaro M_5-M_9 tranzistoriai, R_2 rezistorius ir C_C kompensacinė talpa. M_5 tranzistorius nukopijuoja srovę nuo M_4 tranzistoriaus ir teikia fiksuotą mažą srovę M_6 tranzistoriui, taip užtikrindamas jo veikimą priešslenkstinėje veikoje. Taigi, kaip jau buvo įrodyta 3 skyriuje, M_6 tranzistoriaus užtūros-ištakos įtampa U_{GS6} turi neigiamą temperatūrinį koeficientą. O I_2 srovės vertę apsprendžia R_2 rezistorius ir ši srovė apskaičiuojama taip:

$$I_2 = \frac{U_{GS6}}{R_2}\,. \tag{3.22}$$

3.2.2 Išėjimo ir paleidimo grandinės

Išėjimo grandinę sudaro du vienodi srovės veidrodžiai. Vienas srovės veidrodis susideda iš M_{10} ir M_{11} tranzistorių, o kitas iš M_{12} ir M_{13} tranzistorių. Šie tranzistoriai naudojami I_1 ir I_2 srovėms nukopijuoti, kaip parodyta 3.23 ir 3.24 lygtyse.

$$I_{M10} = I_{M12} = m_1 I_1 = \frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_4} I_1 = \frac{(W/L)_{10}}{(W/L)_4} n\frac{kT}{qR_1}\ln\left(\frac{I_{DS1}L_1W_2}{I_{DS2}L_2W_1}\right), \tag{3.23}$$

$$I_{M11} = I_{M13} = m_2 I_2 = \frac{(W/L)_{11}}{(W/L)_9} I_2 = \frac{(W/L)_{11}}{(W/L)_9}\frac{U_{GS6}}{R_2}\,. \tag{3.24}$$

čia m_1 ir m_2 – svertiniai koeficientai.

Srovių I_1 ir I_2 temperatūriniai koeficientai ($\partial I_1/\partial T$ ir $\partial I_2/\partial T$) turi tenkinti tokią sąlygą:

$$m_1\frac{\partial I_1}{\partial T} + m_2\frac{\partial I_2}{\partial T} = 0\,. \tag{3.25}$$

Jei šios dvi srovės (I_{M10} ir I_{M11}) turi priešingus temperatūrinius koeficientus, tai srovė I_{ref} turės mažą temperatūrinį dreifą. Taigi šaltinio išėjimo srovė I_{ref} apskaičiuojama taip:

$$I_{ref} = I_{M12} + I_{M13} = m_1 I_1 + m_2 I_2\,. \tag{3.26}$$

O šaltinio išėjimo įtampa U_{ref} apskaičiuojama taip:

$$U_{ref} = \left(I_{M10} + I_{M11}\right)\left(R_3 + R_4\right) = \left(m_1 I_1 + m_2 I_2\right)\left(R_3 + R_4\right). \quad (3.27)$$

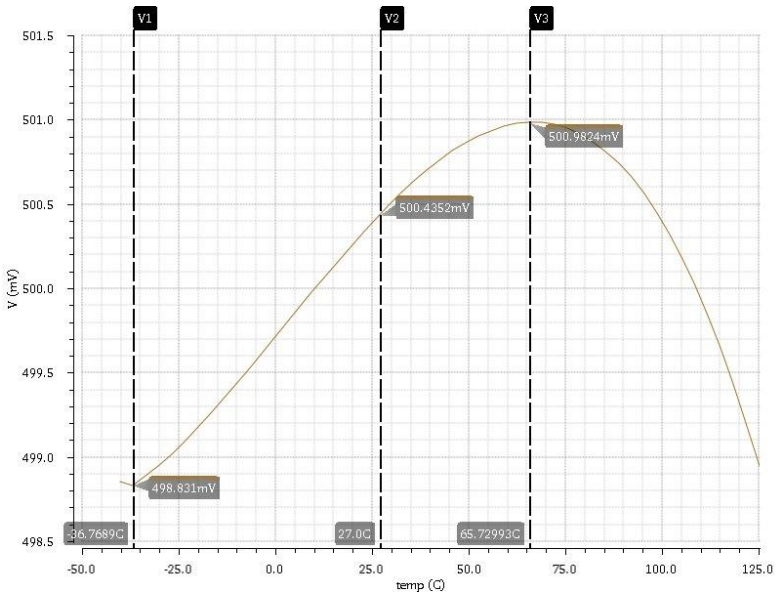
Šio šaltinio stabiliai išėjimo įtampai U_{ref} gauti taip pat naudojami du nuosekliai sujungti rezistoriai R_3 ir R_4 su priešingais temperatūriniais koeficientais.

Taigi suderinus 3.23, 3.24 ir 3.25 išraiškas, apskaičiuojami m_1 ir m_2 koeficientai. O tuomet iš 3.26 ir 3.27 lygčių apskaičiuojami tranzistorių dydžiai.

Paleidimo grandinę sudaro M_{S1} ir M_{S2} tranzistoriai bei C_S talpa. Lyginant su įprastinėmis paleidimo grandinėmis, ši grandinė skiriasi tuo, jog po paleidimo ji nebevartoja srovės ir taip sumažina bendrą grandinės energijos suvartojimą. Tuo metu, kai maitinimas įjungiamas, įtampa ant C_S talpos yra lygi nuliui ir M_{S1} tranzistoriaus užtūros-ištakos įtampa yra artima maitinimo įtampai. Po to M_{S1} tranzistoriaus atsidaro, sukuria srovę ir leidžia grandinei pradėti normaliai veikti. Tuo pat metu srovė įkrauna kondensatorių C_S iki tiek, kol pasiekiama maitinimo įtampa ir tada M_{S1} tranzistorius užsidaro.

3.2.3 Modeliavimo rezultatai

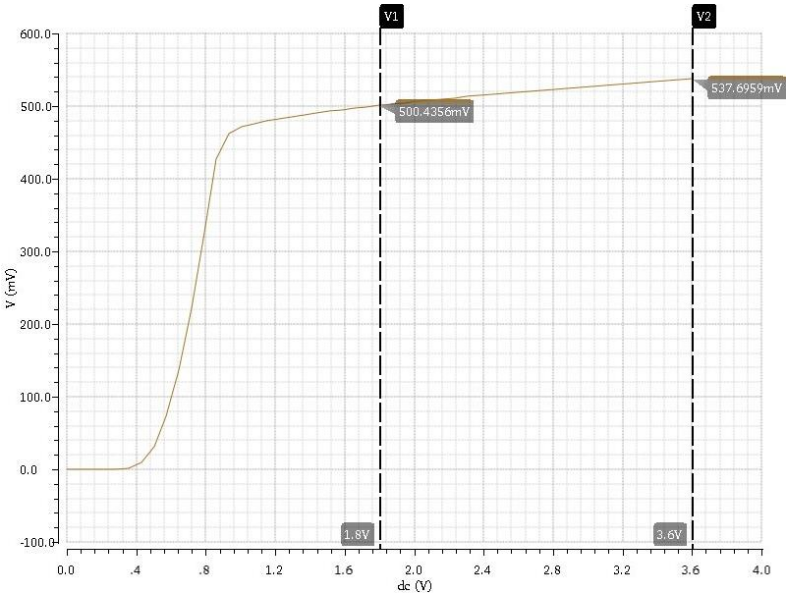
Kaip išėjimo įtampa U_{ref} priklauso nuo temperatūros pavaizduota 3.18 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C išėjimo įtampos variacijos yra 2,15 mV, t. y. apie 0,43 %. Taip pat galima apskaičiuoti temperatūrinį koeficientą, kuris yra lygus 26,1 ppm/^{0}C. O prie 27 ^{0}C (300 K) temperatūros išėjimo įtampa yra 500,44 mV.



3.18 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros

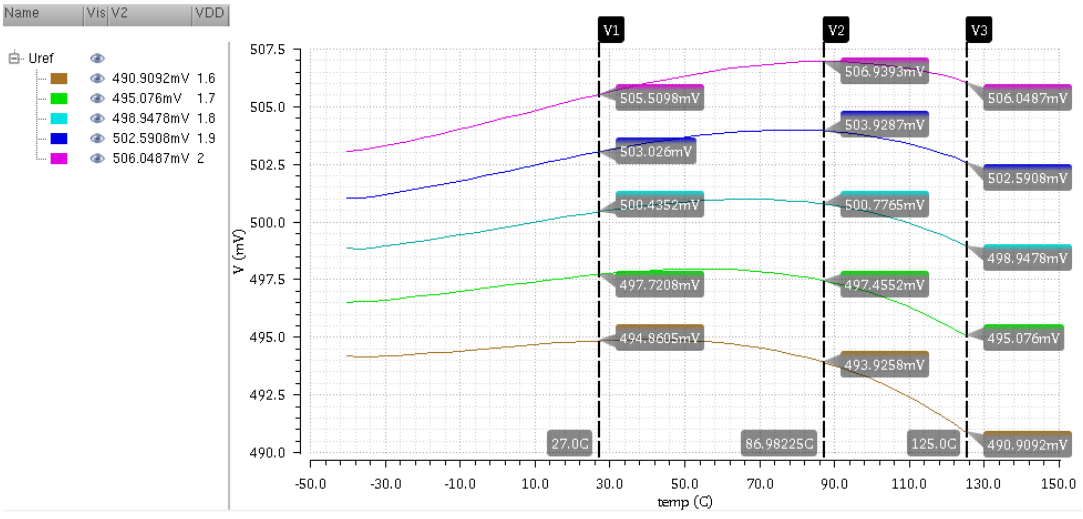
Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos pavaizduota 3.19 pav. Iš grafiko matyti, kad maitinimo įtampai pakitus diapazone nuo 1,8 V iki 3,6 V, išėjimo įtampa pakinta diapazone nuo

500,44 mV iki 537,7 mV, t. y. apie 7,45 %. Taip pat galima paminėti, kad šios grandinės suvartojama galia yra 232,1 µW.



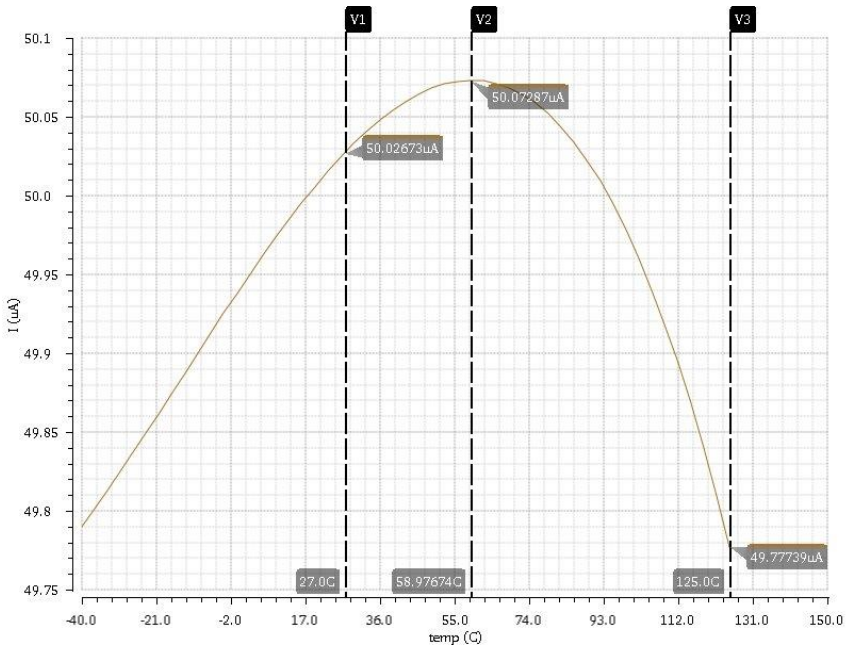
3.19 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos

Kaip išėjimo įtampa U_{ref} priklauso nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų pavaizduota 3.20 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C, kai maitinimo įtampa kinta nuo 1,6 V iki 2 V, išėjimo įtampos variacijos yra 16,03 mV, t. y. 3,21 %.



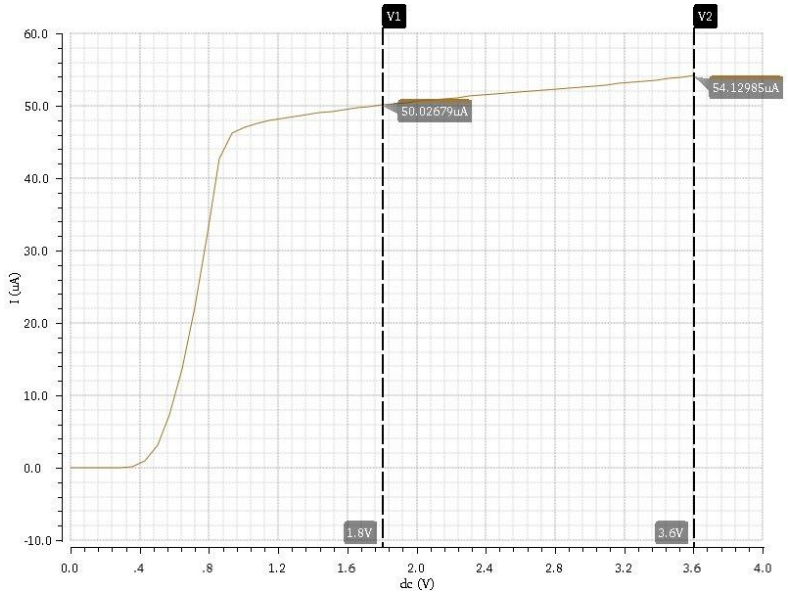
3.20 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų

Kaip išėjimo srovė I_{ref} priklauso nuo temperatūros pavaizduota 3.21 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C išėjimo srovės variacijos yra 295,48 nA, t. y. 0,59 %. Taip pat galima apskaičiuoti temperatūrinį koeficientą, kuris yra lygus 35,8 ppm/^{0}C. O prie 27 ^{0}C temperatūros išėjimo srovė yra 50,03 µA.



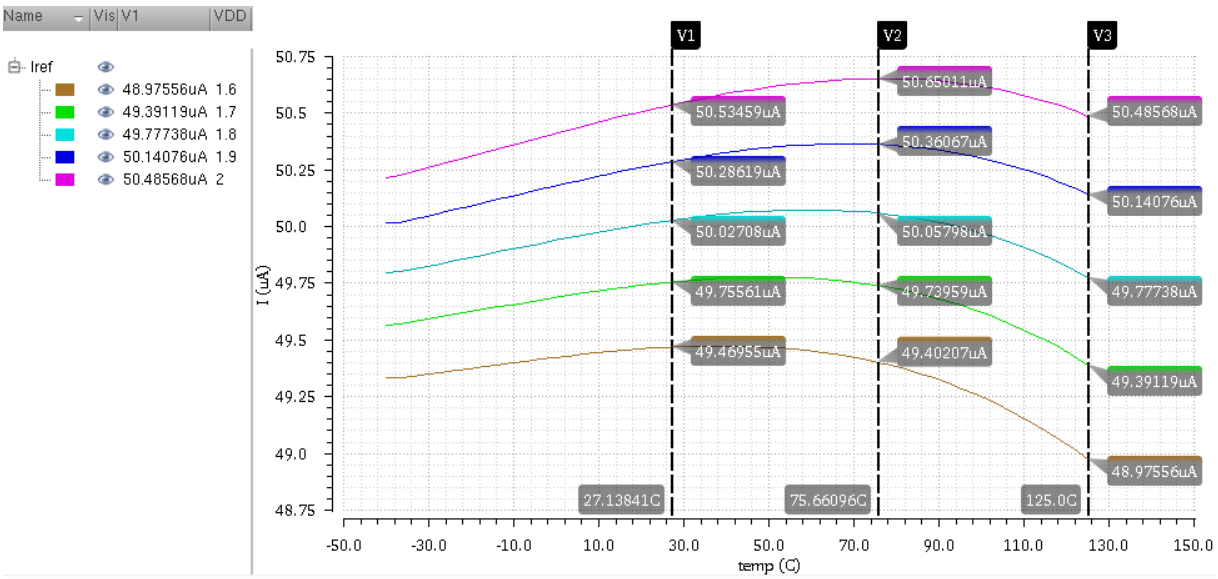
3.21 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros

Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos pavaizduota 3.22 pav. Kaip matyti iš grafiko, išėjimo srovė gana stipriai priklauso nuo maitinimo įtampos. Maitinimo įtampai pakitus diapazone nuo 1,8 V iki 3,6 V, išėjimo srovė pakinta diapazone nuo 50,03 µA iki 54,13 µA, t. y. apie 8,26 %. Taip pat galima paminėti, kad ši grandinė pradeda veikti nuo 1,2 V.



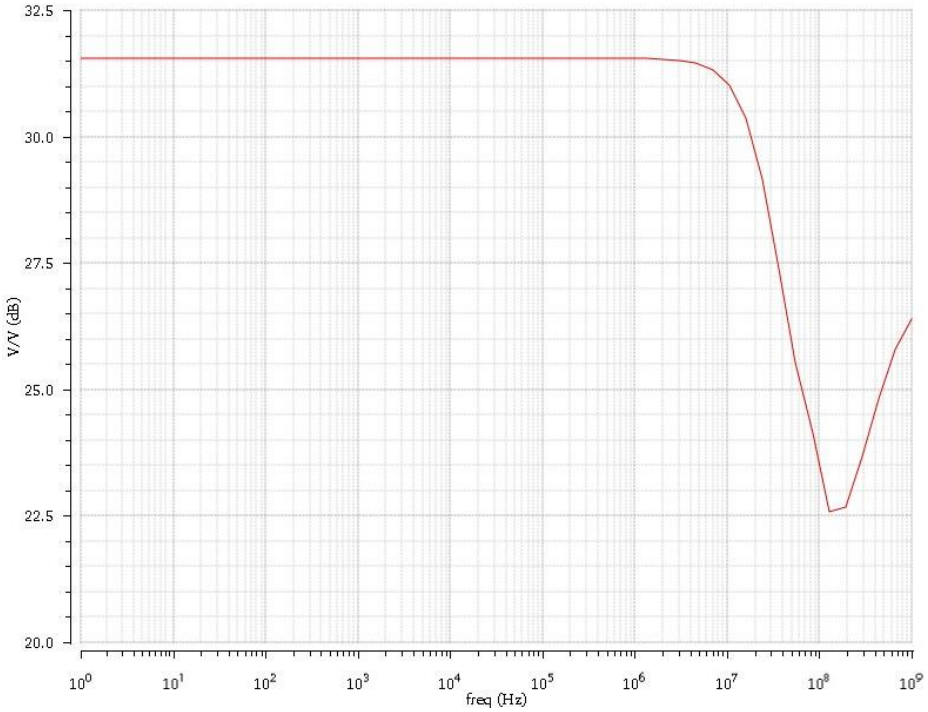
3.22 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos

Kaip išėjimo srovė I_{ref} priklauso nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų pavaizduota 3.23 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C, kai maitinimo įtampa kinta nuo 1,6 V iki 2 V, išėjimo srovės variacijos yra 1,68 µA, t. y. 3,35 %.



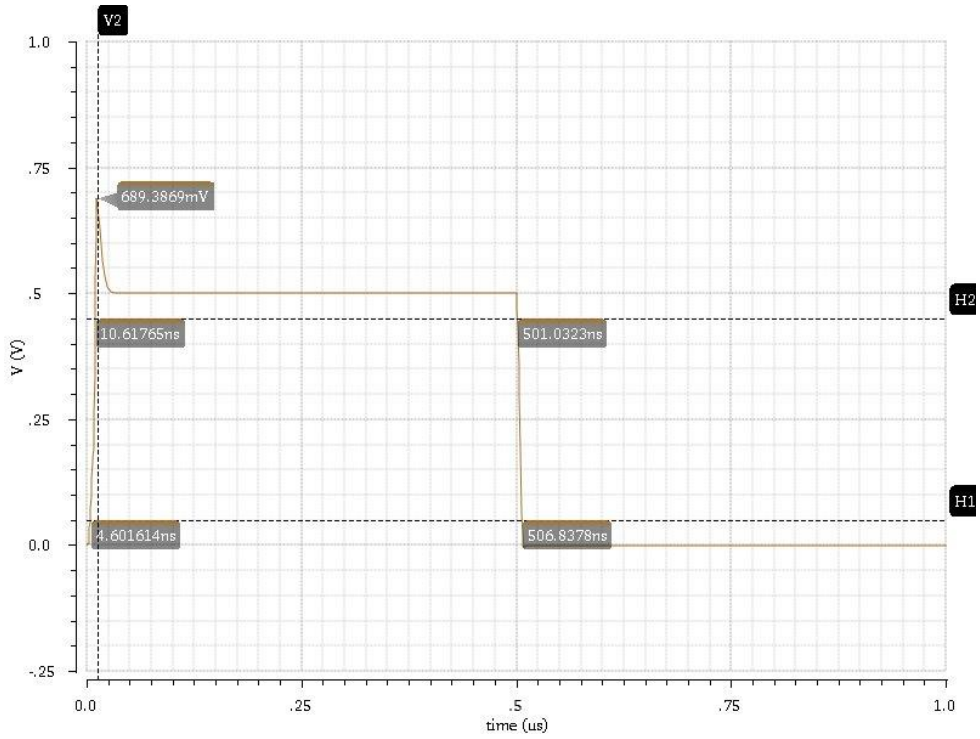
3.23 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų

Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficiento priklausomybė nuo dažnio pavaizduota 3.24 pav. Šis koeficientas parodo kiek atspari maitinimo įtampos pokyčiui yra grandinė prie tam tikro dažnio. Iš grafiko matyti, kad šios grandinės maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas (iki 1 MHz) yra apie 31,5 dB. Galima teikti, kad ši grandinė nėra atspari maitinimo įtampos pokyčiui, kadangi šios grandinės maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas yra beveik dvigubai mažesnis nei 3.1 poskyryje suprojektuotos grandinės. Ir tai yra vienas iš pagrindinių šios grandinės trūkumų.



3.24 pav. Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas

Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika pateikta 3.25 pav. Kaip jau buvo minėta 3.1 poskyryje, kad modeliuojant šią charakteristiką būtina nustatyti išėjimo signalo priekinio ir galinio frontų kitimo trukmes, šių frontų kitimo spartas, perviršius bei nusistovėjimo trukmes. Todėl, atlikus modeliavimą nustatytos šių parametrų vertės, kurios pateiktos 3.2 lentelėje. Iš lentelės matyti, kad priekinio fronto kitimo trukmė yra šiek tiek didesnė nei galinio. O tai reiškia, jog galinis frontas yra šiek tiek statesnis ir todėl jo kitimo sparta yra šiek tiek didesnė. Taip pat galima pastebėti, jog priekinio fronto perviršis yra gana didelis, apie 38 %, o galinio fronto perviršio beveik nėra. Priekinio fronto perviršis yra didelis todėl, kad grandinėja yra kondensatorių. Dar galima pastebėti, kad galinio fronto nusistovėjimo trukmė yra 507,2 ns.

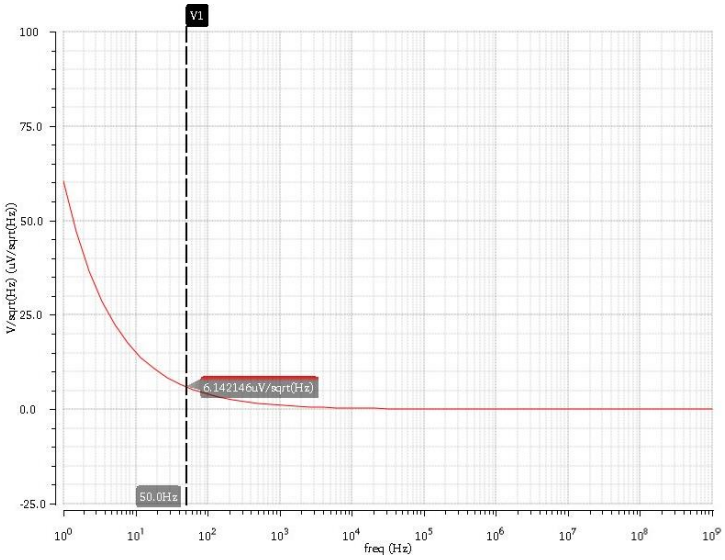


3.25 pav. Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika

3.2 lentelė. Šaltinio be operacinio stiprintuvo pereinamosios charakteristikos parametrai

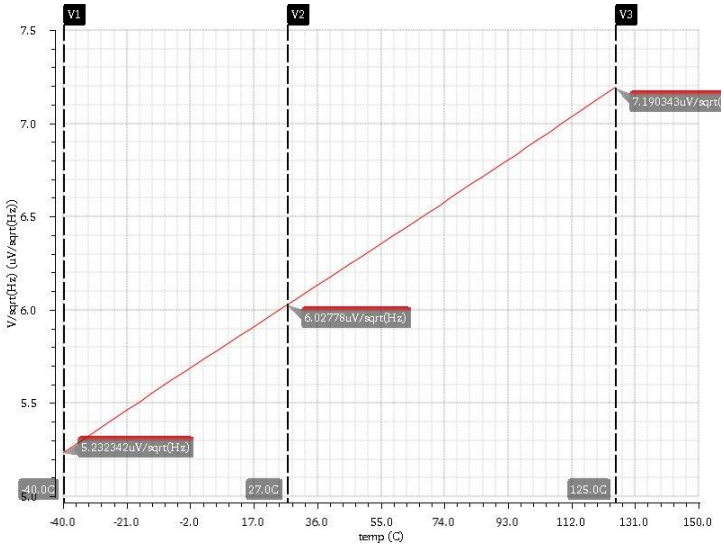
Parametras	**Parametro vertė**
Priekinio fronto kitimo trukmė	6,016 ns
Galinio fronto kitimo trukmė	5,805 ns
Priekinio fronto kitimo sparta	66,49 V/µs
Galinio fronto kitimo sparta	-68,9 V/µs
Priekinio fronto perviršis	37,88 %
Galinio fronto perviršis	0,63 %
Galinio fronto nusistovėjimo trukmė	507,2 ns

Triukšmo priklausomybė nuo dažnio prie 27 ^{0}C temperatūros pavaizduota 3.26 pav. Iš šio paveikslo matyti, kad didėjant dažniui triukšmas mažėja. Taip yra todėl, kad žemuose dažniuose svarbiausias yra mirgėjimo triukšmas. O šis triukšmas yra atvirkščiai proporcingas dažniui. Prie 50 Hz šios grandinės triukšmas yra 6,14 µV/(Hz^{0,5}). Dar galima paminėti, kad dažnių diapazone nuo 1 Hz iki 1 kHz šios grandinės integruotas triukšmas yra 123,2 µV.



3.26 pav. Triukšmo priklausomybė nuo dažnio

Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros prie 50 Hz dažnio pavaizduota 3.27 pav. Iš šio paveikslo matyti, kad didėjant temperatūrai triukšmas didėja. Taip yra todėl, kad integriniuose grandynuose egzistuoja dar vienas triukšmas, kuris vadinamas terminiu. Šis triukšmas yra tiesiogiai proporcingas temperatūrai. Temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C šios grandinės triukšmas kinta nuo 5,232 µV/(Hz^{0,5}) iki 7,19 µV/(Hz^{0,5}).



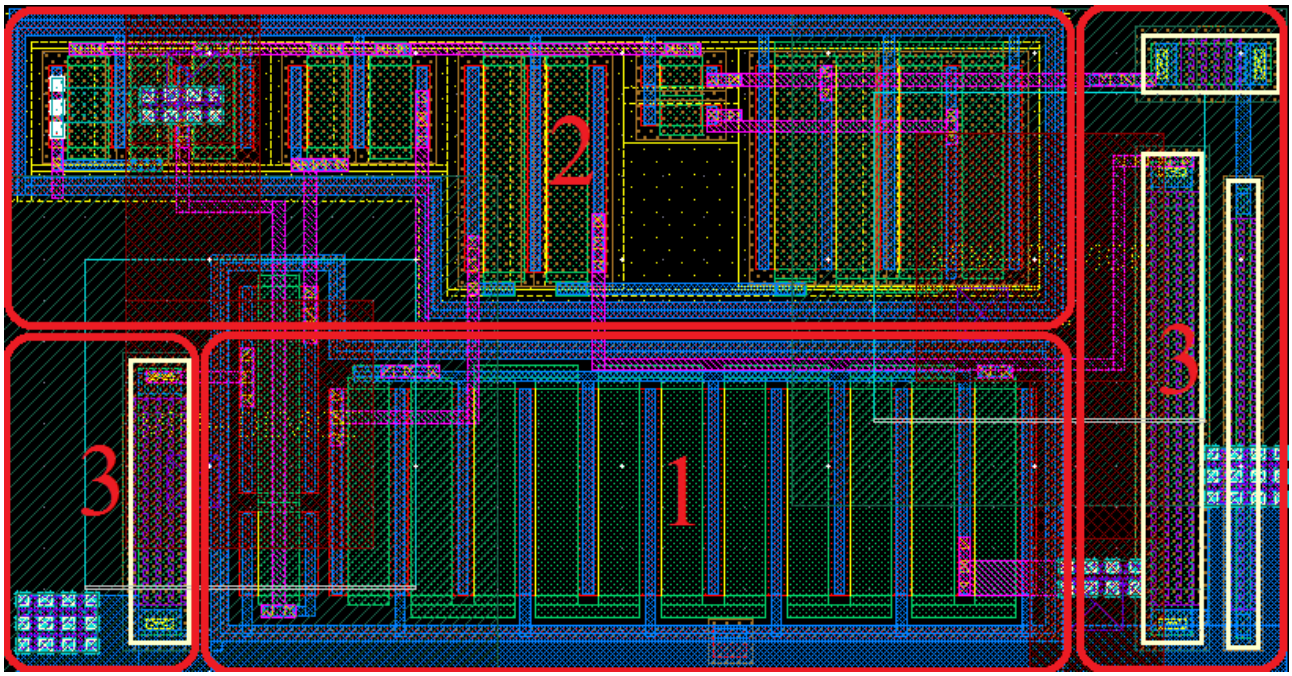
3.27 pav. Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros

3.2.4 Topologijos projektavimas ir modeliavimas

Stabilios atraminės įtampos šaltinio be operacinio stiprintuvo topologija pavaizduota 3.28 pav. Su nesužymėtomis sritimis topologijos brėžinys pateiktas 2 priede. Kaip jau 3 skyriuje minėta, projektuojant topologiją reikia laikytis tam tikrų projektavimo taisyklių. O šios taisyklės priklauso nuo projektuojamo įrenginio ir jo projektavimui naudojamos technologijos. Kokių projektavimo taisyklių laikytasi projektuojant šį įrenginį, t. y. kodėl taip dėstyti elementai 3.28 paveiksle, galima paaiškinti pagal sužymėtas sritis:

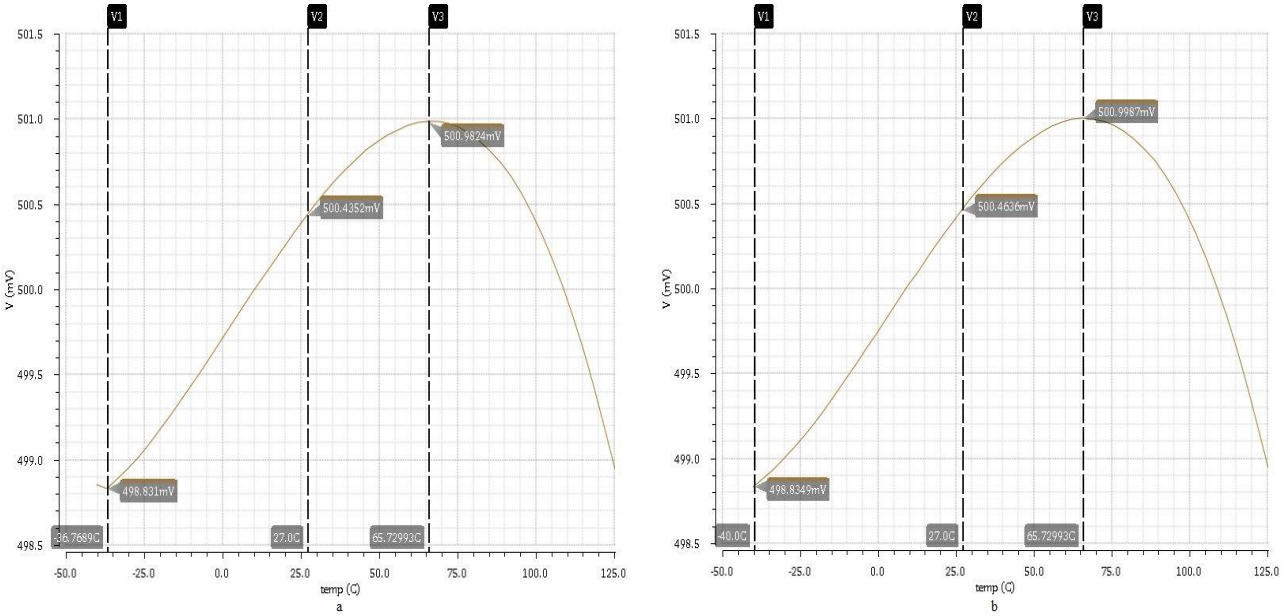
1. Schemos NMOP tranzistoriai M_1, M_2, M_6, M_7. Visi NMOP tranzistoriai išdėstyti šalia tam, kad juos būtų galima apjuosti *p* tipo apsauginiu žiedu, prijungtu prie žemės kontakto. Tranzistorių M_1 ir M_2 užtūros sujungiamos tiesiogiai, kadangi taip gaunamas centruotas užtūrų sujungimas, nebereikia metalo sluoksnio ir perėjimų bei sumažėja užimamas plotas. Tranzistorius M_6 padalintas į 10 pirštų, nes jo ilgis 10 kartų didesnis už M_5 tranzistoriaus.
2. Schemos PMOP tranzistoriai M_{S1}, M_{S2}, M_3-M_5, M_8-M_{13}. Šie tranzistoriai taip pat išdėstyti šalia tam, kad juos būtų galima apjuosti *n* tipo apsauginiu žiedu, prijungtu prie maitinimo kontakto. Gretimi tranzistoriai sujungti taip, jog viena aktyvioji sritis būtų abiejų tranzistorių ištaka. Taip minimizuojamas atstumas bei pati tranzistorių topologija bei gaunamas centruotas suderinimas.
3. Pasyvūs elementai, kondensatoriai ir rezistoriai (C_S, C_C, R_1-R_4). Šie elementai dėstomi taip, kaip yra sujungti schemoj ir taip, kad užimtų mažesnį plotą.

Suprojektuoto stabilios atraminės įtampos šaltinio be operacinio stiprintuvo topologijos plotas yra 31,13 µm x 16,04 µm arba 499,33 µm^2.



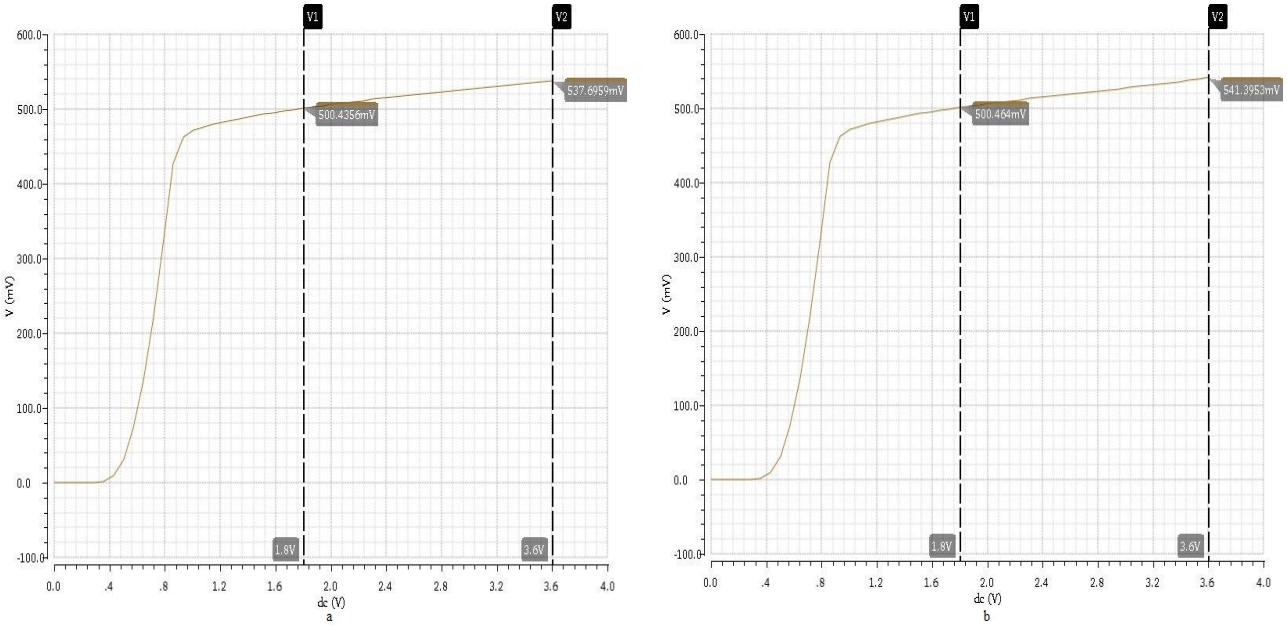
3.28 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinio be operacinio stiprintuvo topologija

Toliau atliekamas topologijos modeliavimas. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros, sumodeliavus topologiją ir palyginus su idealia schema, pavaizduota 3.29 pav. Iš rezultatų matyti, kad topologijos įneštas nuokrypis nuo idealios schemos yra tik apie 0,006 %.



3.29 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros (a – schemos; b – topologijos)

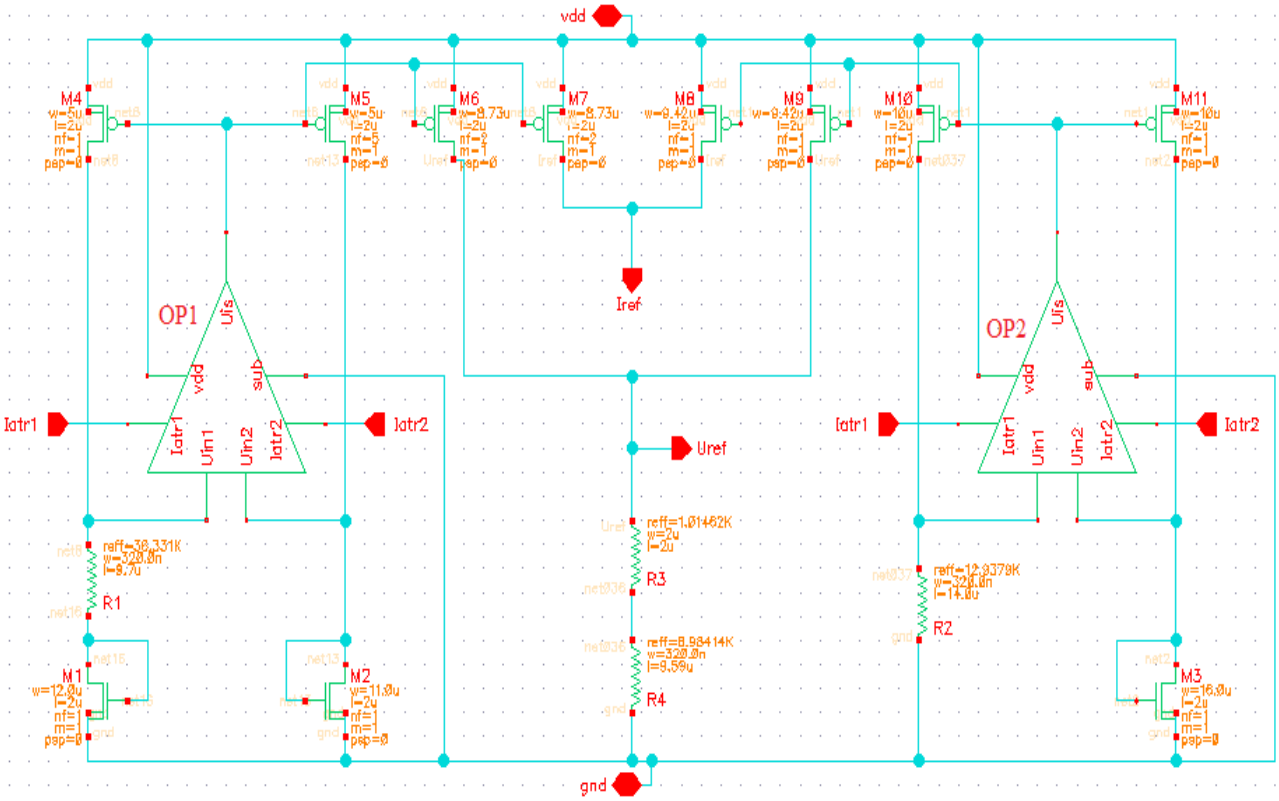
Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos, sumodeliavus topologiją ir palyginus su idealia schema, pavaizduota 3.30 pav. Iš rezultatų matyti, kad topologijos įneštas nuokrypis nuo idealios schemos prie 1,8 V maitinimo įtampos taip pat yra apie 0,006 %. Tačiau prie didesnės maitinimo įtampos nuokrypis didėja ir prie 3,6 V jis yra apie 0,69 %.



3.30 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos (a – schemos; b – topologijos)

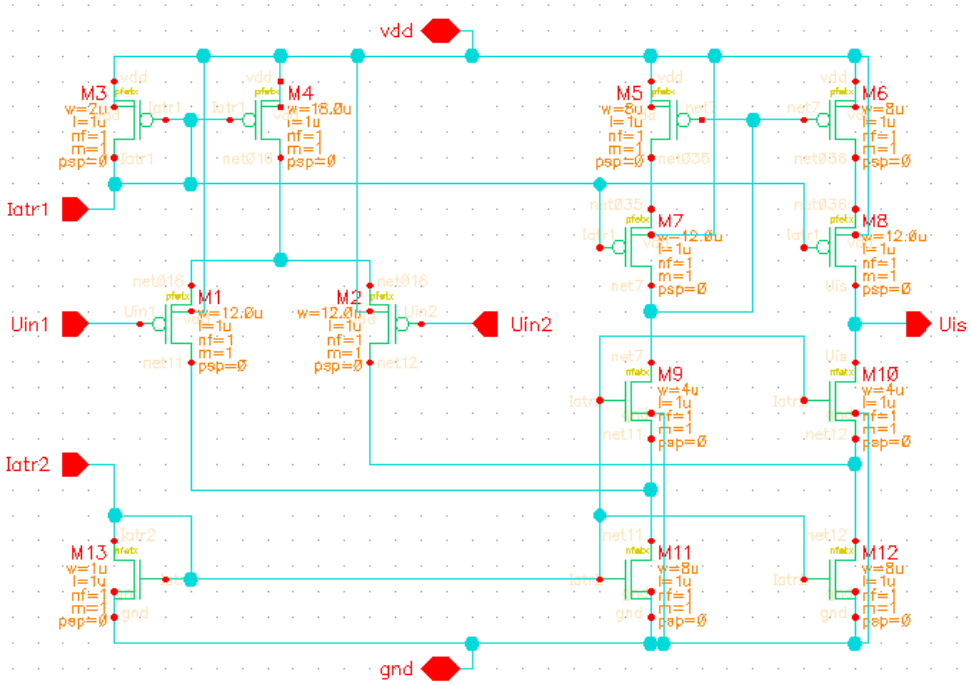
3.3 Maitinimo šaltinis su dviem operaciniais stiprintuvais

Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su dviem vienodais operaciniais stiprintuvais principinė elektrinė schema pavaizduota 3.31 pav. O šiame šaltinyje naudojamo operacinio stiprintuvo principinė elektrinė schema pavaizduota 3.32 pav. Šio stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio architektūroje naudojami MOP lauko tranzistoriai, kurie veikia soties, arba kitaip stiprios inversijos veikoje, ir rezistoriai. Soties veikoje MOP tranzistoriaus krūvininkų judris ir slenkstinė įtampa priklauso nuo temperatūros. Kontroliuojant šias priklausomybes sukuriamos tikslios PTAT ir CTAT srovės, o jas susumavus gaunamas stabilus maitinimo šaltinis [22 - 26].



3.31 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais principinė elektrinė schema

Šiame šaltinyje naudojamas dviejų pakopų kilpinis operacinis stiprintuvas (angl. *Folded Cascode Operational Amplifier*) su PMOP diferencinės pakopos įėjimo tranzistoriais. Lyginant su paprastu dviejų pakopų operaciniu stiprintuvu, kilpinis skiriasi tuo, jog turi didesnį stiprinimo koeficientą. O didesnis stiprinimo koeficientas suteikia šio stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio grandinei didesnį stabilumą nuo maitinimo įtampos. Stiprintuvo diferencinėje pakopoje naudojami PMOP, o ne NMOP, įėjimo tranzistoriai todėl, kad toks stiprintuvas yra atsparesnis integrinių grandynų triukšmams.



3.32 pav. Kilpinis operacinis stiprintuvas

Toliau bus nagrinėjama, kaip projektuojamas šis stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinis, t. y. kaip gaunamos PTAT ir CTAT srovės, kaip jos sumuojamos, kaip panaikinama rezistorių temperatūrinė priklausomybė ir kaip gaunama stabili maitinimo šaltinio išėjimo įtampa ir srovė.

3.3.1 Šaltinio projektavimas

Soties veikoje lauko tranzistoriaus kanalu tekanti I_{DS} srovė apskaičiuojama taip:

$$I_{DS} = K\frac{W}{2L}\left(U_{GS} - U_{th}\right)^2, \tag{3.28}$$

o užtūros-ištakos įtampą (U_{GS}) taip:

$$U_{GS} = U_{th} + \sqrt{\frac{2I_{DS}L}{KW}} = U_{th} + \sqrt{\frac{2I_{DS}L}{\mu C_{ox}W}}. \tag{3.29}$$

Iš 3.29 formulės matyti, kad užtūros-ištakos įtampa priklauso nuo krūvininkų judrio (μ) ir slenkstinės įtampos (U_{th}). Krūvininkų judrio ir slenkstinės įtampos priklausomybės nuo temperatūros apskaičiuojamos pagal 3.30 ir 3.31 formules.

$$\mu(T) = \mu_0\left(\frac{T}{T_0}\right)^{\alpha_\mu}, \tag{3.30}$$

$$U_{th}(T) = U_{th0} + \alpha_{Uth}\left(T - T_0\right), \tag{3.31}$$

čia μ_0, α_μ, U_{th0} ir α_{Uth} yra technologinio proceso konstantos, o T_0 yra lygus 300 K.

Kadangi α_μ ir α_{Uth} yra neigiamos konstantos, todėl μ ir U_{th} turi neigiamas priklausomybes nuo temperatūros arba kitaip yra komplementarūs absoliutinei temperatūrai (CTAT). O tai reiškia, kad U_{GS} susideda iš dviejų narių, su skirtingomis temperatūrinėmis priklausomybėmis. Tai matyti iš (3.29) formulės. Pirmasis narys yra U_{th} ir jis turi neigiamą temperatūrinę priklausomybę, o antrasis narys yra $\sqrt{\frac{2I_{DS}L}{\mu C_{ox}W}}$ ir jis gali turėti teigiamą temperatūrinę priklausomybę, arba kitaip būti proporcingas absoliutinei temperatūrai (PTAT), kadangi krūvininkų judrio (μ) temperatūrinis koeficientas dominuoja prieš užtūros oksido talpos (C_{ox}) temperatūrinį koeficientą. Tačiau antras narys taip pat priklauso ir nuo tranzistoriaus kanalu tekančios srovės (I_{DS}) bei tranzistoriaus kraštinių santykio (L/W).

Iš 3.28 pav. matyti, kad tarp operacinių stiprintuvų išėjimų ir įėjimų yra sudaryti neigiamieji grįžtamieji ryšiai. Dėl šių ryšių ir dėl to, kad operaciniai stiprintuvai turi didelį stiprinimą, galima daryti prielaidą, jog operacinių stiprintuvų įėjimo įtampos yra vienodos. Šioj schemoj M_3, M_{10}, M_{11}, OP_2 ir R_2 elementai suformuoja CTAT grandinę, kuri sukuria CTAT srovę:

$$I_{R2} = \frac{U_{GS3}}{R_2} = \frac{U_{th3} + \sqrt{\frac{2I_{DS3}L_3}{\mu C_{ox}W_3}}}{R_2}. \tag{3.32}$$

Mažinant $\sqrt{\frac{2I_{DS}L}{\mu C_{ox}W}}$ ir įvertinant R_2 temperatūrinę priklausomybę, parenkamas tinkamas grandinės darbo taškas ir gaunama norima CTAT srovė.

Elementai M_1, M_2, M_4, M_5, OP_1 ir R_1 suformuoja PTAT grandinę. Įtampos kritimas ant R_1 apskaičiuojamas taip:

$$U_{R1} = U_{GS2} - U_{GS1} = U_{th2} + \sqrt{\frac{2I_{DS2}L_2}{\mu C_{ox}W_2}} - U_{th1} - \sqrt{\frac{2I_{DS1}L_1}{\mu C_{ox}W_1}}. \tag{3.33}$$

Kadangi vienodo kanalo ilgio tranzistorių slenkstinės įtampos yra beveik vienodos, tai (5.6) formulę galima supaprastinti:

$$U_{R1} = U_{GS2} - U_{GS1} = \sqrt{\frac{2I_{DS2}L_2}{\mu C_{ox}W_2}} - \sqrt{\frac{2I_{DS1}L_1}{\mu C_{ox}W_1}}. \tag{3.34}$$

Iš (3.34) formulės matyti, kad U_{R1} yra suformuojama iš dviejų narių sumos. Pirmasis narys yra PTAT, o antrasis – CTAT. Tam, kad gauti PTAT įtampos kritimą ant R_1, pirmasis narys turi būti didesnis nei antrasis. Tinkamai koreguojant M_1 ir M_2 tranzistorių I_{DS}, L ir W, galima gauti PTAT įtampos kritimą ant R_1 ir sukurti PTAT srovę, kurią taip pat sąlygoja ir R_1 rezistoriaus temperatūrinis elgesys.

PTAT srovė nukopijuojama per M_6 ir M_7 tranzistorius, o CTAT srovė – per M_8 ir M_9 tranzistorius. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinio šaltinio išėjimo srovė I_{ref} gaunama

susumavus sroves, nukopijuotas per M_7 ir M_8 tranzistorius, o išėjimo įtampa U_{ref} gaunama susumavus sroves, nukopijuotas per M_6 ir M_9 tranzistorius, ir padauginus iš R_3 ir R_4 rezistorių varžų sumos. Visa tai galima išreikšti tokiomis formulėmis:

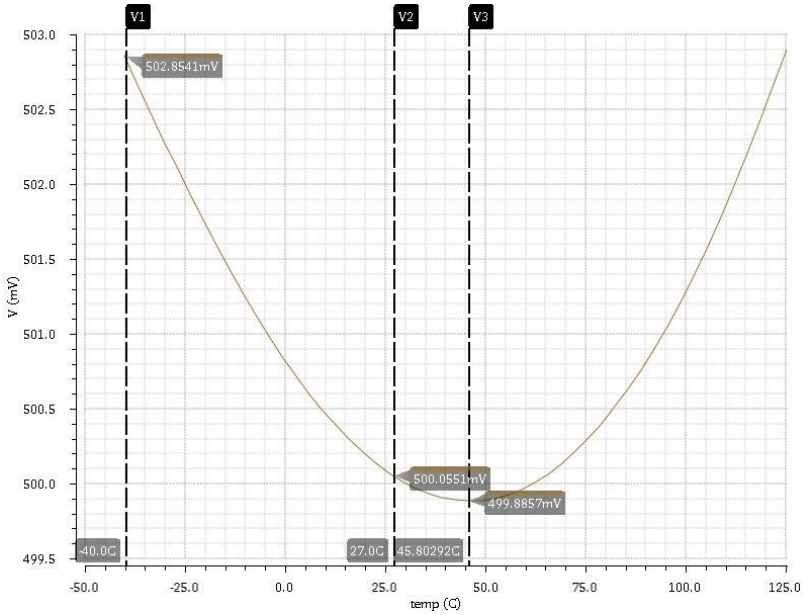
$$I_{ref} = \frac{U_{GS3} W_8 L_{10}}{R_2 L_8 W_{10}} + \frac{(U_{GS2} - U_{GS1}) W_7 L_4}{R_1 L_7 W_4}, \tag{3.35}$$

$$U_{ref} = \left(\frac{U_{GS3} W_9 L_{10}}{R_2 L_9 W_{10}} + \frac{(U_{GS2} - U_{GS1}) W_6 L_4}{R_1 L_6 W_4} \right) (R_3 + R_4). \tag{3.36}$$

Kaip ir trečiame bei ketvirtame skyriuose projektuotuose stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltiniuose, taip ir šiame šaltinyje stabiliai išėjimo įtampai gauti naudojami du nuosekliai sujungti rezistoriai su priešingais temperatūriniais koeficientais.

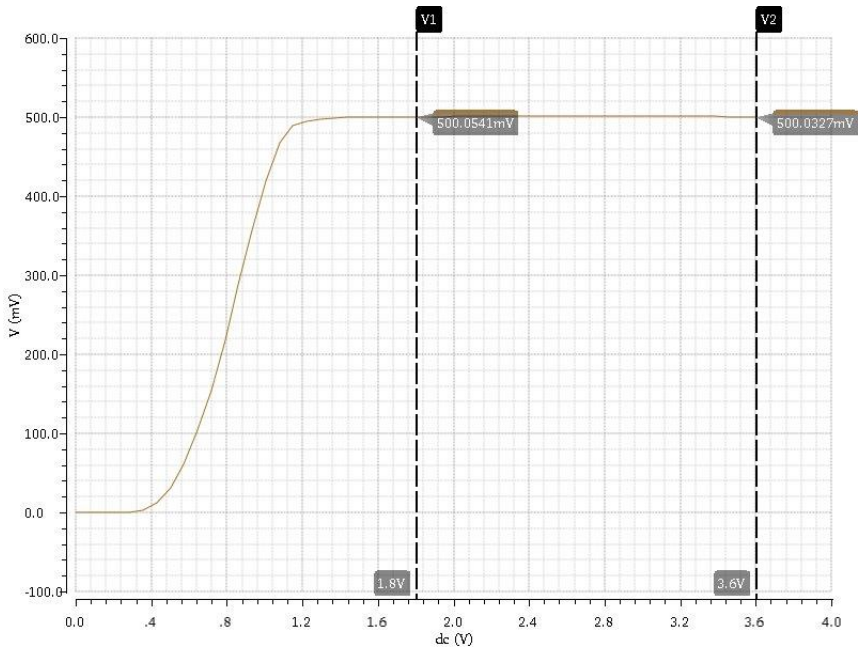
3.3.2 Modeliavimo rezultatai

Kaip išėjimo įtampa U_{ref} priklauso nuo temperatūros pavaizduota 3.33 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C išėjimo įtampos variacijos yra 2,97 mV, t. y. apie 0,59 %. Taip pat galima apskaičiuoti temperatūrinį koeficientą, kuris yra lygus 35,98 ppm/^{0}C. Be to galima pastebėti, kad prie 27 ^{0}C temperatūros išėjimo įtampa yra beveik lygiai 500 mV.



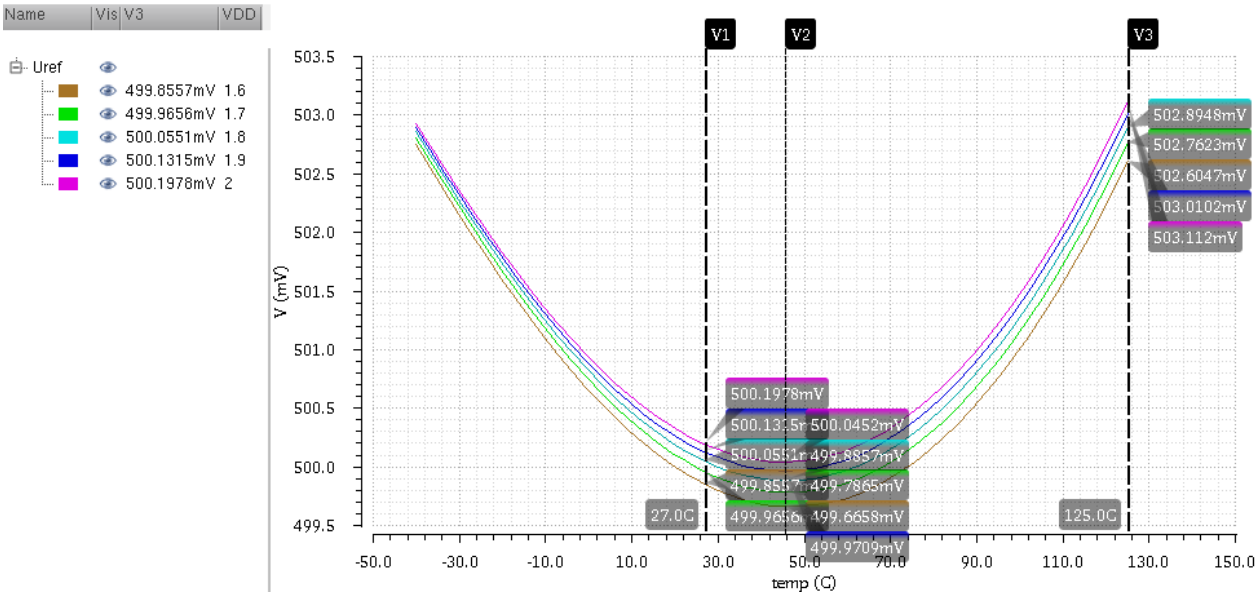
3.33 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros

Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos pavaizduota 3.34 pav. Iš grafiko matyti, kad maitinimo įtampai pakitus diapazone nuo 1,8 V iki 3,6 V, išėjimo įtampa pakinta diapazone nuo 500,054 mV iki 500,033 mV, t. y. apie 0,0043 %. Tai reiškia , kad šios grandinės išėjimo įtampa beveik nepriklauso nuo maitinimo įtampos. Taip pat galima pastebėti, kad šita grandinė pradeda veikti nuo 1,3 V. Dar galima paminėti, kad šios grandinės suvartojama galia yra 476,94 µW.



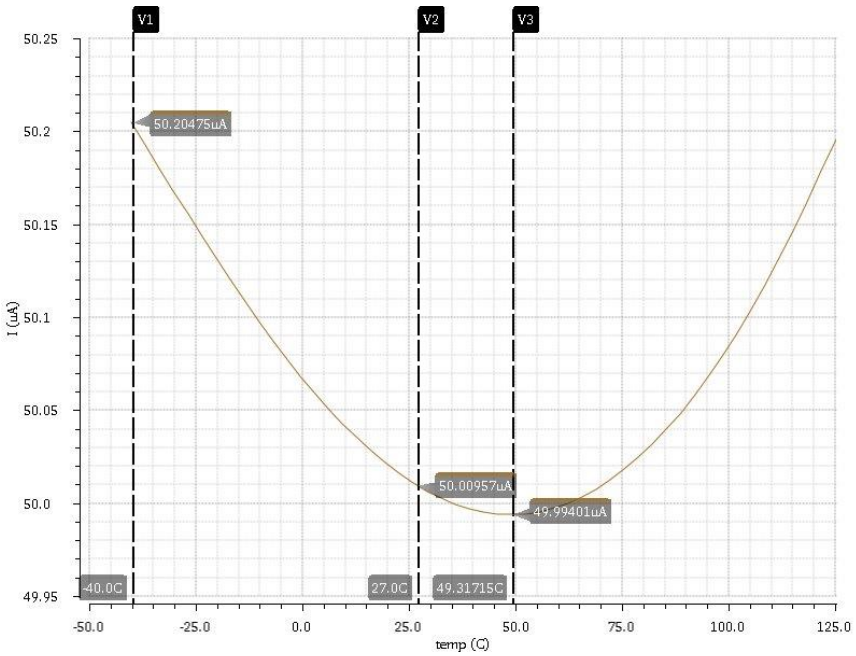
3.34 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos

Kaip išėjimo įtampa U_{ref} priklauso nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų pavaizduota 3.35 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C, kai maitinimo įtampa kinta nuo 1,6 V iki 2 V, išėjimo įtampos variacijos yra 3,45 mV, t. y. 0,69 %.



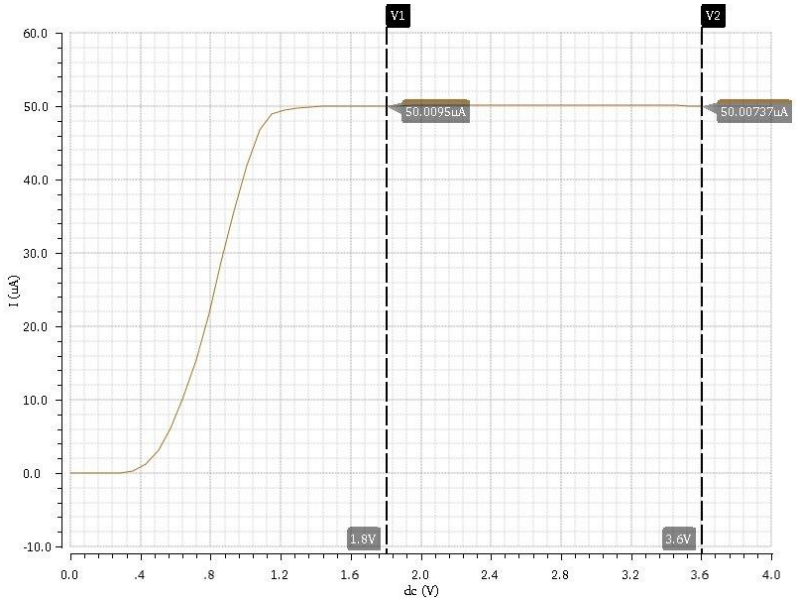
3.35 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų

Kaip išėjimo srovė I_{ref} priklauso nuo temperatūros pavaizduota 3.36 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C išėjimo srovės variacijos yra 210,74 nA, t. y. apie 0,42 %. Taip pat galima apskaičiuoti temperatūrinį koeficientą, kuris yra lygus 25,54 ppm/^{0}C. Prie 27 ^{0}C (300 K) išėjimo srovė yra 50,0096 µA.



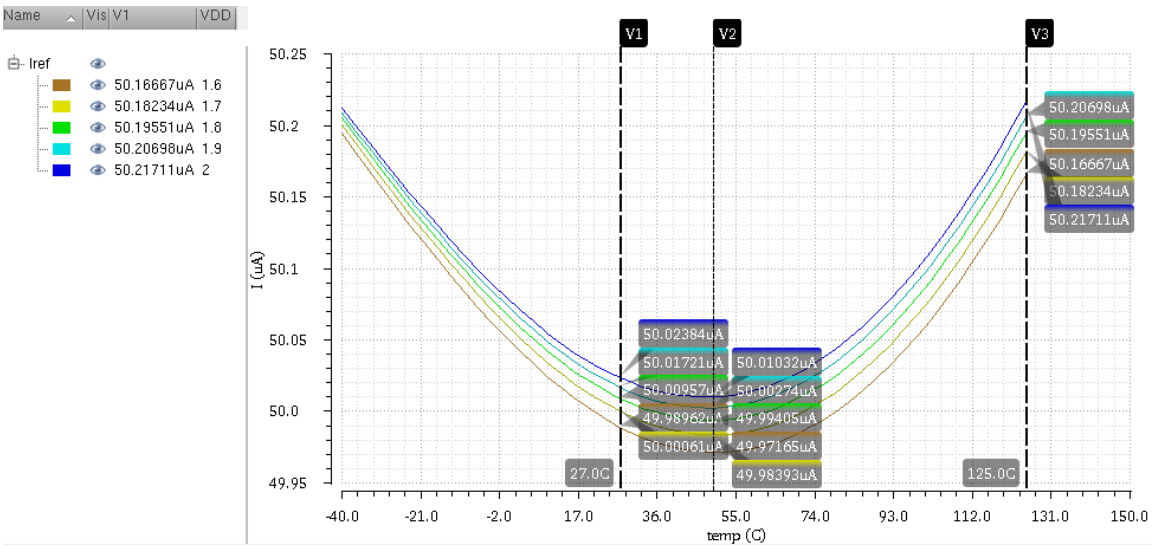
3.36 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros

Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos pavaizduota 3.37 pav. Iš grafiko matyti, kad maitinimo įtampai pakitus diapazone nuo 1,8 V iki 3,6 V, išėjimo srovė pakinta diapazone nuo 50,0095 µA iki 50,0074 µA, t. y. apie 0,0043 %. Tai reiškia, kad išėjimo srovė taip pat beveik nepriklauso nuo maitinimo įtampos.



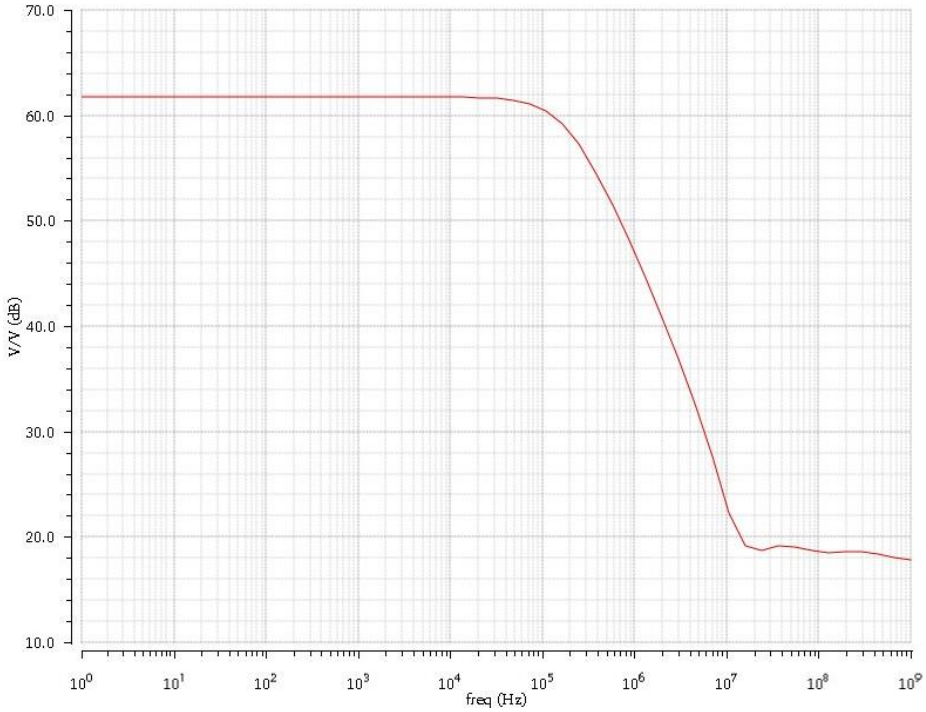
3.37 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo maitinimo įtampos

Kaip išėjimo srovė I_{ref} priklauso nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų pavaizduota 3.38 pav. Iš grafiko matyti, kad temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C, kai maitinimo įtampa kinta nuo 1,6 V iki 2 V, išėjimo srovės variacijos yra 245,5 nA, t. y. 0,49 %.



3.38 pav. Išėjimo srovės priklausomybė nuo temperatūros prie skirtingų maitinimo įtampų

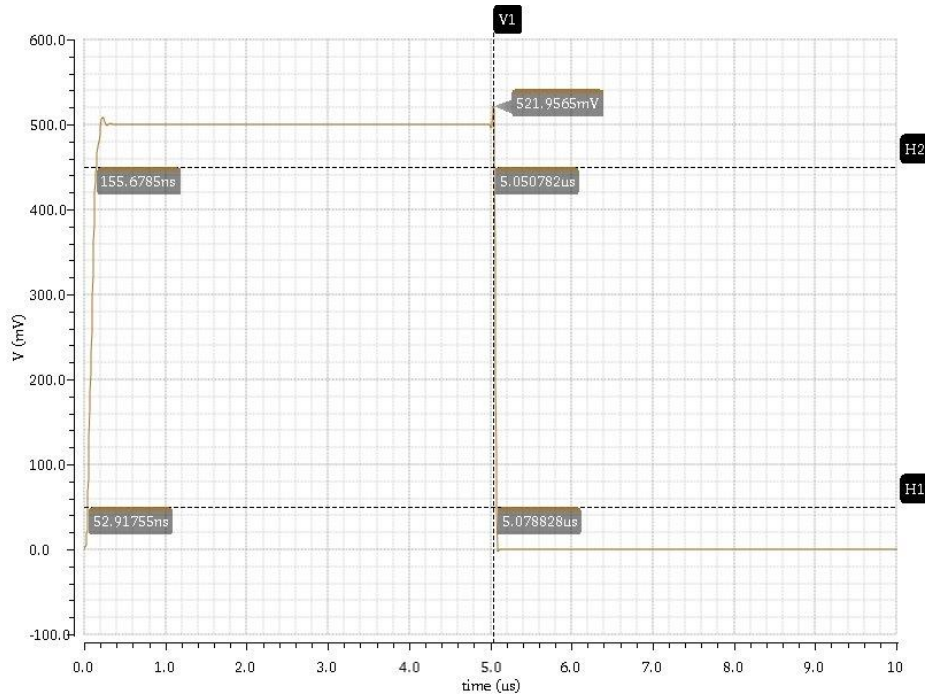
Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficiento priklausomybė nuo dažnio pavaizduota 3.39 pav. Iš grafiko matyti, kad šios grandinės maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas (iki 10 kHz) yra apie 62 dB. Galima teikti, kad ši grandinė atspari maitinimo įtampos pokyčiui, kadangi šios grandinės maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas yra šešiais decibelais didesnis nei 3.1 poskyryje suprojektuotos grandinės.



3.39 pav. Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas

Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika pavaizduota 3.40 pav. Šios charakteristikos parametrų vertės pateiktos 3.3 lentelėje. Iš lentelės matyti, kad

priekinio fronto kitimo trukmė yra maždaug 3,66 karto didesnė nei galinio. O tai reiškia, jog galinis frontas yra statesnis ir todėl jo kitimo sparta yra didesnė. Taip pat galima pastebėti, jog priekinio fronto perviršis yra apie 4,4 %, o galinio fronto perviršio beveik nėra. Dar galima pastebėti, kad galinio fronto nusistovėjimo trukmė yra 5,08 µs.

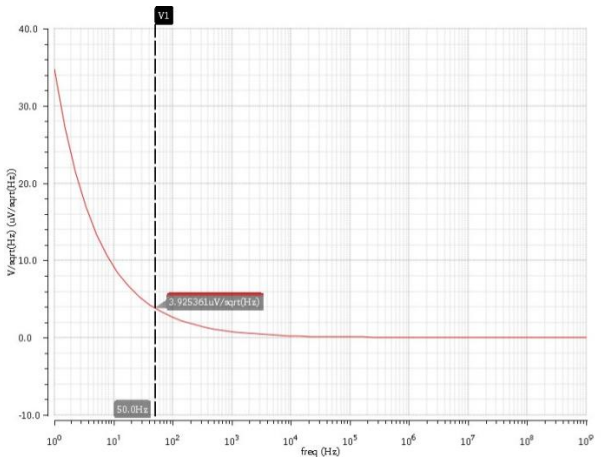


3.40 pav. Atsako į vienetinio šuolio formos įėjimo signalą pereinamoji charakteristika

3.3 lentelė. Šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais pereinamosios charakteristikos parametrai

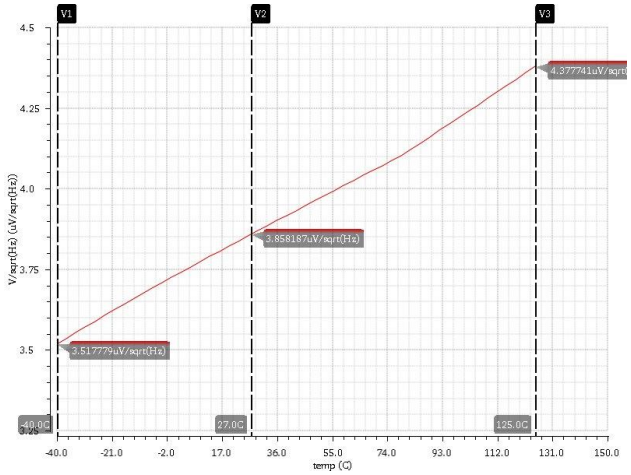
Parametras	**Parametro vertė**
Priekinio fronto kitimo trukmė	102,8 ns
Galinio fronto kitimo trukmė	28,05 ns
Priekinio fronto kitimo sparta	3,89 V/µs
Galinio fronto kitimo sparta	-14,26 V/µs
Priekinio fronto perviršis	4,43 %
Galinio fronto perviršis	0,74 %
Galinio fronto nusistovėjimo trukmė	5,08 µs

Triukšmo priklausomybė nuo dažnio prie 27 ^{0}C temperatūros pavaizduota 3.41 pav. Iš šio paveikslo matyti, kad didėjant dažniui triukšmas mažėja. Taip yra todėl, kad žemuose dažniuose svarbiausias yra mirgėjimo triukšmas. O šis triukšmas yra atvirkščiai proporcingas dažniui. Prie 50 Hz šios grandinės triukšmas yra 3,93 µV/(Hz^{0,5}). Dar galima paminėti, kad dažnių diapazone nuo 1 Hz iki 1 kHz šios grandinės integruotas triukšmas yra 76,67 µV.



3.41 pav. Triukšmo priklausomybė nuo dažnio

Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros prie 50 Hz dažnio pavaizduota 3.42 pav. Iš šio paveikslo matyti, kad didėjant temperatūrai triukšmas didėja. Taip yra todėl, kad integriniuose grandynuose egzistuoja dar vienas triukšmas, kuris vadinamas terminiu. Šis triukšmas yra tiesiogiai proporcingas temperatūrai. Temperatūrų diapazone nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C šios grandinės triukšmas kinta nuo 3,52 µV/(Hz^{0,5}) iki 4,38 µV/(Hz^{0,5}).



3.42 pav. Triukšmo priklausomybė nuo temperatūros

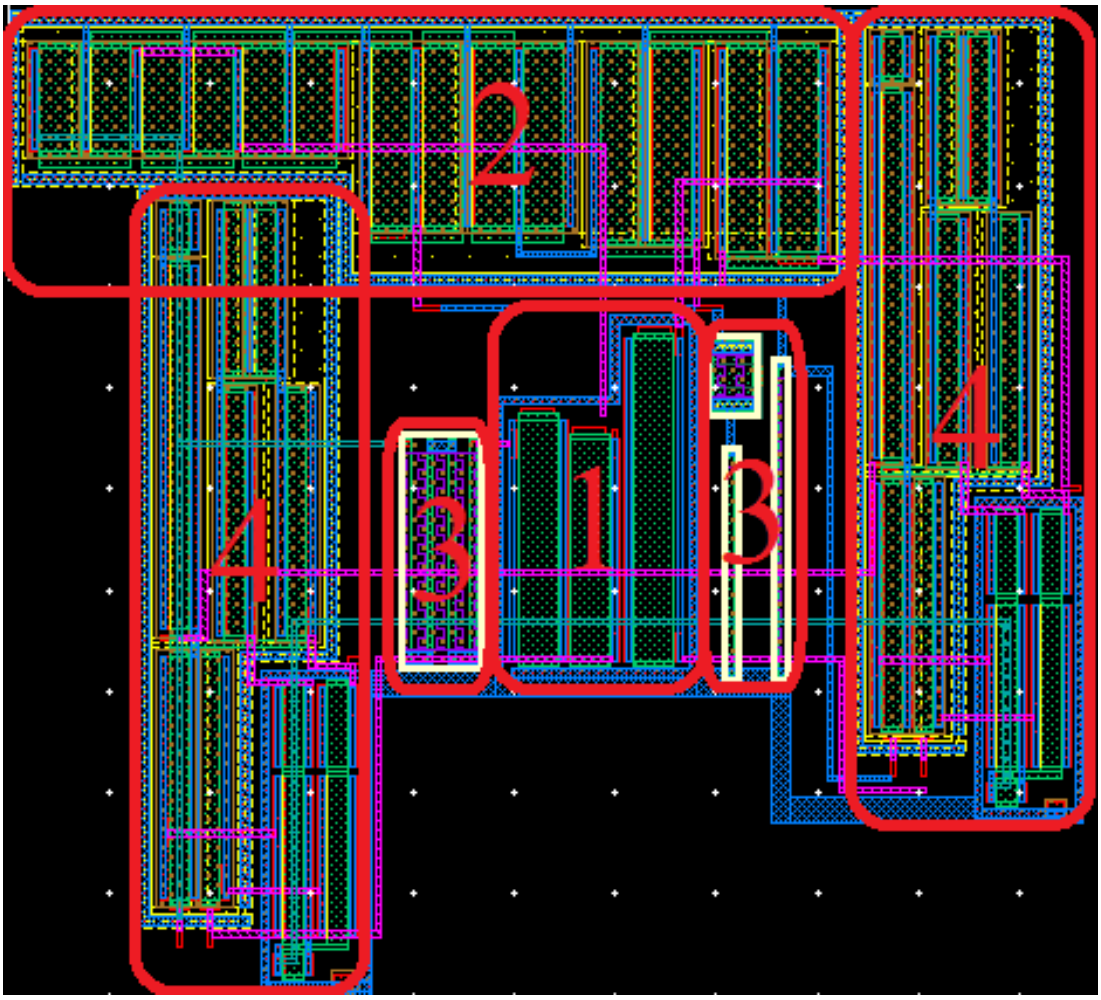
3.3.3 Topologijos projektavimas ir modeliavimas

Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais topologija pavaizduota 3.43 pav. Su nesužymėtomis sritimis topologijos brėžinys pateiktas 3 priede. Kaip dėstyti elementai projektuojant šio šaltinio topologiją paaiškinta žemiau:

1. Schemos NMOP tranzistoriai M_1-M_3. Visi NMOP tranzistoriai išdėstyti šalia tam, kad juos būtų galima apjuosti *p* tipo apsauginiu žiedu, prijungtu prie žemės kontakto. Tranzistoriai M_1 ir M_2 sujungti taip, kad turėtų tą pačią užtūrą, kadangi taip gaunamas suderintas jungimas.

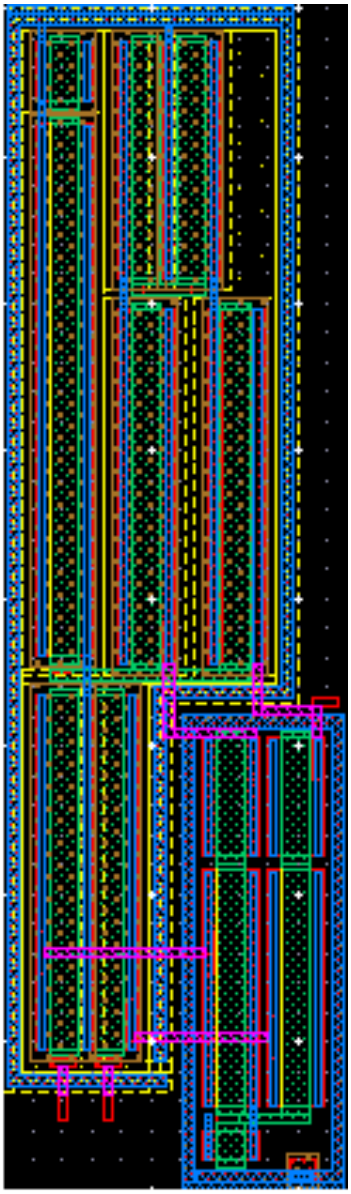
2. Schemos PMOP tranzistoriai M_4-M_{11}. Visi PMOP tranzistoriai apjuosti *n* tipo apsauginiu žiedu. Tranzistorius M_5 padalintas į 5 pirštus, kadangi jo plotis 5 kartus didesnis už M_4 tranzistoriaus plotį, o tranzistoriai M_6 ir M_7 padalinti į du pirštus, kadangi jų plotis beveik dvigubai didesnis už M_8 ir M_9 tranzistorių plotį. Gretimi tranzistoriai sujungti taip, kad turėtų tą pačią užtūrą. Visų tranzistorių užtūros sujungtos centruotai.
3. Rezistoriai R_1-R_4. Rezistorius R_1 padalintas į 4 nuosekliai sujungtas dalis. Visi rezistoriai išdėstyti taip, kad būtų patogiau sujungti topologiją.
4. Operaciniai stiprintuvai OP_1 ir OP_2. OP_1 operacinis stiprintuvas jungiamas taip, kad būtų arčiau M_1, M_2, M_4 ir M_5 tranzistorių bei R_1 rezistoriaus, o OP_2 taip, kad būtų arčiau M_3, M_{10} ir M_{11} tranzistorių bei R_2 rezistoriaus. Operaciniai stiprintuvai taip jungiami todėl, kad jie taip sujungti principinėj elektrinėj. Taip gaunami trumpesni takeliai ir mažesnis topologijos užimamas plotas.

Suprojektuoto stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais topologijos plotas yra 53,16 µm x 48,59 µm arba 2583,04 μm^2.



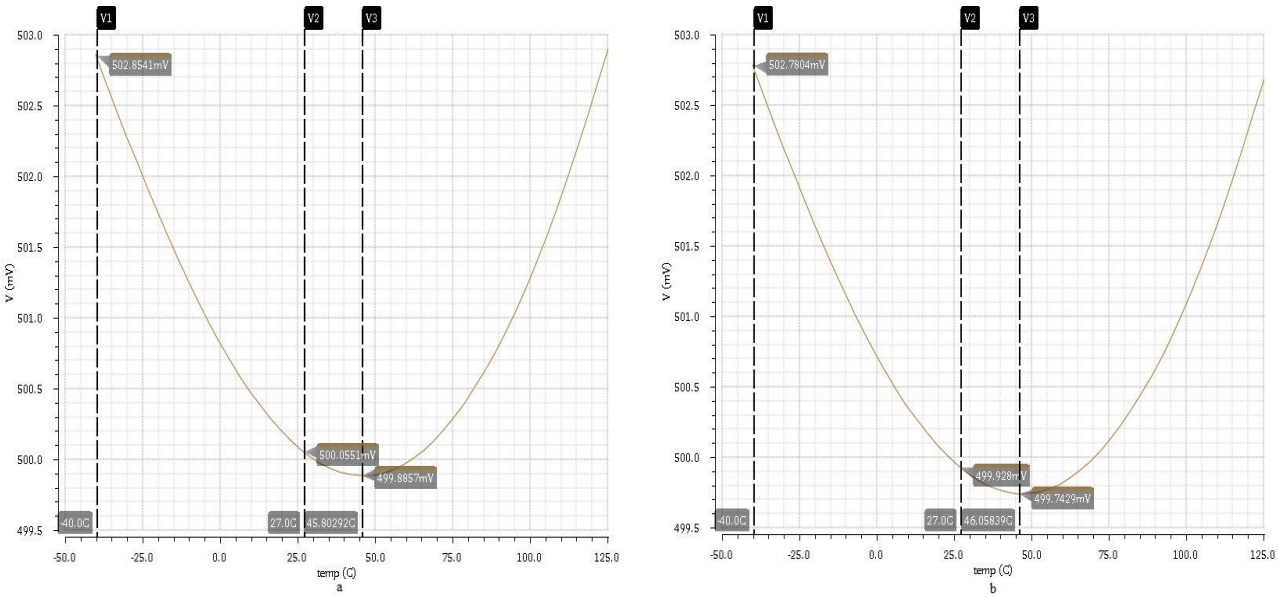
3.43 pav. Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais topologija

Kilpinio operacinio stiprintuvo, naudojamo šiame maitinimo šaltinyje, topologija pavaizduota 3.44 pav. Projektuojant šią topologiją laikytasi tokių pačių projektavimo taisyklių, kaip ir projektuojant 3 skyriuje naudojamo operacinio stiprintuvo topologiją. Tai reiškia, jog pirmiausia sujungiami diferencinės pakopos įėjimo tranzistoriai, po to diferencinės pakopos apkrovos tranzistoriai, o pabaigoje išėjimo pakopos tranzistoriai. Dar galima paminėti, kad kaip ir visose prieš tai projektuotose topologijose, taip ir šioje tranzistoriai apjuosiami apsauginiais žiedais. Suprojektuoto operacinio stiprintuvo topologijos plotas yra 11,52 µm x 40,07 µm arba 461,6 µm^2.



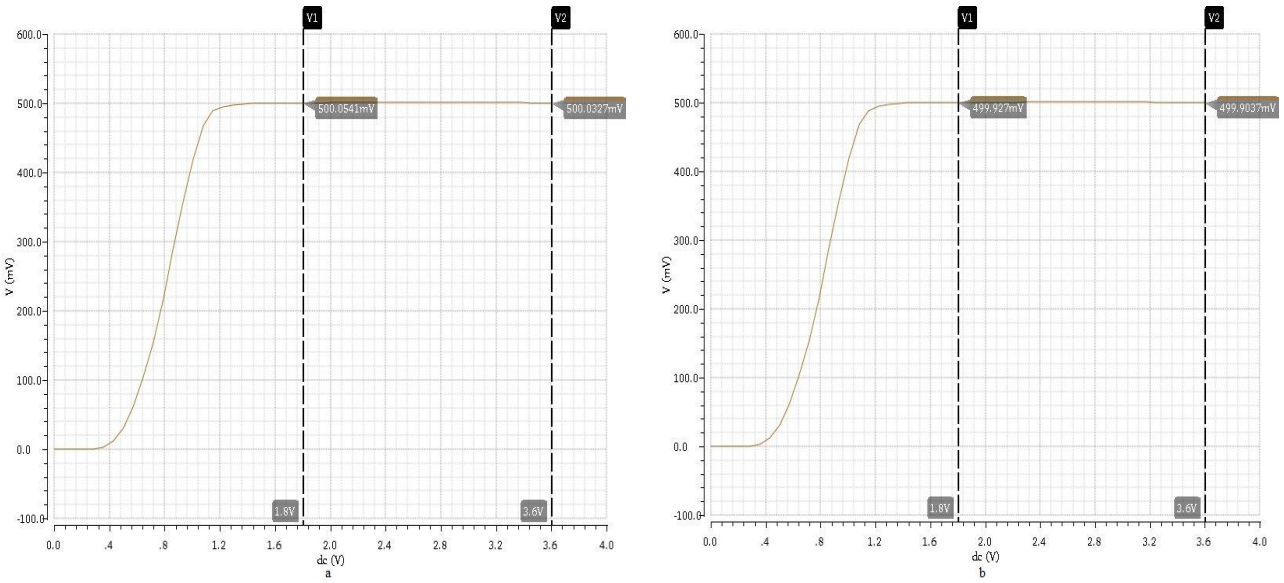
3.44 pav. Kilpinio operacinio stiprintuvo topologija

Toliau atliekamas topologijos modeliavimas. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros, sumodeliavus topologiją ir palyginus su idealia schema, pavaizduota 3.45 pav. Iš rezultatų matyti, kad topologijos įneštas nuokrypis nuo idealios schemos yra tik apie 0,025 %.



3.45 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo temperatūros (a – schemos; b – topologijos)

Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos, sumodeliavus topologiją ir palyginus su idealia schema, pavaizduota 3.46 pav. Iš rezultatų matyti, kad topologijos įneštas nuokrypis nuo idealios schemos taip pat yra apie 0,025 %.



3.46 pav. Išėjimo įtampos priklausomybė nuo maitinimo įtampos (a – schemos; b – topologijos)

3.4 Apibendrinimas

Atsižvelgiant į užduotus reikalavimus ir uždavinius suprojektuoti trys stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltiniai. Suprojektuotų šaltinių parametrai pateikti 3.4 lentelėje. Iš šios lentelės matyti, kad stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su operaciniu stiprintuvu privalumai yra mažiausios išėjimo įtampos ir srovės variacijos temperatūrų diapazone,

mažiausias temperatūrinis koeficientas ir mažiausia minimali maitinimo įtampa, nuo kurios šaltinis pradeda veikti. Maitinimo šaltinio be operacinio stiprintuvo privalumai yra mažiausia suvartojama galia ir mažiausias topologijos užimamas plotas. O šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais privalumai yra mažiausios išėjimo įtampos ir srovės variacijos nuo maitinimo įtampos kitimo, didžiausias maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas ir mažiausias triukšmas.

3.4 lentelė. Suprojektuotų stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinių parametrai

Parametras	**Šaltinio su operaciniu stiprintuvu**	**Šaltinio be operacinio stiprintuvo**	**Šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais**
Maitinimo įtampa	1,8 V	1,8 V	1,8 V
Šaltinio išėjimo įtampa	500 mV	500 mV	500 mV
Šaltinio išėjimo srovė	50 μA	50 μA	50 μA
Temperatūrų diapazonas	nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C	nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C	nuo -40 ^{0}C iki 125 ^{0}C
Išėjimo įtampos variacijos temperatūrų diapazone (V)	629,3 μV	2,15 mV	2,97 mV
Išėjimo įtampos variacijos temperatūrų diapazone (%)	0,13 %	0,43 %	0,59 %
Išėjimo įtampos temperatūrinis koeficientas	7,63 ppm/^{0}C	26,1 ppm/^{0}C	35,98 ppm/^{0}C
Išėjimo įtampos kitimas maitinimo įtampai pakitus nuo 1,8 V iki 3,6 V (V)	6,42 mV	37,26 mV	21,4 μV
Išėjimo įtampos kitimas maitinimo įtampai pakitus nuo 1,8 V iki 3,6 V (%)	1,28 %	7,45 %	0,0043 %
Minimali maitinimo įtampa	1,1 V	1,2 V	1,3 V
Išėjimo srovės variacijos temperatūrų diapazone (V)	54,62 nA	294,48 nA	210,74 nA
Išėjimo srovės variacijos temperatūrų diapazone (%)	0,11 %	0,59 %	0,42 %
Išėjimo srovės temperatūrinis koeficientas	6,62 ppm/^{0}C	35,8 ppm/^{0}C	25,54 ppm/^{0}C

Išėjimo srovės kitimas maitinimo įtampai pakitus nuo 1,8 V iki 3,6 V (V)	322 nA	4,1 µA	2,13 nA
Išėjimo srovės kitimas maitinimo įtampai pakitus nuo 1,8 V iki 3,6 V (%)	0,644 %	8,26 %	0,0043 %
Suvartojama galia	401,6 µW	232,1 µW	476,9 µW
Maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas	56 dB	31,5 dB	62 dB
Integruotas triukšmas dažnių diapazone nuo 1 Hz iki 1 kHz	151,5 µV	123,2 µV	76,67 µV
Triukšmas temperatūrų diapazone prie 50 Hz	nuo 6,8 µV/($Hz^{0,5}$) iki 8,98 µV/($Hz^{0,5}$)	nuo 5,23 µV/($Hz^{0,5}$) iki 7,19 µV/($Hz^{0,5}$)	nuo 3,52 µV/($Hz^{0,5}$) iki 4,38 µV/($Hz^{0,5}$)
Topologijos plotas	708,73 μm^2	499,33 μm^2	2583,04 μm^2
Topologijos įneštas nuokrypis nuo schemos	0,2 %	0,006 %	0,025 %

Palyginus suprojektuotus maitinimo šaltinius galima pastebėti, kad visi trys šaltiniai turi privalumų ir trūkumų, todėl sunku įvertinti, kuris iš šių šaltinių yra geriausias. Lengviausia palyginti yra tuomet, kai turimos skaitinės išraiškos. Tačiau literatūroje nerasta formulės, pagal kurią būtų galima apskaičiuoti, kuris stabilios atraminės įtampos ar srovės šaltinis yra geresnis, kai šaltiniai turi skirtingus parametrus. Norint palyginti kelis skirtingus įtaisus buvo sudaryta formulė, pagal kurią įvertintas kiekvienas šaltinis. Į formulę įtraukti svarbiausi stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinių parametrai: temperatūrų diapazonas laipsniais (TD), temperatūrinis koeficientas milijoninėmis dalimis per laipsnį (TK), stabilumas įtampai procentais (SI), minimali maitinimo įtampa voltais (MMI), suvartojama galia mikrovatais (SG), maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas decibelais (PSRR), integruotas triukšmas mikrovoltais (IT) ir topologijos plotas kvadratiniais mikrometrais (TP).

Kadangi dauguma svarbiausių parametrų turi būti mažesni, kad šaltinis būtų geresnis, tai pagal sudarytą formulę apskaičiuotas stabilumo koeficientas (SK) bus tuo geresnis, kuo jis bus mažesnis. Todėl dauguma parametrų statomi formulės skaitiklyje. Tačiau yra du parametrai, kurie yra geresni, kai jie yra didesni, t. y. temperatūrų diapazonas ir maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientas. Todėl šie parametrai statomi formulės vardiklyje. Prie kai kurių parametrų statomi svertiniai koeficientai, kurie įvertina parametro vertės dydį ir svarbą. Taigi stabilios atraminės

įtampos ir srovės maitinimo šaltinio stabilumo koeficientui apskaičiuoti sudaryta formulė atrodo taip:

$$SK = \frac{TK + 10 \cdot SI + MMI + 0{,}1 \cdot (SG + IT) + 0{,}01 \cdot TP}{0{,}1 \cdot (TD + PSRR)}. \quad (3.37)$$

Pagal šią formulę apskaičiuoti visų trijų suprojektuotų maitinimo šaltinių išėjimo įtampų ir srovių stabilumo koeficientai, kurie pateikti 3.5 lentelėje.

3.5 lentelė. Suprojektuotų stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinių stabilumo koeficientai

	Šaltinio su operaciniu stiprintuvu	**Šaltinio be operacinio stiprintuvo**	**Šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais**
Šaltinio išėjimo įtampos	3,8	7,24	5,22
Šaltinio išėjimo srovės	3,46	8,15	4,76

Iš 3.5 lentelės matyti, kad geriausias iš suprojektuotų šaltinių yra stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinis su operaciniu stiprintuvu, kadangi jo stabilumo koeficientai yra mažiausi. O didžiausius stabilumo koeficientus turi šaltinis be operacinio stiprintuvo. Tai reiškia, jog šitas šaltinis yra prasčiausias.

Pagal sudarytą formulę galima apskaičiuoti ne tik suprojektuotų, bet ir literatūroje apžvelgtų šaltinių stabilumo koeficientus ir tokiu būdu juos palyginti. Kadangi literatūroje dažniausiai pateikiami tik stabilios atraminės įtampos arba tik stabilios atraminės srovės šaltiniai, tai stabilumo koeficientai apskaičiuoti trijų pasirinktų įtampos šaltinių ir trijų pasirinktų srovės šaltinių. Taip pat reiktų paminėti, kad daugumoje literatūros šaltinių nepateikti kai kurie parametrai. Norint palyginti suprojektuotus ir literatūroje apžvelgtus šaltinius, sudarytoje formulėje naudojami tik tie parametrai, kurie pateikti literatūroje. Todėl kiekvienam literatūroje apžvelgtam šaltiniui gali būti taikoma kitokia formulė. O tam, kad palyginti su suprojektuotais šaltiniais, suprojektuotų šaltinių stabilumo koeficientai perskaičiuojami pagal formules, taikytas literatūroje apžvelgtiems šaltiniams. Literatūroje apžvelgtų ir pagal juos perskaičiuotų suprojektuotų stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinių stabilumo koeficientai pateikti 3.6 ir 3.7 lentelėse.

Iš pateiktų rezultatų matyti, kad ir literatūroje pateiktų maitinimo šaltinių stabilumo koeficientai skiriasi. Taip yra todėl, kad ir juose naudotos skirtingos schemų struktūros bei siekta skirtingų geresnių parametrų. Tačiau palyginus bendrai visus suprojektuotus ir literatūroje apžvelgtus šaltinius, galima pastebėti, kad skirtumai nėra dideli. Kai kurie šaltiniai geresni suprojektuoti šiame darbe, o kai kurie pateikti literatūroje. Dar galima pastebėti, kad visų literatūroje apžvelgtų stabilios atraminės įtampos šaltinių stabilumo koeficientai yra geresni nei literatūroje apžvelgtų stabilios

atraminės srovės šaltinių. Ir dar galima paminėti, kad skaičiuojant suprojektuotų šaltinių stabilumo koeficientus, kai formulėje naudojami tik tie parametrai, kurie pateikti literatūroje apžvelgtuose šaltiniuose, visais šešiais atvejais geriausias rezultatas gautas šaltinio su operaciniu stiprintuvu, kadangi visais atvejais formulėje naudotas temperatūrinis koeficientas.

3.6 lentelė. Literatūroje apžvelgtų stabilios atraminės įtampos šaltinių stabilumo koeficientai

	KMOP atraminės įtampos šaltinis su paleidimo grandine [14]	**KMOP atraminės įtampos šaltinis su mažu temperatūriniu koeficientu ir dideliu maitinimo įtampos pokyčio slopinimo koeficientu [17]**	**Atraminės įtampos šaltinis su MOP tranzistoriais stiprios inversijos veikoje [23]**
	3,63	1,58	1,68
Šaltinio su operaciniu stiprintuvu	2,96	0,97	2,21
Šaltinio be operacinio stiprintuvo	3,06	5,07	2,57
Šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais	5,15	1,64	3,74

3.7 lentelė. Literatūroje apžvelgtų stabilios atraminės srovės šaltinių stabilumo koeficientai

	Mažos galios atraminės srovės šaltinio grandinė su KMOP technologija [16]	**Mažos galios atraminės srovės šaltinis [19]**	**KMOP atraminės srovės šaltinis su maitinimo įtampos ir temperatūros kompensavimu [26]**
	3,95	4,21	10,93
Šaltinio su operaciniu stiprintuvu	2,9	2,74	4,1
Šaltinio be operacinio stiprintuvo	3,65	7,27	8,97
Šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais	4,52	3,29	6,08

IŠVADOS

Šio darbo tikslas buvo ištirti stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandines, jų struktūras ir veikimo principus bei suprojektuoti tris skirtingos struktūros stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinius.

Pirmiausia buvo išanalizuotos MOP tranzistorių veikos sritys ir pastebėta, kad svarbiausia veika projektuojant stabilios atraminės įtampos ir srovės šaltinius yra priešslenkstinė arba kitaip silpnos inversijos. Taip yra todėl, kad šioje veikoje tranzistoriaus kanalu tekanti srovė priklauso nuo temperatūros. Po to apžvelgtos stabilizuotos įtampos ir srovės maitinimo šaltinių grandinės, jų struktūros ir veikimo principai. Po apžvalgos, išanalizavus grandinių privalumus ir trūkumus, pasirinktos grandinių struktūros, kurios bus taikomos projektuojant tris stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinius, atitinkančius iškeltus reikalavimus ir uždavinius. Taip pat pasirinkta technologija, kuri bus naudojama šaltinių projektavimui. Pasirinkta 0,18 μm technologija, kadangi šios technologijos elementų modeliai tikslūs ir plačiai aprašyti, o informacija apie juos lengvai pasiekiama. Be to naudojant tokią technologiją, sumažinama lusto kaina, o užimamas plotas luste beveik nepadidėja, lyginant su mažesnio minimalaus matmens technologijomis, kadangi norint gauti stabilius maitinimo šaltinius negalima naudoti minimalaus matmens tranzistorių, nes tokių tranzistorių net labai nedidelis matmenų pasikeitimas, atsiradęs gamybos metu, įneša dideles paklaidas.

Pasirinkus struktūras ir technologiją, pradėti projektuoti stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltiniai. Pirmiausia sujungtos šių šaltinių principinės elektrinės schemos ir nurodytos formulės pagal kurias skaičiuoti elementų dydžiai. Po to atliktas šių schemų kompiuterinis modeliavimas ir gautos pagrindinės charakteristikos. Iš gautų modeliavimo rezultatų galima pastebėti, kad visų trijų struktūrų maitinimo šaltiniai turi skirtingus privalumus ir trūkumus. Pavyzdžiui, pirmos struktūros maitinimo šaltinis su operaciniu stiprintuvu yra stabiliausias temperatūros pokyčiui ir turi mažiausią minimalią įtampą nuo kurios pradeda veikti. Antros struktūros maitinimo šaltinis be operacinio suvartoja mažiausiai galios. O trečios struktūros maitinimo šaltinis su dviem operaciniais stiprintuvais yra stabiliausias maitinimo įtampos pokyčiui ir jo mažiausias triukšmas.

Sujungus principines elektrines schemas ir sumodeliavus šių schemų pagrindines charakteristikas, suprojektuotos topologijos ir atliktas jų modeliavimas, modeliavimo rezultatai palyginti su schemų modeliavimo rezultatais. Lyginant topologijas galima pastebėti, kad mažiausią plotą užima antros struktūros maitinimo šaltinis, o didžiausią – trečios struktūros. Dar galima pastebėti tai, jog antros struktūros maitinimo šaltinio topologijos įneštas nuokrypis nuo schemos taip pat yra mažiausias, o didžiausias įneštas nuokrypis yra pirmos struktūros maitinimo šaltinio.

Paskutinis šio darbo etapas buvo palyginti visus tris suprojektuotus stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinius tarpusavyje bei su literatūroje apžvelgtais maitinimo šaltiniais. Kadangi šaltiniai turi kelis kritinius parametrus, norint juos palyginti tarpusavyje reikia turėti kokybės formulę, kuri apjungia skirtingus parametrus ir juos suveda į vieną vertę. Apžvelgtoje literatūroje tokios formulės atrasti nepavyko, todėl ji buvo sudaryta atsižvelgiant į mums svarbius šaltinio parametrus. Su ja nustatyta, kad stabiliausias, o tuo pačiu ir geriausias, yra maitinimo šaltinis su operaciniu stiprintuvu, o mažiausiai stabilus yra maitinimo šaltinis be operacinio stiprintuvo. Palyginus suprojektuotus maitinimo šaltinius su literatūroje pateiktais, pastebėta, kad kai kurie literatūroje pateikti šaltiniai yra geresni už suprojektuotus, o kai kurie prastesni. Tai daugiausia lemia kokia yra grandinių struktūra ir kokius parametrus siekiama gauti geresnius.

Magistrinio darbo metu suprojektuoti trys skirtingos struktūros stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltiniai, kurie tenkina užduotus reikalavimus ir uždavinius. Šie šaltiniai gali būti kaip kitų integrinių grandynų blokų atraminės įtampos ar srovės generatoriai, pvz., operaciniuose stiprintuvuose, komparatoriuose, keitikliuose ir kt.

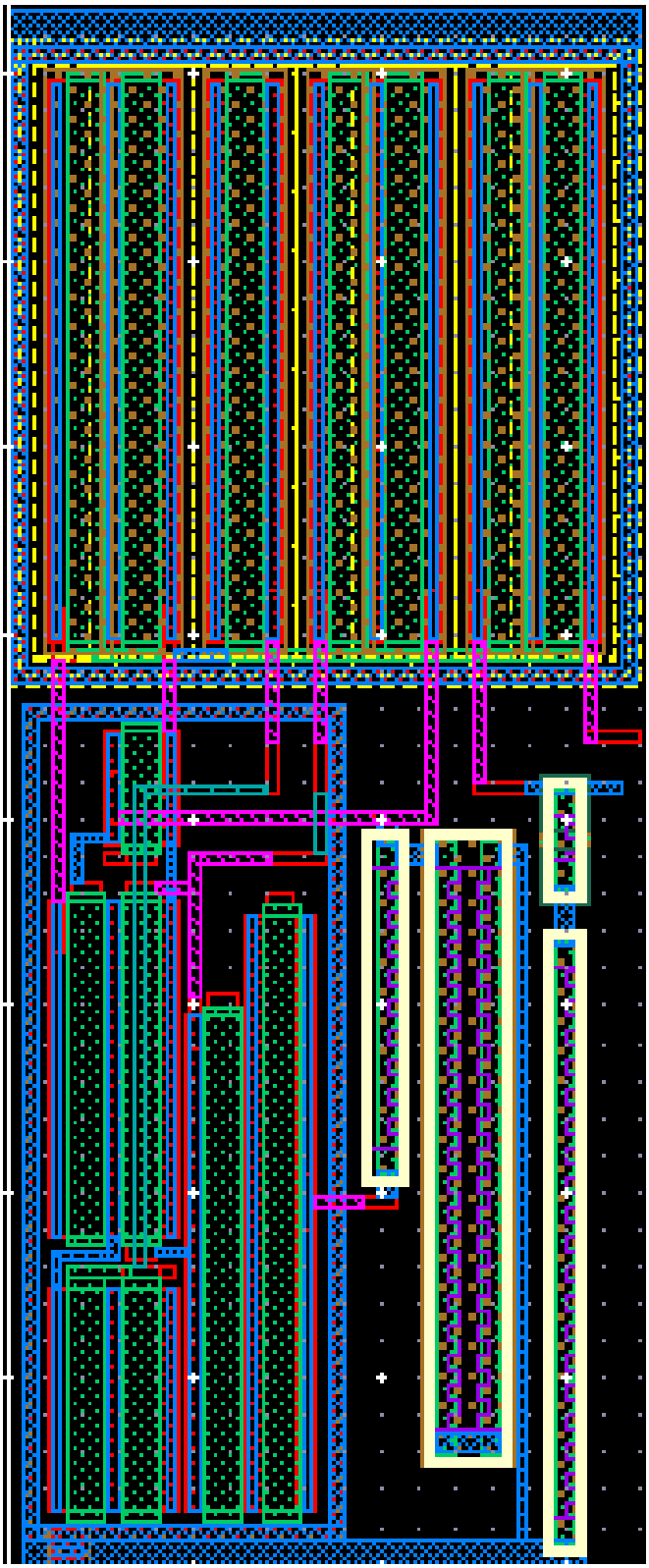
LITERATŪRA

1. Barzdėnas V. Lustų projektavimas: kursinių projektų rengimo metodikos nurodymai. Vilnius: Technika, 2013. 170 p.
2. Wang A., Calhoun B. H., Chandracasan A. P. Sub-threshold Design for Ultra Low-power Systems. Springer, 2006. 209 p.
3. Colombo D., Fayomi C., Nabki F., Ferreira L. F., Wirth G., Bampi S. A Design Methodology Using the Inversion Coefficient for Low-voltage low-power CMOS Voltage reference. *Journal of Integrated Circuits and Systems*, nr. 1 (6), 2011, p. 7-17.
4. Gray P. R., Hurst P. J., Lewis S. H., Meyer R. G. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, 5rd ed. New York: Wiley, 2009. 896 p.
5. Song B. S., Gray P. R. Threshold-voltage temperature drift in ion-implanted MOS transistors. *IEEE J. Solid-State Circuits*, nr. 2 (17), 1982, p. 291-298.
6. Leung K. N., Mok P. K. A CMOS voltage reference based on weighted ΔV_{GS} for CMOS low-dropout linear regulators. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 2003, p. 146-150.
7. De Vita G., Iannaccone G., Andreani P. A 300 nW, 12 ppm/°C Voltage Reference in a Digital 0.35 μm CMOS Process. *Dig. of Tech. Papers Symposium on VLSI Circuits*, 2006, p. 81-82.
8. Cheng M. H., Wu Z. W. Low-power low-voltage reference using peaking current mirror circuit *Electronics Letters*, nr. 10 (41), 2005, p. 572-573.
9. Huang P. H., Lin H., Lin Y. T. A simple subthreshold CMOS voltage reference circuit with channel-length modulation compensation. *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, 2006, p. 882-885.
10. De Vita G., Iannaccone G. A Sub-1-V, 10 ppm/°C, nanopower voltage reference generator. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, nr. 7 (42), 2007, p. 1536-1542.
11. Sansen W. M., Eynde F. O., Steyaert M. A CMOS temperature compensated current reference. *IEEE J. Solid-State Circuits*, nr. 3 (23), 1988, p. 821-824.
12. Lee C. H., Park H. J. All-CMOS temperature-independent current reference. *Electronics Letters*, nr. 32., 1996, p. 1280-1281.
13. Oguey H. J., Aebischer D. CMOS current reference without resistance. *IEEE J. Solid-State Circuits*, nr. 7 (32), 1997, p. 1132-1135.
14. Hongprasit S., San W., Aurasopon A. Design of Bandgap Core and Startup Circuits for All CMOS Bandgap Voltage Reference. *Electrical Review*, nr. 4a, 2012, p. 277-280.
15. Zhao C., Huang J. A new high performance bandgap reference. *Electronics, Communications and Control (ICECC) International Conference*, 2011, p. 64-66.

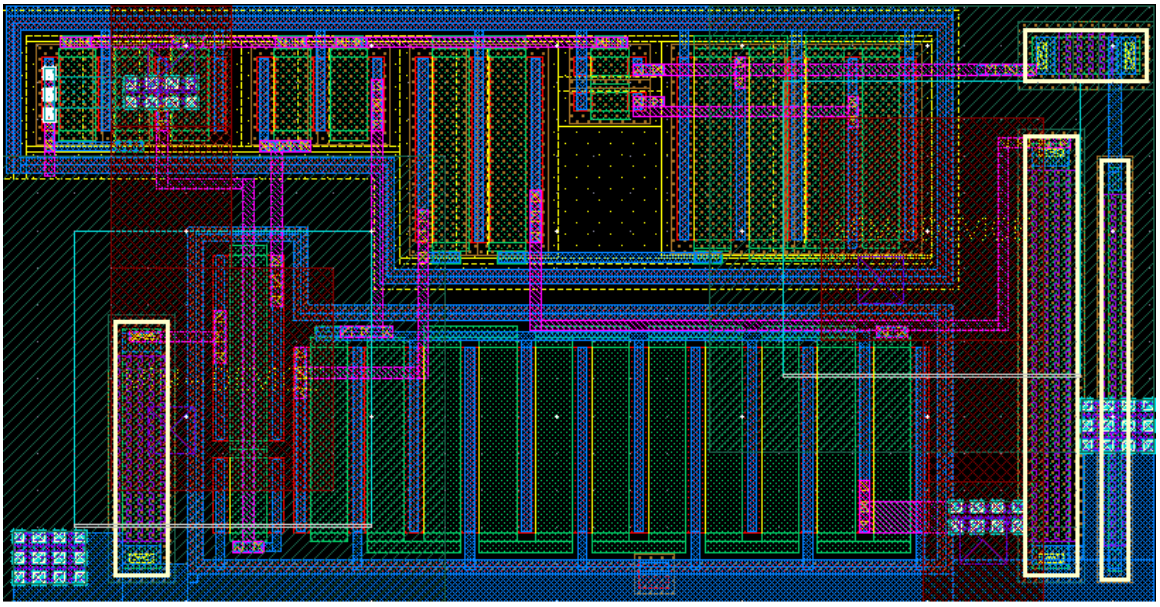
16. Xing-hua W., Shun-an Z., Qi Z., Ruoyuan Q. Low Power Current Mode Bandgap Reference Circuit with CMOS Process. *Semiconductor Electronics (ICSE), IEEE International Conference*, 2010, p. 100-103.
17. Dey A., Bhattacharyya T. K. Design of a CMOS Bandgap Reference with Low-Temperature Coeffient and High Power Supply Rejection Performance. *International Journal of VLSI design & Communication Systems (VLSICS)*, nr. 3 (2), 2011, p. 139-150.
18. Allen P. E., Holberg D. R. CMOS Analog Circuit Design: Second Edition. New York: Oxford: Oxford University Press, 2002. 732 p.
19. Ru B. Design of a Low-Power Bandgap Current Reference. *E-Product E-Service and E-Entertainment (ICEEE), IEEE International Conference*, 2010, p. 1-3.
20. Ma Y. A 46.468μW Low-Power Bandgap Voltage Reference. *Computer Science and Information Technology (ICCSIT), IEEE International Conference*, 2010, p. 256-258.
21. Adimulam M. K., Movva K. K. A Low Power CMOS Current Mode Bandgap Reference Circuit with Low Temperature Coefficient of Output Voltage. *Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelecronics & Electronics (PRIMEASIA)*, 2012, p. 144-149.
22. Baker R. J. CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation, Third Edition. New York: Wiley, 2010. 1173 p.
23. Shami E., Shamsi H. A bandgap voltage reference using MOSFETs in strong inversion region. *Electrical Engineering (ICEE), IEEE International Conference*, 2012, p. 51-54.
24. Timm S., Wickmann A. A trimmable precision bandgap voltage reference on 180 nm CMOS. *International Semiconductor Conference Dresden-Grenoble (ISCDG)*, 2013, p. 1-4.
25. Han D. O., Kim J. H., Kim N. H. Design of bandgap reference and current reference generator with low supply voltage. *Solid-State and Integrated-Circuit Technology (ICSICT), International Conference*, 2008, p. 1733-1736.
26. Yoo C., Park J. CMOS current reference with supply and temperature compensation. *Electronics Letters*, nr. 25 (43), 2007, p. 27-28.

PRIEDAI

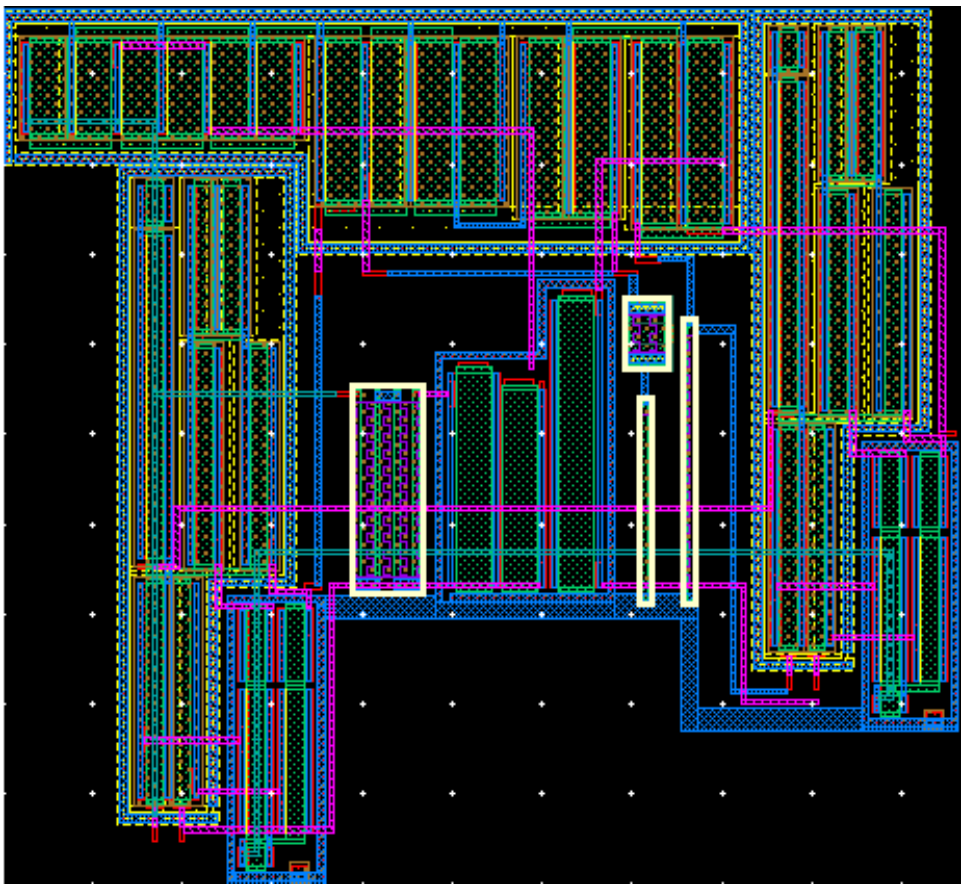
1 Priedas. **Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su operaciniu stiprintuvu topologija**



2 Priedas. **Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio be operacinio stiprintuvo topologija**



3 Priedas. **Stabilios atraminės įtampos ir srovės maitinimo šaltinio su dviem operaciniais stiprintuvais topologija**



VILNIAUS GEDIMINO
TECHNIKOS UNIVERSITETAS
ELEKTRONIKOS FAKULTETAS

XVII-toji Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija
„MOKSLAS – LIETUVOS ATEITIS“

ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA

PAŽYMA

Mantas Petravičius

Elektronikos (T170) ir Mikroelektronikos (T171) jungtinėje sekcijoje perskaitė pranešimą

STABILIOS ATRAMINĖS ĮTAMPOS ŠALTINIO PROJEKTAVIMAS

Mokslo komiteto pirmininkas prof. habil. dr. Romanas Martavičius

Sekcijos pirmininkas doc. dr. Vaidotas Barzdėnas

2014 m. kovo 21 d.
Vilnius