



UNIVERZITET U NOVOM SADU
FAKULTET TEHNIČKIH NAUKA U
NOVOM SADU



Alena Đugova

**NOVA KONFIGURACIJA
ŠIROKOPOJASNOG NISKO-ŠUMNOG
POJAČAVAČA U CMOS
TEHNOLOGIJI**

DOKTORSKA DISERTACIJA

Novi Sad, 2016.



КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:	
Идентификациони број, ИБР:	
Тип документације, ТД:	монографска публикација
Тип записа, ТЗ:	текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР:	докторска дисертација
Аутор, АУ:	Алена Ђугова
Ментор, МН:	др Љиљана Живанов, редовни професор
Наслов рада, НР:	Нова конфигурација широкопојасног ниско-шумног појачавача у CMOS технологији
Језик публикације, ЈП:	српски
Језик извода, ЈИ:	српски/енглески
Земља публиковања, ЗП:	Република Србија
Уже географско подручје, УГП:	Аутономна Покрајина Војводина
Година, ГО:	2016.
Издавач, ИЗ:	ауторски репринт
Место и адреса, МА:	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, 21000 Нови Сад
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	8/111/95/26/82/0/1
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД:	Електроника
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	CMOS технологија, пројектовање РФ интегрисаних кола, широкопојасна технологија, UWB примопредајник, ниско-шумни појачавач
УДК	
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду
Важна напомена, ВН:	
Извод, ИЗ:	Ниско-шумни појачавач (НШП) налази се у пријемном делу бежичног примопредајника непосредно након антене. Његова улога је да улазни сигнал одређене фреквенције и мале снаге издвоји и појача изнад нивоа шума пријемника. У оквиру докторске дисертације приказане су и описане методе за пројектовање широкопојасних (UWB) НШП у CMOS технологији. Укупно је предложено девет нових конфигурација НШП. На основу добијених резултата, у 0,18 μm UMC CMOS технологији реализован је и фабрикован НШП једноставне топологије, која представља збир два приступа, појачавачког степена каскодне структуре са повратном спрегом и степена са вишеструким искоришћењем струје. НШП је пројектован за фреквенцијски опсег од 3,1 до 5 GHz. Такође, описана је метода за мерење параметара НШП, а затим је и извршена његова карактеризација.
Датум прихватања теме, ДП:	22.10.2015.
Датум одбране, ДО:	
Чланови комисије, КО:	Председник: др Ласло Нађ, редовни професор
	Члан: др Мирјана Дамњановић, ванредни професор
	Члан: др Милош Живанов, редовни професор
	Члан: др Предраг Петковић, редовни професор
	Члан, ментор: др Љиљана Живанов, редовни професор
	Потпис ментора



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	monographic publication
Type of record, TR :	textual printed material
Contents code, CC :	doctoral thesis
Author, AU :	Alena Đugova
Mentor, MN :	Ljiljana Živanov, PhD, full professor
Title, TI :	A new design of ultra-wideband low noise amplifier in CMOS technology
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian/English
Country of publication, CP :	Republic of Serbia
Locality of publication, LP :	Autonomous Province of Vojvodina
Publication year, PY :	2016
Publisher, PB :	author's reprint
Publication place, PP :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, 21000 Novi Sad
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	8/111/95/26/82/0/1
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, SD :	Electronics
Subject/Key words, S/KW :	CMOS technology, RF IC design, ultra-wideband technology, UWB transceiver, low noise amplifier
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note, N :	
Abstract, AB :	In the transceiver chain the low noise amplifier (LNA) is placed in the front-end of the receiver after the antenna. The LNA needs to isolate and amplify received weak signal at a specific frequency above the noise level of the receiver. In the scope of this doctoral dissertation methods for designing ultra-wideband (UWB) LNA in CMOS technology are presented and described. Nine new LNA configurations were proposed. Based on the obtained results, simple LNA configuration, obtained by merging casode feedback topology and current-reuse technique, was realized and fabricated in 0.18 μm UMC CMOS technology. The LNA is designed for the frequency band from 3.1 to 5 GHz. In addition, the method for measurement LNA parameters is described and the proposed LNA was characterized.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	22 October 2015
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	
President:	Laslo Nađ, PhD, full professor
Member:	Mirjana Damnjanović, PhD, associate professor
Member:	Miloš Živanov, PhD, full professor
Member:	Predrag Petković, PhD, full professor
Member, Mentor:	Ljiljana Živanov, PhD, full professor
	Menthor's sign

Rezime

U okviru doktorske disertacije istražena je oblast projektovanja širokopojasnih (UWB) nisko-šumnih pojačavača (NŠP) u CMOS tehnologiji. Predloženo je devet novih topologija pojačavača koje ispunjavaju zahteve postavljene na dizajn NŠP, kao što su širokopojasno prilagođenje ulazne i izlazne impedanse, nizak nivo sopstvenog šuma, veliko naponsko pojačanje sa malim varijacijama vrednosti u širokom frekvencijskom opsegu, a sve to pri maloj ukupnoj potrošnji. Kola su projektovana u razvojnom okruženju *Cadence* u 0,13 μm i 0,18 μm UMC CMOS tehnologijama kako bi se analizirao uticaj korišćenja različitih tehnologija na dizajn NŠP. Takođe, NŠP su projektovani za različite frekvencijske opsege kako bi se ispitale mogućnosti i prednosti predloženih tehnika.

U 0,13 μm CMOS tehnologiji projektovane su tri nove arhitekture UWB NŠP. Prve dve su projektovane za frekvencijski opseg od 3,1 do 5 GHz i dobijene su korišćenjem uskopojasne topologije NŠP (induktivno degenerisane arhitekture pojačavača sa zajedničkim sorsom), proširene povratnom spregom. Prvi NŠP je jednostepene strukture, dok drugi sadrži dodatni pojačavački stepen. Treća topologija NŠP je projektovana za frekvencijski opseg od 3 do 5 GHz. Prvi pojačavački stepen realizovan je kao pojačavač sa zajedničkim gejtom, dok drugi stepen čini pojačavač sa zajedničkim sorsom kaskodne strukture. Predstavljena kola su simulirana na nivou električne šeme sa realnim modelima komponenti.

U 0,18 μm CMOS tehnologiji projektovano je šest novih arhitektura UWB NŠP. Kod prvog NŠP, projektovanog za frekvencijski opseg od 6 do 8,5 GHz, korišćena je tehnika višestrukog iskorišćenja struje polarizacije. Druga predložena topologija je dvostepene strukture i radnim opsegom od 6 do 9 GHz. Oba pojačavačka stepena su realizovana kao pojačavači sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom. Treća topologija sadrži kolo za podešavanje pojačanja NŠP, odnosno promenu njegove vrednosti u zavisnosti od željene aplikacije. Kao četvrta je predložena topologija koja pokriva ceo UWB opseg, 3,1–10,6 GHz, a koja u prvom pojačavačkom stepenu koristi tehniku višestrukog iskorišćenja struje sa povratnom spregom. Predloženi pojačavači su simulirani na nivou električne šeme sa realnim modelima komponenti.

U nastavku je analizirana topologija NŠP projektovana za donji deo UWB opsega, 3,1–5 GHz. Kolo se sastoji od jednog glavnog pojačavačkog stepena proširenog tehnikom za višestruko iskorišćenje struje polarizacije. Na ovaj način ostvarena je jednostavnost prikazanog rešenja. Takođe, da bi se dodatno smanjila ukupna površina fabrikovanog integrisanog kola, NŠP u svojoj strukturi ima samo jedan induktor. Za opisano kolo urađene su postlejaout simulacije i na osnovu rezultata utvrđen je postupak za projektovanje lejauta NŠP kako bi se u što većoj meri otklonio uticaj parazitnih efekata na njegove parametre. NŠP je zatim fabrikovan, izvršena je njegova karakterizacija kao i detaljna analiza dobijenih rezultata. Na kraju je prikazan i redizajn predložene topologije NŠP kako bi se ispitale njene dalje mogućnosti.

Ključne reči: CMOS tehnologija, projektovanje RF integrisanih kola, širokopojasna tehnologija, UWB primopredajnik, nisko-šumni pojačavač

Abstract

In the scope of this doctoral dissertation design of ultra-wideband (UWB) low noise amplifiers (LNA) in CMOS technology is explored. Nine new amplifier topologies that meet the LNA design requirements, such as wideband input and output impedance matching, low intrinsic noise figure and high voltage gain with small variations in the gain value within a wide frequency range, are presented. All this had to be fulfilled with low power consumption. Circuits are designed in two CMOS technologies, 0.13 μm and 0.18 μm UMC, using the Cadence Design Environment, to analyze the impact of the use of different technologies on the LNA design. Also, LNAs are designed for different frequency bands to examine the possibilities and advantages of the proposed techniques.

In a 0.13 μm CMOS technology three new UWB LNA architectures are designed. Two LNA topologies are designed for the frequency range from 3.1 to 5 GHz and are realized expanding the narrowband LNA topology (inductive source degenerated common-source amplifier) with a resistive feedback technique. The former design is a single-stage LNA, while the latter has an additional amplifying stage. The third LNA topology is designed for the 3–5 GHz frequency band. The first amplifying stage is a common-gate amplifier, while the second one is a common-source cascode amplifier. Electrical schematics, with the real component models, of the presented circuits were simulated.

In a 0.18 μm CMOS technology six new UWB LNA architectures are designed. The first LNA, designed for the 6–8.5 GHz frequency band, uses a bias current reuse technique. The second proposed topology has a two-stage structure and operates in the frequency range from 6 to 9 GHz. Both amplifying stages are realized as common-source amplifiers with resistive shunt feedback. The third LNA topology has the possibility of gain adjustment, i.e. the change of its value depending on the desired application. The fourth proposed topology covers the whole UWB band, from 3.1 to 10.6 GHz. Furthermore, the first amplifying stage has a resistive feedback current reuse configuration. Electrical schematics, with the real component models, of the proposed amplifiers were simulated.

In addition, the LNA topology for a lower band of the UWB spectrum, from 3.1 to 5 GHz, is designed. The circuit has one main amplifying stage expanded with a bias current reuse technique. In this way, simplicity of the proposed LNA design is obtained. To further reduce the total area of the fabricated integrated circuit (IC), only one inductor in the LNA architecture is used. For a given circuit post-layout simulations were performed. Based on the obtained results, to reduce the influence of the parasitic effects on its parameters, the procedure for the LNA layout design is given. Proposed circuit was fabricated, characterized and analysis of the obtained results were performed. At the end, to examine further options of the proposed LNA, redesign of the presented topology is given.

Key words: CMOS technology, RF IC design, ultra-wideband technology, UWB transceiver, low noise amplifier

Veliku zahvalnost dugujem svojoj mentorki, prof. dr Ljiljani Živanov, na svim komentarima, smernicama i kritikama pruženim tokom izrade ove doktorske disertacije, kao i na ogromnoj podršci i nesebičnoj pomoći tokom celokupnih doktorskih studija.

Zahvalnost dugujem i dr Mirjani Videnović-Mišić i prof. dr Laslu Nađu na svim naučno-stručnim savetima i korisnim diskusijama tokom mojih istraživanja iz kojih je ova doktorska disertacija proistekla.

Takođe, želim da se zahvalim dr Milanu Saviću i dr Dušanu Grujiću na svim korisnim sugestijama vezanim za projektovanje RF integrisanih kola.

Zahvaljujem se i prof. dr Horstu Zimmermannu i dr Bernhardu Gollu sa Instituta za elektrodinamiku, mikrotalasnu tehniku i integrisane tehnologije Tehničkog univerziteta u Beču, Austrija, na ustupljenoj mernoj opremi i pomoći tokom karakterizacije fabrikovanog širokopojasnog nisko-šumnog pojačavača.

Takođe, zahvaljujem se prof. dr Vítoru Grade Tavaresu i kolegama sa Departmana za elektrotehniku i računarstvo Univerziteta u Portu, Portugal, Cândidu, Danielu i Américu, na korisnim savetima u prvoj fazi mojih istraživanja, a koja čine deo ove doktorske disertacije.

Želim da se zahvalim i svim članovima komisije koji su svojim sugestijama doprineli da disertacija bude jasnija i preglednija.

Kolegama iz istraživačkog tima, posebno Jeleni, hvala na prijateljstvu i pomoći tokom zajedničkog istraživanja u oblasti analognih RF integrisanih kola.

Ipak najveću zahvalnost dugujem svojoj porodici i prijateljima na svakodnevnoj bezrezervnoj podršci i ljubavi.

Hvala Vam...

Alena

Sadržaj:

Spisak slika	iv
Spisak tabela	viii
Spisak skraćenica	x
Spisak korišćenih oznaka	xii
1. Uvod	1
1.1 Problem istraživanja	2
1.2 Predmet istraživanja.....	3
1.3 Cilj istraživanja.....	3
1.4 Naučni doprinos	4
1.5 Organizacija disertacije.....	4
2. Širokopojasna tehnologija	7
2.1 Koncept IR-UWB komunikacije	8
2.2 UWB signal	9
2.3 Karakteristike IR-UWB sistema.....	10
2.4 Primene IR-UWB tehnologije	12
2.5 IR-UWB primopredajnici	12
3. Dizajn širokopojasnog nisko-šumnog pojačavača	16
3.1 Parametri UWB NŠP	16
3.1.1 S-parametri NŠP	16
3.1.2 Faktor i parametar šuma	19
3.1.3 Linearnost	20
3.1.4 Stabilnost	21
3.2 Pregled stanja u oblasti za UWB NŠP	22
3.2.1 Pojačavači sa povratnom spregom.....	23
3.2.2 Pojačavači sa zajedničkim gejtom	25
3.2.3 Pojačavači sa induktivnom degeneracijom sorsa i dodatnim LC filtrom na ulazu..	27
3.2.4 Pojačavači dobijeni distributivnim pristupom.....	28
4. Predložene topologije nisko-šumnih pojačavača u 0,13 μm CMOS tehnologiji	31
4.1 UWB NŠP sa povratnom spregom.....	31
4.1.1 Analiza i dizajn UWB NŠP	31
4.1.2 Rezultati simulacija	35

4.2 UWB NŠP sa zajedničkim gejtom	40
4.2.1 Analiza i dizajn UWB NŠP	40
4.2.2 Rezultati simulacija	41
5. Predložene topologije nisko-šumnih pojačavača u 0,18 μm CMOS tehnologiji	44
5.1 Kaskodni UWB NŠP	44
5.1.1 Analiza i dizajn UWB NŠP	44
5.1.2 Rezultati simulacija	46
5.2 Dvostepeni UWB NŠP sa povratnom spregom.....	48
5.2.1 Analiza i dizajn UWB NŠP	48
5.2.2 Rezultati simulacija	50
5.3 UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem	52
5.3.1 Analiza i dizajn UWB NŠP	52
5.3.2 Rezultati simulacija	54
5.4 UWB NŠP invertorske strukture	56
5.4.1 Analiza i dizajn UWB NŠP	56
5.4.2 Rezultati simulacija	59
6. Realizovana nova konfiguracija nisko-šumnog pojačavača u 0,18 μm CMOS tehnologiji.....	62
6.1 Analiza i dizajn UWB NŠP.....	62
6.1.1 Uticaj induktora L_g na proširenje propusnog opsega NŠP	64
6.1.2 Uticaj kondenzatora C_f na prilagođenje ulazne impedanse	66
6.1.3 Analiza šuma.....	69
6.2 Fizička realizacija UWB NŠP	70
6.2.1 Rezultati postlejt simulacija	72
6.3 Merenje karakteristika UWB NŠP	78
6.3.2 Merna postavka	79
6.3.2 Rezultati merenja	82
6.4 Novo rešenje UWB NŠP sa tehnikom za povećanje pojačanja	85
6.4.1 Analiza i dizajn UWB NŠP	86
6.4.2 Rezultati postlejt simulacija	87
7. Diskusija	92
8. Zaključak.....	97

Dodatak A Vrednosti komponenti predloženih nisko-šumnih pojačavača.....	100
Literatura	105

Spisak slika

Slika 1.1 Moguće primene UWB komunikacije [2]	2
Slika 2.1 Propisi za UWB tehnologiju [1].....	7
Slika 2.2 Uskopojasni signal u (a) vremenskom domenu i (b) frekvencijskom domenu [23]	9
Slika 2.3 UWB impuls u (a) vremenskom domenu i (b) frekvencijskom domenu [23].....	9
Slika 2.4 Spektar UWB signala [1].....	10
Slika 2.5 Blok šema koherentnog IR-UWB primopredajnika [25]	13
Slika 2.6 Blok šema detektora energije [26]	14
Slika 2.7 Blok šema predajno-referentnog sistema [23].....	14
Slika 3.1 Primer mreže sa dva pristupa [29]	17
Slika 3.2 Određivanje P_{1dB} parametra [31].....	20
Slika 3.3 Određivanje IIP3 parametra [31]	21
Slika 3.4 Pojačavač sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom	24
Slika 3.5 Realizacija pojačavača sa zajedničkim sorsom i pojačavačem sa zajedničkim drejnom u povratnoj petlji [42].....	24
Slika 3.6 Varijante realizacije pojačavača invertorske strukture [44]	25
Slika 3.7 Pojačavač sa zajedničkim gejtom.....	25
Slika 3.8 Realizacija tehnike za poništavanje šuma pojačavača sa zajedničkim gejtom [47]	26
Slika 3.9 Realizacija tehnike za povećanje transkonduktanse pojačavača sa zajedničkim gejtom [50]	27
Slika 3.10 Realizacija pojačavača sa zajedničkim sorsom i induktivnom degeneracijom sorsa i dodatnim LC-filtrom na ulazu [57].....	27
Slika 3.11 (a) Blok šema osnovne topologije pojačavača dobijenog distributivnim pristupom, (b) realizacija pojačavačkog stepena kao pojačavača sa zajedničkim sorsom, (c) kaskodna struktura pojačavačkog stepena sa dodatnim induktorom L_x , i (d) pojačavački stepen sa induktivnom spregom u kolu gejta [62]	29
Slika 4.1 Jednostepeni UWB NŠP	32
Slika 4.2 Dvostepeni UWB NŠP	32
Slika 4.3 Zavisnosti koeficijenata refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) jednostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijene simulatorom Spectre	36
Slika 4.4 Zavisnosti koeficijenata refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) dvostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijene simulatorom Spectre	36

Slika 4.5 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) jednostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	37
Slika 4.6 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) dvostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	38
Slika 4.7 Zavisnost parametra šuma (NF) jednostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	39
Slika 4.8 Zavisnost parametra šuma (NF) dvostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	39
Slika 4.9 Topologija UWB NŠP sa pojačavačem sa zajedničkim gejtom	40
Slika 4.10 Zavisnosti koeficijenata refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) UWB CG NŠP od frekvencije dobijene simulatorom Spectre	42
Slika 4.11 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) UWB CG NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	42
Slika 4.12 Zavisnost parametra šuma (NF) UWB CG NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	43
Slika 5.1 Kaskodni UWB NŠP	45
Slika 5.2 Zavisnosti koeficijenata refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) kaskodnog UWB NŠP od frekvencije dobijene simulatorom Spectre	47
Slika 5.3 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) kaskodnog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	47
Slika 5.4 Zavisnost parametra šuma (NF) kaskodnog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	48
Slika 5.5 Dvostepeni UWB NŠP sa povratnom spregom	49
Slika 5.6 Zavisnosti koeficijenata refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) dvostepenog UWB NŠP sa povratnom spregom od frekvencije dobijene simulatorom Spectre	51
Slika 5.7 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) dvostepenog UWB NŠP sa povratnom spregom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	51
Slika 5.8 Zavisnost parametra šuma (NF) dvostepenog UWB NŠP sa povratnom spregom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	52
Slika 5.9 UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem	53
Slika 5.10 Zavisnosti koeficijenata refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem od frekvencije dobijene simulatorom Spectre	54
Slika 5.11 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	55
Slika 5.12 Zavisnost parametra šuma (NF) UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	55

Slika 5.13 UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_{pn} u ulaznom čvoru	57
Slika 5.14 UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_n u kolu gejta NMOS tranzistora	57
Slika 5.15 Zavisnost pojačanja prvog pojačavačkog stepena UWB NŠP invertorske strukture od frekvencije dobijena simulatorom Spectre	58
Slika 5.16 Zavisnosti koeficijenta refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) UWB NŠP sa invertorskom strukturom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre.....	59
Slika 5.17 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) UWB NŠP sa invertorskom strukturom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre.....	60
Slika 5.18 Zavisnost parametra šuma (NF) UWB NŠP sa invertorskom strukturom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre.....	60
Slika 6.1 UWB NŠP sa tehnikom za povećanje pojačanja	63
Slika 6.2 Zavisnosti naponskog pojačanja NŠP od frekvencije za različite vrednosti induktora L_g dobijena simulatorom Spectre.....	66
Slika 6.3 Zavisnost realnog dela ulazne impedanse od frekvencije za različite vrednosti kondenzatora C_f dobijena simulatorom Spectre.....	67
Slika 6.4 Zavisnost imaginarnog dela ulazne impedanse od frekvencije za različite vrednosti kondenzatora C_f dobijena simulatorom Spectre.....	67
Slika 6.5 Zavisnosti parametra S_{11} od frekvencije za različite vrednosti kondenzatora C_f dobijena simulatorom Spectre	68
Slika 6.6 Izgled lejauta UWB NŠP sa obeleženim rasporedom pristupnih tačaka.....	71
Slika 6.7 Rezultati postlejut simulacija: zavisnosti S-parametara (S_{11} , S_{22} , S_{21}) od frekvencije	72
Slika 6.8 Rezultati postlejut simulacija: zavisnost parametra šuma (NF) od frekvencije.....	73
Slika 6.9 Rezultati postlejut simulacija: tačka slabljenja pojačanja od 1-dB (P_{1dB})	74
Slika 6.10 Rezultati postlejut simulacija: tačka preseka intermodulacionih produkata trećeg reda i ulaznog signala posmatrana na ulazu (IIP3).....	74
Slika 6.11 Rezultati postlejut simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{11} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_sf1} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V	75
Slika 6.12 Rezultati postlejut simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{11} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_n} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V	75
Slika 6.13 Rezultati postlejut simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{22} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_sf2} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V	76
Slika 6.14 Rezultati postlejut simulacija: zavisnost parametra S_{11} od frekvencije za dva granična slučaja vrednosti parametara tranzistora i na dvema graničnim temperaturama	77

Slika 6.15 Rezultati postleljaut simulacija: zavisnost parametra S_{21} od frekvencije za dva granična slučaja vrednosti parametara tranzistora i na dvema graničnim temperaturama	78
Slika 6.16 (a) Izgled fabrikovanih integriranih kola na delu vejfera, i (b) uvećana fotografija UWB NŠP	78
Slika 6.17 Merna postavka za karakterizaciju NŠP na Institutu IEMCE Tehničkog univerziteta u Beču	79
Slika 6.18 Izgled sonde proizvođača Cascade Microtech tipa UNITY i $ Z $ za merenje RF aktivnih integriranih kola	80
Slika 6.19 Izgled kalibracionog supstrata	81
Slika 6.20 Izgled PCB pločice stabilnog izvora napajanja sa linearnim regulatorom TI TPS79101 za napajanje NŠP	81
Slika 6.21 Rezultati merenja i postleljaut simulacija: zavisnost S_{11} parametra od frekvencije	82
Slika 6.22 Rezultati merenja i postleljaut simulacija: zavisnost S_{22} parametra od frekvencije	82
Slika 6.23 Rezultati merenja i postleljaut simulacija: zavisnost S_{21} parametra od frekvencije	83
Slika 6.24 Rezultati merenja i postleljaut simulacija: zavisnost S_{12} parametra od frekvencije	83
Slika 6.25 Rezultati merenja: zavisnost faktora stabilnosti od frekvencije	84
Slika 6.26 Rezultati merenja: tačka slabljenja pojačanja od 1-dB (P_{1dB})	85
Slika 6.27 UWB NŠP sa tehnikom za povećanje struje drejna	86
Slika 6.28 Izgled lejauta UWB NŠP sa obeleženim rasporedom pristupnih tačaka	88
Slika 6.29 Rezultati postleljaut simulacija: zavisnosti S-parametra (S_{11} , S_{22} , S_{21}) i parametra šuma (NF) od frekvencije	88
Slika 6.30 Rezultati postleljaut simulacija: Zavisnosti parametara S_{21} i S_{11} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_sf1} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V	89
Slika 6.31 Rezultati postleljaut simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{11} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_n} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V	90
Slika 6.32 Rezultati postleljaut simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{22} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_sf2} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V	90
Slika 6.33 Rezultati postleljaut simulacija: zavisnosti parametara S_{11} i S_{21} od frekvencije za dva granična slučaja vrednosti parametara tranzistora i na dvema graničnim temperaturama	91

Spisak tabela

Tabela 6.1 Vrednosti širina kanala tranzistora u predloženom NŠP	70
Tabela 6.2 Vrednosti pasivnih komponenti u predloženom NŠP.....	70
Tabela 7.1 Poređenje rezultata simulacija predloženih NŠP sa vrednostima parametara NŠP, projektovanih za frekvencijski opseg 3–5 GHz, postignutim u radovima drugih autora	92
Tabela 7.2 Poređenje rezultata simulacija predloženih NŠP sa vrednostima parametara NŠP, projektovanih u 0,18 μm CMOS tehnologiji, postignutim u radovima drugih autora	94
Tabela 7.3 Poređenje rezultata merenja predložene topologije NŠP sa vrednostima parametara NŠP, projektovanih u 0,18 μm CMOS tehnologiji, postignutim u radovima drugih autora.....	96
Tabela A.1a Vrednosti širina kanala tranzistora u jednostepenom UWB NŠP.....	100
Tabela A.1b Vrednosti pasivnih komponenti u jednostepenom UWB NŠP.....	100
Tabela A.2a Vrednosti širina kanala tranzistora u dvostepenom UWB NŠP	100
Tabela A.2b Vrednosti pasivnih komponenti u dvostepenom UWB NŠP.....	101
Tabela A.2c Vrednosti pasivnih komponenti u dvostepenom UWB NŠP.....	101
Tabela A.3a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP sa pojačavačem sa zajedničkim gejtom	101
Tabela A.3b Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP sa pojačavačem sa zajedničkim gejtom	101
Tabela A.4a Vrednosti širina kanala tranzistora u kaskodnom UWB NŠP	101
Tabela A.4b Vrednosti pasivnih komponenti u kaskodnom UWB NŠP	102
Tabela A.4c Vrednosti pasivnih komponenti u kaskodnom UWB NŠP.....	102
Tabela A.5a Vrednosti širina kanala tranzistora u dvostepenom UWB NŠP sa povratnom spregom.....	102
Tabela A.5b Vrednosti pasivnih komponenti u dvostepenom UWB NŠP sa povratnom spregom.....	102
Tabela A.6a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem...	102
Tabela A.6b Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem	102
Tabela A.6c Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem	103
Tabela A.7a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_{pn} u ulaznom čvoru	103
Tabela A.7b Vrednosti pasivnih komponenti UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_{pn} u ulaznom čvoru	103

Tabela A.8a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_n u kolu gejta NMOS tranzistora.....	103
Tabela A.8b Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_n u kolu gejta NMOS tranzistora.....	103
Tabela A.9a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP sa tehnikom za povećanje struje drejna.....	103
Tabela A.9b Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP sa tehnikom za povećanje struje drejna.....	104

Spisak skraćenica

AC	naizmenična struja (eng. <i>alternating current</i>)
BiCMOS	bipolarno-komplementarni metal-oksidi poluprovodnik (eng. <i>bipolar CMOS</i>)
BPM	bi-fazna modulacija (eng. <i>bi-phase modulation</i>)
BPSK	binarna digitalna fazna modulacija (eng. <i>binary phase shift keying</i>)
CG	zajednički gejt (eng. <i>common-gate</i>)
CMOS	komplementarni metal-oksidi poluprovodnik (eng. <i>complementary metal-oxide semiconductor</i>)
CS	zajednički sors (eng. <i>common-source</i>)
CW	kontinualni talas (eng. <i>continuous wave</i>)
DA	pojačavač dobijen distributivnim pristupom (eng. <i>distributed amplifier</i>)
DC	jednosmerna struja (eng. <i>direct current</i>)
DS	direktna sekvenca (eng. <i>direct sequence</i>)
FCC	Savezna komisija za komunikacije (eng. <i>Federal Communications Commission</i>)
GPR	georadari (eng. <i>ground penetrating radar</i>)
GPS	globalni pozicioni sistem (eng. <i>global position system</i>)
GSG	masa-signal-masa (eng. <i>ground-signal-ground</i>)
GSM	globalni sistem za mobilne komunikacije (eng. <i>global system for mobile communications</i>)
IR-UWB	impulsna širokopojasna komunikacija (eng. <i>impulse-radio ultra-wideband</i>)
LGL	logički signal-masa-logički signal (eng. <i>logic-ground-logic</i>)
MB-OFDM	višekanalni prenos podataka sa ortogonalnom frekvencijskom raspodelom kanala (eng. <i>multiband orthogonal frequency division multiplexing</i>)
NB	uskopojasno (eng. <i>narrowband</i>)
NŠP	nisko-šumni pojačavač (eng. <i>low noise amplifier – LNA</i>)
OOK	dvopolna ili dvoznačna modulacija (eng. <i>on-off keying</i>)
PAM	impulsno-amplitudna modulacija (eng. <i>pulse amplitude modulation</i>)
PGL	napajanje-masa-logički signal (eng. <i>power-ground-logic</i>)
PVT	procesne, naponske i temperaturne promene (eng. <i>process, voltage and temperature variations</i>)
PPM	impulsna položajna modulacija (eng. <i>pulse position modulation</i>)
PSD	spektralna gustina snage (eng. <i>power spectral density</i>)
PSK	fazna modulacija (eng. <i>phase shift keying</i>)
RF	radio frekvencija (eng. <i>radio frequency</i>)
RFID	uređaj za identifikaciju radio frekvencija (eng. <i>radio-frequency identification</i>)

UMC	eng. <i>United Microelectronics Corporation</i>
USB	univerzalna serijska magistrala (eng. <i>universal serial bus</i>)
UWB	širokopojasno (eng. <i>ultra-wideband</i>)
WiMax	široko rasprostranjena interoperabilnost za mikrotalasni pristup (eng. <i>worldwide interoperability for microwave access</i>)
WLAN	bežične lokalne mreže (eng. <i>wireless local area networks</i>)
WPAN	bežične lične mreže (eng. <i>wireless personal area networks</i>)

Spisak korišćenih oznaka

A_v	naponsko pojačanje
B	propusni opseg kanala (eng. <i>channel bandwidth</i>)
B_{1f}	faktor stabilnosti (eng. <i>auxiliary stability factor</i>)
B_F	relativni (normalizovani) propusni opseg (eng. <i>fractional bandwidth</i>)
BW	propusni opseg (eng. <i>bandwidth</i>)
C	kapacitet kanala (eng. <i>channel capacity</i>)
C_b	kapacitivnost izlaznog blok kondenzatora
C_f	kapacitivnost kondenzatora u povratnoj petlji
C_g	kapacitivnost ulaznog blok kondenzatora
C_{gs}	kapacitivnost između gejta i sorsa MOS tranzistora
C_{gd}	kapacitivnost između gejta i drejna MOS tranzistora
C_i	ulazna kapacitivnost MOS tranzistora
C_{in}	kapacitivnost u ulaznom čvoru električnog kola
C_m	kapacitivnost sprežnog kondenzatora
C_o	izlazna kapacitivnost MOS tranzistora
C_{out}	kapacitivnost u izlaznom čvoru električnog kola
$E_{i1,2}$	dolazeći talasi na ulaznom i izlaznom portu dvoprístupne mreže
$E_{r1,2}$	reflektovani talasi na ulaznom i izlaznom portu dvoprístupne mreže
F	faktor šuma (eng. <i>noise factor</i>)
f_C	centralna frekvencija
f_H	gornja granična učestanost (eng. <i>high cutoff frequency</i>)
f_L	donja granična učestanost (eng. <i>low cutoff frequency</i>)
G	pojačanje snage
g_m	transkonduktansa MOS tranzistora
I_D	struja drejna MOS tranzistora
$IIP3$	tačka preseka intermodulacionih produkata trećeg reda i ulaznog signala posmatrana na ulazu (eng. <i>input-referred third-order intermodulation intercept point</i>)
K_f	faktor stabilnosti (eng. <i>Rollett stability factor</i>)
L_d	induktivnost induktora vezanog na drejn tranzistora
L_g	induktivnost induktora vezanog na gejt tranzistora
L_n	induktivnost induktora vezanog na gejt NMOS tranzistora invertorske strukture

L_{pn}	induktivnost induktora vezanog na ulazni čvor invertorske strukture
L_s	induktivnost induktora vezanog na sors tranzistora
ng	broj gejtova MOS tranzistora
NF	parametar šuma (eng. <i>noise figure</i>)
NF_{min}	minimalna moguća vrednost parametra šuma
P_D	potrošnja snage
P_{in}	ulazna snaga
P_{out}	izlazna snage
P_{1dB}	tačka slabljenja pojačanja nelinearnog sistema od 1-dB (eng. <i>1-dB compression point</i>)
Q	faktor dobrote, Q-faktor (eng. <i>quality factor</i>)
R_{bias}	otpornost otpornika u polarizacionom kolu tranzistora
R_d	otpornost potrošača pojačavačkog stepena
r_{ds}	otpornost kanala MOS tranzistora
R_g	otpornost gejta MOS tranzistora
R_f	otpornost otpornika u povratnoj petlji
R_{feq}	Milerova ekvivalentna otpornost otpornika R_f
R_{ref}	otpornost otpornika u polarizacionom kolu tranzistora
R_s	izlazna otpornost izvora
S_{11}	koeficijent refleksije signala na ulazu kola
S_{12}	pojačanje obrnute transmisije, tj. od izlaza ka ulazu
S_{21}	pojačanje snage
S_{22}	koeficijent refleksije signala na izlazu kola
S/N	odnos signal/šum (eng. <i>signal-to-noise ratio</i>)
V_{bias}	napon polarizacije tranzistora
V_{DD}	napon napajanja
V_{var}	podešljivi napon
W	širina kanala MOS tranzistora
Z_d	impedansa opterećenja
Z_f	impedansa komponenti u povratnoj petlji
Z_{in}	ulazna impedansa
Z_{out}	izlazna impedansa
Z_0	impedansa transmisionne linije

α	odnos transkonduktanse MOS tranzistora i njegove drejn-sors provodljivosti pri naponu $V_{DS} = 0$
γ	koeficijent termičkog šuma kanala MOS tranzistora
μ	geometrijski faktor stabilnosti opterećenja (eng. <i>Mu</i>)
μ'	geometrijski faktor stabilnosti izvora (eng. <i>Mu-prime</i>)
ω	kružna (ugaona) učestanost
ω_0	rezonantna kružna učestanost
ω_T	granična kružna učestanost (eng. <i>cutoff frequency</i>) tranzistora

1. Uvod

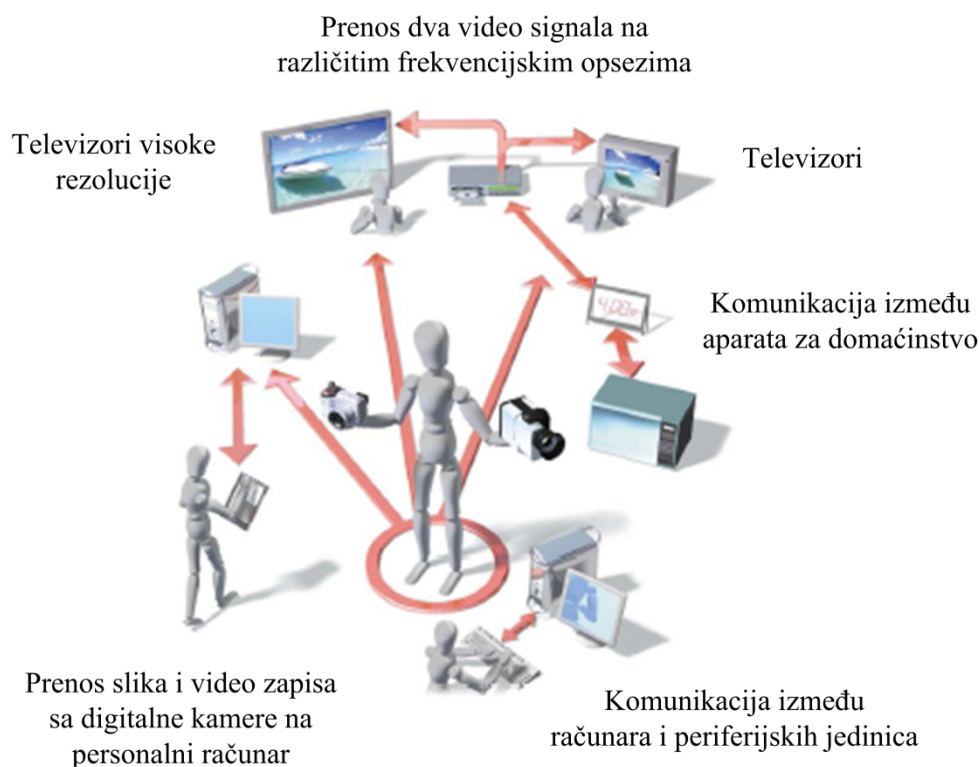
Razvoj bežičnih komunikacija (eng. *wireless communications*) doveo je do značajnih promena u društvu i direktno uticao na ekonomske i socijalne aspekte svakodnevnog života.

Deo elektromagnetskog spektra regulisan od strane različitih nacionalnih agencija obuhvata frekvencije od 3 kHz do 300 GHz. 1912. godine izvršena je podela spektra među korisnicima na osnovu njihove radne frekvencije, a kako bi se spektar što efikasnije koristio, bili su u obavezi da koriste veoma uske frekvencijske opsege [1]. Kako se broj korisnika povećavao, došlo je do pomeranja spektra na više frekvencije. Takođe, kako ne bi došlo do međusobnih smetnji određeni su standardi za regulisanje kako samog spektra, tako i kvaliteta radio prenosa.

Vremenom se javila potreba za još efikasnijim iskorišćenjem radio frekvencijskog spektra, koje pri tome ne bi uticalo na već postojeće uskopojasne (eng. *narrowband – NB*) radio-sisteme. Širokopojasna (eng. *ultra-wideband – UWB*) tehnologija uspela je da odgovori na ovaj zahtev istovremenim korišćenjem širokog frekvencijskog opsega, 3,1–10,6 GHz, od strane više korisnika, slika 1.1 [2]. Njihovo odvajanje je postignuto korišćenjem različitih tehnika kodiranja informacija. Pored ovoga, UWB komunikacija nudi niz prednosti poput velike brzine prenosa podataka, male potrošnje (mogućnost realizacije jednostavnih struktura primopredajnika) i male prenosne snage (čime je povećana bezbednost komunikacije i otpornost signala na interferencije) [3, 4]. Ovo omogućava upotrebu UWB primopredajnika u bežičnim komunikacijama sa velikim protokom podataka i malim dometom, malim protokom podataka i nešto većim dometom, u bežičnoj komunikaciji između čipova, kao i u medicinskim primenama. Zbog velikog propusnog opsega UWB sistemi su zastupljeni i u uređajima za precizno određivanje lokacije [5].

Prilikom odabira tehnologije tokom projektovanja integrisanih kola namenjenih za rad na radio-frekvencijama (eng. *radio frequency – RF*) potrebno je voditi računa o sledećem: koristiti jeftine tehnologije koje podržavaju dizajn i fabrikaciju RF kola, električna kola projektovati tako da im se parametri malo menjaju sa procesnim varijacijama, kao i smanjiti broj pasivnih komponenti, pre svega induktora koji su velikih dimenzija, čime se znatno smanjuje površina čipa, a time i njegova cena.

RF električna kola najviše se realizuju u CMOS (eng. *complementary metal-oxide semiconductor*) i Si/SiGe BiCMOS (eng. *bipolar CMOS*) tehnologijama. Međutim, CMOS proces, koji se tradicionalno koristi za fabrikaciju logičkih kola, nije uvek moguće koristiti i za primene na radio-frekvencijama. Da bi se ovo omogućilo, potrebno je za datu tehnologiju definisati modele pasivnih komponenti (induktora i kondenzatora), što vodi ka povećanju



Slika 1.1 Moguće primene UWB komunikacije [2]

cene fabrikacije i ujedno ka smanjenju skalabilnosti tehnologije u odnosu na tipičnu CMOS tehnologiju. Iako je prednost BiCMOS tehnologije upravo bolja integracija pasivnih komponenti (veća otpornost supstrata omogućava realizaciju pasivnih komponenti sa većim faktorom dobrote [6]), naročito induktora, RF CMOS tehnologija je i dalje jeftinija u slučaju implementacije analognih i digitalnih električnih kola na istom čipu. Stoga, prednost se daje CMOS tehnologiji, jer omogućava veliku gustinu integracije sistema na čipu.

1.1 Problem istraživanja

Kao što je ranije istaknuto, UWB tehnologija pokriva veliki opseg frekvencija. Kako bi se sprečile interferencije sa bežičnim sistemima koji rade u istom frekvencijskom opsegu, spektralna gustina snage (eng. *power spectral density – PSD*) izlaznog signala predajnika je ograničena od strane američke Savezne komisije za komunikacije (eng. *Federal Communications Commission – FCC*) na $-41,3$ dBm/MHz. Usled ovog propisa, kao i gubitaka koji nastaju usled prenosa, primljeni UWB signal ima veoma malu snagu na prijemnoj anteni, tj. snaga primljenog signala je tri reda veličine manja u odnosu na snagu signala uskopojasnih sistema [7]. Iz ovog razloga, projektovanje prijemnika je kompleksnije u odnosu na predajnik.

Nisko-šumni pojačavač (NŠP, eng. *low noise amplifier – LNA*) predstavlja jedan od osnovnih i najvažnijih blokova bežičnog primopredajnika. Nalazi se u prijemnom delu uređaja neposredno nakon antene. Uloga NŠP je da ulazni signal određene frekvencije i male snage, izdvoji i pojača iznad nivoa šuma prijemnika. Iz tog razloga, NŠP treba da obezbedi

veliko naponsko pojačanje u celom frekvencijskom opsegu od interesa. Neophodno je da nivo šuma pojačavača bude nizak, kako bi se osetljivost prijemnika povećala. Takođe, NŠP treba da obezbedi širokopoljasno prilagođenje ulazne i izlazne impedanse (eng. *impedance matching*) na 50Ω , kako ne bi došlo do refleksije signala na ulazu i izlazu kola, odnosno, kako bi se omogućio prenos maksimalne snage. Kako je NŠP najčešće deo prenosivog primopredajnika sve ove zahteve mora ispuniti pri minimalnoj potrošnji energije. Dalje je potrebno da NŠP bude jednostavne strukture i zauzima malu površinu, čime bi se smanjila cena njegove fabrikacije. Dobra linearnost je bitna karakteristika NŠP projektovanog za sisteme sa višekanalnim prenosom sa ortogonalnom frekvencijskom raspodelom kanala (eng. *multiband orthogonal frequency division multiplexing – MB-OFDM*), kako ne bi došlo do smetnji među bliskim kanalima. Sa druge strane, kod impulsnog širokopoljasnog (eng. *impulse-radio ultra-wideband – IR-UWB*) pristupa za komunikaciju, ukoliko se koristi neki složeniji vid modulacije, npr. binarna digitalna fazna modulacija (eng. *binary phase shift keying – BPSK*), potrebno je obratiti pažnju na linearnost fazne karakteristike (eng. *phase linearity*) pojačavača, tj. na malu varijaciju grupnog kašnjenja (eng. *group delay*), kako bi se pravilno izvršio prenos željenog signala. Osim toga, poželjno je omogućiti podešavanje vrednosti karakterističnih parametara NŠP, obezbeđujući na taj način kompenzaciju izobličenja karakteristika uređaja nastalih usled procesnih, naponskih i temperaturnih promena (eng. *process, voltage and temperature variations – PVT*).

1.2 Predmet istraživanja

U okviru doktorske disertacije bilo je neophodno istražiti oblast projektovanja UWB NŠP u CMOS tehnologiji. Analizom postojećih rešenja dostupnih u literaturi prikupljene su informacije o trenutnim dostignućima i složenosti prikazanih rešenja i na osnovu toga, utvrđeni su konačni zahtevi postavljeni na UWB NŠP. Predložena električna kola su projektovana u razvojnom okruženju *Cadence* u dvema CMOS tehnologijama, $0,13 \mu\text{m}$ i $0,18 \mu\text{m}$ UMC (eng. *United Microelectronics Corporation*), kako bi se ispitao uticaj korišćenja različitih tehnologija na realizaciju NŠP. Simulacije su vršene na nivou električne šeme sa realnim modelima komponenti, kao i postleajout simulacije na osnovu ekstrahovane netliste. Izvršene su analize i poređenja datih rezultata, kako bi se utvrdio postupak za projektovanje lejauta RF integrisanog kola i što više otklonio uticaj parazitnih efekata na njegove parametre. Takođe, izvršena je karakterizacija fabrikovanog NŠP i ispitana je tačnost merenja koja umnogome zavisi od korišćene merne opreme i izabrane merne metode. Odnosno, karakterizacija integrisanog kola projektovanog za rad na visokim frekvencijama direktno na silicijumskoj pločici (eng. *on-die measurement*) zahteva poseban pristup, pošto je uticaj okoline na ovakva merenja znatan.

1.3 Cilj istraživanja

Uvidom u naučnu literaturu može se uočiti da predložena rešenja UWB NŠP često zahtevaju složene dizajne ili nove tehnologije za njihovu implementaciju i fabrikaciju, što ih čini skupim rešenjima. Zbog toga realizacija NŠP jednostavne topologije, realizovanog u

jeftinijoj tehnologiji, sa dobrim vrednostima karakterističnih parametara i malom potrošnjom je veoma bitna.

Cilj istraživanja ove doktorske disertacije jeste upravo razvoj jednostavnog, podešljivog NŠP u CMOS tehnologiji za niži UWB podopseg (3,1–5 GHz). Predloženo rešenje treba da objedini sve zahteve postavljene na dizajn NŠP, kao što su širokopojasno prilagođenje ulazne i izlazne impedanse, nizak nivo sopstvenog šuma, veliko naponsko pojačanje sa malim varijacijama vrednosti u datom frekvencijskom opsegu pri maloj ukupnoj potrošnji. Rešenje bi trebalo biti malih dimenzija kako bi se smanjila cena fabrikacije.

1.4 Naučni doprinos

Naučni doprinos ove doktorske disertacije predstavljaju nove konfiguracije UWB NŠP projektovane u 0,13 μm i 0,18 μm UMC CMOS tehnologijama. U okviru svake konfiguracije prikazana je jedna od tehnika za poboljšanje karakteristika NŠP, poput prilagođenja ulazne impedanse, proširenja radnog opsega NŠP itd. Kola su optimizovana kako bi zadovoljila sve zahteve postavljene na NŠP. Projektovanje i simulacije predloženih kola rađene su u razvojnom okruženju *Cadence*. Rešenje koje je pokazalo najbolje karakteristike, a ujedno je jednostavne strukture i realizovano u jeftinijoj 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji, proizvedeno je korišćenjem usluga udruženja *Europractice* [8]. Izvršena je karakterizacija fabrikovanog integrisanog kola, kao i detaljna analiza dobijenih rezultata. Prikazanom metodom je moguće odrediti karakteristike neupakovanih RF NŠP, realizovanih u različitim integrisanim tehnologijama, predviđenih za različite primene i rad u različitim frekvencijskim opsezima. Ovo predstavlja jedno od prvih istraživanja u oblasti aktivnih RF integrisanih kola na Univerzitetu u Novom Sadu.

1.5 Organizacija disertacije

Disertacija je organizovana na sledeći način:

U drugoj glavi razmotrene su osnovne karakteristike UWB tehnologije. Navedeni su tehnički standardi, ograničenja i frekvencijski opsezi koje je FCC propisala za UWB uređaje kako bi se sprečile interferencije među korisnicima. Posebno je analiziran frekvencijski opseg od 3,1 do 10,6 GHz kao najzastupljeniji u UWB primenama. Prikazani su različiti pristupi korišćenja ovog opsega, naročito IR-UWB, koji predstavlja jedan od popularnih izbora za realizaciju UWB prenosa. Navedene su prednosti/mane i moguće primene IR-UWB sistema. Na kraju druge glave, dat je pregled arhitektura IR-UWB primopredajnika.

U trećoj glavi opisani su osnovni parametri NŠP, čije je razumevanje neophodno prilikom odabira odgovarajuće arhitekture pojačavača i njegovog dizajna, a u cilju postizanja zahteva postavljenih od strane FCC. Projektovanje UWB NŠP veoma zavisi od odabrane tehnologije i složenosti predložene topologije. Integrisana kola projektovana za rad na visokim frekvencijama zahtevaju poseban pristup kako bi se postigle željene karakteristike datih kola, a ujedno omogućila i njihova jednostavna realizacija uz nisku cenu. Stoga je dat detaljan pregled publikovanih rešenja za UWB NŠP, koji su prema metodama realizacije

širokopojasnog prilagođenja ulazne impedanse grupisani kao: pojačavači sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom, pojačavači sa zajedničkim gejtom, pojačavači sa zajedničkim sorsom, induktivnom degeneracijom sorsa i dodatnim filtrom na ulazu i pojačavači dobijeni distributivnim pristupom. Za svaku grupu NŠP navedene su osnovne karakteristike i istaknute su njihove prednosti i mane, kao i mogućnosti koje nude u pogledu dizajna.

U četvrtoj, petoj i šestoj glavi predstavljeno je devet novih konfiguracija UWB NŠP projektovanih u $0,13\ \mu\text{m}$ i $0,18\ \mu\text{m}$ UMC CMOS tehnologijama zasnovanih na prethodno navedenim pristupima. U četvrtoj i petoj glavi su razmotrene neke od metoda za poboljšanje karakteristika NŠP, u cilju postizanja „optimalnog” rešenja sa stanovišta dizajna. Naravno, kako jedinstveno rešenje ne postoji, već ono zavisi od niza činilaca poput kvaliteta izabrane tehnologije kao i same aplikacije za koju se dato kolo projektuje, u ovoj disertaciji se vodilo računa da konačan i praktično realizovan UWB NŠP, predstavljen u glavi šest, ima jednostavnu arhitekturu i kao takav da zauzima malu površinu na čipu, čime je određena i njegova cena, a ujedno i da vrednosti njegovih parametara zadovoljavaju postavljene kriterijume za većinu širokopojasih aplikacija.

U četvrtoj glavi su predložene tri nove konfiguracije UWB NŠP u $0,13\ \mu\text{m}$ UMC CMOS tehnologiji za donji deo UWB spektra od 3 do 5 GHz. Prve dve arhitekture su realizovane kao pojačavač sa zajedničkim sorsom i koriste metodu induktivne degeneracije sorsa, proširenu povratnom spregom. Prvi NŠP je jednostavne jednostepene konfiguracije, dok drugi NŠP ima dva stepena, čime je dobijen dodatni stepen slobode. Treći predloženi NŠP je dvostepene strukture i zasnovan je na pojačavaču sa zajedničkim gejtom. Sva tri kola su simulirana na nivou električne šeme sa realnim modelima komponenti.

U petoj glavi predstavljene su četiri nove konfiguracije UWB NŠP u $0,18\ \mu\text{m}$ UMC CMOS tehnologiji. Prve tri topologije su projektovane za gornji deo UWB spektra, dok je poslednji NŠP namenjen za rad u celom UWB frekvencijskom opsegu od 3,1 do 10,6 GHz. Ulazni stepen prvog NŠP je realizovan proširenjem pojačavača sa zajedničkim sorsom induktorom u kolu sorsa tranzistora i otpornikom u povratnoj petlji. Upotrebom principa višestrukog strujnog iskorišćenja, drugi pojačavački stepen je stavljen iznad prvog. Druge dve topologije su dvostepene strukture, pri čemu je drugi NŠP proširen opcijom variranja vrednosti pojačanja, omogućavajući dva moda rada pojačavača (mod velikog i mod malog pojačanja) u zavisnosti od njegove primene. Četvrti NŠP ima invertorsku strukturu prvog stepena. Analizirana je metoda proširenja $-3\ \text{dB}$ propusnog opsega, koja koristi induktor u kolu gejta NMOS tranzistora, umesto u ulaznom čvoru invertorske strukture. Svi UWB NŠP su simulirani na nivou električne šeme sa realnim modelima komponenti.

U šestoj glavi je data detaljna analiza jednog NŠP dizajna projektovanog za frekvencijski opseg od 3,1 do 5 GHz u $0,18\ \mu\text{m}$ UMC CMOS tehnologiji. Kako broj induktora značajno doprinosi povećanju površine čipa, pa samim tim i njegove cene, prilikom odabira topologije vodilo se računa da je njihov broj što manji. Predloženo kolo je fabrikovano i prikazana je merna metoda za karakterizaciju NŠP. U nastavku je urađen i redizajn predloženog NŠP, odnosno, umesto tehnike za višestruko iskorišćenje struje korišćena je tehnika za povećanje struje drejna pojačavačkog tranzistora. Prikazan je leljaut novog kola NŠP i dati su rezultati postleljaut simulacija.

U sedmoj glavi data je detaljna analiza rezultata postignutih u poglavljima četiri, pet i šest, i izvršeno je njihovo poređenje sa rezultatima drugih autora iz savremene naučne literature. Takođe, izvršene su uporedne analize predloženih rešenja i navedene su prednosti, kao i ograničenja svakog od njih. Na kraju je pokazano da je nova konfiguracija NŠP, predstavljena u poglavlju šest, pogodna za UWB aplikacije. U nastavku je analizirana i mogućnost njenog daljeg poboljšanja.

U osmoj glavi su izvedeni zaključci doktorske disertacije, sa naglaskom na doprinose disertacije. Dat je kratak pregled sprovedenih istraživanja i naznačeni su mogući pravci daljeg istraživanja.

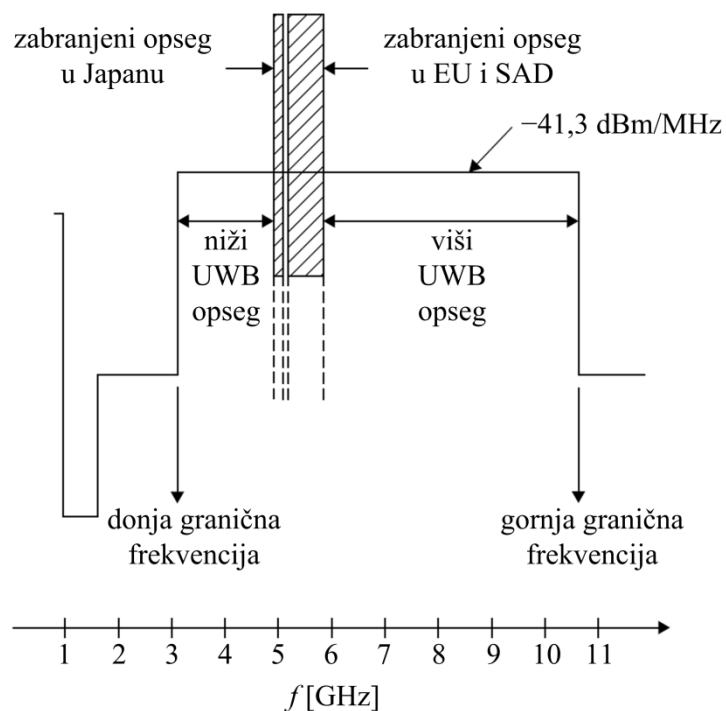
U dodatku, na kraju doktorske disertacije, navedene su dimenzije komponenti NŠP opisanih i analiziranih u poglavljima četiri, pet i šest.

U nastavku je dat spisak literature koja je korišćena u ovoj disertaciji.

2. Širokopolasna tehnologija

UWB komunikacija se prvashodno koristila za vojne potrebe, radare i senzore sve do 2002. godine, kada je FCC odobrila određene frekvencijske opsege za komercijalne širokopolasne aplikacije. Da bi se sprečile smetnje, različiti tehnički standardi i ograničenja propisani su za UWB uređaje, koji su na osnovu toga podeljeni u tri grupe [9]. Prvoj grupi pripadaju sistemi za prenos slike sa i bez optičke vidljivosti (eng. *wall and through-wall imaging systems*), sistemi za medicinske primene (eng. *medical systems*) i georadari (eng. *ground penetrating radar – GPR*). Sistemi u ovoj grupi koriste frekvencije ispod 960 MHz ili iz opsega 3,1–10,6 GHz. U ovu grupu spadaju još i sistemi za nadzor (eng. *surveillance systems*) sa radnim opsegom od 1,99 do 10,6 GHz. U drugoj grupi, sa opsegom od 3,1 do 10,6 GHz, su sistemi za komunikaciju i merenje (eng. *communications and measurement systems*), dok poslednju grupu, sa opsegom od 24 do 29 GHz, čine radari namenjeni autoindustriji (eng. *vehicular radar systems*).

Industrija i akademski krugovi su pokazali najveće interesovanje za frekvencijski opseg od 3,1 do 10,6 GHz zbog njegove zastupljenosti u skoro svim UWB primenama. Na slici 2.1 prikazani su neki od propisa za ovaj opseg doneti od strane FCC [1].



Slika 2.1 Propisi za UWB tehnologiju [1]

Postoje različiti pristupi korišćenja ovog opsega. Kod direktne sekvence (eng. *direct sequence – DS*) ceo UWB frekvencijski opseg (3,1–10,6 GHz) je podeljen na dva podopsega: niži (3,1–4,85 GHz) i viši (6,2–9,7 GHz), dok kod višekanalnog prenosa sa ortogonalnom frekvencijskom raspodelom kanala, MB-OFDM, opseg je podeljen na nekoliko podopsega od po 528 MHz [10, 11]. Obe ove tehnike podrazumevaju prenos podataka sa nosiocem (eng. *carrier-based transmission*) što dovodi do usložnjavanja strukture primopredajnika, povećanja ukupne potrošnje, a time i njegove cene. Glavne primene ovakvih sistema su komunikacije sa velikim protokom podataka (eng. *high data rate communications*) do 480 Mb/s, poput kontinualnog prenosa multimedija (eng. *streaming multimedia*) i bežičnog USB (eng. *wireless universal serial bus*).

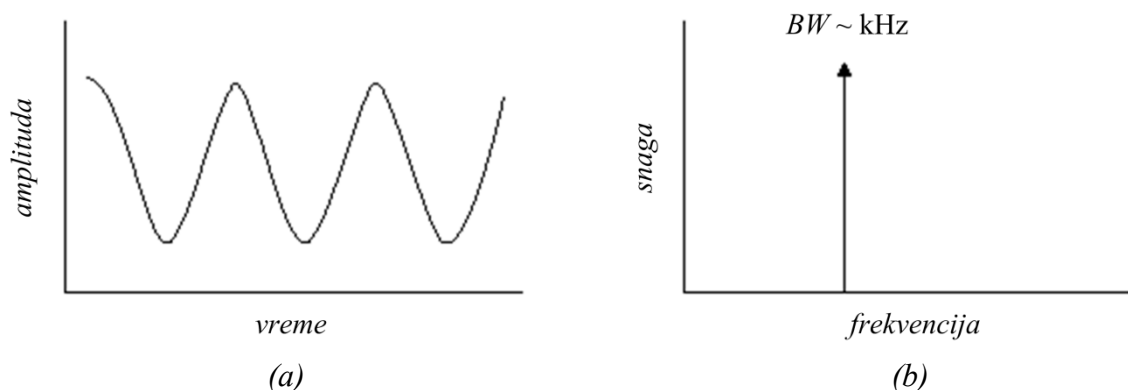
Sa druge strane impulsni širokopolasni pristup za komunikaciju, IR-UWB, kao osnovni signal koristi impuls jako kratkog trajanja (uglavnom ispod 1 ns), čime je frekvencijski spektar UWB signala širine do nekoliko gigaherca. IR-UWB je jedan od popularnih izbora za realizaciju UWB prenosa zbog svoje male osetljivosti (eng. *high fading margin*) na izobličenja koja nastaju usled višestrukih putanja prostiranja (eng. *multipath*) signala između predajnika i prijemnika [12], kao i malom složenosti sistema za njegovu implementaciju (ne zahteva upotrebu miksera i pojačavača snage), što je posledica korišćenja prenosa bez nosioca (eng. *carrier-less* ili *carrier-free*). IR-UWB tehnologija se uglavnom koristi u bežičnim komunikacijama sa velikim protokom podataka i malim dometom (eng. *short-range*), malim protokom podataka (eng. *low data rate*) i nešto većim dometom, u bežičnoj komunikaciji između čipova (eng. *inter-chip communication*) [13, 14], kao i u medicinskim primenama poput bežičnih ličnih mreža (eng. *wireless personal area networks – WPAN*) [15–18] i UWB biotelemetriji (eng. *biotelemetry*) [19–21]. Zbog velikog propusnog opsega, UWB sistemi su široko zastupljeni u sistemima za precizno određivanje lokacije (eng. *precise location systems*) [22].

U ovom poglavlju je dat pregled osnovnih principa UWB sistema. Poseban naglasak biće na IR-UWB.

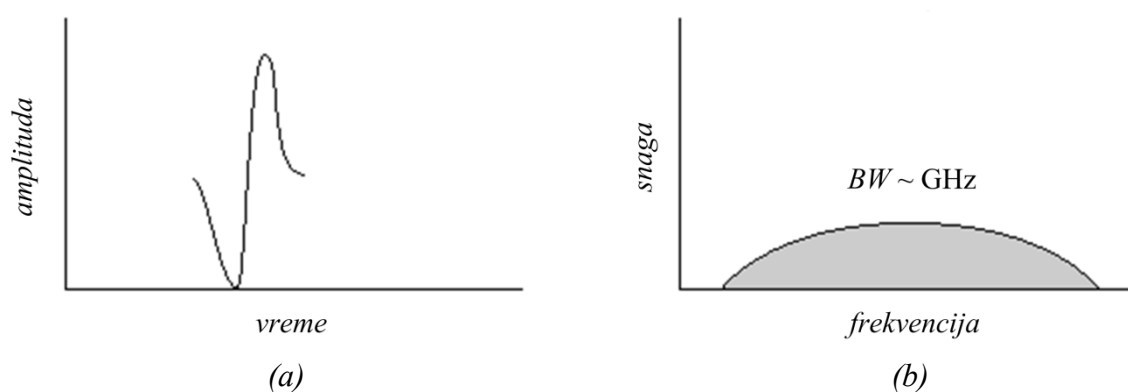
2.1 Koncept IR-UWB komunikacije

Kod klasičnih uskopojasnih sistema komunikacija se odvija modulisanjem talasa kontinualnog oblika (eng. *continuous wave – CW*) sa signalom nosiocem (nosećim signalom) specifične RF frekvencije, prikazanim na slici 2.2 [23]. Kako energija kontinualnog signala zauzima uski frekvencijski opseg to ga čini vrlo osetljivim na detekciju i presretanje.

U impulsnoj UWB tehnologiji, komunikacioni sistemi za prenos informacija koriste nenoseće impulse, veoma kratkog trajanja (od piko do nano sekunde), faktora ispune (eng. *duty cycle*), definisanog kao količnik vremena trajanja impulsa i ukupnog vremena prenosa, manjeg od 0,5%. Na taj način se obezbeđuje veoma mala potrošnja UWB komunikacionih sistema, koji troše energiju samo tokom slanja impulsa. Iako maksimalna ili trenutna snaga pojedinačnog UWB impulsa može biti relativno velika (1 W za 1 Mb/s po 1 MHz), zahvaljujući njegovom kratkom trajanju, prosečna snaga postaje značajno manja (reda veličine mikrovata, što je hiljadu puta manje od transmisiona snage mobilnih uređaja).



Slika 2.2 Uskopojasni signal u (a) vremenskom domenu i (b) frekvencijskom domenu [23]



Slika 2.3 UWB impuls u (a) vremenskom domenu i (b) frekvencijskom domenu [23]

Kako je frekvencija inverzno proporcionalna vremenu, frekvencijski spektar UWB impulsa je širine i do nekoliko gigaherca, kao što je prikazano na slici 2.3 [23].

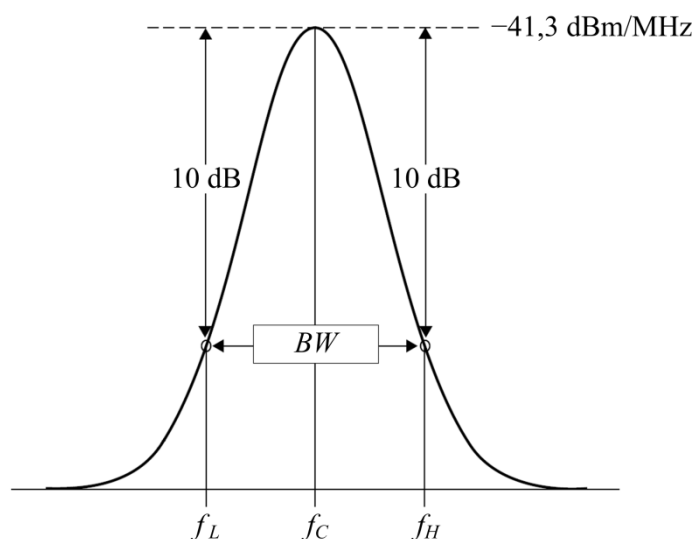
2.2 UWB signal

FCC je definisala UWB signal kao signal koji ima propusni opseg (eng. *bandwidth* – BW) veći od 500 MHz ili relativni (normalizovani) propusni opseg (eng. *fractional bandwidth* – B_F) veći od 20%.

Relativni propusni opseg definisan je kao količnik širine frekvencijskog opsega između tačaka u kojima je vrednost spektra signala za 10 dB manja od maksimalne vrednosti i centralne frekvencije

$$B_F = \frac{BW_{-10\text{dB}}}{f_C} = \frac{f_H - f_L}{f_C} = \frac{2(f_H - f_L)}{f_H + f_L}, \quad (2.1)$$

gde f_H i f_L predstavljaju gornju (eng. *high cutoff frequency* – f_H) i donju graničnu frekvenciju (eng. *low cutoff frequency* – f_L) 10 dB frekvencijskog opsega, dok je f_C definisana kao centralna frekvencija između prethodnih vrednosti, kao što je prikazano na slici 2.4 [1].



Slika 2.4 Spektar UWB signala [1]

2.3 Karakteristike IR-UWB sistema

U poređenju sa uskopojasnim sistemima IR-UWB sistemi, zahvaljujući prirodi kratkotrajnih impulsa koje koriste, pokazuju brojne prednosti.

Jedna od najvažnijih je veliki kapacitet kanala UWB komunikacionih sistema, definisan kao maksimalna količina podataka koja se može poslati kroz taj kanal u toku jedne sekunde. Na osnovu Šenonove teoreme (eng. *Shannon's theorem*) [24]

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) , \quad (2.2)$$

gde je C kapacitet kanala (eng. *channel capacity*), izražen u bitima po sekundi, B je propusni opseg kanala (eng. *channel bandwidth*), izražen u hercima, a S/N predstavlja odnos signal/šum (eng. *signal-to-noise ratio*), sledi da se kapacitet kanala linearno menja sa promenom širine opsega.

Na osnovu ove relacije, a zbog širokog propusnog opsega kojim se karakteriše, UWB sistem omogućava velike brzine prenosa podataka, sa mogućnošću smanjenja snage signala ispod nivoa šuma. Ipak, zbog trenutnog ograničenja snage u UWB prenosu, tako veliki protoci podataka mogući su samo na kratkim rastojanjima, do 10 metara. Ovo čini UWB sisteme odličnim kandidatima za bežične aplikacije kratkog dometa sa velikom brzinom prenosa podataka, kao što je WPAN sistem.

Kod uskopojasnih sistema prenos se odvija množenjem kontinualnog talasa sa nosećim signalom određene frekvencije. Ovo dovodi do povećanja njihove kompleksnosti, usled upotrebe oscilatora, za generisanje signala nosioca, i miksera, za translaciju noseće frekvencije na zahtevani frekvencijski opseg. Takođe, neophodno je da se na izlazu predajnika nalazi pojačavač snage, kako bi se obezbedila dovoljna izlazna snaga. Sa druge strane, IR-UWB sistem generiše impuls veoma kratkog trajanja, što je ekvivalent osnovnom signalu bez nosioca, i male snage. Na taj način potreban broj RF komponenti je smanjen i

arhitektura IR-UWB primopredajnika se pojednostavljuje u odnosu na uskopojasne sisteme. Odnosno, kolo će biti manjih dimenzija, a njegovom implementacijom u jeftinijim tehnologijama, kao što je CMOS, postiže se niža cena gotovog proizvoda.

Prosečna prenosna snaga UWB sistema je na nivou dozvoljenog praga šuma elektronskih uređaja, što otežava njihovo presretanje. Zbog ovako niske transmisionne snage prislušivači moraju biti veoma blizu predajnika (oko 1 metar) da bi bili u stanju da detektuju emitovanu informaciju. Osim toga, kratkotrajni UWB impulsi su vremenski modulirani kodovima jedinstvenim za svaki par predajnik – prijemnik, što daje dodatnu sigurnost, kako je detekcija impulsa u trajanju piko sekunde bez znanja vremena njihovog nailaska skoro nemoguća. Zahvaljujući tome, IR-UWB sistemi predstavljaju dobar izbor za ostvarivanje visoko bezbednosnih komunikacija u vojne svrhe.

Kako UWB spektar pokriva širok opseg frekvencija, da bi se sprečile interferencije sa već postojećim bežičnim sistemima, poput WiMax (eng. *worldwide interoperability for microwave access*), Bluetooth i GSM (eng. *global system for mobile communications*), spektralna gustina snage predajnika je ograničena na $-41,3$ dBm/MHz u opsegu od 3,1 do 10,6 GHz. Ograničenja koje je FCC postavila na susedne opsege su još strožija i zavise od njihove primene [9].

Takođe, UWB signali su relativno otporni na namerno i nenamerno ometanje, kako većina ometača nije u stanju da u isto vreme ometa svaku frekvenciju u UWB spektru. Ukoliko je neka od frekvencija ometana, uvek postoji širok opseg frekvencija koji ostaje netaknut.

Pojava poznata kao višestruke putanje prostiranja signala neizbežna je u bežičnim komunikacionim kanalima, usled višestrukih refleksija prenošenog signala sa različitih površina, poput zgrada, drveća i ljudi. Za uskopojasne signale ovaj efekat je prilično problematičan jer može dovesti do značajne degradacije signala. Sa druge strane, kako je trajanje prenosa UWB impulsa manje od nanosekunde, reflektovani impuls ima veoma kratku priliku da se sudari sa poslatim impulsom i izazove njegovu degradaciju. Međutim, UWB komunikacije nisu u potpunosti imune na efekat višestrukih putanja prostiranja signala. Npr., u zatvorenom prostoru, u kojem se nalazi veliki broj objekata, do izobličenja signala će ipak doći.

U okviru širokog opsega IR-UWB sistema, niske frekvencije se karakterišu velikom talasnom dužinom, što omogućava UWB impulsima da prodru kroz čitav niz različitih materijala, uključujući i zidove. Zahvaljujući tome, mogu se dobiti precizni podaci o položaju nekog objekta, bolji nego upotrebom globalnog pozicionog sistema (eng. *global position system – GPS*). Ipak, svojstvo prodornosti UWB signala korisno je samo onda kada im je omogućeno da zauzmu deo niskih frekvencija radio-spektra.

Pored brojnih, navedenih prednosti, UWB tehnologiju karakterišu i određeni nedostaci, na koje treba obratiti pažnju. Niska vrednost dozvoljene predajne snage, propisana od strane FCC, ograničava domet UWB komunikacija, naročito pri velikim protocima podataka, na male udaljenosti. Sa druge strane, da bi kvalitet prijema UWB signala bio dobar, komponente prijemnika, pre svega antene i NŠP, moraju imati dobre karakteristike u veoma

širokom frekvencijskom opsegu. Takođe, kratko trajanje impulsa, koji se koriste u UWB tehnologiji, može dodatno otežati sinhronizaciju na prijemnoj strani.

2.4 Primene IR-UWB tehnologije

Prednosti koje UWB tehnologija pokazuje u odnosu na druge sisteme čini je pogodnom za mnoštvo primena u vojnom, civilnom i komercijalnom sektoru [3].

Najčešća komercijalna upotreba UWB tehnologije je za komunikacije, kako omogućava veliku brzinu prenosa podataka na malim rastojanjima. UWB primopredajnici mogu slati i primati podatke velike brzine i veoma male snage po relativno niskoj ceni. Aplikacije UWB komunikacionih sistema se prvenstveno odnose na prenos podataka na mala rastojanja u zatvorenom prostoru pri brzini prenosa do sto megabita po sekundi, poput kućnih mreža (eng. *home networking*), bežičnih lokalnih mreža (eng. *wireless local area networks – WLAN*) i bežičnih ličnih mreža.

Zahvaljujući velikoj preciznosti prenosa podataka u vremenu, UWB tehnika se može koristiti za trodimenzionalno prepoznavanje objekata kako u zatvorenom prostoru, tako i na otvorenom. Ovo čini širokopojasni GPR impulsnog tipa korisnom opremom za detektovanje struktura pod zemljom. Druga važna primena je prenos slike, pri čemu UWB signali prodiru kroz vrata i zidove i time omogućavaju detekciju objekata unutar zgrade.

Dobar učinak UWB uređaja u kanalima sa višestrukim putanjama prostiranja signala čini ih dobrim izborom za određivanje tačne pozicije objekata u zatvorenom prostoru i na mestima gde je rad GPS prijemnika onemogućen. Primer ovakve upotrebe je uređaj za identifikaciju radio frekvencija (eng. *radio-frequency identification – RFID*). RFID se primarno koristi kao uređaj za praćenje, koji se postavlja na objekte u kancelariji, laboratoriji, skladištu, itd., i na taj način omogućava nadgledanje kretanja inventara. Druga moguća primena ovakvog uređaja je kontrola pristupa laboratoriji, njegovim postavljanjem u identifikacione kartice zaposlenih. Zbog male potrebne snage i relativno male brzine prenosa podataka, RFID uređaji imaju dug vek trajanja koristeći pri tome samo jednu bateriju i na taj način obezbeđujući nisku cenu uređaja.

2.5 IR-UWB primopredajnici

Do sada su prikazane glavne karakteristike signala koji se koriste u UWB komunikaciji za prenos informacija. Kako ovi impulsi imaju malu snagu i predstavljaju signale bez nosioca, arhitektura primopredajnika je pojednostavljena, a potrošnja značajno smanjena.

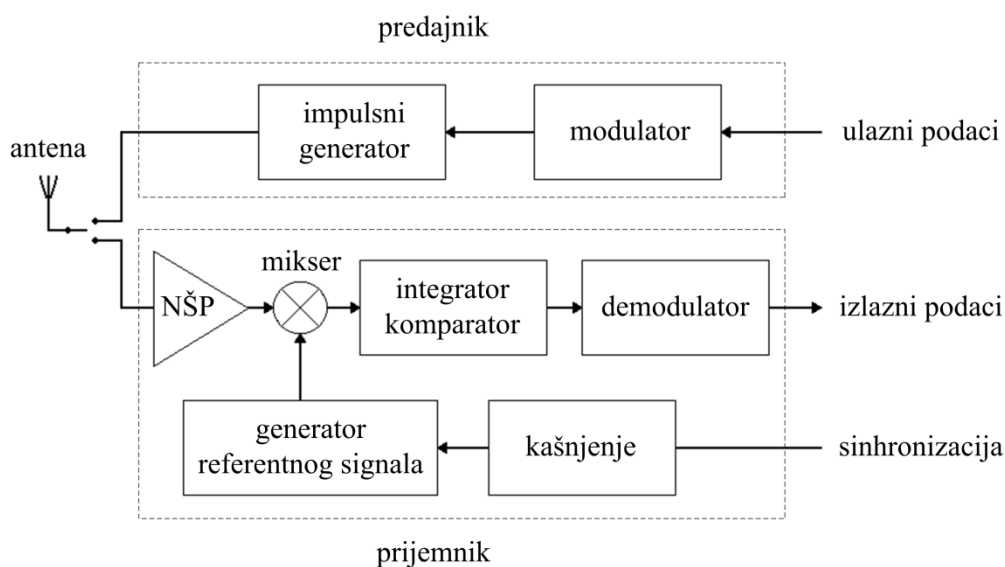
FCC nije postavila nikakva ograničenja na izbor signala tj. na vremenski oblik talasa koji će se koristiti. Jedini uslov koji signal mora ispuniti je da na izlazu predajnika obezbedi spektar koji zadovoljava odgovarajuću spektralnu masku [9]. Postoji nekoliko oblika signala koji se koriste u impulsnoj UWB tehnologiji poput kratkotrajnog pravougaoog, Hermitovog (eng. *Hermitian*), Šolcovog (eng. *Scholtz's monocycle*), signala sa Rejljevom raspodelom

(eng. *Rayleigh distribution*) itd. Najzastupljeniji oblici su Gausov signal (eng. *Gaussian pulse*) i njegovi izvodi višeg reda [4].

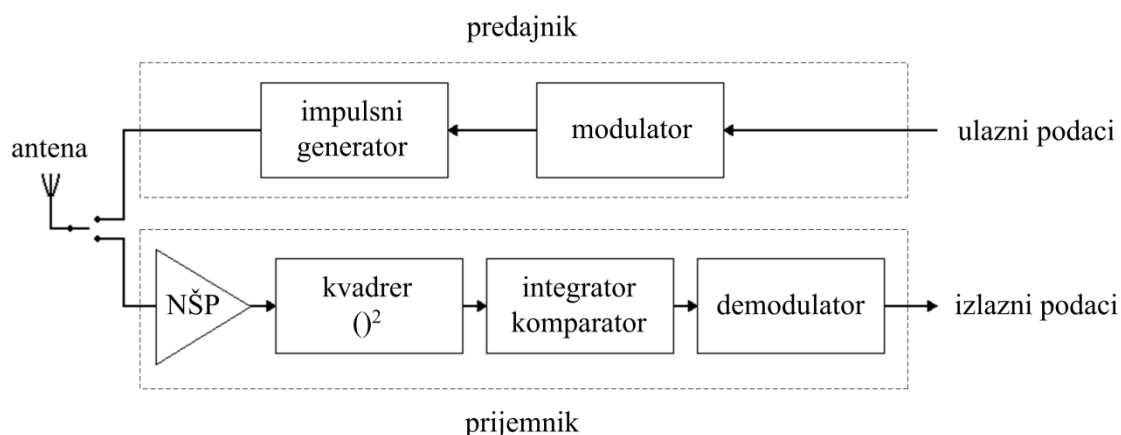
Način modulacije signala u UWB komunikacionim sistemima u velikoj meri određuje njihovu kompleksnost, potrošnju, osetljivost na šum i smetnje i ima značajan uticaj na kvalitet primljenog signala. Najčešće korišćene modulacije signala su: impulsna položajna modulacija (eng. *pulse position modulation – PPM*), bi-fazna modulacija (eng. *bi-phase modulation – BPM*) ili fazna modulacija (eng. *phase shift keying – PSK*), dvopolna ili dvoznačna modulacija (eng. *on-off keying – OOK*) i impulsno-amplitudska modulacija (eng. *pulse amplitude modulation – PAM*) [4].

IR-UWB sistemi se mogu podeliti u dve grupe: koherentni i nekoherentni sistemi. Arhitektura predajnika je slična u oba slučaja i sastoji se od impulsnog generatora, pomoću kojeg se generiše signal čiji spektar zadovoljava odgovarajuće propise u pogledu frekventijskog opsega i maksimalne snage, modulatora signala i antene [25]. Glavna razlika je u arhitekturi prijemnika i načinu na koji se vrši detekcija signala.

Na slici 2.5 prikazana je blok šema koherentnog UWB impulsnog primopredajnika [25]. Na prijemnoj strani, impulsi se prvo pojačavaju pomoću NŠP, a zatim se vrši korelacija sa referentnim impulsom generisanim od strane samog prijemnika. Da bi se postigao dobar kvalitet izlaznog signala, primljeni i referentni impuls moraju imati isti oblik. Iz tog razloga, generator referentnog signala mora uzeti u obzir dodatni šum, gubitke do kojih dolazi prilikom prenosa i izobličenje signala, što znatno povećava složenost sistema. Takođe, za dobijanje maksimalnog signala na izlazu, neophodna je sinhronizacija primljenog i referentnog signala u vremenu, koja se postiže kontrolom kašnjenja generatora referentnog impulsa. Izlazni signal određen je stepenom korelacije, tj. sličnosti, primljenog i referentnog signala, te se u slučaju podudaranja, na izlazu komparatora dobija visok nivo signala. Demodulator zatim konvertuje modulovani signal u digitalni oblik.



Slika 2.5 Blok šema koherentnog IR-UWB primopredajnika [25]

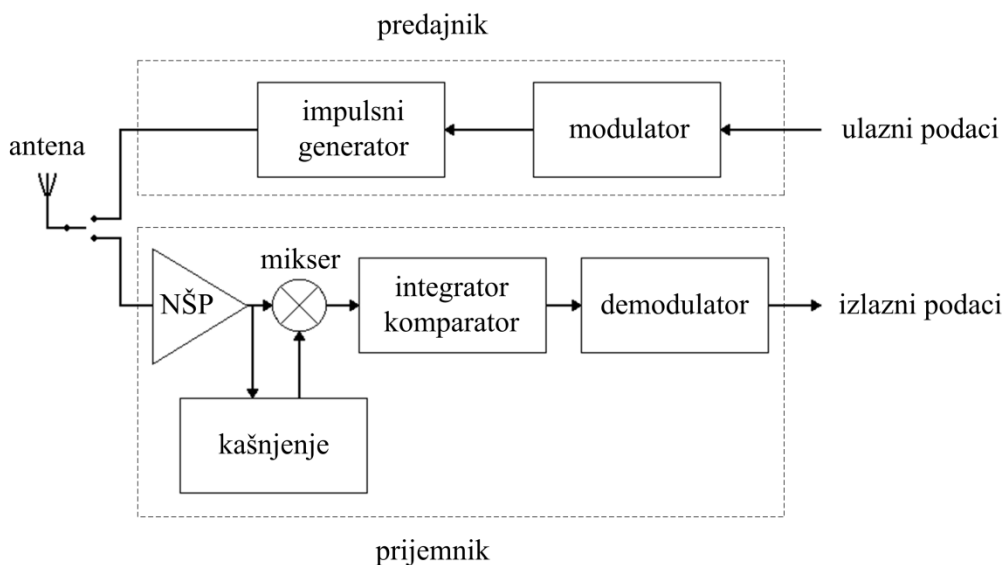


Slika 2.6 Blok šema detektora energije [26]

Kod nekoherentnog impulsnog primopredajnika ne zahteva se sinhronizacija između predajnika i prijemnika. Primeri ovakvog sistema su detektor energije (eng. *energy detector*) i predajno-referentni sistem (eng. *transmitted-reference system*).

Blok šema detektora energije, prikazana na slici 2.6, sastoji se od kvadrera, integratora, komparatora i demodulatora [26, 27]. Primljeni signal se množi sam sa sobom, odnosno sa zakasnelom verzijom originalnog signala, a zatim se vrši integracija. U slučaju kada je amplituda signala veća od granične vrednosti, komparator detektuje postojanje impulsa i na izlazu se dobija visok nivo signala. Ukoliko nema impulsa, nivo napona nakon integracije je niži od granične vrednosti i na izlazu komparatora dobija se nizak nivo signala. Nakon toga, demodulator vrši prevođenje signala u binarni oblik. Ovo je najjednostavnija tehnika za detekciju impulsa kako ne zahteva generator referentnog signala. Međutim, kako se ovaj sistem zasniva na detekciji energije, veoma je osetljiv na šumove, smetnje i gubitke uzrokovane višestrukim putanjama prostiranja signala.

Predajno-referentni sistem, prikazan na slici 2.7 [23], koristi dva impulsa pomena u



Slika 2.7 Blok šema predajno-referentnog sistema [23]

vremenu koji predstavljaju jedan bit. Blokovi za kašnjenje unose kašnjenje između prvog primljenog referentnog impulsa i sledećeg zakasnelog referentnog impulsa kako bi se pravilno izvršila njihova korelacija. Na ulazu miksera oba impulsa se pojavljuju u isto vreme. Kada su prvi i drugi impuls istog oblika i u fazi, komparator daje visok nivo signala, odnosno logičku "1", dok se u ostalim slučajevima dobija logička "0".

Kao što je ranije pomenuto, kod bežičnih komunikacionih sistema javlja se problem višestrukih putanja prostiranja signala, usled čega se na prijemnoj strani dobijaju višestruke kopije poslatog signala. U takvim slučajevima, koristi se *Rake* prijemnik, koji vrši procenu i praćenje mogućih putanja signala, koristeći više analognih korelatora, prilagođava veličinu primljenih kopija množeći ih sa odgovarajućim težinskim koeficijentima i na kraju ih sve sabira. Na ovaj način, poboljšava se kvalitet prijema signala, ali na račun povećane složenosti prijemnika.

3. Dizajn širokopolasnog nisko-šumnog pojačavača

Kao što je u prethodnom poglavlju rečeno, FCC je postavila stroga ograničenja na predajnik po pitanju emisije snage, odnosno dozvoljeni emisioni nivo za UWB signal je $-41,3$ dBm/MHz. Takođe, tokom prenosa signala dolazi do dodatnog smanjenja njegove snage, kao i do izobličenja oblika signala. Stoga, projektovanje prijemnika predstavlja izazov, naročito projektovanje NŠP, koji se nalazi u prijemnom delu neposredno nakon antene.

NŠP predstavlja jedan od neizostavnih blokova svakog bežičnog primopredajnika. Njegova osnovna uloga je da ulazni signal određene frekvencije, izdvoji i pojača iznad nivoa šuma sledećeg stepena. Potrebno je da vrednost naponskog pojačanja bude velika, kako bi se uticaj šuma narednih blokova prijemnika (naročito miksera) smanjio. Sa druge strane, nivo sopstvenog šuma mora biti nizak, kako bi se osetljivost (tj. sposobnost prijemnika da detektuje slab ulazni signal) povećala. U isto vreme, faktor šuma (eng. *noise factor* – F) NŠP dominantno utiče na ukupnu vrednost F prijemnika. Da bi se sprečila refleksija signala na ulazu kola, ulazna impedansa treba da je prilagođena na 50Ω , što predstavlja karakterističnu impedansu većine komercijalnih RF antena. Na ovaj način je omogućen prenos maksimalne snage signala, na osnovu teoreme o prilagođenju snage [28]. U nekim slučajevima se između antene i NŠP dodaje filter, čime ovo ograničenje postaje još strožije, kako prenosna funkcija filtra zavisi od impedanse njegovog opterećenja. Takođe, neophodno je prilagođenje i izlazne impedanse da bi se kompletan signal na izlazu NŠP prosledio ka sledećem stepenu prijemnika. Ukupna potrošnja struje NŠP treba da je što manja, kako je on najčešće deo prenosivog bežičnog primopredajnika. Sledeće bitne karakteristike NŠP su dobra linearnost u slučaju kada je on deo sistema koji koristi MB-OFDM tehniku prenosa, odnosno dobra linearnost fazne karakteristike pojačavača, tj. mala varijacija grupnog kašnjenja, u slučaju IR-UWB ukoliko se koristi neki složeniji vid modulacije, npr. BPSK.

Tokom fizičke realizacije NŠP, neophodno je da on bude jednostavne strukture i zauzima malu površinu na čipu, čime se smanjuje cena njegove fabrikacije. Prilikom ove faze od velikog značaja je izbor odgovarajuće tehnologije, kojom su direktno određene karakteristike aktivnih i pasivnih komponenti kola.

3.1 Parametri UWB NŠP

3.1.1 S-parametri NŠP

Parametri rasejanja (eng. *scattering parameters*), poznatiji pod nazivom S-parametri, koriste se u elektronskim i komunikacionim sistemima kao osnovno sredstvo za opisivanje

n-pristupnih mreža na visokim frekvencijama (RF i mikrotalasni opseg). Preko S-parametara moguće je opisati rasejanje i refleksiju talasa tokom njihovog prostiranja kroz posmatranu mrežu, ukoliko se ona posmatra kao deo transmisionne linije. Odnosno transmisionne linije terminirane njihovim karakterističnim impedansama ne reflektuju signale [29]. Takođe, električne karakteristike mreža, poput pojačanja, gubitaka i stabilnosti, mogu se definisati preko S-parametara.

Na niskim frekvencijama potrebno je određene pristupe kola posmatrati kao otvorene veze ili kao kratke spojeve, kako u tom slučaju vrednosti nekih promenljivih postaju jednake nuli (napon kratkog spoja i struja otvorene veze su jednaki nuli) što znatno pojednostavljuje proračun parametara kola. S-parametri definišu ulazne i izlazne promenljive u terminima dolazećeg i reflektovanog talasa, jer je teško izmeriti jedinstvenu vrednost napona i struje pristupa na visokim učestanostima. Parametri rasejanja su kompleksne, frekvencijski zavisne veličine i na svakoj od frekvencija predstavljaju se preko amplitude i faze. Iz tog razloga, S-parametri se često nazivaju i kompleksni parametri rasejanja.

Prilikom određivanja S-parametara neophodno je definisati karakterističnu impedansu transmisionne linije, Z_0 (koja najčešće iznosi 50Ω), i portove u odnosu na koje se parametar posmatra. Na osnovu slike 3.1 sledi [29]

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad , \quad (3.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad , \quad (3.2)$$

odnosno

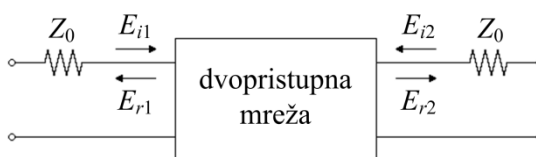
$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}} \quad , \quad (3.3)$$

$$a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}} \quad , \quad (3.4)$$

$$b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \quad , \quad (3.5)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad , \quad (3.6)$$

gde E_{i1} i E_{i2} predstavljaju dolazeće, a E_{r1} i E_{r2} reflektovane talase na ulaznom i izlaznom portu, respektivno.



Slika 3.1 Primer mreže sa dva pristupa [29]

Na osnovu datih jednačina, mogu se definisati izrazi za četiri S-parametra. Dovođenjem signala na ulazni pristup pri čemu je na izlazni port dovedena impedansa Z_0 , parametar a_2 postaje jednak nuli, i sledi

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \quad , \quad (3.7)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2 = 0} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \quad . \quad (3.8)$$

Iz izraza (3.7) može se zaključiti da S_{11} predstavlja koeficijent refleksije signala na ulazu kola, a S_{21} , dat izrazom (3.8), neku vrstu pojačanja kako povezuje izlazni talas sa ulaznim. Ukoliko se posmatraju tokovi snaga onda S_{21} predstavlja pojačanje snage, a u slučaju naponskih talasa onda ovaj parametar predstavlja naponsko pojačanje.

Slično, dovođenjem signala na izlazni pristup pri čemu je ulazni port terminiran sa Z_0 , parametar a_1 postaje jednak nuli, odnosno

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \quad , \quad (3.9)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1 = 0} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \quad . \quad (3.10)$$

Iz izraza (3.9) se može uočiti da S_{22} predstavlja koeficijent refleksije signala na izlazu kola, dok S_{12} , dat izrazom (3.10), pojačanje obrnute transmisije, tj. od izlaza ka ulazu.

U decibelima vrednost S-parametara je data izrazom $20\log(S_{ij})$, gde su $i, j = 1, 2$. Dobro prilagođenje ulazne i izlazne impedanse se postiže kada su koeficijenti refleksije na ulazu i izlazu kola, S_{11} i S_{22} , ispod -10 dB. Takođe, NŠP mora obezbediti dobru izolaciju ulaza od izlaza kola, datu parametrom S_{12} . Na ovaj način se signali reflektovani od sledećeg stepena, koji se vrata na ulaz NŠP, mogu smatrati zanemarljivim.

Polazeći od teorije o maksimalnom prenosu snage, koja govori da će se najveća snaga izvora preneti u opterećenje kada je njegova impedansa čisto realna i jednaka impedansi opterećenja [28], u slučaju vremenski promenljivih talasa maksimalna vrednost snage će se preneti u slučaju kada je kompleksna impedansa izvora jednaka konjugovano kompleksnoj impedansi opterećenja. Odnosno, kada se na izvor doda opterećenje, unutrašnja impedansa izvora i impedansa opterećenja biće u rednoj vezi, induktivne i kapacitivne reaktanse izvora i opterećenja će nadoknaditi jedna drugu i dobiće se realna vrednost impedanse. Međutim, kako je imaginarni deo kompleksne impedanse frekvencijski zavisna, veoma je teško postići njeno prilagođenje u širokom frekvencijskom opsegu. Ukoliko se kao opterećenje izvora veže NŠP, kako je njegova impedansa kompleksna i frekvencijski zavisna nije lako realizovati širokopojasno prilagođenje ulazne impedanse. U slučaju kada se impedansa izvora ne podudara sa impedansom opterećenja toga izvora, dolazi do refleksije jednog dela dolazećeg talasa nazad u izvor. Metode koje se koriste za postizanje prilagođenja impedanse NŠP u širokom frekvencijskom opsegu prikazane su u nastavku ovog poglavlja.

3.1.2 Faktor i parametar šuma

Kako je prisustvo šuma u komunikacionim sistemima neizbežno, javlja se razlika između željenog i stvarnog signala na izlazu sistema nakon njegovog prenosa. Odnosno, izlazni signal predstavlja koristan signal superponiran sa šumom. Izvori šuma mogu biti eksterni, odnosno spoljašnji u odnosu na sistem, kao na primer šum atmosfere, šum okolnih uređaja, šum koji potiče od čoveka i sl., ili interni, tj. unutrašnji u odnosu na sistem, poput šuma komponenti uređaja. Eksterni šumovi nastali tokom prenosa signala mogu se ukloniti, odnosno smanjiti do zanemarljivih vrednosti upotrebom odgovarajućih tehnika. Međutim, interni šum je usko povezan sa fizičkim procesima koji se odvijaju u samim komponentama uređaja i određuje minimalni nivo signala koji se može detektovati. Tri osnovna tipa izvora šuma u električnim uređajima su termički (eng. *thermal noise*), Šotkijev (eng. *Schottky noise*) i fliker šum (eng. *flicker noise – 1/f*).

Parametar koji se najčešće koristi za procenu šuma nekog analognog kola jeste odnos signala i šuma, S/N , koji predstavlja odnos snage signala i snage ukupnog šuma. Međutim, u RF kolima se za procenu šuma uglavnom koristi termin faktor šuma ili parametar šuma koji opisuje degradaciju odnosa signal/šum pri prolasku signala kroz kolo. Izraz za faktor šuma je dat kao [30]

$$F = \frac{(S/N)_{\text{ulaz}}}{(S/N)_{\text{izlaz}}} , \quad (3.11)$$

gde $(S/N)_{\text{ulaz}}$ i $(S/N)_{\text{izlaz}}$ predstavljaju odnos snage signala i snage ukupnog šuma na ulazu i izlazu, respektivno. Ipak, u literaturi se češće sreće termin parametar šuma (eng. *noise figure – NF*), dat u logaritamskom obliku, tj. decibelskoj skali [30]

$$NF = 10 \log F = 10 \log \left(\frac{(S/N)_{\text{ulaz}}}{(S/N)_{\text{izlaz}}} \right) . \quad (3.12)$$

Ukupan šum prijemnika dat je izrazom [30]

$$F_{\text{prijemnik}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} , \quad (3.13)$$

gde su F_n i G_n , $n = 1, 2, 3, \dots$, faktor šuma i pojačanje snage, respektivno, svakog stepena ponaosob. Kako NŠP predstavlja prvi blok u prijemniku, on postavlja donju granicu faktora šuma za ceo prijemnik. Iz tog razloga je veoma važno da vrednost faktora šuma NŠP bude mala. Ovo je još važnije kod prijemnika sa velikom osetljivošću poput IR-UWB sistema, kod kojeg je nivo signala koji treba detektovati ekstremno nizak.

Takođe, iz izraza (3.13) sledi da pojačanje NŠP treba da bude što veće, kako se sa njegovim povećanjem šum sledećih stepeni prijemnika smanjuje (u ovom slučaju kako bi se smanjio uticaj šuma množača).

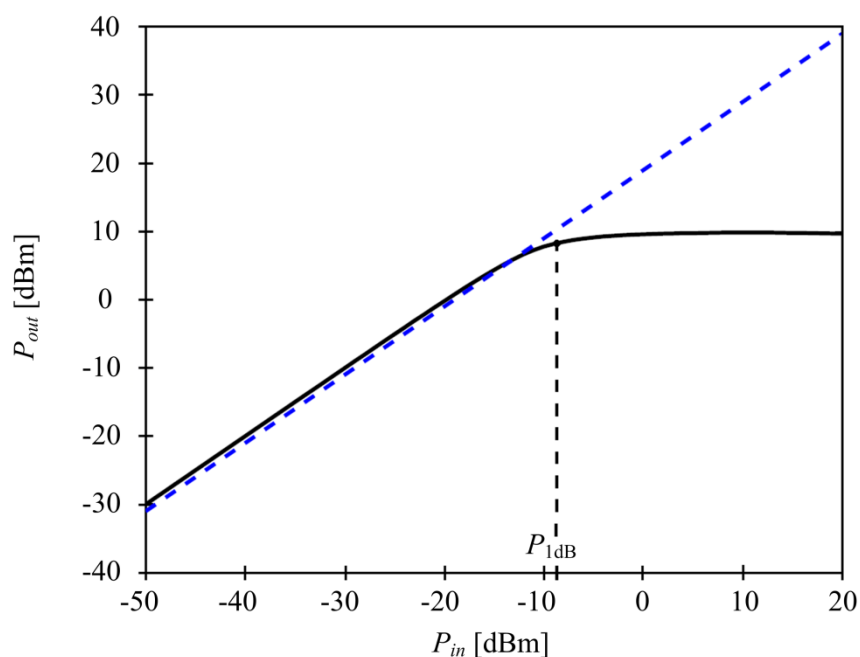
3.1.3 Linearnost

Prilikom projektovanja NŠP, pored obezbeđenja odgovarajućeg prilagođenja ulazne impedanse, velike vrednosti pojačanja i male vrednosti faktora šuma, neophodno je postići i dobru linearnost. NŠP mora zadržati svoju ulogu u prijemu, pojačanje primljenog signala bez unošenja sopstvenog šuma, u slučaju prijema signala velike snage. Odnosno, u slučaju kada se na ulaz kola, pored korisnog signala, dovedu signali velike snage (neželjene smetnje), usled nelinearnosti NŠP, dolazi do pojave intermodulacionih smetnji, smanjene osetljivosti (blokiranja korisnog signala) i unakrsne modulacije (eng. *cross-modulation*).

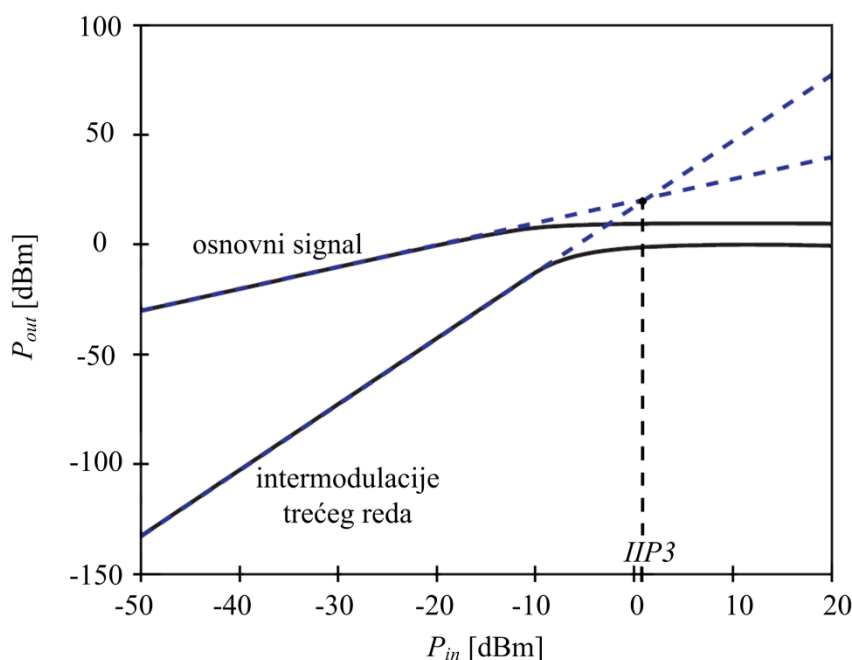
Postoji više parametara kojima se opisuje linearnost sistema, ali najviše se koriste dva: tačka slabljenja pojačanja nelinearnog sistema od 1-dB (eng. *1-dB compression point* – P_{1dB}) i tačka preseka intermodulacionih produkata trećeg reda i korisnog signala posmatrana na ulazu (eng. *input-referred third-order intermodulation intercept point* – $IIP3$).

Parametar P_{1dB} predstavlja gornju granicu vrednosti snage koju je moguće dovesti na ulaz pojačavača, a da on i dalje pojačava signal na način na koji je projektovan. Za ovu vrednost ulazne snage (P_{in}), usled nelinearnosti sistema, izlazna snaga je za 1 dB manja u odnosu na vrednost izlazne snage dobijene linearizovanom karakteristikom, kao što je prikazano na slici 3.2. Odnosno, kada se na ulaz NŠP dovede signal velike snage dolazi do odstupanja od linearne zavisnosti i smanjena vrednosti pojačanja NŠP.

Dovođenjem dva signala bliskih frekvencija f_1 i f_2 na ulaz nelinearnog sistema doći će do pojave intermodulacionih (eng. *intermodulation* – *IM*) produkata na frekvencijama $m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2$, gde su $m, n = 0, 1, 2, \dots$ [31]. Intermodulacioni produkti drugog reda se u većini slučajeva mogu uspešno filtrirati [32]. Međutim, problem predstavljaju IM produkti trećeg reda, kako se mogu pojaviti na frekvencijama unutar frekvencijskog opsega korisnog signala, tj. $2f_1 \pm f_2$ i $2f_2 \pm f_1$.



Slika 3.2 Određivanje P_{1dB} parametra [31]



Slika 3.3 Određivanje IIP3 parametra [31]

Standardni način određivanja IIP3 parametra simulacijama i/ili merenja je test sa dva signala, tokom kojeg se koriste dva signala bliskih frekvencija jednakih amplituda. Na slici 3.3 prikazane su zavisnosti izlazne snage (P_{out}) osnovnog signala i izlazne snage intermodulacionih produkata trećeg reda od ulazne snage. Nakon njihove ekstrapolacije, vrednost ulazne snage pri kojoj se ove dve krive seku predstavlja IIP3 parametar.

Međusobna zavisnost tačke preseka intermodulacionih produkata trećeg reda i korisnog signala i tačke slabljenja od 1-dB se može prikazati izrazom [31]

$$IIP3 - P_{1dB} = 9,6 \text{ dB} \quad , \quad (3.14)$$

dok je ukupna linearnost prijemnika data kao [33]

$$\frac{1}{IIP3_{\text{prijemnik}}} = \frac{1}{IIP3_1} + \frac{G_1}{IIP3_2} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{IIP3_n} \quad , \quad (3.15)$$

gde su $IIP3_n$ i G_n , $n = 1, 2, 3, \dots$, tačke preseka intermodulacionih produkata trećeg reda i korisnog signala posmatrane na ulazu i pojačanje, respektivno, svakog stepena prijemnika ponaosob. Kao što je ranije rečeno, vrednost pojačanja NŠP treba da je što veća da bi se smanjila ukupna vrednost faktora šuma prijemnika. Međutim, iz izraza (3.15) sledi da velika vrednost pojačanja dovodi do povećanja ukupne vrednosti linearnosti. Stoga, prilikom projektovanja NŠP neophodno je postići kompromis između vrednosti faktora šuma, linearnosti i pojačanja.

3.1.4 Stabilnost

Sledeći važan parametar na koji treba obratiti pažnju prilikom opisa sistema je njegova stabilnost, kako u slučaju nestabilnosti sistem može prooscilovati. Kod NŠP nestabilnost

može dovesti do prestanka njegovog rada. Za pojačavače koji rade u RF opsegu interesantno je definisati uslov bezuslovne stabilnosti, koja podrazumeva da će kolo ostati stabilno za svako opterećenje dovedeno na ulaz ili izlaz kola.

Faktor stabilnosti K_f (eng. *Rollett stability factor*) i faktor stabilnosti B_{1f} (eng. *auxiliary stability factor*), opisuju stabilnost pojačavača kao funkcije S-parametara, a dati su izrazima [34]

$$K_f = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad , \quad (3.16)$$

$$B_{1f} = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2 \quad , \quad (3.17)$$

gde S_{11} predstavlja koeficijent refleksije signala na ulazu kola, S_{22} predstavlja koeficijent refleksije signala na izlazu kola, S_{12} pojačanje obrnute transmisije, tj. od izlaza ka ulazu, S_{21} predstavlja pojačanje snage, a $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. Pojačavač je bezuslovno stabilan ukoliko su vrednosti parametara K_f i B_{1f} veće od 1 i 0, respektivno.

Dalje, mogu se definisati i geometrijski faktori stabilnosti: μ (eng. *Mu*) i μ' (eng. *Mu-prime*). Faktorom stabilnosti μ data je razdaljina od centra Smitovog dijagrama (eng. *Smith chart*) do nestabilne oblasti u dijagramu opterećenja, dok je faktorom stabilnosti μ' data razdaljina od centra Smitovog dijagrama do nestabilne oblasti u dijagramu izvora, a dati su izrazima [28]

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad , \quad (3.18)$$

$$\mu' = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta S_{22}^*| + |S_{12}S_{21}|} \quad . \quad (3.19)$$

Za dvoprístupnu mrežu se kaže da je stabilna ukoliko je $\mu > 1$ i $\mu' > 1$. Vrednosti ovih parametara pružaju tačnu informaciju o stabilnosti kola kao i o uzroku nestabilnosti. Takođe, što je vrednost ovih parametara veća, veća je i stabilnost kola.

3.2 Pregled stanja u oblasti za UWB NŠP

U literaturi se može naići na različite pristupe projektovanja UWB NŠP, koji se prema načinu njihove realizacije mogu podeliti u četiri grupe. U osnovi razlikujemo pojačavače sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom, pojačavače sa zajedničkim gejtom, pojačavače sa zajedničkim sorsom, induktivnom degeneracijom sorsa i dodatnim filtrom na ulazu, kao i pojačavače dobijene distributivnim pristupom. Prve dve tehnike nude jednostavnije arhitekture NŠP, od kojih pojačavač sa zajedničkim gejtom pokazuje veću vrednost parametra šuma i manju vrednost pojačanja. Druga dva pristupa omogućavaju postizanje dobre vrednosti pojačanja u širokom opsegu i dobro prilagođenje ulazne impedanse, međutim, njihov glavni nedostatak je velika površina koju zauzimaju usled korišćenja velikog broja pasivnih komponenti, pre svega induktora, što dovodi do povećanja cene fabrikovanog čipa.

U nastavku je dat detaljan pregled navedenih metoda, pri čemu je za svaku od njih prikazano i nekoliko tehnika koje se mogu primeniti na osnovnu topologiju NŠP, kako bi se poboljšali neki od njegovih parametra, npr. ulazna impedansa, propusni opseg i/ili parametar šuma.

3.2.1 Pojačavači sa povratnom spregom

Da bi se postigao visok stepen integracije i mala složenost sistema, poželjno je da UWB NŠP bude jednostavne strukture. Upotreba klasičnog pojačavača sa zajedničkim sorsom (eng. *common-source* – CS) može se proširiti na širokopojasne aplikacije korišćenjem paralelne veze otpornika u povratnoj petlji (eng. *shunt-shunt resistive-feedback*), kao što je prikazano na slici 3.4.

Ulazna impedansa, Z_{in} , naponsko pojačanje, A_v , i faktor šuma, F , prikazanog kola dati su izrazima

$$Z_{in} = \frac{R_f + R_d}{1 + g_m R_d} \quad , \quad (3.20)$$

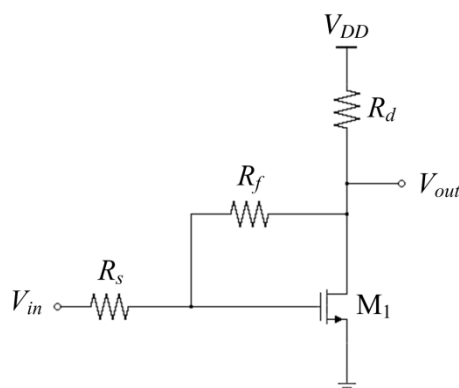
$$A_v \approx -\frac{1}{\frac{1}{g_m R_d} + \frac{R_s}{R_f}} \quad , \quad (3.21)$$

$$F = 1 + \frac{R_s}{R_f} \left(1 + \frac{1}{g_m R_s} \right)^2 + \frac{\gamma}{\alpha g_m R_s} \quad , \quad (3.22)$$

gde je R_f otpornost otpornika u povratnoj petlji, R_d otpornost potrošača pojačavačkog stepena, R_s izlazna otpornost izvora, g_m transkonduktansa tranzistora M_1 , γ koeficijent termičkog šuma kanala tranzistora, dok parametar α opisuje odnos g_m/g_{d0} , gde je g_{d0} drejn-sors provodljivost pri naponu $V_{DS} = 0$.

Iz izraza (3.22) sledi, da je minimalna vrednost faktora šuma direktno određena uslovom prilagođena ulazne impedanse, dok izraz (3.21) pokazuje da je naponsko pojačanje proporcionalno transkonduktansi pojačavačkog tranzistora. Prema tome, korišćenjem CS pojačavača sa povratnom petljom ne može se istovremeno postići dovoljno mala vrednost faktora šuma i veliko pojačanje pri maloj potrošnji. Iz tog razloga, osnovna topologija pojačavača se proširuje dodatnim tehnikama.

Na visokim frekvencijama propusni opseg pojačavača je ograničen kapacitivnim opterećenjem na izlazu i rezultujućim polom. Dodavanjem induktora, redno vezanog sa otpornikom R_d u opterećenje pojačavačkog tranzistora, uvodi se nula, tj. impedansa redno vezane otpornosti i induktivnosti sa povećanjem frekvencije raste (eng. *shunt peaking technique*) [29]. Na ovaj način dobija se karakteristika pojačanja sa konstantnom vrednošću u širokom propusnom opsegu [35–38]. Sa druge strane, ukoliko se induktor veže na gejrt pojačavačkog tranzistora unutar [37–39] ili izvan povratne petlje [35, 40] uvodi se dodatni stepen slobode i omogućava se lakše prilagođenje ulazne impedanse, odnosno njeno podešavanje bez direktnog uticaja na ostale parametre NŠP.

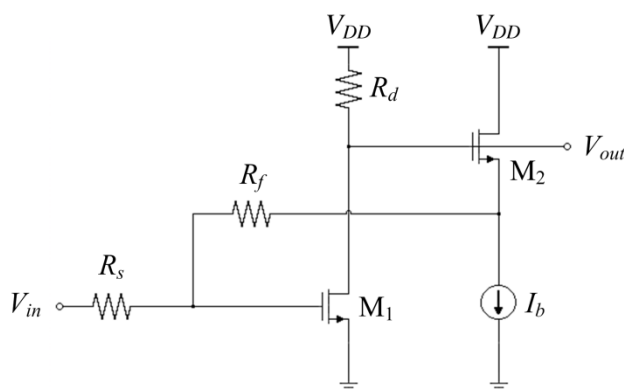


Slika 3.4 Pojačavač sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom

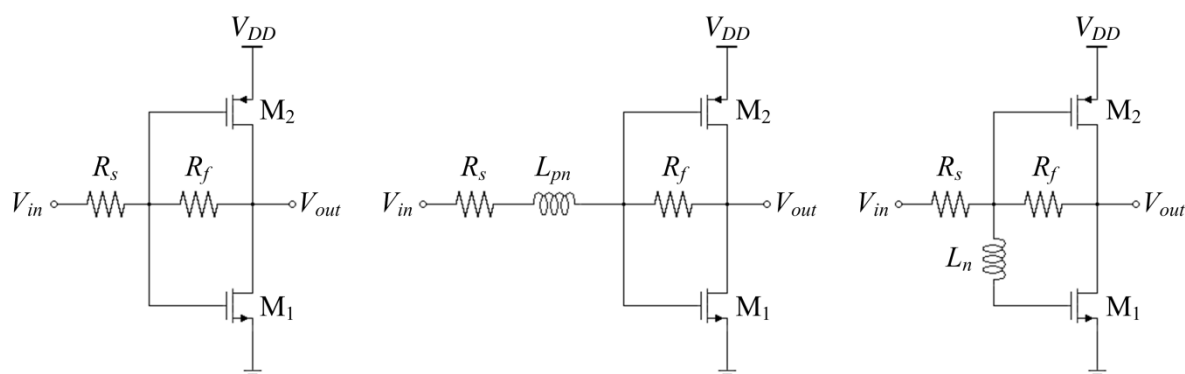
Druga efikasna tehnika za proširenje propusnog opsega NŠP zasniva se na upotrebi više pojačavačkih stepeni podešenih tako da maksimalnu vrednost pojačanja dostižu na različitim frekvencijama u okviru željenog opsega (eng. *stagger-tuned stages*) [38]. Iako se ovom tehnikom postižu dobri rezultati, dodatni pojačavački stepeni povećavaju ukupnu potrošnju NŠP, dok veliki broj komponenti neophodan za njenu realizaciju iziskuje veliku površinu čipa, čime se povećava cena fabrikacije NŠP.

Ukoliko se otpornik u povratnoj petlji veže preko pojačavača sa zajedničkim drejnom, kao što je prikazano na slici 3.5, za postizanje iste vrednosti pojačanja i ulazne impedanse potrebna je 40% manja vrednost otpornika R_d u odnosu na topologiju koja koristi samo otpornik [41, 42]. Smanjenjem otpornosti u izlaznom čvoru, propusni opseg NŠP se povećava, kako manja vrednost otpornika R_d pomera pol, određen vremenskom konstantom $R_d C_{out}$, na više frekvencije.

Za povećanje transkonduktanse pojačavačkog tranzistora bez dodatne potrošnje vrši se zamena opterećenog otpornika R_d pojačavačkog NMOS tranzistora PMOS tranzistorom, kao što je prikazano na slici 3.6 [43–46]. Invertorska struktura se naknadno proširuje dodavanjem otpornika R_f između gejta i drejna NMOS i PMOS tranzistora, čime se povećava propusni opseg i stabilizuje naponsko pojačanje. Takođe, ukoliko se na gejt oba [43] ili samo NMOS tranzistora [44, 46] veže induktor dolazi do kompenzacije ulaznih kapacitivnosti i dodatnog



Slika 3.5 Realizacija pojačavača sa zajedničkim sorsom i pojačavačem sa zajedničkim drejnom u povratnoj petlji [42]



Slika 3.6 Varijante realizacije pojačavača invertorske strukture [44]

proširenja propusnog opsega, ali na račun povećanja ukupne površine pojačavača. Ove tehnike su detaljno objašnjene u radu [44].

3.2.2 Pojačavači sa zajedničkim gejtom

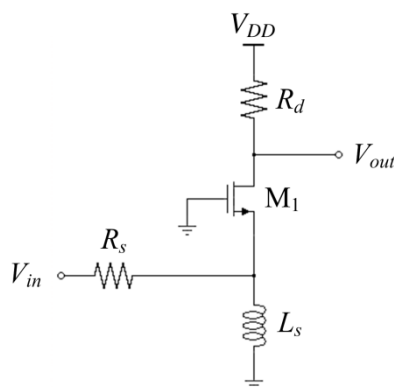
Pojačavači sa zajedničkim gejtom (eng. *common-gate* – CG) predstavljaju dobar izbor za dizajn UWB NŠP sa stanovišta potrošnje i zauzetosti površine čipa. Za kolo na slici 3.7, ulazna impedansa, Z_{in} , naponsko pojačanje, A_v , i faktor šuma, F , dati su izrazima

$$Z_{in} \approx \frac{1}{g_m} \quad , \quad (3.23)$$

$$A_v \approx \frac{R_d}{\frac{1}{g_m} + R_s} \quad , \quad (3.24)$$

$$F = 1 + \frac{\gamma}{\alpha g_m R_s} \quad . \quad (3.25)$$

gde je R_d otpornost potrošača pojačavačkog tranzistora M₁, R_s izlazna otpornost izvora, g_m transkonduktansa tranzistora, γ koeficijent termičkog šuma kanala tranzistora, dok α predstavlja odnos transkonduktanse tranzistora i njegove drejn-sors provodljivost pri naponu $V_{DS} = 0$.



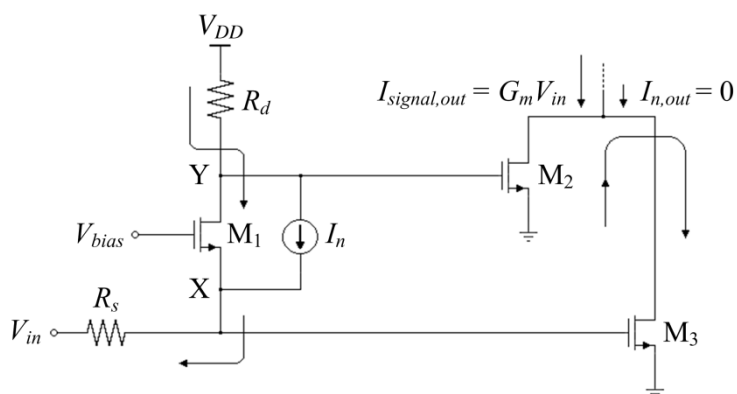
Slika 3.7 Pojačavač sa zajedničkim gejtom

Najmanja vrednost faktora šuma koju pojačavač sa zajedničkim gejtom može postići u slučaju korišćenja dugokanalnih MOS tranzistora je oko 1,6, dok pri upotrebi kratkokanalnih tranzistora ona iznosi oko 3 ($\gamma/\alpha = 2$) [29]. Povećanjem frekvencije, ova vrednost postaje još veća kako se u obzir uzima i indukovani šum gejta.

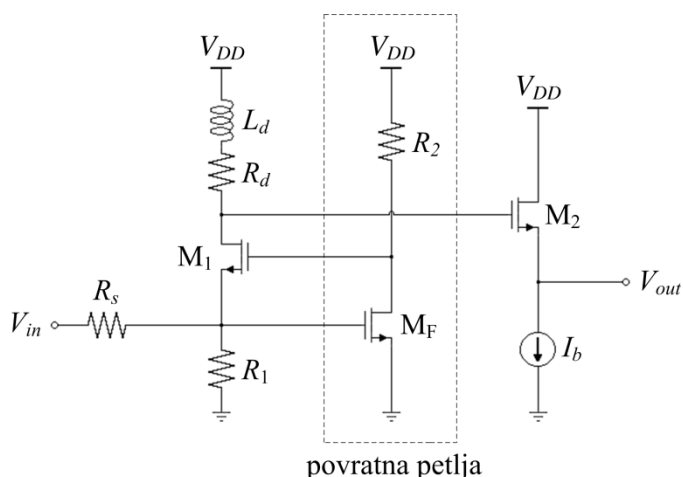
Prilagođenje ulazne impedanse može se jednostavno postići pravilnim odabirom odgovarajućih dimenzija tranzistora, odnosno vrednosti širine kanala tranzistora, i podešavanjem struje polarizacije, tako da vrednost parametra $1/g_m$ pojačavačkog tranzistora bude blizu 50Ω u širokom frekvencijskom opsegu. Međutim, ispunjenjem ovog uslova, smanjuje se broj stepeni slobode prilikom projektovanja NŠP.

Pojačavač sa zajedničkim gejtom može se modifikovati kako bi se raspregli uslovi za prilagođenje šuma i ulazne impedanse, kao što je prikazano na slici 3.8 [47–49]. Izvor šuma tranzistora M_1 predstavljen je strujnim izvorom I_n , gde struja ovog izvora ulazi u čvor X, a izlazi iz čvora Y. Na ovaj način se u čvorovima X i Y dobijaju naponi šuma koji su u korelaciji i kontra faza, a koji se dalje pomoću tranzistora M_2 i M_3 prevode u struje šuma. Pažljivim odabirom vrednosti transkonduktansi g_{m2} i g_{m3} , šum tranzistora M_1 predstavljen strujnim izvorom se poništava na izlazu kola. Sa druge strane, naponi signala u čvorovima X i Y su u fazi, što dovodi do povećanja struje korisnog signala na izlazu. Upotrebom ove tehnike, šum tranzistora M_1 , pomoću kojeg se postiže prilagođenje ulazne impedanse, više ne utiče na vrednost ukupnog parametra šuma, odnosno, šum na izlazu je sada određen šumom dodatnog kola i može se smanjiti povećanjem njegovog pojačanja po cenu veće potrošnje.

Na slici 3.9 prikazana je tehnika za povećanje transkonduktanse pojačavačkog tranzistora opisana u [50]. Transkonduktansa tranzistora M_1 (eng. *g_m -boosted technique*) je $(1+g_{mF}R_f)$ puta veća u poređenju sa osnovnom CG topologijom, pri čemu g_{mF} predstavlja transkonduktansu tranzistora M_F . Na ovaj način, smanjenjem dimenzija ulaznog tranzistora i pod pretpostavkom da je struja polarizacije dodatnog kola mala, postiže se prilagođenje ulazne impedanse pri maloj potrošnji. Kako dodatno kolo unosi nulu u prenosnu funkciju, na određenoj frekvenciji može doći do velikog premašenja u vrednosti pojačanja i smanjenja propusnog opsega. Stoga, mala vrednost kapacitivnosti tranzistora M_1 , C_{gs1} , pomera nulu na više frekvencije i obezbeđuje relativno konstantnu vrednost pojačanja u željenom opsegu. Ipak, previše mala vrednost g_{m1} dovodi do povećanja vrednosti termičkog šuma tranzistora M_1 . Prilikom projektovanja NŠP treba pažljivo odabrati veličinu tranzistora M_1 kako bi se



Slika 3.8 Realizacija tehnike za poništavanje šuma pojačavača sa zajedničkim gejtom [47]



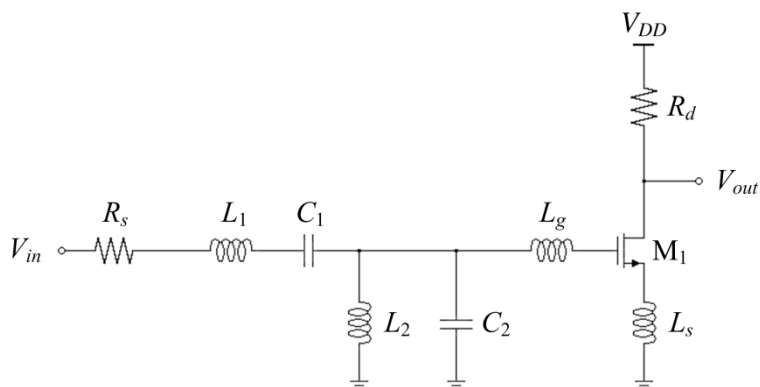
Slika 3.9 Realizacija tehnike za povećanje transkonduktanse pojačavača sa zajedničkim gejtom [50]

zadovoljile specifikacije za oba ova parametra. Slične realizacije ove tehnike date su i u radovima [51] i [52].

Pojačavač sa zajedničkim gejtom se uglavnom koristi kao prvi stepen kod višestepenih pojačavača kojim se vrši prilagođenje ulazne impedanse. Kao sledeći stepen koristi se pojačavač sa zajedničkim sorsom, kojim se postiže velika vrednost pojačanja. Takođe, i u ovim pojačavačkim strukturama se mogu primeniti ranije opisane tehnike proširenja propusnog opsega dodavanjem induktora u rednu vezu sa otpornikom u opterećenju tranzistora [53–55] ili kombinovanjem više pojačavačkih stepeni [56].

3.2.3 Pojačavači sa induktivnom degeneracijom sorsa i dodatnim LC filtrom na ulazu

Rešenje prikazano na slici 3.10, omogućava korišćenje CS pojačavača sa induktivnom degeneracijom sorsa, topologije koja se najviše koristi pri projektovanju uskopojasnih NŠP [29], u pojačavačima namenjenim za širokopojasne aplikacije. Prilagođenjem ulazne impedanse, njen realni deo je jednak: $\omega_T L_s$, gde ω_T predstavlja graničnu frekvenciju



Slika 3.10 Realizacija pojačavača sa zajedničkim sorsom i induktivnom degeneracijom sorsa i dodatnim LC-filtrom na ulazu [57]

(eng. *cutoff frequency*) tranzistora, a L_s induktivnost induktora vezanog na sors pojačavačkog tranzistora. Kod uskopojasnih pojačavača reaktivni deo ulazne impedanse postaje zanemarljiv na jednoj određenoj frekvenciji, dok u širokopojasnom dizajnu ulazna mreža pojačavačkog tranzistora postaje deo višestepene pasivne LC mreže kako bi celokupna reaktivna komponenta ulazne impedanse postala zanemarljiva u širokom frekvencijskom opsegu [57, 58]. Na taj način postiže se dobro prilagođenje ulazne impedanse, a u isto vreme se dobija i mala vrednost parametra šuma, bliska njegovoj najmanjoj mogućoj vrednosti [29]. Ipak, postizanje istovremenog prilagođenja po šumu i snazi predstavlja izazov prilikom dizajna ovakvih mreža. Analizama se može pokazati da je optimalna reaktansa šuma na ulazu tranzistora sa induktivnom degeneracijom sorsa približno jednaka $-1/j\omega C_{in}$, a koja se postiže korišćenjem prilagodne mreže kojom se omogućava konjugovano prilagođenje sa impedansom sorsa. Međutim, i realni deo optimalne impedanse šuma je frekvencijski zavisn, te prilagodna mreža pomoću koje se dobija konstantana vrednost impedanse, ne može vršiti prilagođenje šuma u celom frekvencijskom opsegu [29].

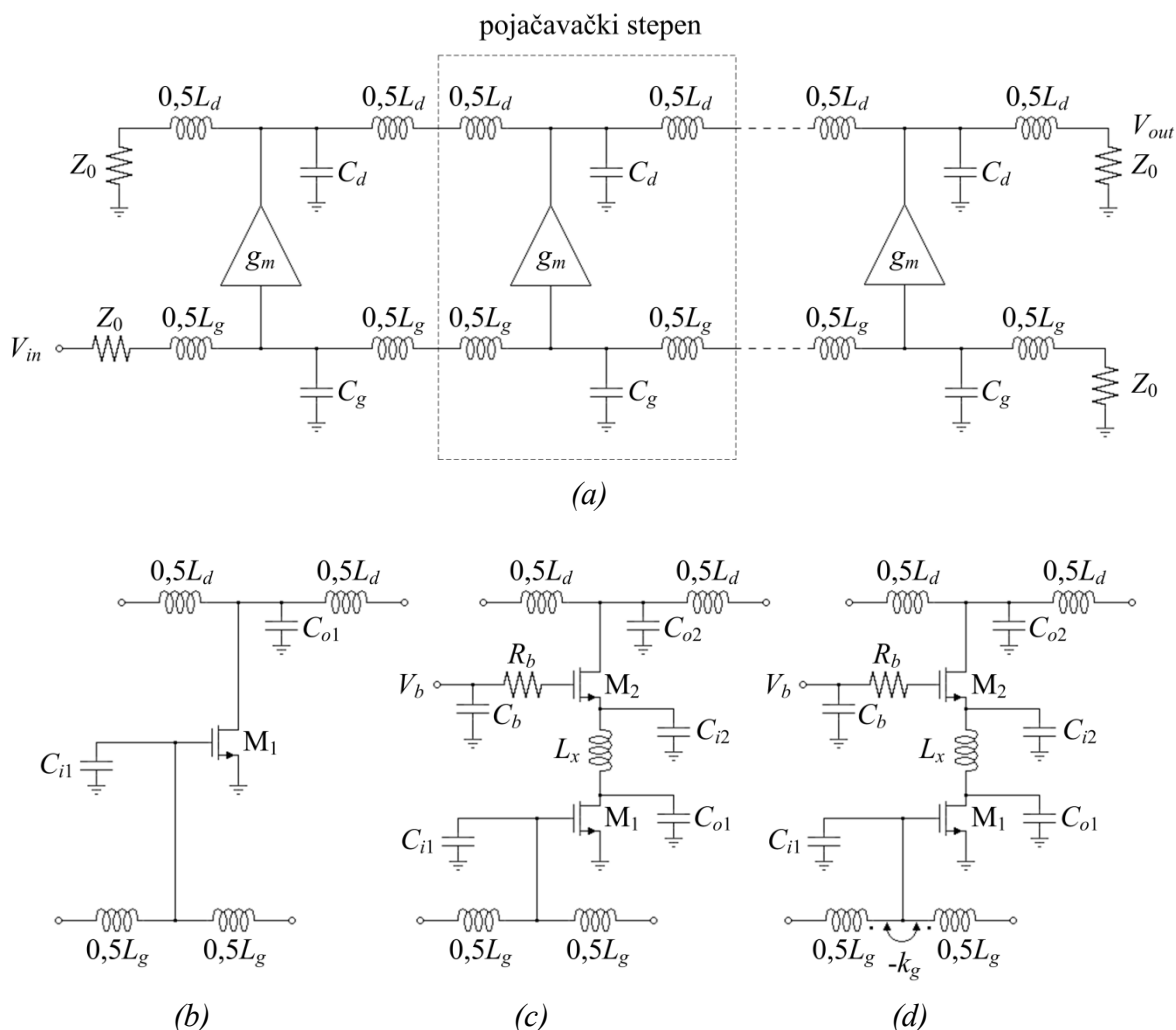
Elementi prilagodne mreže za različite prenosne funkcije, poput Čebiševljeve (eng. *Chebyshev*) i Batervortove (eng. *Butterworth*), mogu se lako odrediti iz tabela [29, 59] ili određivanjem korena polinoma putem numeričkih simulacija. Prilagodne mreže su uglavnom određene za nisko-propusne, ali se mogu lako transformisati da daju propusne u opsegu, nepropusne u opsegu ili visoko-propusne odzive. Na primer, za realizaciju propusnika opsega, svaki induktor u nisko-propusnoj mreži je zamenjen serijskom vezom induktora i kondenzatora, dok je svaki kondenzator zamenjen paralelno vezanim induktorom i kondenzatorom.

Korišćenjem Čebiševljevog filtra trećeg reda za širokopojasno prilagođenje ulazne impedanse, impedansa koja se vidi u kolu gejta tranzistora transformiše se na izlaznu otpornost izvora. Odnosno, realni deo ulazne impedanse se transformiše na ovu vrednost otpornosti, dok imaginarni deo postaje zanemarljiv u širokom frekvencijskom opsegu [57]. Posmatranjem karakteristika pojačavača, primećuje se propusna priroda ovako realizovne prilagodne mreže, odnosno signal je oslabljen blizu DC kao i na visokim frekvencijama.

Jedna od prednosti korišćenja ove topologije je smanjen uticaj parazitnih induktivnosti veza (eng. *bonding wire*), koje se javljaju u slučaju montiranja čipa u odgovarajuće kućište, i koje na ovaj način postaju deo prilagodne mreže. Nedostatak ovih pojačavača ogleda se u broju induktora koji čine prilagodnu mrežu i koji zauzimaju veliku površinu na čipu. Takođe, kako bi se postigle najbolje moguće performanse, induktori bi trebali imati veliku vrednost faktora dobrote, odnosno Q-faktora (eng. *quality factor* – Q), što je upravo ograničenje mnogih tehnologija.

3.2.4 Pojačavači dobijeni distributivnim pristupom

Na slici 3.11 (a) prikazana je osnovna blok šema pojačavača dobijenog distributivnim pristupom (eng. *distributed amplifier* – DA), koji se sastoji od nekoliko paralelno vezanih pojačavačkih stepeni, čiji broj direktno određuje vrednost celokupnog pojačanja, i veštačkih transmisionih linija (eng. *artificial transmission lines*), sačinjenih od LC kola.



Slika 3.11 (a) Blok šema osnovne topologije pojačavača dobijenog distributivnim pristupom, (b) realizacija pojačavačkog stepena kao pojačavača sa zajedničkim sorsom, (c) kaskodna struktura pojačavačkog stepena sa dodatnim induktorom L_x , i (d) pojačavački stepen sa induktivnom spregom u kolu gejta [62]

Pojačavački stepen se može realizovati pomoću kaskodne [60, 61] ili kaskadne strukture [62], pri čemu se korišćenjem druge opcije postiže velika vrednost pojačanja u širokom frekvencijskom opsegu. Sa druge strane, dodavanjem otpornika u kolo sorsa pojačavačkog tranzistora [63] dobija se manja vrednost pojačanja, ali se propusni opseg proširi i do 40 GHz.

Nedostaci ovih topologija DA su velika potrošnja i loše prilagođenje ulazne impedanse. Kako se proširenje propusnog opsega uglavnom postiže smanjivanjem kapacitivnosti u gejtju jednostepenog pojačavača, prikazanog na slici 3.11 (b), da bi se postigla približno ista vrednost pojačanja, potrošnja se mora povećati. Takođe, zbog neuniformnosti opterećenja gejta, koja proizilazi iz frekvencijske zavisnosti kapacitivnosti u kolu gejta, prilagođenje ulazne impedanse je loše, naročito na visokim frekvencijama.

Korišćenjem kaskodne strukture, kao što je prikazano na slici 3.11 (c), širina propusnog opsega je ograničena polom, čija je vrednost određena izlaznom kapacitivnošću

tranzistora M_1 , C_{o1} , ulaznom kapacitivnošću tranzistora M_2 , C_{i2} , i transkonduktansom tranzistora M_2 , g_{m2} , i jednaka je $p_{kaskoda} = g_{m2}/(C_{o1}+C_{i2})$. Dodavanjem induktora L_x , uvodi se nula u prenosnu karakteristiku i proširuje propusni opseg, a da se pri tome vrednost pojačanja i ukupna potrošnja pojačavača ne menjaju [63]. Međutim, korišćenjem ove tehnike, ne postiže se konstantna vrednost pojačanja u celom opsegu, a prilagođenje ulazne impedanse je ograničeno promenom vrednosti Milerove kapacitivnosti (eng. *Miller capacitance*) pojačavačkog stepena na visokim učestanostima. Vrednost pojačanja se može povećati kombinovanjem ove tehnike sa kaskadnom strukturom, ali po cenu povećane potrošnje [64]. Induktivnom spregom kalemova u kolu gejta, prikazanom na slici 3.11 (d), postiže se dobro prilagođenje ulazne impedanse, širok propusni opseg i konstantna vrednost pojačanja, ne dovodeći pri tome do povećanja potrošnje [65].

Osnovni izazov u korišćenju ovakvih topologija pojačavača je velika površina koju iziskuju usled velikog broja induktora neophodnih za njihovu realizaciju, čime se znatno povećava i cena njihove fabrikacije.

4. Predložene topologije nisko-šumnih pojačavača u 0,13 μm CMOS tehnologiji

Izbor topologije UWB NŠP umnogome zavisi od kvaliteta tehnologije u kojoj se dato kolo projektuje. Fakultet tehničkih nauka u Novom Sadu je član organizacije *Europractice* i time ima na raspolaganju sve tehnologije koje ovo udruženje nudi [8].

Kao prva je odabrana UMC tehnologija sa dužinom kanala od 130 nm sa modelima komponenti predviđenim za aplikacije sa mešovitim i RF signalima. Data tehnologija nudi brojne prednosti poput dodatne n-jame za NMOS tranzistore, čime je omogućena bolja izolacija od supstrata. Dalje, tehnologija ima 8 metalnih slojeva, čime se dobija dodatni stepen slobode prilikom projektovanja lejauta integrisanog kola. Takođe, tehnologija nudi mogućnost optimizacije pasivnih komponenti. Ovo je posebno važno za induktore, kako se na ovaj način realizuju induktori željenih vrednosti sa optimalnim odnosom Q-faktora i površine koju zauzimaju. Iako je ovo naročito važno prilikom dizajna uskopojasnih visokofrekvencijskih kola, problem velike površine koju induktori zauzimaju na čipu ostaje i kod dizajna širokopojasnih kola.

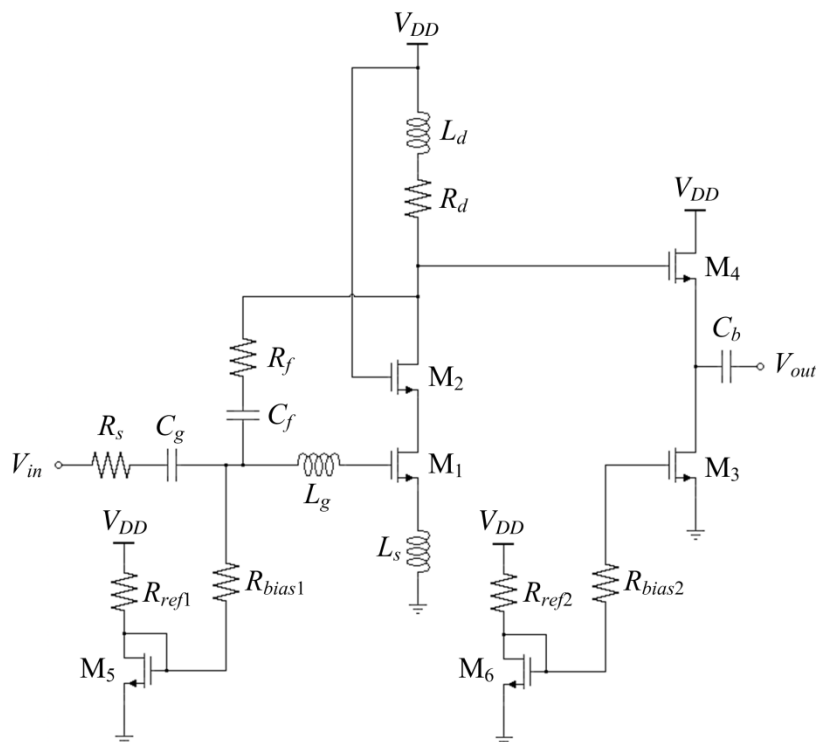
Predložene su tri konfiguracije NŠP projektovane za donji deo UWB spektra. Prva dva NŠP u svojoj topologiji imaju strukturu sa povratnom spregom, dok su trećim NŠP analizirane prednosti/nedostaci strukture sa zajedničkim gejtom. Predstavljena kola su simulirana na nivou električne šeme sa realnim modelima komponenti.

4.1 UWB NŠP sa povratnom spregom

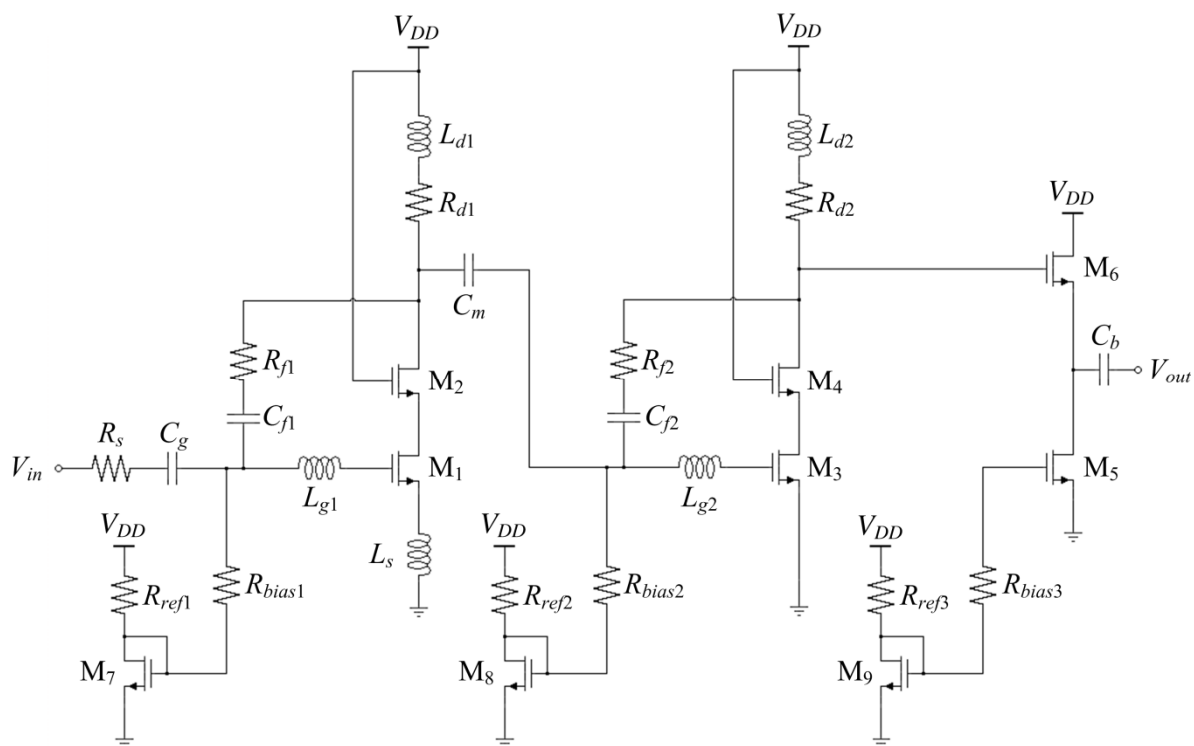
4.1.1 Analiza i dizajn UWB NŠP

Prva struktura predstavljena u ovom poglavlju je pojačavač sa zajedničkim sorsom i induktivnom degeneracijom sorsa modifikovan dodavanjem povratne sprege. Ova metoda je odabrana kako bi se postiglo željeno prilagođenje ulazne impedanse (50Ω) u frekvencijskom opsegu od 3,1 do 5 GHz. U isto vreme neophodno je obezbediti veliko pojačanje, mali šum i malu potrošnju. Opisana tehnika se zasniva na proširenju frekvencijskog opsega postojećih uskopojasnih kola na ceo UWB opseg. Da bi se testirala njena efikasnost, predložene su dve topologije NŠP, jednostepena i dvostepena. U nastavku je data detaljna analiza ove tehnike, kao i prednosti i mane koje svaka od topologija pokazuje. Rešenja koja koriste ovaj pristup predstavljena su u radovima [66] i [67].

Jednostepeni NŠP prikazan je na slici 4.1, dok je na slici 4.2 prikazan dvostepeni UWB NŠP.



Slika 4.1 Jednostepeni UWB NŠP



Slika 4.2 Dvostepeni UWB NŠP

Oba pojačavača imaju istu strukturu prvog pojačavačkog stepena, koji čine tranzistori M_1 i M_2 vezani u kaskodi, da bi se obezbedila dobra izolacija ulaznog od izlaznog dela NŠP. Dvostepeni NŠP ima dodatni pojačavački stepen kaskodne strukture (tranzistori M_3 i M_4) kako bi se omogućilo postizanje veće vrednosti pojačanja i njegove manje varijacije u željenom opsegu.

U obe topologije prilagođenje izlazne impedanse postignuto je pomoću izlaznog bafera, odnosno pojačavača sa zajedničkim drejnom (tranzistori M_3 i M_4 kod jednostepene i tranzistori M_5 i M_6 kod dvostepene topologije). Za polarizaciju prvog i drugog stepena, kao i izlaznog prilagodnog kola koriste se kola iste topologije. Polarizacioni tranzistori (M_5 , M_6 i M_7 , M_8 , M_9) zajedno sa njima pridruženim pojačavačkim tranzistorima (M_1 , M_3 i M_1 , M_3 , M_5) formiraju strujna ogledala. Vrednosti širina kanala polaziracionih tranzistora su mnogo manje od vrednosti širine kanala pojačavačkih tranzistora, kako bi se smanjila ukupna potrošnja NŠP. Vrednost otpornika R_{biasn} , $n = 1, 2, 3$ je velika, reda desetina kΩ. On kao putanja velike impedanse sprečava prolazak naizmeničnog signala ka polarizacionom kolu. Istovremeno malo doprinosi ukupnom šumu kola.

Kod oba NŠP za prilagođenje ulazne impedanse iskorišćena je metoda induktivne degeneracije sorsa (induktor L_s u šemama kola NŠP). Ulazna impedansa prvog reda Z_{in} (smatrajući uticaj povratne sprege zanemarljivim i bez dejstva kapacitivnost C_{gd}) je data izrazom

$$Z_{in} = j\omega(L_s + L_{g1}) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s \quad , \quad (4.1)$$

gde C_{gs} predstavlja kapacitivnost između gejta i sorsa, a g_m transkonduktansu ulaznog tranzistora M_1 . Na rezonantnoj frekvenciji ω_0 , imaginarni deo ulazne impedanse je jednak nuli, i sledi

$$\text{Im}(Z_{in}) \Big|_{\omega_0} = 0 \rightarrow Z_{in} = \frac{g_m}{C_{gs}} L_s = \omega_T L_s \quad . \quad (4.2)$$

Na osnovu uslova za prilagođenje ulazne impedanse kola, koja je pri idealnom prilagođenju ulaza jednaka izlaznoj otpornosti izvora $R_s = 50 \Omega$, određuje se vrednost induktivnosti L_s .

Dodatni stepen slobode omogućen je dodavanjem induktora (L_g u prvom ili L_{g1} u drugom slučaju) u kolo gejta pojačavačkog tranzistora, pomoću kojeg se postiže željena radna frekvencija ω_0 , data izrazom

$$\omega_0 = \left[(L_g + L_s) \cdot \frac{C_{gs} \cdot C_g}{C_{gs} + C_g} \right]^{-\frac{1}{2}} \quad . \quad (4.3)$$

Faktor dobrote (Q-faktor) ulaznog serijskog rezonantnog kola jednak je

$$Q_{nb} = \frac{1}{(R_s + \omega_T L_s) \omega_0 C_{gs}} \quad . \quad (4.4)$$

Kako je -3 dB opseg RLC rezonantnog kola inverzno proporcionalan njegovom Q-faktoru ($BW_{-3\text{dB}} = \omega_0/Q$) [29], poželjno je da rezonantna kola prilikom dizajna UWB NŠP imaju malu vrednost Q . Da bi se ovo postiglo, kod predloženih kola, dodat je otpornik (R_f u prvom ili R_{f1} u drugom slučaju) kao element povratne sprege u cilju smanjenja Q-faktora uskopojasnog rezonantnog kola. Za razliku od tipičnih pojačavača sa povratnom spregom gde je vrednost otpornika određena uslovom o prilagođenju ulazne impedanse, u ovom slučaju to ograničenje ne važi što nudi dodatnu slobodu prilikom projektovanja. Milerova ekvivalentna otpornost otpornika R_f je data kao [68]

$$R_{feq} = \frac{R_f}{(1 - A_v)} \quad , \quad (4.5)$$

gde A_v predstavlja naponsko pojačanje prvog stepena NŠP sa otvorenom povratnom spregom. Uvođenjem ovog izraza u izraz (4.4), Q-faktor ulaznog rezonantnog kola je određen kao

$$Q_{wb} = \frac{1}{(R_s \parallel R_{feq} + \omega_T L_s) \omega_0 C_{gs}} \quad . \quad (4.6)$$

Iz (4.6) sledi da se sa odgovarajućim izborom vrednosti otpornika R_f uskopojasni NŠP može transformisati u širokopojasni. Glavni cilj ove metode je razdvojiti parametre ulaznog rezonantnog kola koji dominantno utiču na njegovu ulaznu otpornost i Q-faktor. Ukoliko je otpornik R_f velike vrednosti (u našem slučaju $1499,5 \Omega$ kod jednostepenog i $1099,6 \Omega$ kod dvostepenog NŠP) dobija se da ovaj parametar značajno utiče na vrednost Q_{wb} , uz malo dejstvo na ulaznu otpornost.

Proširenjem povratne sprege dodavanjem kondenzatora (C_{fn} , $n = 1, 2$) na red sa otpornikom omogućeno je postizanje bolje stabilnosti kola, konstantne vrednosti pojačanja i širokog radnog opsega. Blok kondenzator C_{fn} obezbeđuje AC spregu, dok velika vrednost R_{fn} utiče na bolje prilagođenje ulazne impedanse bez znatne degradacije NF [69]. Dalje, tehnika zvana *inductive shunt-peaking*, opisana u poglavlju 3.2, a realizovana serijskom vezom induktora L_{dn} i otpornika R_{dn} , $n = 1, 2$, upotrebljena je radi proširenja frekvencijskog opsega i što konstantnijeg pojačanja u frekvencijskoj oblasti od interesa.

Kod dvostepenog UWB NŠP, drugi stepen je realizovan kao pojačavač sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom. Dodavanjem induktora L_{g2} unutar povratne petlje utiče se na vrednost pojačanja i parametra šuma NŠP na visokim frekvencijama. Kondenzator C_m predstavlja sprežni kondenzator, kojim se RF signal prenosi od tranzistora M_2 do M_3 .

Ulazni C_g (izlazni C_b) blok kondenzator ima veliku vrednost, 15 pF, kako bi njegov uticaj na radnu frekvenciju ulaznog (izlaznog) dela kola bio zanemarljiv. Ovi kondenzatori se dodaju eksterno prilikom karakterizacije NŠP. Otpornik R_s predstavlja izlaznu otpornost izvora (vrednosti 50Ω). Informacije oko dimenzija ostalih komponenti u predloženim NŠP date su u prilogu u tabelama A.1a i A.1b za jednostepenu i u A.2a, A.2b i A.2c za dvostepenu topologiju.

4.1.2 Rezultati simulacija

Prikazana kola su projektovana u programskom paketu *Cadence Design Environment*, dok je za simulacije predloženih topologija korišćen simulator *Spectre*, koji ovaj programski paket nudi. *Cadence* predstavlja najčešće korišćen alat (softver) za projektovanje analognih, digitalnih i RF integrisanih kola. Stoga, sve simulacije na nivou šeme, čiji rezultati su prikazani u okviru ove disertacije, rađene su sa *Spectre* simulatorom programskog paketa *Cadence*. U daljem tekstu se više neće navoditi upotrebljen alat, ali će se podrazumevati da je reč o prethodno pomenutom.

Odabrana tehnologija je 1P8M 0,13 μm UMC (*mixed-mode/RF*) CMOS. Navedena oznaka 1P8M je tehnološki podatak i govori o broju polisilicijumskih i metalnih slojeva u datoj tehnologiji (P – *poly*, M – *metal*, 1P8M – 1 sloj polisilicijuma i 8 metalnih slojeva). Napon napajanja tehnologije iznosi 1,2 V, dok je vrednost granične učestanosti tranzistora 18 GHz.

Prilikom projektovanja UWB NŠP namenjenog za rad u frekventijskom opsegu od 3,1 do 5 GHz, kao prvi korak izvršena je optimizacija uskopojasnog pojačavača (topologija NŠP bez povratne sprege) na frekvenciji od 4 GHz, što predstavlja približnu centralnu frekvenciju željenog opsega. Početne dimenzije uređaja i vrednosti komponenti kola u 0,13 μm UMC CMOS tehnologiji dobijene su optimizacionom tehnikom sa konstantnom potrošnjom [70]. Nakon toga, kolo je prošireno povratnom spregom, čime je omogućeno proširenje radnog opsega do željenih granica. Zbog složenosti prikazanih topologija, kao i modela samih komponenti (za sve elemente kola korišćeni su realni modeli) bilo je neophodno detaljno proučiti zavisnosti faktora dobrote NŠP od svih elemenata kola ponaosob. Nakon toga, izvršena je gore pomenuta optimizacija sa ciljem da se minimizuje *NF* i potrošnja kola, poveća pojačanje, a vrednosti preostalih faktora dobrote zadrže u dozvoljenim granicama. Rezultati (parametri S_{11} i S_{22} , S_{21} , *NF* i NF_{min}) dobijeni simulacijom jednostepenog NŠP prikazani su na slikama 4.3, 4.5 i 4.7, dok su rezultati za dvostepeni NŠP prikazani na slikama 4.4, 4.6 i 4.8.

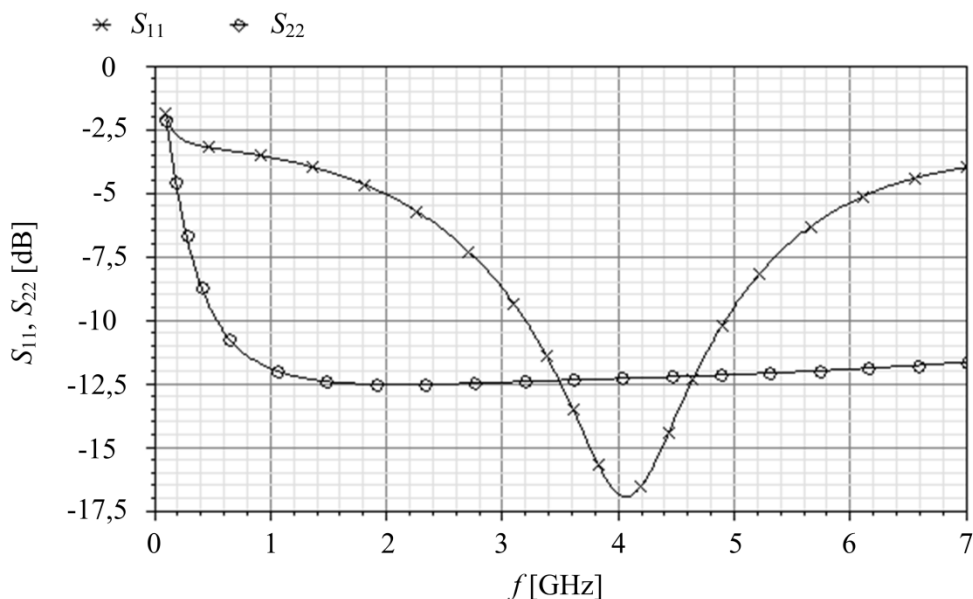
Ulazni stepen kod obe NŠP topologije se može grubo posmatrati kao tipični pojačavač sa zajedničkim sorsom i otpornikom R_f u petlji povratne sprege i impedansom opterećenja jednakom $Z_d = R_d + j\omega L_d$. Iako postoje izvesne razlike poput induktivne degeneracije sorsa pojačavačkog tranzistora i kaskodne strukture celog stepena, neke zavisnosti ulazne otpornosti (R_{feq}) i naponskog pojačanja (A_v) je lakše sagledati u ovako uprošćenoj formi. U tom slučaju njihove vrednosti su date izrazima

$$R_{feq} = \frac{R_f + Z_d}{1 + g_m Z_d} \quad (4.7a)$$

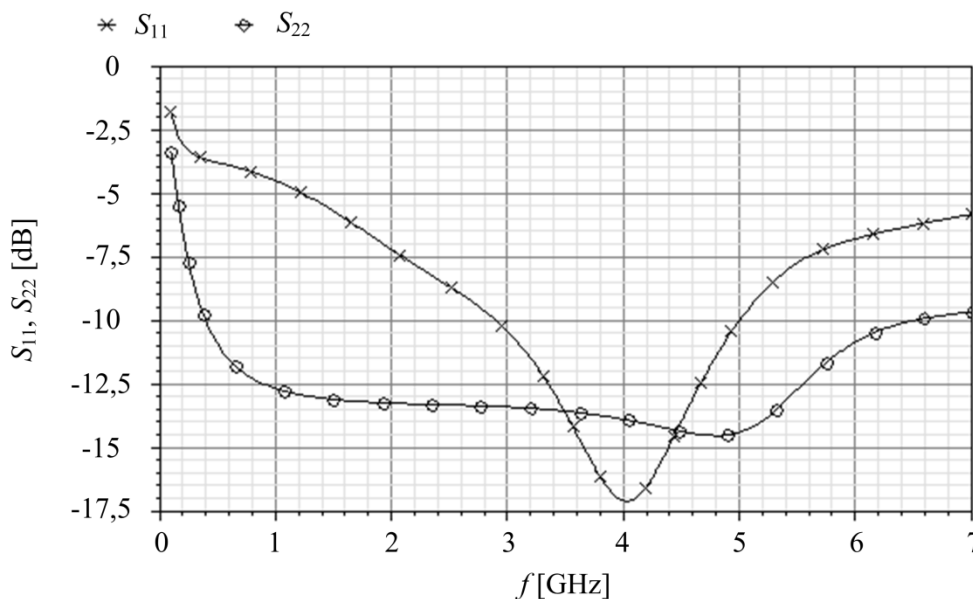
$$A_v \approx -\frac{g_m R_f Z_d}{R_f + g_m R_s Z_d} = -\frac{1}{\frac{1}{g_m Z_d} + \frac{R_s}{R_f}} \quad (4.7b)$$

Iz izraza (4.7a) sledi da povećanje vrednosti otpornika R_f vodi ka povećanju R_{feq} . Na osnovu (4.6) dobija se manja vrednost Q_{wb} , a time širi propusni opseg, što je u skladu sa rezultatima dobijenim simulacijama. Štaviše, povećanje R_f dovodi do povećanja parametra

S_{21} , što se vidi iz izraza (4.7b). Međutim, tokom simulacija primećeno je da veća vrednost R_f uzrokuje manje varijacije vrednosti parametra S_{11} , frekvencija na kojoj ima minimalnu vrednost pomera se na više frekvencije, dok se vrednost S_{11} povećava (približava nultoj vrednosti). Isti uticaj je primećen i povećanjem vrednosti induktora L_d . Takođe, iz izraza (4.3) sledi da povećanjem vrednosti induktora L_g minimalna vrednost S_{11} se pomera na više frekvencije, a iz simulacija se vidi da sa većom vrednošću induktora L_g , S_{11} karakteristika postaje uža. Sledi da iako je za širokopolasno prilagođenje ulazne impedanse korišćeno više



Slika 4.3 Zavisnosti koeficijenta refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) jednostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijene simulatorom Spectre



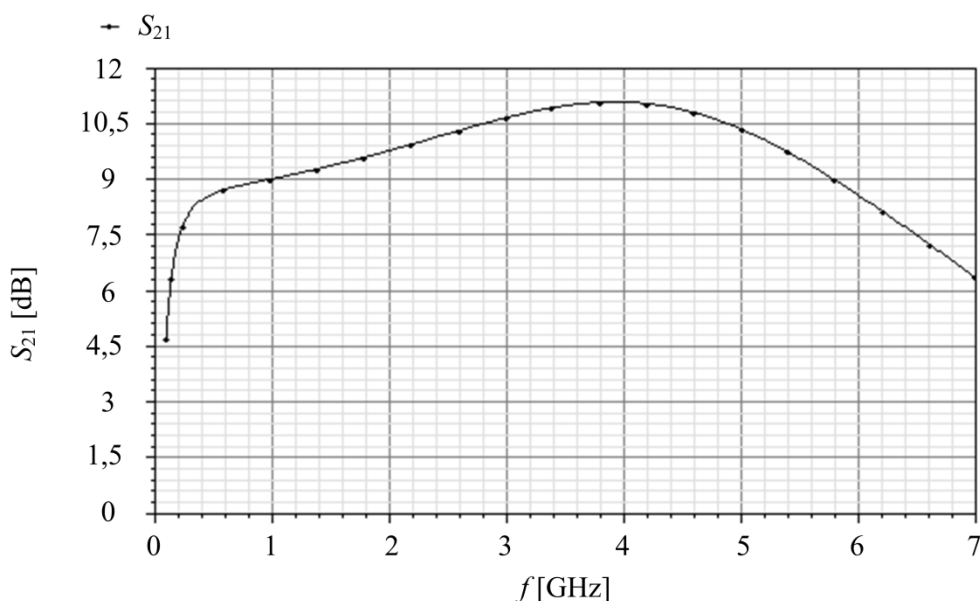
Slika 4.4 Zavisnosti koeficijenta refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) dvostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijene simulatorom Spectre

tehnika, i dalje postoji izvestan problem. Stoga se prilikom projektovanja mora napraviti kompromis između vrednosti S_{11} , pojačanja i željenog propusnog opsega.

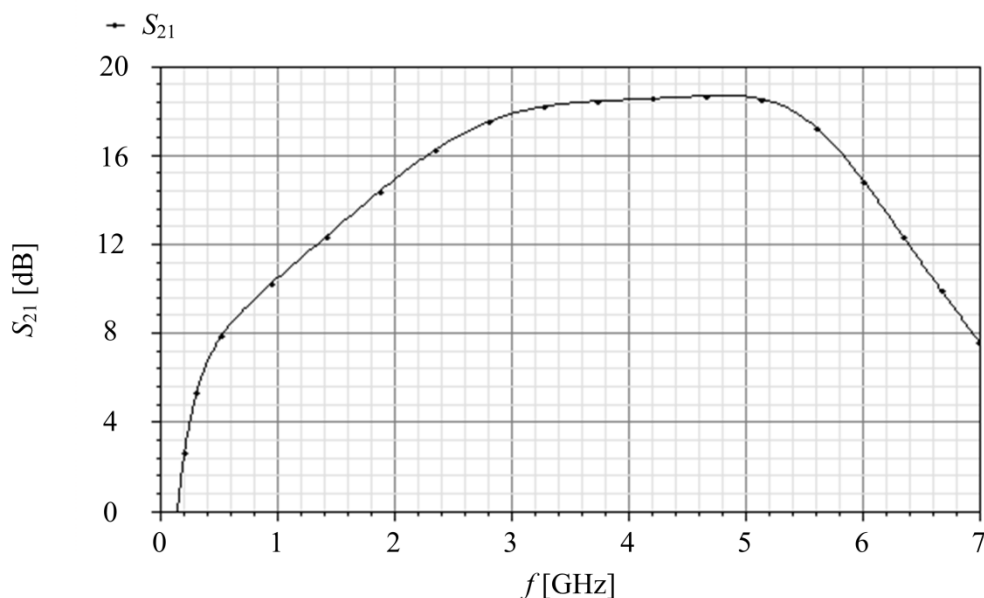
Vrednost koeficijenta refleksije signala na ulazu (S_{11}) za jednostepeni pojačavač je manja od -9 dB u frekvenzijskom opsegu od interesa ($-9,35$ dB na 3,1 GHz i $-9,48$ dB na 5 GHz) i manja od $-8,7$ dB od 3 do 5 GHz. Ovim je potvrđena efikasnost širokopolasnog prilagođenja ulazne impedanse korišćenjem ulazne prilagodne mreže (induktori L_s i L_g), povratne sprege i *shunt-peaking* opterećenja. Sa slike 4.3 se vidi da minimalna vrednost S_{11} parametra iznosi $-16,96$ dB na frekvenciji 4,07 GHz, što je blizu frekvencije od 4 GHz za koju je tokom projektovanja početna topologija NŠP optimizovana. U cilju postizanja konstantne vrednosti pojačanja u željenom frekvenzijskom opsegu jednostepeni dizajn je proširen za dodatni stepen. Na ovaj način, dobijen je dodatni stepen slobode, što je naročito bitno kako su komponente u kolu međusobno jako spregnute, usled različitih parazitnih efekata. Za dvostepenu NŠP topologiju parametar S_{11} ima vrednost manju od -10 dB u opsegu od interesa ($-10,93$ dB na 3,1 GHz i $-10,03$ dB na 5 GHz) i manju od -10 dB od 3 do 5 GHz. Minimalna vrednost iznosi $-17,11$ dB na 4,03 GHz.

Koeficijent refleksije signala na izlazu, parametar S_{22} , za jednostepeni NŠP je manji od $-12,14$ dB i ispod $-13,44$ dB za dvostepeni NŠP u opsegu od 3,1 do 5 GHz. Dobro prilagođenje impedanse na izlazu NŠP postignuto je proširenjem kola izlaznim baferom. Izolacija ulaza od izlaza kola, data parametrom S_{12} je odlična, i za ceo simulirani opseg ima vrednost manju od $-44,26$ dB kod jednostepene i $-59,09$ dB kod dvostepene topologije.

Pojačanje opisano parametrom S_{21} , a prikazano na slikama 4.5 i 4.6, kod jednostepenog pojačavača dostiže maksimalnu vrednost od 11,08 dB na 3,93 GHz, dok je -3 dB opseg pojačavača od 0,29 GHz do 6,23 GHz. Širina kanala pojačavačkog tranzistora M_1 od 216 μm je odabrana kao optimalna vrednost za postizanje velike vrednosti pojačanja (S_{21}) i male vrednosti šuma. Takođe, vrednost pojačanja na nižim frekvencijama je određena



Slika 4.5 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) jednostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

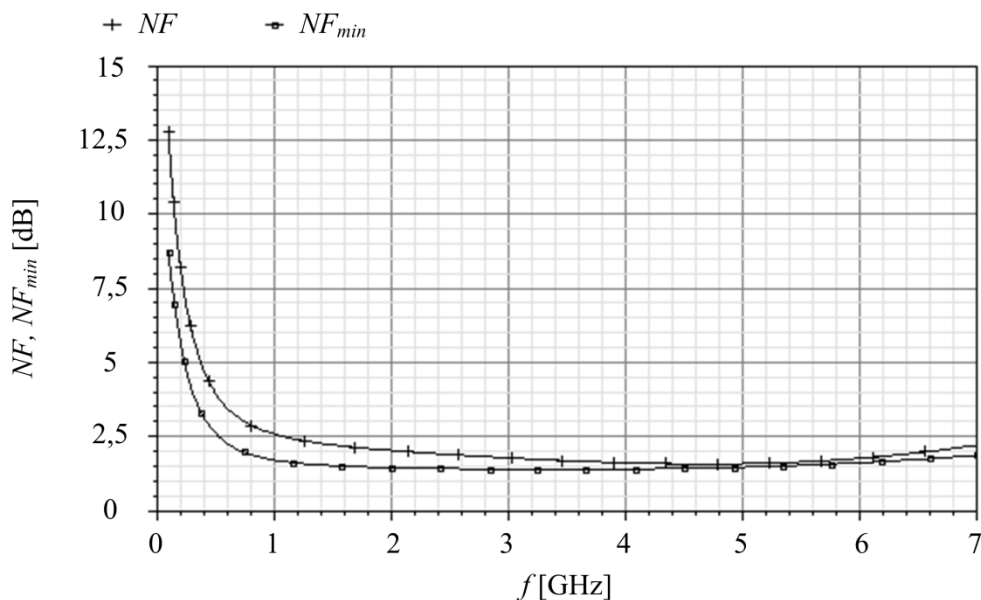


Slika 4.6 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) dvostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

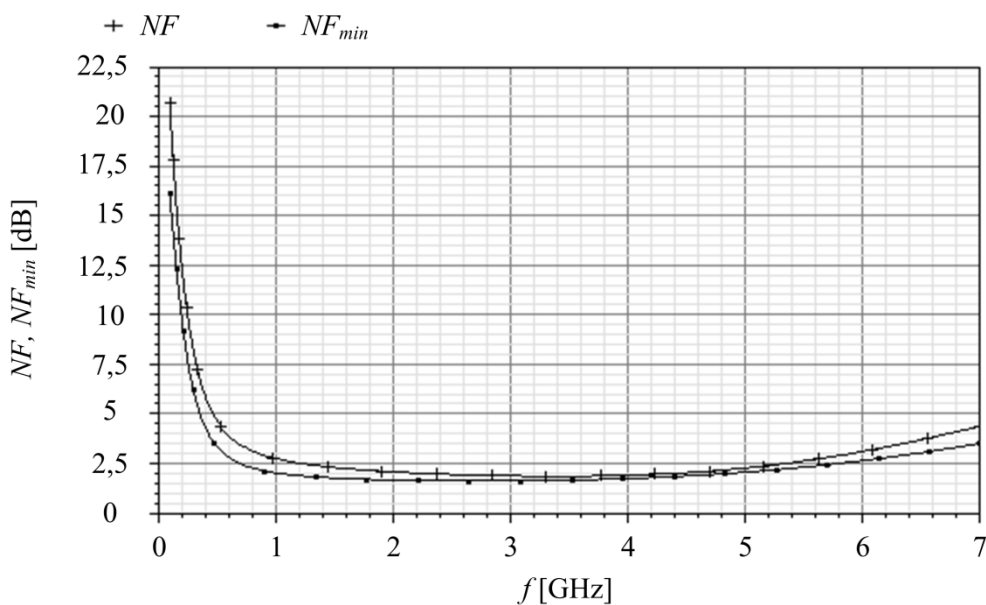
širinom kanala tranzistora M_1 , dok je širina kanala tranzistora M_2 ($57,6 \mu\text{m}$) određena kompromisom između pojačanja i -3 dB opsega. Izabrane vrednosti širina tranzistora zadovoljavaju zahteve po pitanju pojačanja ne dovodeći do prekomerne potrošnje snage (eng. *power dissipation* – P_D). Uključujući polarizaciona kola i izlazni bafer, ukupna potrošnja snage jednostepenog NŠP ($P_D = I_D V_{DD}$), iznosi $5,03 \text{ mW}$ ($4,19 \text{ mA}$ pri naponu napajanja $V_{DD} = 1,2 \text{ V}$). Potrošnja struje pojačavača je $2,58 \text{ mA}$, dok ostatak predstavlja potrošnju bafera ($1,36 \text{ mA}$) i polarizacionih kola ($0,25 \text{ mA}$). Maksimalna vrednost S_{21} kod dvostepenog NŠP iznosi $18,69 \text{ dB}$ na $4,85 \text{ GHz}$ (18 dB na $3,1 \text{ GHz}$ i $18,65 \text{ dB}$ na 5 GHz). -3 dB opseg je od $2,19 \text{ GHz}$ do $5,88 \text{ GHz}$. Veća vrednost pojačanja u odnosu na jednostepeni NŠP, kao i veća sloboda u prodešavaju S_{21} vrednosti i proširenja pojačavačkog opsega postignuta je upravo dodavanjem drugog pojačavačkog stepena. Takođe, kao što se vidi sa slike 4.7, promena vrednosti S_{21} u opsegu od $3,1$ do 5 GHz iznosi $0,69 \text{ dB}$. Ova vrednost može biti još smanjena, ali po cenu degradacije nekog drugog parametra NŠP, poput S_{11} [67]. Promenom vrednosti širine kanala tranzistora na ulazu, a time i njegove kapacitivnosti, čime dolazi do promene ulazne impedanse, postiže se bolja vrednost parametra S_{11} , manja potrošnja i NF . Međutim to dovodi do smanjenja pojačanja NŠP [71]. Proširivanjem ulaznog prilagodnog kola LC filtrom, mogao bi se postići kompromis između ovih dveju vrednosti, ali po cenu veće potrošnje i NF [72]. Ukupna potrošnja snage dvostepenog NŠP je povećana u odnosu na NŠP jednostepene topologije i iznosi $6,05 \text{ mW}$ (potrošnja struje pojačavača je $4,05 \text{ mA}$, izlaznog bafera $0,55 \text{ mA}$ i polarizacionih kola $0,44 \text{ mA}$).

Za jednostepeni NŠP prosečna vrednost NF u opsegu od $3,1$ do 5 GHz iznosi $1,66 \text{ dB}$, sa minimalnom vrednošću $1,57 \text{ dB}$ na $4,68 \text{ GHz}$. Dvostepeni NŠP ima prosečnu vrednost NF $2,05 \text{ dB}$, sa minimalnom vrednošću $1,85 \text{ dB}$ na $3,41 \text{ GHz}$. Sa slika 4.5 i 4.7 se vidi da su dobijene vrednosti u posmatranom opsegu bliske vrednostima NF_{min} , što su najmanje moguće vrednosti NF .

Za frekvencijski opseg od 0,1 do 7 GHz zadovoljeni su uslovi za bezuslovnu stabilnost kod oba kola. Dobijene vrednosti parametara stabilnosti su veće od njihovih graničnih vrednosti, odnosno za faktor stabilnosti K_f su veće od 1, a za faktor stabilnosti B_{1f} su veće od 0. Minimalne vrednosti ovih parametara za jednostepeni NŠP su $K_f = 20,8$ i $B_{1f} = 0,96$, dok za dvostepeni NŠP iznose $K_f = 55,38$ i $B_{1f} = 0,98$.



Slika 4.7 Zavisnost parametra šuma (NF) jednostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre



Slika 4.8 Zavisnost parametra šuma (NF) dvostepenog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

4.2 UWB NŠP sa zajedničkim gejtom

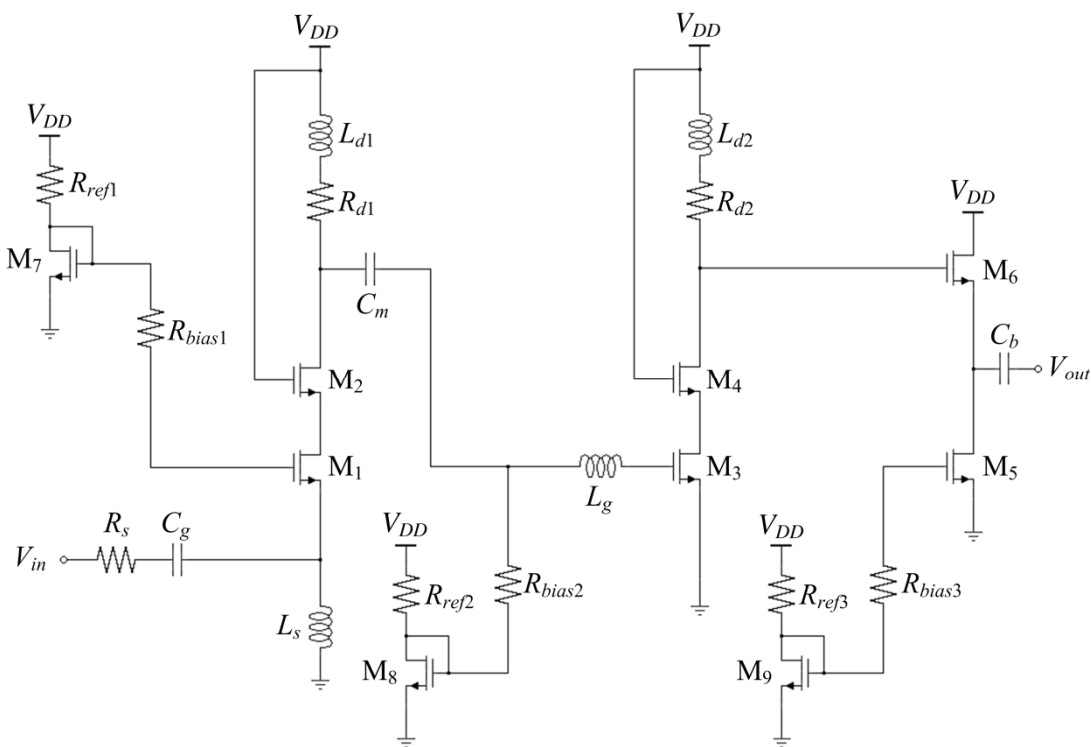
4.2.1 Analiza i dizajn UWB NŠP

Treći predloženi NŠP, projektovan u 0,13 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvenjski opseg 3–5 GHz, u svojoj topologiji kao prvi stepen ima pojačavač sa zajedničkim gejtom. Kao što je u poglavlju 3 objašnjeno, ova struktura nudi mogućnost širokopojasnog prilagođenja ulazne impedanse. Kako je glavni nedostatak na koji se nailazi korišćenjem ove metode relativno mala vrednost transkonduktanse pojačavačkog tranzistora, čime se ne može ostvariti mala vrednost šuma i veliko pojačanje u širokom frekvenjskom opsegu, ovakav tip pojačavača uglavnom čini prvi stepen višestepenih pojačavača, gde se propusni opseg proširuje sledećim stepenima [73]. Predložena topologija UWB NŠP prikazana je na slici 4.9 i predstavljena u radu [74].

Ulazna impedansa Z_{in} data je izrazom

$$Z_{in} = \frac{j\omega L_s}{1 + (g_{m1} + j\omega C_{gs1})j\omega L_s}, \quad (4.8)$$

gde g_{m1} i C_{gs1} predstavljaju transkonduktansu i kapacitivnost između gejta i sorsa ulaznog tranzistora M_1 , respektivno. Na niskim frekvencijama, induktor L_s u kolu sorsa pojačavačkog tranzistora obezbeđuje malu impedansu ka masi. Stoga, Z_{in} je dominantno određena izborom vrednosti L_s . Vrednost ulazne impedanse na ovim frekvencijama je približna nuli. Povećanjem frekvencije raste uticaj g_{m1} , $g_{m1} \gg \omega C_{gs1}$, i ulazna impedansa je data kao $1/g_{m1}$. Kako bi se obezbedilo širokopojasno prilagođenje ulazne impedanse za L_s je odabrana optimalna



Slika 4.9 Topologija UWB NŠP sa pojačavačem sa zajedničkim gejtom

vrednost 2,8 nH. Na ovaj način obezbeđeno je prilagođenje na 50 Ω , mala vrednost NF , mala potrošnja i velika vrednost pojačanja.

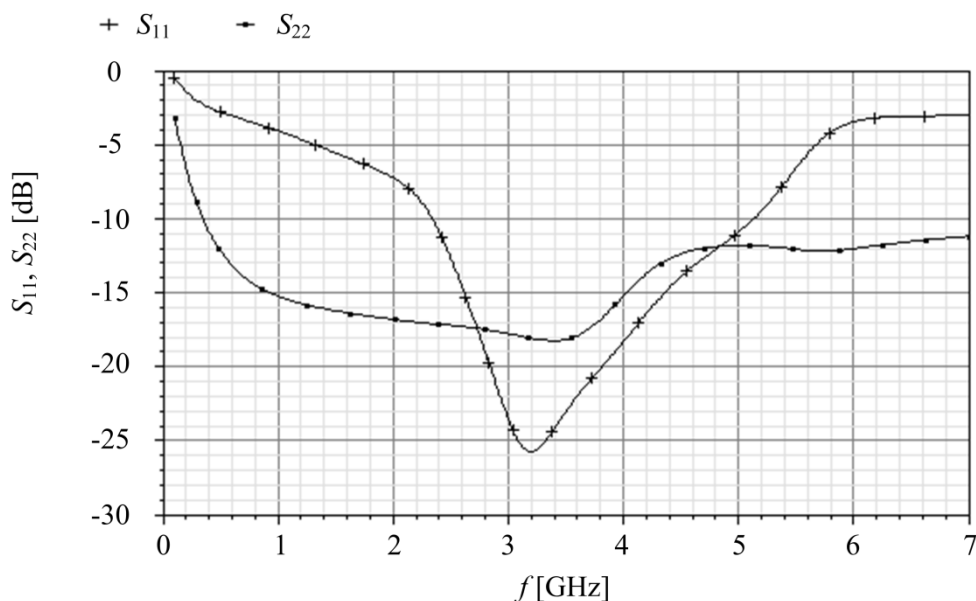
Tranzistori M_1 i M_2 , kao i tranzistori M_3 i M_4 , vezani su u kaskodi čime se obezbeđuje dobra izolacija ulaznog od izlaznog dela kola. Širina kanala tranzistora M_1 određena je uslovom prilagođenja ulazne impedanse. Drugi stepen (tranzistori M_3 i M_4) čini pojačavač sa zajedničkim sorsom, čime je postignuto veliko pojačanje i definisan -3 dB opseg NŠP. Dodatno, kaskodnom topologijom smanjena je vrednost ulazne kapacitivnosti tranzistora M_3 šta omogućava povećanje pojačanja i širi propusni opseg. Pojačavač sa zajedničkim drejnom (tranzistori M_5 i M_6) čini izlazni bafer i omogućava prilagođenje izlazne impedanse. Polarizacija tranzistora u oba stepena i izlaznom baferu izvršena je pomoću polarizacionog kola, prikazanog na slici 4.9, a čine ga otpornici R_{biasn} i R_{refn} , $n = 1, 2, 3$, i tranzistori M_n , $n = 7, 8, 9$, pri čemu svaki od njih formira strujno ogledalo sa njemu pridruženim pojačavačkim tranzistorom M_1, M_3, M_5 , respektivno. Kao i kod NŠP opisanih u prethodnom poglavlju, a koji koriste polarizaciono kolo ove topologije, vrednost širine kanala polarizacionog tranzistora je mnogo manja od vrednosti širine kanala pojačavačkog tranzistora kako bi se smanjila ukupna potrošnja NŠP. Takođe, velika vrednost R_{biasn} , $n = 1, 2, 3$, reda desetina $k\Omega$, kao putanja velike impedanse sprečava prolazak naizmeničnog signala ka polarizacionom kolu, a u isto vreme ne utiče znatno na vrednost NF .

Dalje, korišćena je tehnika *inductive shunt-peaking* (čine je induktor L_{dn} i otpornik R_{dn} , $n = 1, 2$) radi proširenja radnog opsega, kao i postizanja pojačanja sa što manjim varijacijama njegove vrednosti. Takođe, odabirom vrednosti L_{dn} i R_{dn} određuje se pojačanje prvog i drugog stepena NŠP. Induktor L_g vezan na gejnt pojačavačkog tranzistora u drugom stepenu NŠP utiče na poboljšanje vrednosti pojačanja i parametra šuma NŠP na visokim frekvencijama, dok se sprežnim kondenzatorom C_m prenosi RF signal od tranzistora M_2 do M_3 . Ulazni i izlazni blok kondenzatori C_g i C_b , respektivno, imaju veliku vrednost (15 pF) kako bi njihov uticaj na radnu frekvenciju ulaznog, odnosno izlaznog, dela kola bio zanemarljiv. Ovi kondenzatori nisu deo integrisanog kola i dodaju se eksterno prilikom merenja karakteristika kola. Otpornik R_s predstavlja izlaznu otpornost izvora (50 Ω). Informacije oko dimenzija ostalih komponenti u predloženom NŠP date su u prilogu u tabelama A.3a i A.3b.

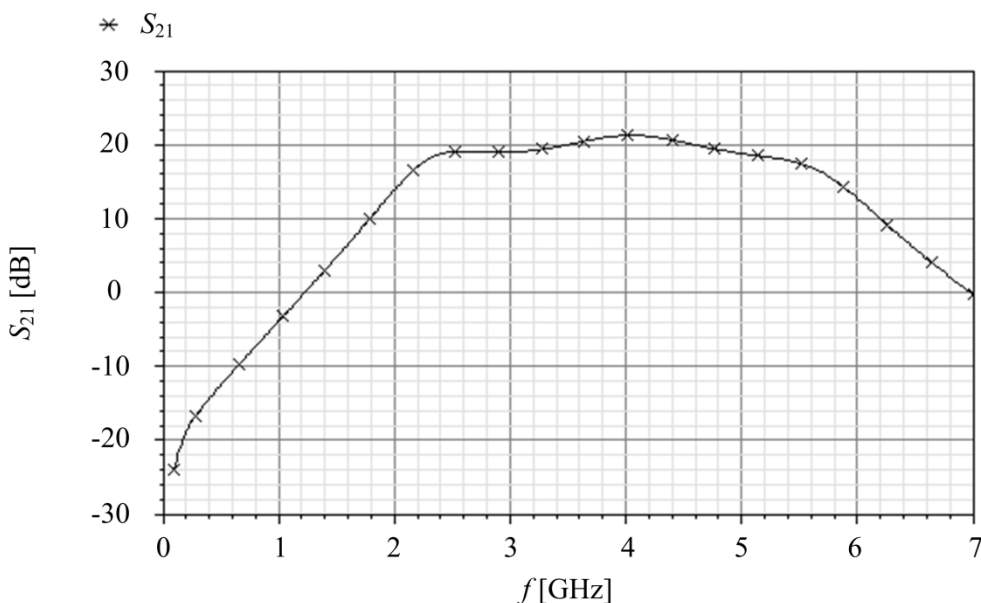
4.2.2 Rezultati simulacija

Predložen NŠP je projektovan i simuliran u 0,13 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg od 3 do 5 GHz. Početna NŠP topologija optimizovana je za frekvenciju 4 GHz i korišćenjem optimizacione tehnike sa konstantnom potrošnjom određene su početne dimenzije uređaja i vrednosti komponenti kola [70]. Prilikom simulacija korišćeni su realni modeli za sve komponente, čime je povećana složenost simulacija, kao i otežano sagledavanje uticaja komponenti na faktore dobrote NŠP. Varijacijom vrednosti svake komponente ponaosob detaljno su proučene sve zavisnosti u datom kolu sa ciljem da konačno rešenje ispuni uslov prilagođenja ulazne impedanse, ima malu potrošnju i NF , a veliku vrednost pojačanja sa malim varijacijama u željenom opsegu. Pri tome, vodilo se računa da vrednosti preostalih faktora dobrote ostanu u okviru dozvoljenih granica. Rezultati simulacija prikazani su na slikama 4.10–4.12 i to parametri S_{11} i S_{22} , S_{21} , NF i NF_{min} , respektivno.

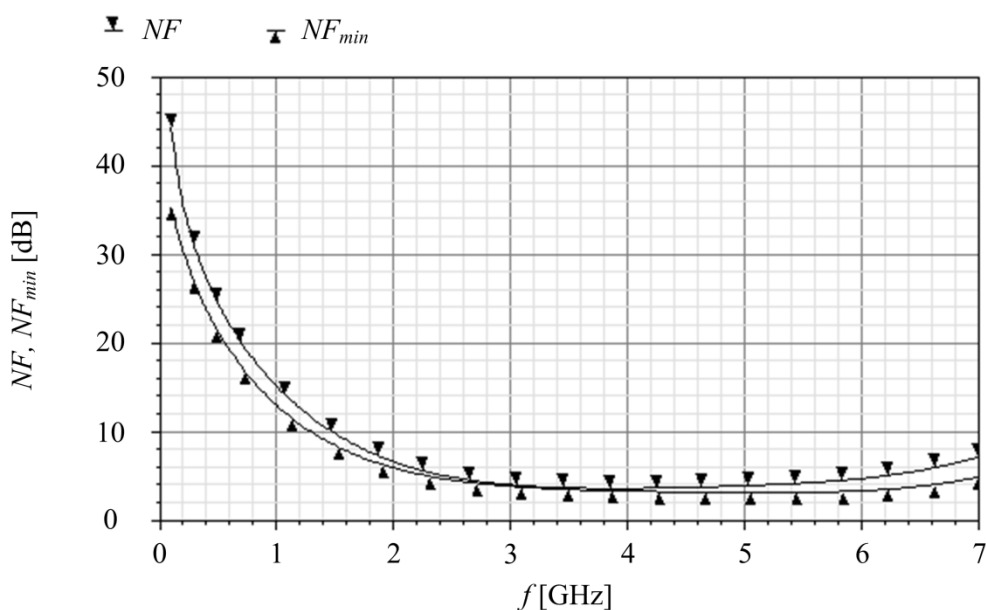
Vrednost parametra S_{11} je manja od -10 dB u frekvijskom opsegu od interesa ($-23,57$ dB na 3 GHz i $-10,91$ dB na 5 GHz). Povećanje vrednosti induktora L_s dovodi do pomeranja minimalne vrednosti S_{11} na niže frekvencije, smanjenja vrednosti NF i povećanja pojačanja. Dalje, povećanjem širine kanala tranzistora M_1 minimalna vrednost S_{11} kao i vrednost NF se smanje, vrednost S_{21} se poveća, ali poveća se i potrošnja NŠP. Promenom vrednosti induktora L_g utiče se na širinu S_{11} karakteristike, odnosno na frekvijski opseg u



Slika 4.10 Zavisnosti koeficijenta refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) UWB CG NŠP od frekvencije dobijene simulatorom Spectre



Slika 4.11 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) UWB CG NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre



Slika 4.12 Zavisnost parametra šuma (NF) UWB CG NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

kojem je ispunjen uslov prilagođenja ulazne impedanse. Najmanju vrednost, $-25,74$ dB, parametar S_{11} ima na frekvenciji 3,19 GHz. Iako se ovaj rezultat ne poklapa sa očekivanom frekvencijom 4 GHz za koju je NŠP topologija optimizovana, on je posledica kompromisa između postizanja prilagođenja ulazne impedanse, velike vrednosti pojačanja, male vrednosti NF i potrošnje, P_D .

Vrednost parametra S_{22} je ispod $-11,81$ dB za sve simulirane frekvencije, što je postignuto dodavanjem bafera na izlaz NŠP. Takođe, odlična izolacija ulaza od izlaza kola, odnosno parametar S_{12} , ima vrednost manju od $-60,20$ dB u celom opsegu od interesa.

Što se pojačanja tiče, maksimalna vrednost S_{21} parametra, 21,25 dB, dobijena je na frekvenciji 4,05 GHz. U celom simuliranom opsegu promena vrednosti S_{21} iznosi 2,5 dB (18,97 dB na 3 GHz i 18,78 dB na 5 GHz), a -3 dB opseg pokriva frekvencije od 2,32 GHz do 5,26 GHz. Širine kanala tranzistora u pojačavaču sa zajedničkim sorsom kaskodne strukture, koji čini drugi NŠP stepen, odabrane su kako bi se postiglo veliko pojačanje u širokom propusnom opsegu, a da se pri tome potrošnja ne poveća znatno. Pri naponu napajanja $V_{DD} = 1,2$ V, ukupna potrošnja struje NŠP uključujući i izlazni bafer i kola za polarizaciju je 5,54 mA. Potrošnja struje pojačavača je 4,45 mA, izlaznog bafera 0,67 mA, a polarizacionih kola 0,42 mA.

U celom frekvijskom opsegu od 3 do 5 GHz promene vrednosti NF su male (od 3,56 dB do 3,98 dB). Minimalna vrednost je 3,56 dB na frekvenciji 3,88 GHz, što je blizu frekvenciji od 4 GHz za koju je NŠP optimizovan. Sa slike 4.13 se vidi da su dobijene vrednosti bliske vrednostima NF_{min} , što su najmanje moguće vrednosti NF .

Stabilnost kola je simulirana za frekvijski opseg od 100 MHz do 7 GHz. Minimalne vrednosti faktora stabilnosti K_f i B_{1f} iznose 58,83 i 0,98, respektivno, čime je ispunjen uslov bezuslovne stabilnosti NŠP kola.

5. Predložene topologije nisko-šumnih pojačavača u 0,18 μm CMOS tehnologiji

U prethodnom poglavlju je istaknuto da jedan od glavnih problema na koji se nailazi prilikom dizajna NŠP predstavljaju pasivne komponente, odnosno površina koju one zauzimaju i time određuju ukupnu cenu fabrikacije integrisanog kola. Iz tog razloga za dalja istraživanja izabrana je jeftinija 0,18 μm UMC CMOS tehnologija sa modelima komponenti predviđenim za aplikacije sa mešovitim i RF signalima. Takođe, tokom odabira NŠP topologije vodilo se računa da se broj induktora svede na minimum.

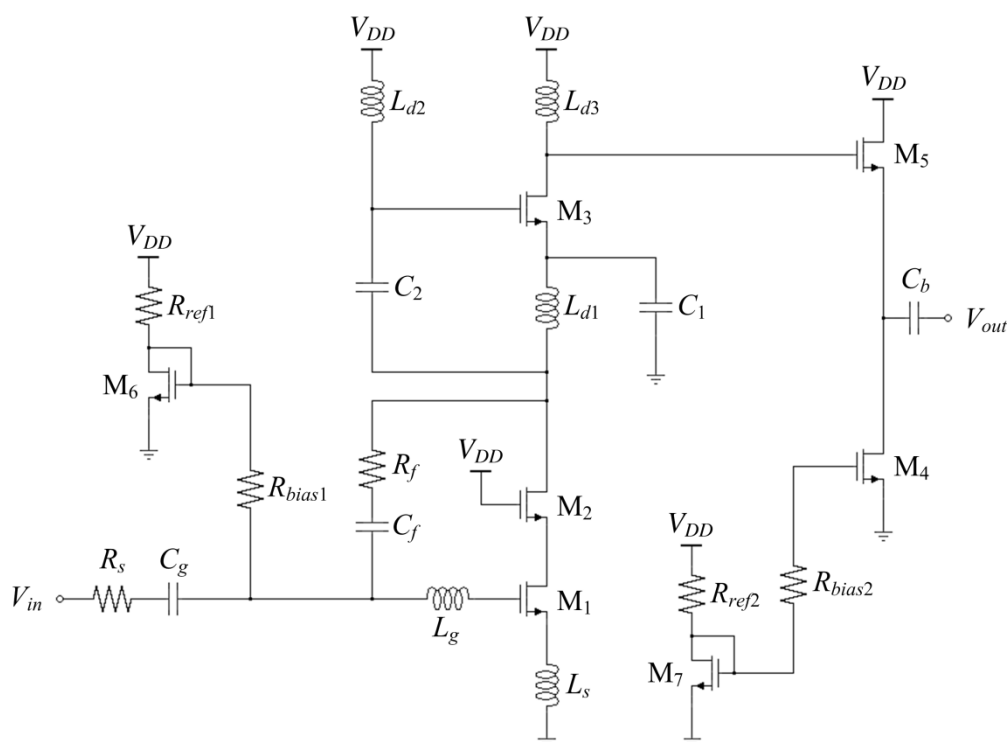
Testirane su četiri konfiguracije NŠP, pri čemu svaka od njih koristi neku od metoda za postizanje odgovarajućih uslova koje UWB NŠP treba da zadovolji. Prvom topologijom analizirana je kaskodna struktura NŠP. Druge dve topologije su dvostepene strukture, pri čemu kod drugog NŠP postoji opcija promene vrednosti pojačanja u zavisnosti od njegove primene, omogućavajući pri tome dva moda rada pojačavača (mod velikog i mod malog pojačanja). Prvi stepen četvrtog NŠP je invertorske konfiguracije. Dodavanjem induktora u ulazni čvor invertorske strukture ili u kolo gejta NMOS tranzistora analizirane su metode proširenja -3 dB propusnog opsega.

Prve tri topologije su projektovane za gornji deo UWB spektra, dok je poslednji NŠP namenjen za rad u frekvencijskom opsegu od 3,1 do 10 GHz, odnosno celom UWB spektru. Na ovaj način ispitane su mogućnosti dizajna NŠP namenjenim za rad i na ovim višim frekvencijama. Prikazana kola su simulirana na nivou električne šeme sa realnim modelima komponenti.

5.1 Kaskodni UWB NŠP

5.1.1 Analiza i dizajn UWB NŠP

Prvi UWB NŠP dizajn je kaskodne strukture, odnosno drugi pojačavački stepen se nalazi iznad prvog. Na ovaj način omogućeno je višestruko iskorišćenje struje polarizacije (eng. *current reuse*), a kao rezultat dobija se povećanje vrednosti pojačanja kola bez povećanja potrošnje. Detaljan opis ove tehnike kao i prednosti i mane koje ovakva topologija pokazuje dati su u nastavku. Prilagođenje ulazne impedanse postignuto je proširenjem pojačavača sa zajedničkim sorsom, koji čini prvi pojačavački stepen NŠP, induktivnom degeneracijom sorsa i povratnom spregom. NŠP ove konfiguracije predstavljen je u radu [75].



Slika 5.1 Kaskodni UWB NŠP

Predložen NŠP prikazan je na slici 5.1. Tranzistori M_1 i M_2 su vezani u kaskodi. Na ovaj način pored velikog pojačanja obezbeđuje se velika izlazna impedansa i dobra izolacija ulaza od izlaza pojačavača. U kaskodnom pojačavaču AC opterećenje drejna tranzistora M_1 je $1/g_{m2}$, što je ulazna impedansa tranzistora M_2 (konfiguracija sa zajedničkim gejtom). Stoga, pojačanje od gejta do drejna M_1 je malo, pa je vrednost Milerove kapacitivnosti mala i njen uticaj se može smatrati zanemarljivim. Na ovaj način vrednost ulazne kapacitivnosti pojačavača je smanjena, a propusni opseg proširen.

Drugi pojačavački stepen (tranzistor) je realizovan kao pojačavač sa zajedničkim sorsom, pod uslovom da kondenzatori C_1 i C_2 imaju velike vrednosti. U tom slučaju kondenzator C_1 obezbeđuje idealnu masu za drugi pojačavački stepen u AC režimu. Takođe, što je moguće veću vrednost treba da ima i kondenzator C_2 . Njime je omogućeno sprezanje dva pojačavačka stepena tako što se signal sa drejna tranzistora M_2 prosleđuje na gejtu tranzistora M_3 .

Induktori L_{d1} , L_{d2} i L_{d3} predstavljaju potrošače za prvi i drugi pojačavački stepen NŠP. Ove induktivnosti obrazuju rezonantno kolo sa kapacitivnostima koje se vide u drejnu tranzistora prvog i drugog pojačavačkog stepena i na ovaj način, određuju vrednost njihovog pojačanja na odabranoj rezonantnoj frekvenciji i utiču na propusni opseg NŠP. Umesto induktora, mogli su se koristiti i otpornici. Međutim, usled parazitnih kapacitivnosti upotreba otpornika kao opterećenja pojačavačkih tranzistora dovela bi do ograničenih performansi NŠP na visokim frekvencijama. Dodatni problem bi predstavljali termički šumovi otpornika koji bi degradirali ukupan parametar šuma NŠP. Iz tog razloga se kao potrošači preferiraju induktori.

Širokopojasno prilagođenje ulazne impedanse realizovano je proširenjem prvog pojačavačkog stepena, pojačavača sa zajedničkim sorsom, induktivnom degeneracijom sorsa (induktor L_s) i povratnom spregom (otpornik R_f i kondenzator C_f). Detaljna analiza ove tehnike data je u prethodnom poglavlju 4.

Kao i u UWB NŠP opisanim u prethodnom poglavlju prilagođenje izlazne impedanse postignuto je korišćenjem pojačavača sa zajedničkim drejnom, koji čine tranzistori M_4 i M_5 . Kola za polarizaciju čine tranzistori M_6 i M_7 , i otpornici R_{biasn} i R_{refn} , $n = 1, 2$. Topologije ovih kola opisane su u prethodnom poglavlju 4. C_g i C_b su ulazni i izlazni blok kondenzator, respektivno, vrednosti 16 pF. Oni se dodaju eksterno prilikom karakterizacije NŠP. Otpornik R_s predstavlja izlaznu otpornost izvora (50 Ω). Informacije oko dimenzija ostalih komponenti u predloženom NŠP date su u prilogu u tabelama A.4a, A.4b i A.4c.

5.1.2 Rezultati simulacija

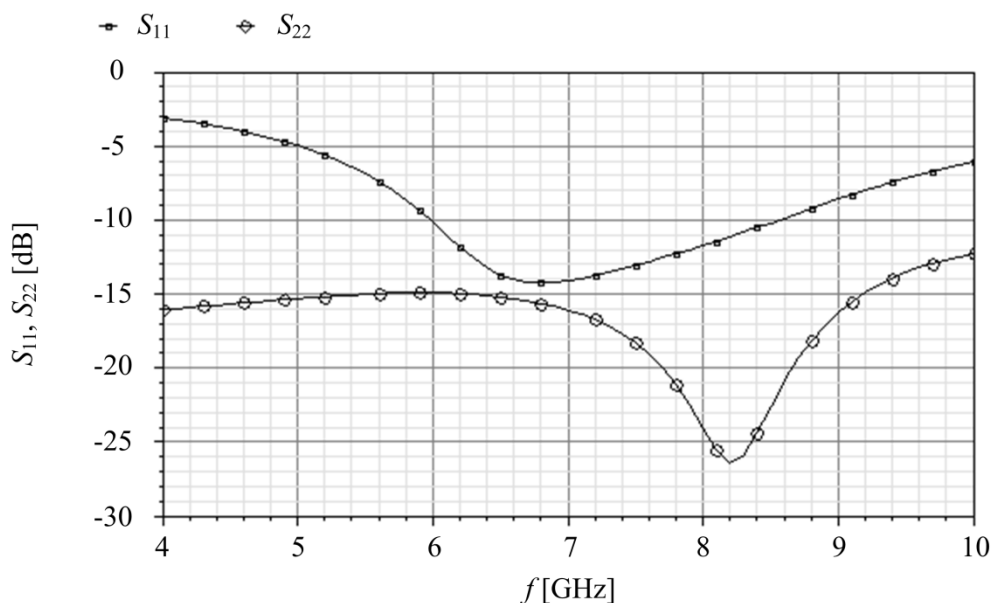
Prikazano kolo je projektovano u 1P6M (1 sloj polisilicijuma i 6 metalnih slojeva) 0,18 μm UMC (*mixed-mode/RF*) CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg 6–8,5 GHz. Napon napajanja tehnologije iznosi 1,8 V, dok je vrednost granične učestanosti tranzistora 10 GHz. Kao što je već istaknuto na početku ovog poglavlja, ova tehnologija je korišćena za sve dizajne u ovom poglavlju.

Tokom simulacija NŠP je optimizovan, odnosno vrednosti komponenti su odabrane tako da konačno kolo zadovolji uslov prilagođenja ulazne impedanse, ima veliku vrednost pojačanja sa malim varijacijama vrednosti u opsegu od interesa i malu potrošnju, a da pri tome vrednosti ostalih parametara budu prihvatljive. Rezultati simulacija, parametri S_{11} i S_{22} , S_{21} , NF i NF_{min} prikazani su na slikama 5.2–5.4, respektivno.

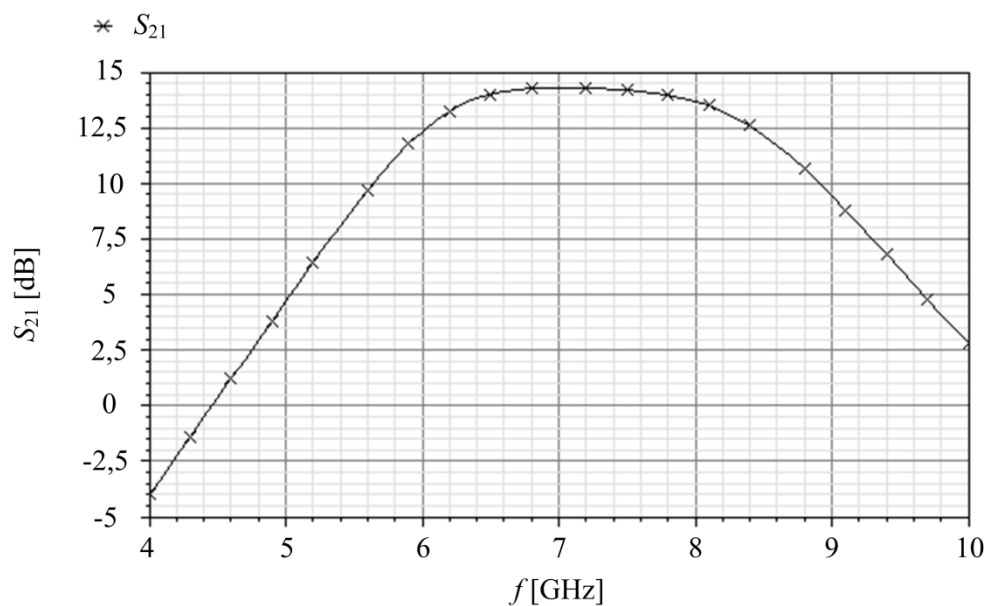
Zavisnosti koeficijenata refleksije signala na ulazu (S_{11}) i izlazu (S_{22}) kola od frekvencije prikazani su na slici 5.2. U opsegu od interesa parametar S_{11} je manji od -10 dB, čime je zadovoljen uslov prilagođenja ulazne impedanse. Takođe, vrednost parametra S_{22} je ispod $-14,9$ dB na svim frekvencijama za koje je dato kolo simulirano. Ovo je postignuto dodavanjem bafera na izlaz NŠP topologije.

Takođe, postignuta je odlična izolacija ulaza od izlaza kola, opisana parametrom S_{12} . Za ceo simulirani opseg S_{12} ima vrednost manju od $-60,97$ dB.

Na slici 5.3 prikazana je frekvencijska zavisnost naponskog pojačanja, opisana parametrom S_{21} . Maksimalnu vrednost od 14,3 dB S_{21} ima na frekvenciji 7 GHz, dok na frekvencijama 6 GHz i 8,5 GHz ima vrednosti 12,35 dB i 12,19 dB, respektivno. Sledi da u opsegu od interesa, promena vrednosti S_{21} iznosi 2,11 dB. Dimenzije pojačavačkih tranzistora odabrane su tako da NŠP ima veliko pojačanje, a da se pri tome potrošnja ne poveća znatno. Pri naponu napajanja od 1,8 V, potrošnja struje pojačavača iznosi 2,92 mA, dok potrošnja ostalih delova kola iznosi 5,64 mA i to 2,52 mA za izlazni bafer i 3,12 mA za polarizaciona kola.

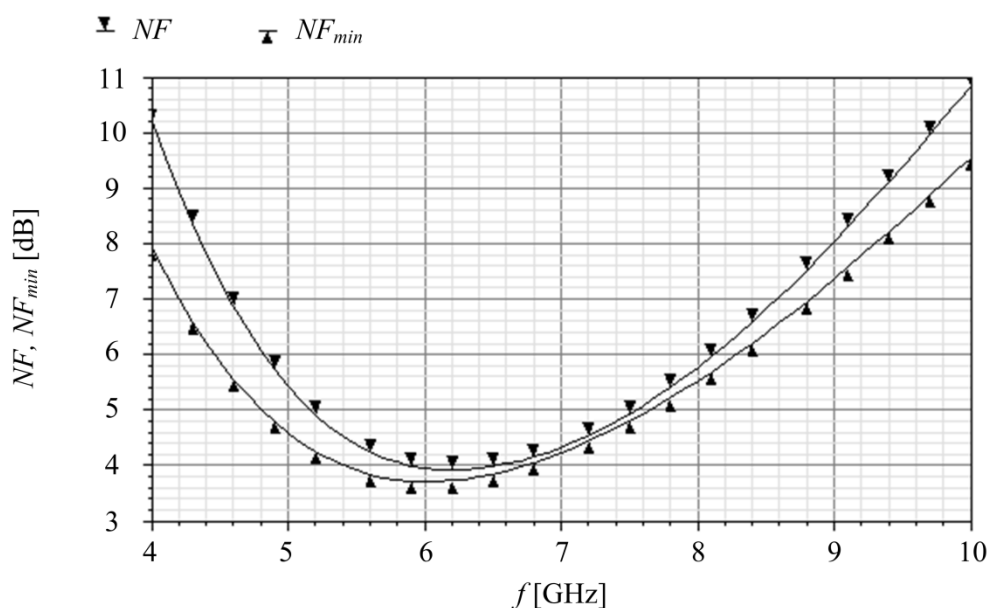


Slika 5.2 Zavisnosti koeficijenta refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) kaskodnog UWB NŠP od frekvencije dobijene simulatorom Spectre



Slika 5.3 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) kaskodnog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

Najmanja vrednost parametra šuma iznosi 3,92 dB na frekvenciji 6,2 GHz sa promenama vrednosti do 2,89 dB u frekvencijskom opsegu od 6 do 8,5 GHz (3,95 dB na 6 GHz i 6,81 dB na 8,5 GHz). Sa slike 5.4 može se uočiti da su ove vrednosti NF bliske vrednostima NF_{min} , koje za dati opseg iznose 3,71 dB na 6 GHz i 6,38 dB na 8,5 GHz.



Slika 5.4 Zavisnost parametra šuma (NF) kaskodnog UWB NŠP od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

Minimalne vrednosti parametara stabilnosti za ceo frekvencijski opseg u kom su simulirani (4–10 GHz) iznose $K_f = 118,37$ i $B_{1f} = 1$, čime su zadovoljeni uslovi za bezuslovnu stabilnost NŠP kola.

5.2 Dvostepeni UWB NŠP sa povratnom spregom

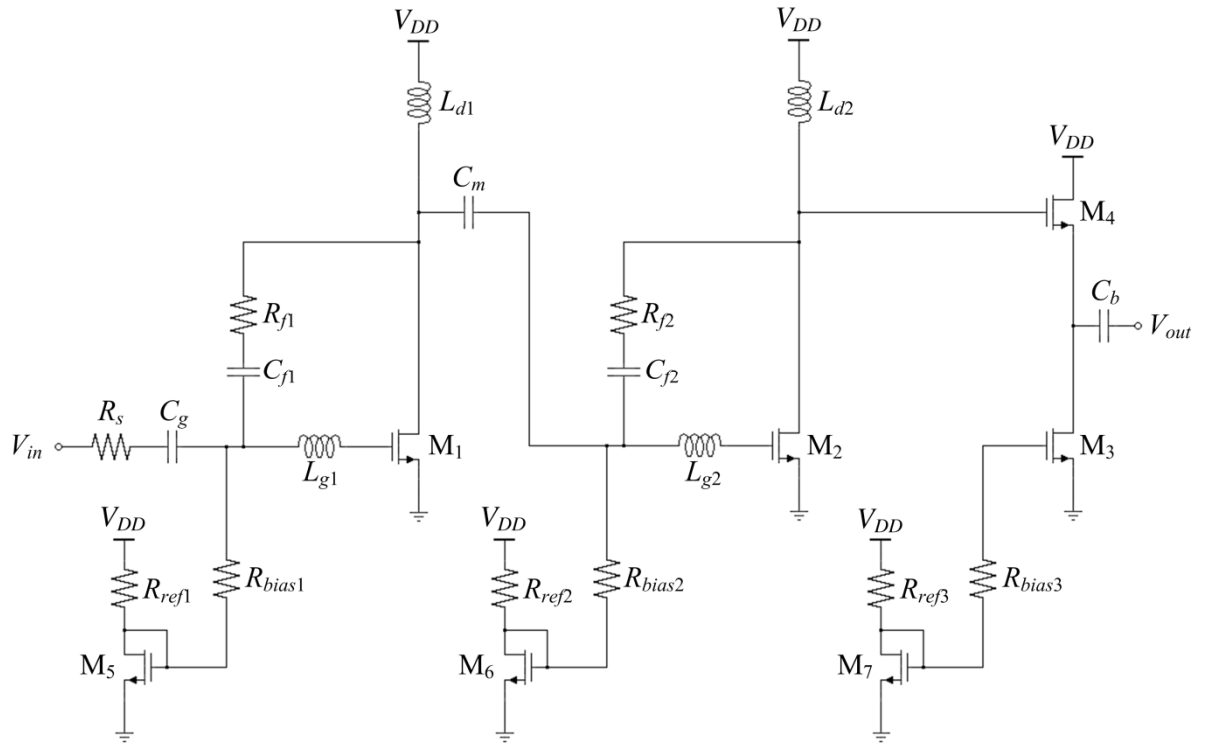
5.2.1 Analiza i dizajn UWB NŠP

U ovom poglavlju je predložena topologija NŠP u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji. Kolo se sastoji od dva pojačavačka stepena i izlaznog bafera, pojačavača sa zajedničkim drejnom (tranzistori M_3 i M_4). Širokopojasno prilagođenje ulazne impedanse je postignuto korišćenjem pojačavača sa povratnom spregom u oba stepena. Prednosti ove metode opisane su u poglavlju 3.2.1. Kompletna šema NŠP kola zajedno sa kolom za polarizaciju prikazana je na slici 5.5, a rezultati su predstavljeni u radu [76].

Prvi stepen pojačavača, kao što je rečeno, može se posmatrati kao osnovna konfiguracija pojačavača sa zajedničkim sorsom sa paralelnom vezom otpornika R_{f1} u povratnoj petlji. Pri impedansi opterećenja jednakoj $Z_d = j\omega L_{d1}$, ulazna impedansa je data izrazom

$$Z_{in} = \frac{R_{f1} + Z_d}{1 + g_{m1}Z_d}, \quad (5.1)$$

gde je g_{m1} transkonduktansa tranzistora M_1 .



Slika 5.5 Dvostepeni UWB NŠP sa povratnom spregom

Iz izraza (5.1) sledi da povećanje vrednosti otpornika R_{f1} dovodi do povećanja vrednosti Z_{in} . Stoga, kako bi se postiglo željeno prilagođenje ulazne impedanse na 50Ω , neophodno je da vrednost otpornika u povratnoj sprezi bude nekoliko stotina oma. Da bi se dobio dodatni stepen slobode prilikom projektovanja, ulazni stepen je proširen dodavanjem induktora L_{g1} u kolo gejta ulaznog tranzistora M_1 .

Primenom Milerove teoreme [68] otpornost otpornika R_{f1} u ulaznom čvoru jednaka je

$$R_{feq} = \frac{R_{f1}}{(1 - A_v)}, \quad (5.2)$$

gde je A_v naponsko pojačanje prvog stepena NŠP sa otvorenom povratnom petljom. Nakon uvođenja ovog izraza, Q-faktor ulaznog kola NŠP dat je izrazom

$$Q = \frac{\omega_0 L_{g1}}{R_{feqs}}, \quad (5.3)$$

pri čemu je $R_{feqs} = \frac{R_{feq}}{(Q_p^2 + 1)}$, a $Q_p = R_{feq} \omega_0 C_{gs1}$.

Smanjenjem vrednosti induktora L_{g1} , iz izraza (5.3) sledi da će i vrednost Q-faktora biti manja, a time propusni opseg NŠP proširen.

Za istovremeno postizanje i dobrog prilagođenja ulazne impedanse i male vrednosti šuma u opsegu od interesa, neophodno je odabrati odgovarajuće vrednosti induktora L_{g1} , otpornika R_{f1} , kao i dimenzije tranzistora M_1 , tj. vrednosti C_{gs1} i g_{m1} .

Naponsko pojačanje pojačavača sa otpornikom u povratnoj petlji dato je izrazom

$$A_v \approx -\frac{g_{m1}R_{f1}Z_d}{R_{f1} + g_{m1}R_sZ_d} = -\frac{1}{\frac{1}{g_{m1}Z_d} + \frac{R_s}{R_{f1}}} \quad (5.4)$$

Kako naponsko pojačanje direktno zavisi od transkonduktanske pojačavačkog tranzistora, pojačavač sa povratnom spregom zahteva struju velike jačine da bi se postiglo veliko pojačanje, odnosno povećava se njegova potrošnja. Takođe, kako se vidi iz izraza (5.4) povećanje vrednosti otpornika R_{f1} dovodi do povećanja vrednosti pojačanja.

Kao što je rečeno prilikom analize prethodne NŠP topologije, upotreba otpornika kao potrošača pojačavačkih stepeni NŠP ograničila bi njegove performanse na visokim frekvencijama. U prikazanoj topologiji korišćeni su induktori L_{d1} i L_{d2} za prvi i drugi pojačavački stepen, respektivno. Odabirom njihovih vrednosti određena je vrednost pojačanja prvog, odnosno drugog stepena, varijacija vrednosti pojačanja, kao i širina propusnog opsega.

Drugi stepen NŠP je realizovan kao pojačavač sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom. Induktor L_{g2} omogućava poboljšanje vrednosti pojačanja i parametra šuma NŠP na visokim frekvencijama.

Kondenzator C_m je sprežni kondenzator za dva pojačavačka stepena, dok kondenzatori C_g i C_b predstavljaju ulazni i izlazni blok kondenzator, respektivno. Vrednost blok kondenzatora je 16 pF i oni se dodaju eksterno prilikom karakterizacije kola. Otpornikom R_s je data izlazna otpornost izvora (vrednosti 50 Ω). Informacije oko dimenzija ostalih komponenti u predloženom NŠP date su u prilogu u tabelama A.5a i A.5b.

Za polarizaciju prvog i drugog pojačavačkog stepena, kao i prilagodnog kola na izlazu NŠP, korišćeno je kolo iste topologije. Analiza ovih kola data je u poglavlju 4.

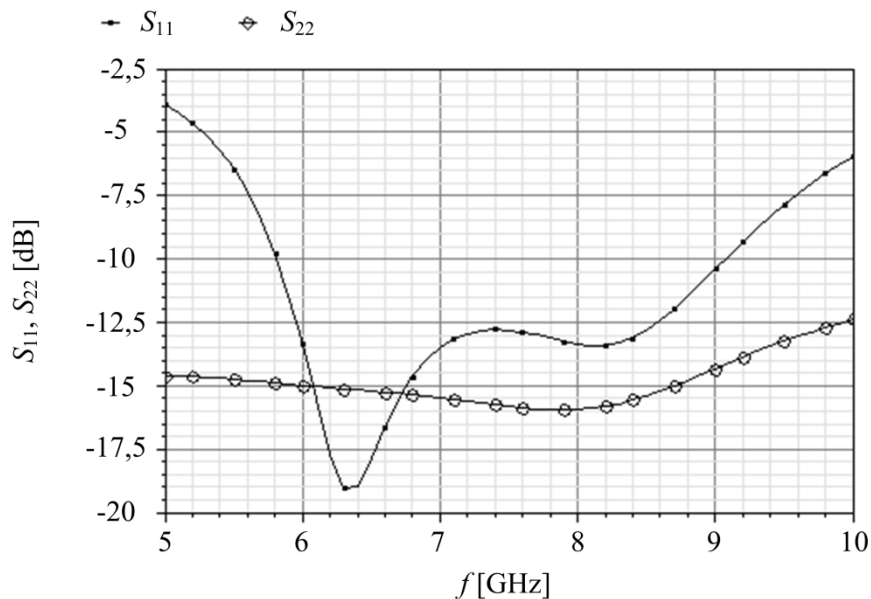
5.2.2 Rezultati simulacija

Da bi se simuliralo predloženo rešenje, NŠP je projektovan u odabranoj 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg od 6 do 9 GHz. Parametri komponenti i dimenzije tranzistora su optimizovane sa ciljem ostvarenja odgovarajućeg 50 Ω prilagođenja ulazne impedanse i velike vrednosti pojačanja sa malim varijacijama njegove vrednosti. Pri tome potrošnja NŠP treba da je mala, kao i NF , a svi ostali parametri da ispune zahteve postavljene na dizajn UWB NŠP. Rezultati dobijeni simulacijama (S_{11} i S_{22} , S_{21} , NF i NF_{min}) prikazani su na slikama 5.6–5.8.

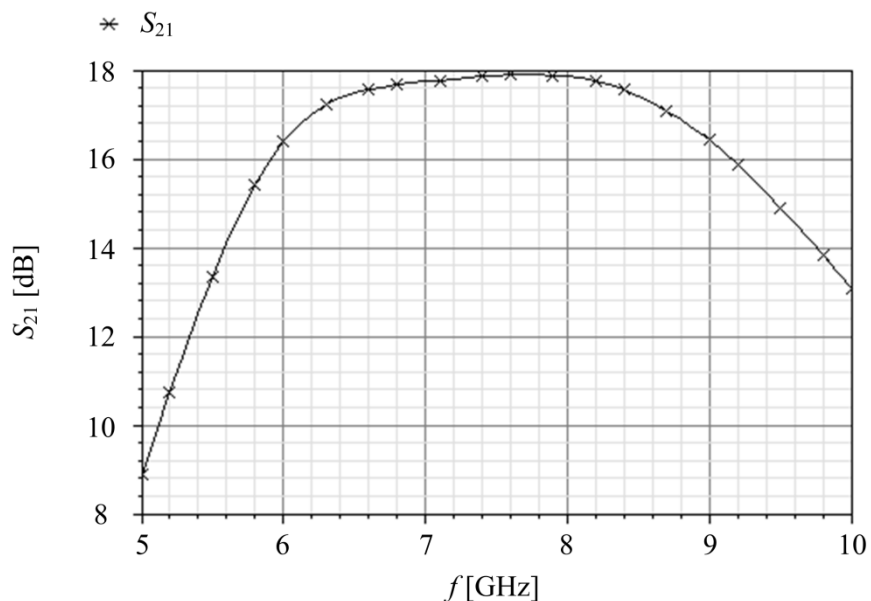
Parametar S_{11} , prikazan na slici 5.6, je manji od -10 dB u celom frekvencijskom opsegu od interesa, sa vrednostima $-13,36$ dB na 6 GHz i $-10,41$ dB na 9 GHz. Ovim je potvrđena efikasnost predložene metode. Smanjenje vrednosti otpornika R_{f1} dovodi do smanjenja vrednosti parametra S_{11} i proširenja propusnog opsega, dok sa povećanjem induktivnosti L_{g1} karakteristika S_{11} se sužava. Sa druge strane, smanjenje vrednosti induktora L_{d1} minimalna vrednost S_{11} se pomera na više frekvencije i njegova vrednost se povećava. Stoga, prilikom simulacija potrebno je postići kompromis između željene vrednosti S_{11} i širine propusnog opsega. Koeficijent refleksije signala na izlazu kola, S_{22} , je manji od $-14,33$ dB, a

parametar S_{12} , kojim je opisana izolacija ulaza od izlaza kola, je ispod $-55,45$ dB za ceo simulirani opseg.

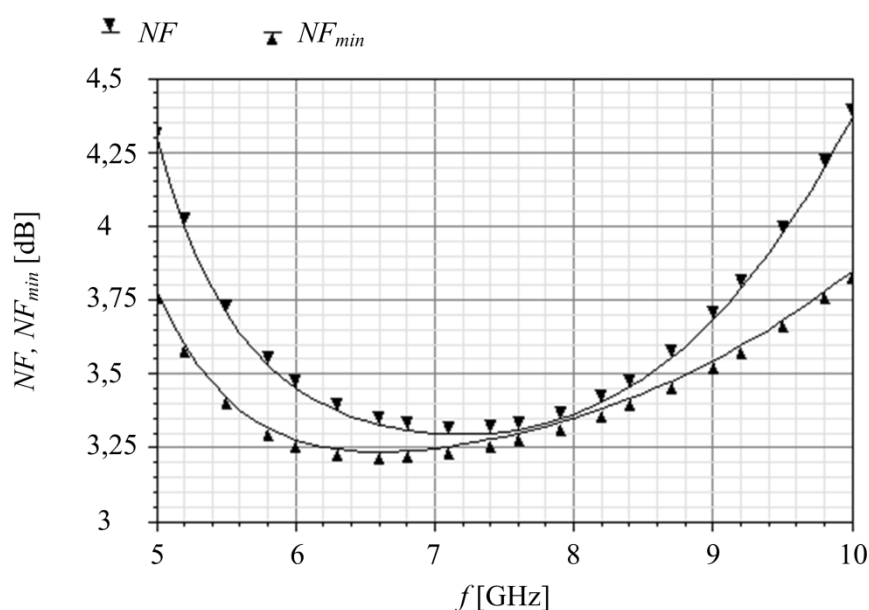
Sa slike 5.7 se vidi da parametar S_{21} maksimalnu vrednost od 17,89 dB dostiže na frekvenciji 7,7 GHz. Na 6 GHz ova vrednost je 16,38 dB, a na 9 GHz iznosi 16,42 dB. Varijacije vrednosti S_{21} u ovom opsegu su do 1,51 dB, dok -3 dB propusni opseg pokriva frekvencije od 5,72 GHz do 9,5 GHz. Vrednost pojačanja NŠP određena je odabirom



Slika 5.6 Zavisnosti koeficijenata refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) dvostepenog UWB NŠP sa povratnom spregom od frekvencije dobijene simulatorom Spectre



Slika 5.7 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) dvostepenog UWB NŠP sa povratnom spregom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre



Slika 5.8 Zavisnost parametra šuma (NF) dvostepenog UWB NŠP sa povratnom spregom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

vrednosti za širine kanala pojačavačkih tranzistora M_1 i M_2 , dok povećanjem vrednosti otpornika R_{f1} i R_{f2} postoji mogućnost za njegovo poboljšanje tj. povećanje njegove vrednosti. Dimenzije tranzistora su izabrane tako da NŠP ima veliko pojačanje, a da pri tome ukupna potrošnja kola bude prihvatljiva. Pri naponu napajanja od 1,8 V, potrošnja struje pojačavača iznosi 6,5 mA, izlaznog bafera 2,84 mA i polarizacionih kola 3,98 mA.

Na slici 5.8 prikazana je frekvencijska zavisnost parametra šuma. U simuliranom opsegu od interesa varijacije NF su male, do 0,39 dB, sa NF vrednostima 3,45 dB na 6 GHz i 3,68 dB na 9 GHz, dok minimalna vrednost NF iznosi 3,29 dB na frekvenciji 7,2 GHz. Dobijene vrednosti su bliske vrednostima NF_{min} , koje iznose 3,28 dB na 6 GHz i 3,54 dB na 9 GHz.

Za ceo simulirani opseg vrednosti parametara stabilnosti K_f i B_{1f} iznose 37,24 i 0,98, respektivno, čime su zadovoljeni uslovi za bezuslovnu stabilnost NŠP kola.

5.3 UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem

5.3.1 Analiza i dizajn UWB NŠP

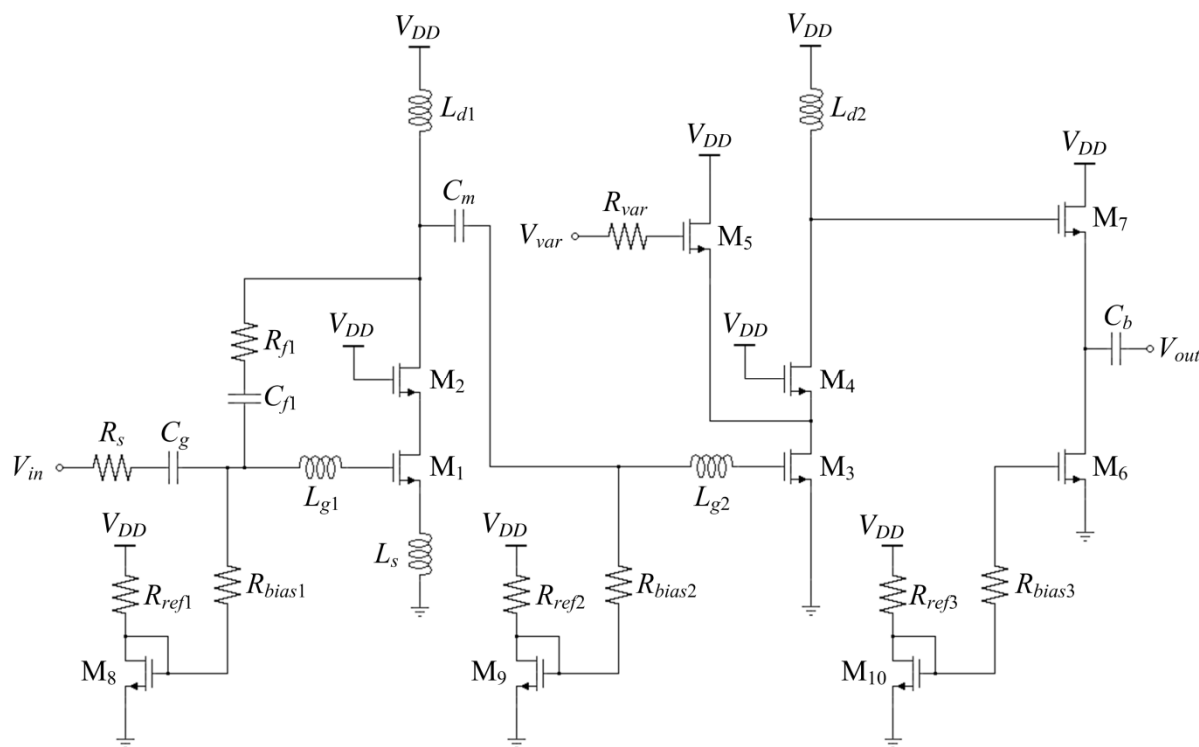
Treća topologija UWB NŠP predložena u ovom poglavlju projektovana u 0,18 μm UMS CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg 6–10 GHz prikazana je na slici 5.9. Sastoji se od dva pojačavačka stepena i izlaznog bafera. Drugi stepen je proširen dodatnim kolom, kako bi se omogućila podešljivost pojačanja NŠP u zavisnosti od njegove aplikacije. Na ovaj način pojačavač ima dva moda rada, mod velikog i mod malog pojačanja, u zavisnosti od napona dovedenog na priključak V_{var} . NŠP ove konfiguracije predstavljen je u radu [77].

Širokopojasno prilagođenje ulazne impedanse realizovano je proširenjem prvog pojačavačkog stepena, koji čine tranzistori M_1 i M_2 vezani u kaskodi, induktorima L_s i L_{g1} i rednom vezom otpornika R_f i kondenzatora C_f , kao delova povratne sprege. Ova tehnika je detaljno opisana i analizirana u poglavlju 4.1, pri čemu je i simulacijama potvrđena njena efikasnost. Kao što je ranije istaknuto, na ovaj način postiže se odgovarajuće prilagođenje ulazne impedanse i određuje širina propusnog opsega.

Kaskodna veza tranzistora M_1 i M_2 , kao i tranzistora M_3 i M_4 , obezbeđuje dobru izolaciju ulaza od izlaza NŠP. Dodatno, na ovaj način ulazna kapacitivnost tranzistora M_1 i M_3 je smanjena i na taj način omogućeno povećanje vrednosti pojačanja i proširenje propusnog opsega.

Dimenzije tranzistora M_1 odabrane su tako da ispune uslov prilagođenja ulazne impedanse i omoguće veliku vrednost pojačanja, dok se drugim pojačavačkim stepenom dodatno povećava njegova vrednost. Dodavanjem tranzistora M_5 u kaskodnu vezu tranzistora M_3 i M_4 omogućeno je variranje vrednosti pojačanja pomoću tehnike *current steering*. Kada se na gejst tranzistora M_5 dovede napon $V_{var} = 0$ V, pojačavač je u stanju velikog pojačanja. Povećanjem vrednosti napona V_{var} , transkonduktansa tranzistora M_4 se smanji kao posledica manje DC struje koja protiče kroz tu granu kola, što dovodi do manje vrednosti ukupnog pojačanja NŠP, tj. moda malog pojačanja.

Kod oba stepena korišćeni su induktori L_{d1} i L_{d2} kao potrošači. Prednosti koje oni nude u odnosu na otpornike, istaknute su prilikom opisa prethodne UWB NŠP topologije. Odabirom odgovarajućih vrednosti određena je vrednost pojačanja oba stepena, varijacija vrednosti pojačanja, kao i širina propusnog opsega.



Slika 5.9 UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem

Kondenzator C_m je sprežni kondenzator za dva pojačavačka stepena, dok kondenzatori C_g i C_b predstavljaju ulazni i izlazni blok kondenzator, respektivno, vrednosti 16 pF. Blok kondenzatori se dodaju eksterno i nisu deo predloženog kola. Otpornikom R_s je data izlazna otpornost izvora (vrednosti 50 Ω). Informacije oko dimenzija ostalih komponenti u predloženom NŠP date su u prilogu u tabelama A.6a, A.6b i A.6c.

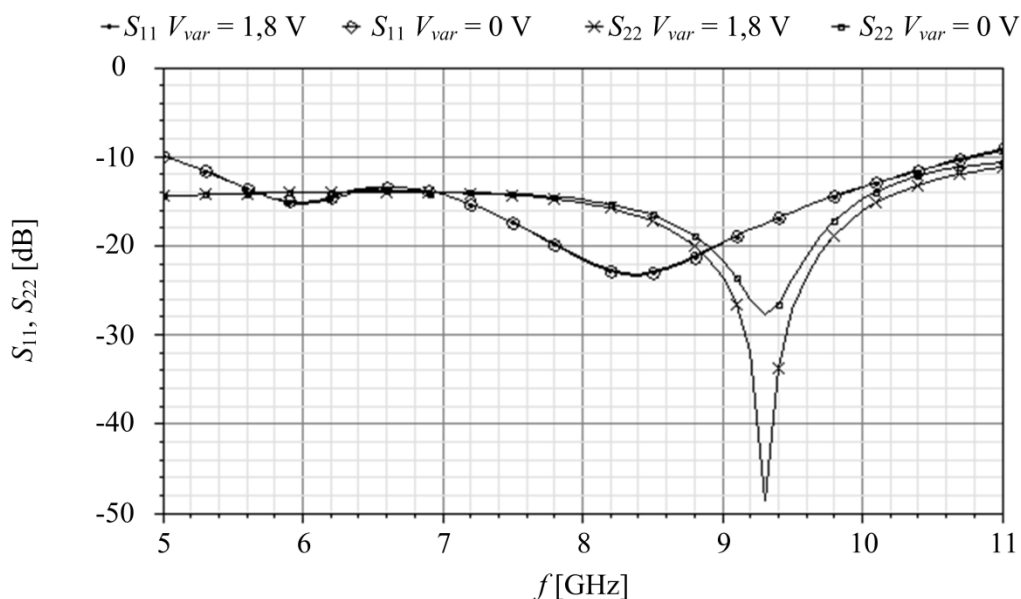
Izlazni stepen, koji čini pojačavač sa zajedničkim drejnom (tranzistori M_6 i M_7), kao i polarizaciona kola su detaljno analizirana u poglavlju 4.

5.3.2 Rezultati simulacija

Kao što je rečeno, prikazano NŠP kolo je projektovano u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg 6–10 GHz. Optimizacija parametara kola je izvršena kako bi se postiglo dobro prilagođenje ulazne impedanse, velika konstantna vrednost pojačanja u celom opsegu, mala potrošnja i ispunio zahtev za sve ostale parametre. Rezultati dobijeni simulacijama prikazani su na slikama 5.10–5.12 i to S_{11} i S_{22} , S_{21} , NF i NF_{min} , respektivno.

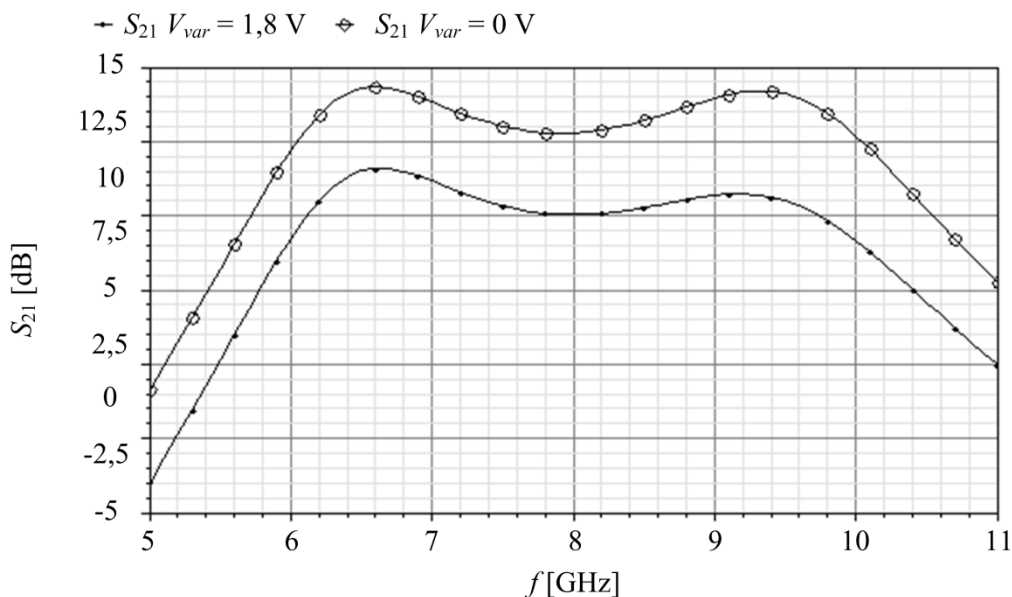
Za svaki parametar simulirana su dva moda rada, mod malog pojačanja, kada je na priključak V_{var} doveden napon 1,8 V i mod velikog pojačanja kada je $V_{var} = 0$ V.

Koeficijent refleksije na ulazu kola je manji od -13 dB u opsegu od interesa. U stanju velikog pojačanja maksimalna vrednost S_{11} je $-13,37$ dB, dok u stanju niskog pojačanja ova vrednost iznosi $-13,44$ dB. Ovim je još jednom potvrđena predložena metoda za širokopolasno prilagođenje ulazne impedanse. Vrednost parametra S_{22} je ispod $-13,97$ dB u modu velikog pojačanja i ispod $-14,03$ dB u modu malog pojačanja NŠP za ceo frekvencijski opseg od 6 do 10 GHz. Parametar S_{12} , kojim je opisana izolacija ulaza od izlaza kola, ima vrednosti manju od $-72,68$ dB i $-75,48$ dB, za stanje velikog i malog pojačanja NŠP, respektivno.

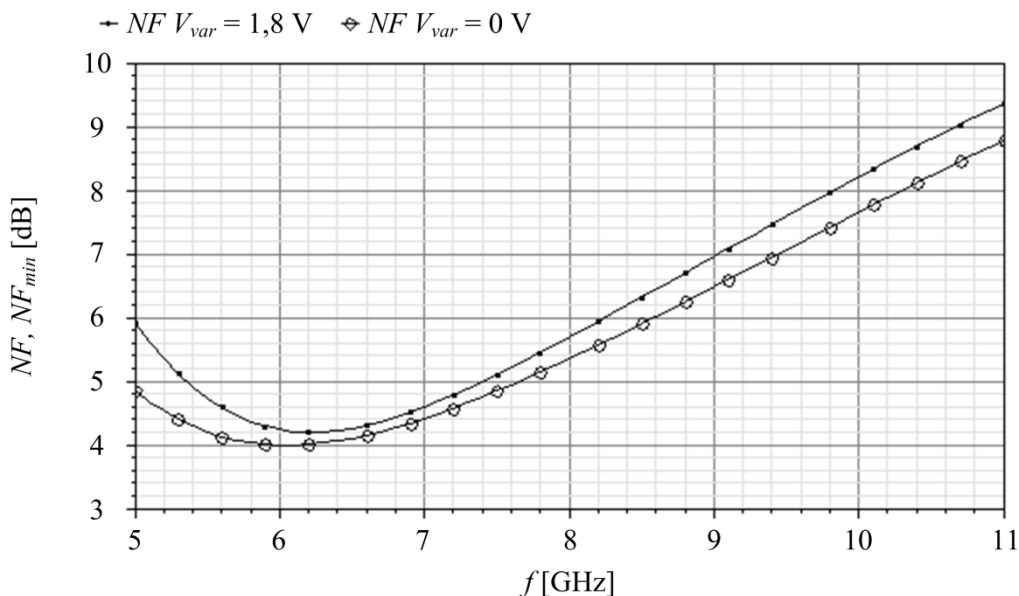


Slika 5.10 Zavisnosti koeficijenta refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem od frekvencije dobijene simulatorom Spectre

Kako se može videti sa slike 5.11 najveća vrednost parametra S_{21} iznosi 16,82 dB. Povećanjem napona V_{var} vrednost pojačanja opada do maksimalne vrednosti 14,09 dB. Odnosno, korišćenjem *current steering* tehnike vrednost pojačanja NŠP se može menjati do 2,73 dB, a da pri tome uslovi za prilagođenje ulazne i izlazne impedanse ostanu ispunjeni. U frekencijskom opsegu od interesa, 6–10 GHz, vrednost parametra S_{21} varira od 2,11 dB do 2,42 dB. Prilikom projektovanja vodilo se računa da se postigne što veća vrednost pojačanja, ali da ukupna potrošnja NŠP bude prihvatljiva. Za napon napajanja 1,8 V, potrošnja struje



Slika 5.11 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem od frekvencije dobijena simulatorom Spectre



Slika 5.12 Zavisnost parametra šuma (NF) UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

pojačavača je 6,92 mA u stanju velikog pojačanja i 7 mA za stanje malog pojačanja. Potrošnja struje izlaznog bafera je 3,3 mA, a polarizacionih kola 3,82 mA. Stanje malog pojačanja iziskuje veću potrošnju, ali bolje S_{11} i S_{22} , u odnosu na stanje velikog pojačanja.

Ukupna vrednost NF će se povećati u stanju malog pojačanja usled smanjenja vrednosti transkonduktanse tranzistora M_4 , odnosno pojačanja drugog stepena NŠP [30]. Minimalna vrednost NF iznosi 3,99 dB u modu velikog pojačanja, dok je u modu malog pojačanja ova vrednost jednaka 4,19 dB. U opsegu od interesa vrednost NF varira do 4,01 dB u stanju malog pojačanja i do 3,66 dB u stanju velikog pojačanja. Dobijene vrednosti NF su bliske vrednostima NF_{min} , pri čemu najveće odstupanje od ovih vrednosti u stanju velikog pojačanja iznosi 0,48 dB i 0,43 dB u stanju malog pojačanja.

Faktori stabilnosti imaju vrednosti $K_f = 345,47$ i $B_{1f} = 0,97$, čime je ispunjen uslov bezuslovne stabilnosti za NŠP.

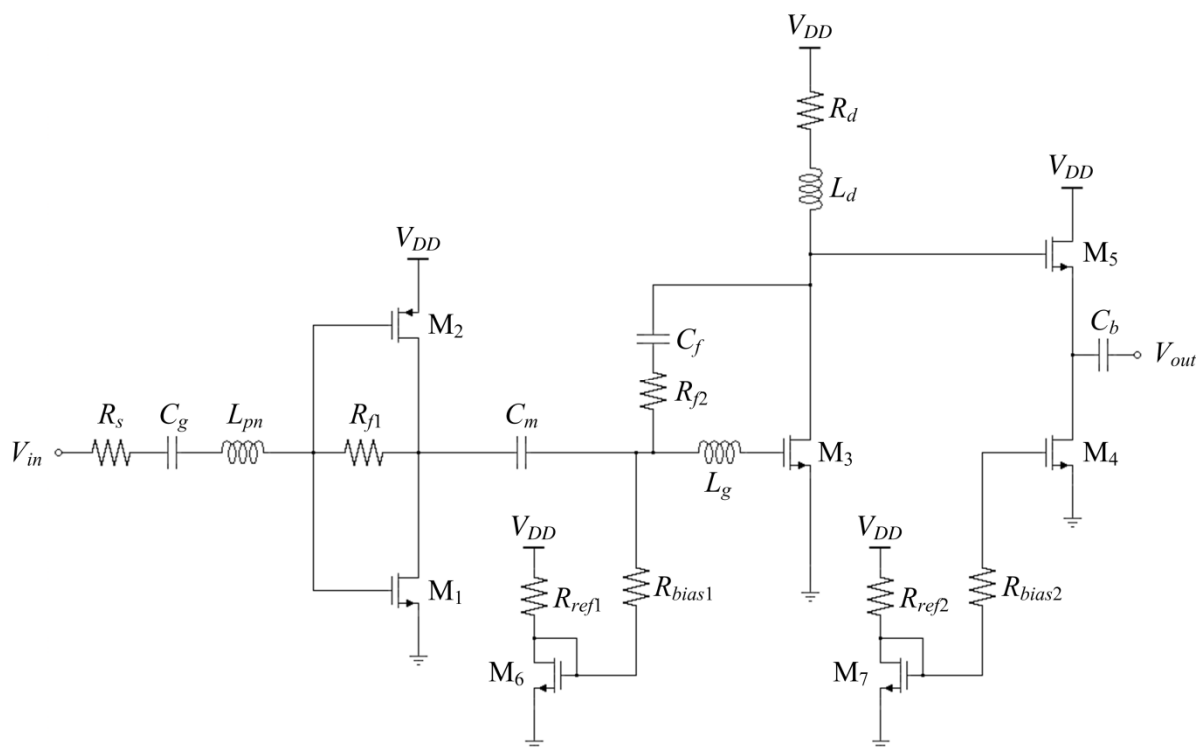
5.4 UWB NŠP invertorske strukture

5.4.1 Analiza i dizajn UWB NŠP

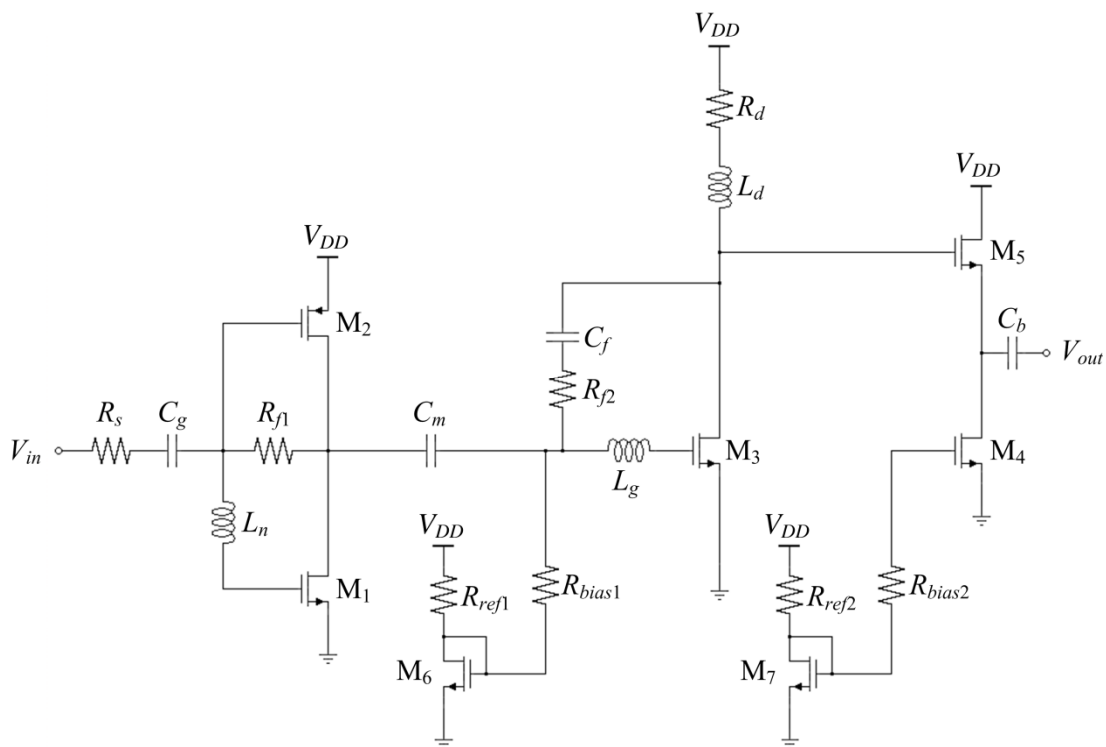
Poslednja predložena topologija UWB NŠP realizovana u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji, koja je analizirana u ovom poglavlju, ima prvi pojačavački stepen invertorske strukture sa povratnom spregom, odnosno koristi tehniku višestrukog iskorišćenja struje sa povratnom spregom (eng. *resistive feedback current reuse configuration*). Kako bi se pokrio ceo UWB propusni opseg, 3,1–10,6 GHz, za koji je dati NŠP projektovan, prvi stepen je dodatno proširen induktorom, koji je u kolo priključen na dva načina. U prvom slučaju induktor se nalazi u ulaznom čvoru NŠP, dok se u drugom on dodaje u kolo gejta NMOS tranzistora invertorske strukture. Prednosti i mane koje svaka od ovih topologija pokazuje analizirane su u nastavku, njihove električne šeme prikazane su na slikama 5.13 i 5.14, a predstavljene u radu [78]. Obe topologije su dvostepene sa pojačavačem sa zajedničkim drejnom na izlazu (tranzistori M_4 i M_5), koji ima funkciju izlaznog bafera i omogućuje prilagođenje izlazne impedanse.

Kako bi se omogućila što kompaktnija realizacija UWB NŠP, kao potrošač kod pojačavača sa zajedničkim sorsom i povratnom petljom, umesto otpornika može se koristiti PMOS tranzistor. Na ovaj način ukupna transkonduktansa je povećana sa g_{mN} na $g_{mN} + g_{mP}$, gde g_{mN} i g_{mP} predstavljaju transkonduktanse tranzistora M_1 i M_2 , respektivno. Na ovaj način postiže se povećanje vrednosti pojačanja pri istoj potrošnji, kako oba tranzistora koriste istu DC struju. Takođe, bez otpornika u opterećenju, oba tranzistora će preći u režim saturacije pri nižoj vrednosti napona napajanja.

Širina propusnog opsega osnovne invertorske strukture sa povratnom spregom sa otpornikom, dominantno je određena vremenskom konstantom, RC , u ulaznom/izlaznom čvoru [79]. Stoga, vrednost širine radnog opsega je ograničena vrednostima parazitnih kapacitivnosti CMOS tranzistora. Kako bi se proširio -3 dB opseg dodaje se induktor L_{pn} u ulazni čvor invertorske strukture [80]. Ukoliko se induktor nalazi u kolu gejta oba, NMOS i



Slika 5.13 UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_{pn} u ulaznom čvoru

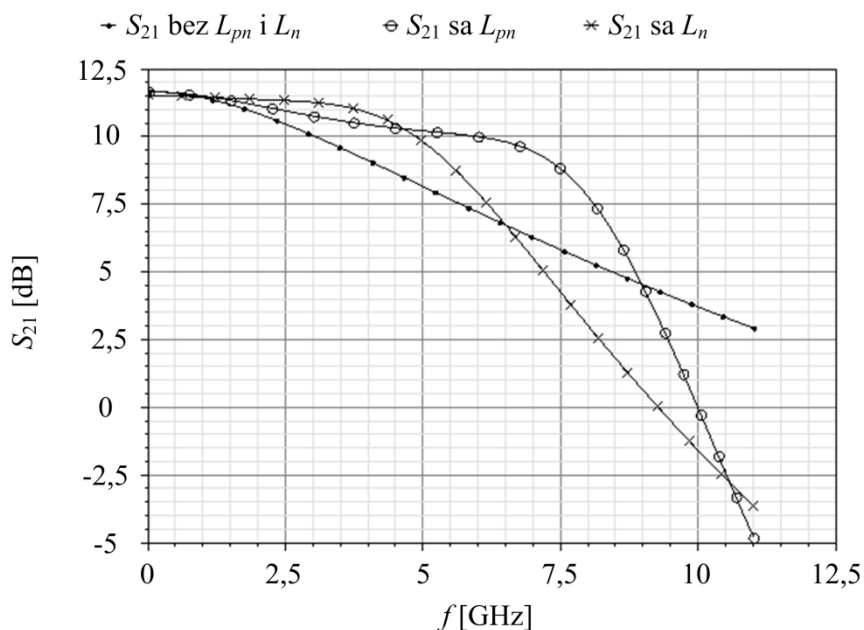


Slika 5.14 UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_n u kolu gejtja NMOS tranzistora

PMOS, tranzistora invertorskog stepena, neophodno je da se kompenzuju ulazne kapacitivnosti između gejta i sorsa (C_{gsN} i C_{gsP}) oba tranzistora. Kada se induktor L_n veže asimetrično, odnosno na gejt NMOS tranzistora, kapacitivna opterećenja od NMOS i PMOS tranzistora su razdvojena i -3 dB propusni opseg se može proširiti na više frekvencije [44]. Frekvencijska zavisnost pojačanja NŠP invertorske strukture dobijena simulacijom prikazana je na slici 5.15. U poređenju sa osnovnom invertorskom strukturom i strukturom proširenom induktorom L_{pn} , topologija koja ima induktor u kolu gejta NMOS tranzistora pokriva veći frekvencijski opseg. Pri tome potrošnja NŠP ostaje ista (u sva tri slučaja su naponi polarizacije tranzistora isti kao i dimenzije komponenti). Otpornik, R_{f1} , priključen na gejt i drejn NMOS i PMOS tranzistora ima ulogu u proširenju propusnog opsega i stabilizaciju pojačanja invertorskog stepena.

Drugi pojačavački stepen kod oba prikazana NŠP dizajna čini pojačavač sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom. Dodavanjem induktora L_g u kolo gejta tranzistora M_3 omogućava se poboljšanje pojačanja i parametra šuma na visokim frekvencijama. Serijskom vezom induktora L_d i otpornika R_d (eng. *inductive shunt-peaking*), tehnika opisana u poglavlju 3.2, utiče se na proširenje frekvencijskog opsega i što konstantniju vrednost pojačanja u frekvencijskoj oblasti od interesa. Kondenzator C_m je sprežni kondenzator za dva pojačavačka stepena.

Kondenzatori C_g i C_b su ulazni i izlazni blok kondenzator, respektivno, i dodaju se eksterno prilikom karakterizacije kola. Njihova vrednost je 15 pF. Otpornik R_s predstavlja izlaznu otpornost izvora vrednosti 50 Ω . Informacije oko dimenzija ostalih komponenti u predloženim kolima date su u prilogu u tabelama A.7a i A.7b za NŠP sa induktorom u ulaznom čvoru i u A.8a i A.8b za NŠP sa induktorom u kolu gejta NMOS tranzistora.



Slika 5.15 Zavisnost pojačanja prvog pojačavačkog stepena UWB NŠP invertorske strukture od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

Za polarizaciju prvog i drugog pojačavačkog stepena, kao i prilagodnog kola na izlazu NŠP, korišćeno je kolo iste topologije kao i u prethodnim poglavljima. Detaljna analiza je data u poglavlju 4.

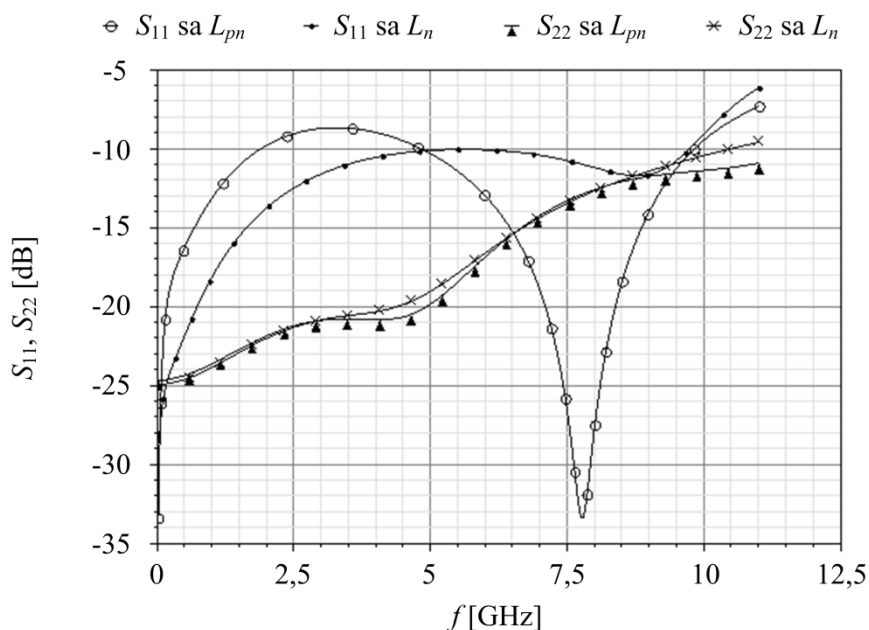
5.4.2 Rezultati simulacija

Predložena kola su projektovana u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg od 3,1 do 10,6 GHz. Rezultati simulacija, parametri S_{11} , S_{22} , S_{21} , NF i NF_{min} prikazani su na slikama 5.16–5.18.

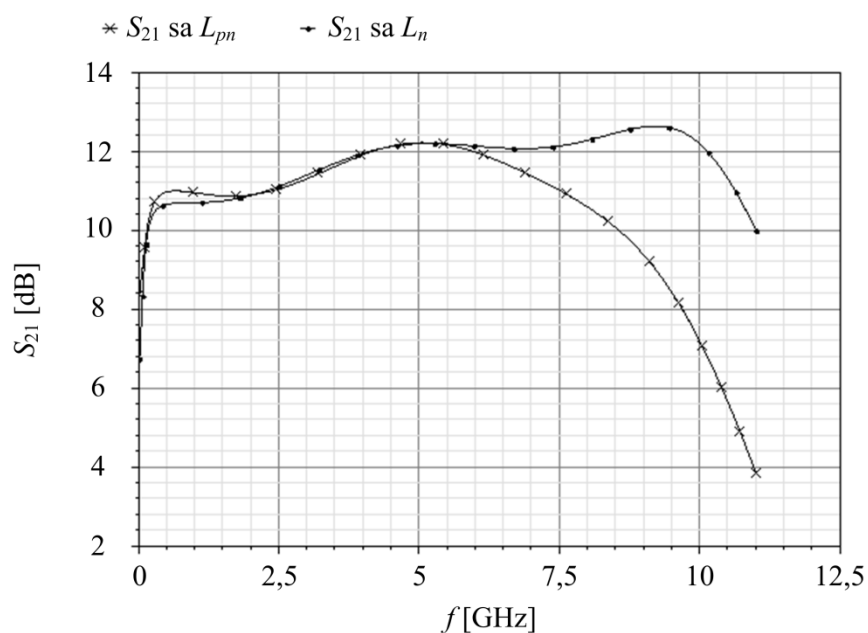
Prilikom simulacija težilo se postizanju velikog pojačanja sa malim varijacijama njegove vrednosti u opsegu od interesa i maloj potrošnji. Naravno uslov prilagođenja ulazne impedanse kao i uslovi postavljeni na ostale parametre NŠP su morali biti zadovoljeni.

Parametar S_{11} , koeficijent refleksije signala na ulazu kola, za NŠP koji ima induktor priključen na ulazni čvor kola je ispod -8 dB u opsegu od interesa, 3,1–10,6 GHz, i manji od -10 dB od 4,8 do 9,8 GHz. Ukoliko se induktor premesti u kolo gejta NMOS tranzistora invertorske strukture dobijaju se vrednosti S_{11} manje od -10 dB od DC do 9,71 GHz i ispod -7 dB od DC do 10,6 GHz. Sa slike 5.16 se vidi da je u drugom slučaju ostvarena bolja vrednost S_{11} na niskim frekvencijama i širi propusni opseg. Međutim, da bi se ovo postiglo potrebna je veća vrednost induktora L_n (2,41 nH) u odnosu na L_{pn} (1,19 nH).

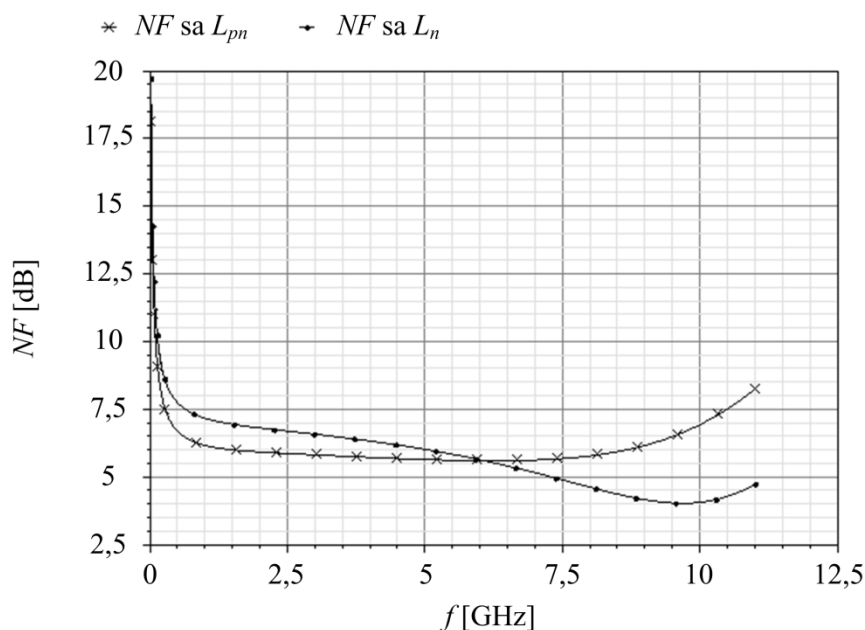
Koeficijent refleksije signala na izlazu kola, S_{22} , kod prvog kola je bolji od $-13,97$ dB u celom simuliranom opsegu, dok drugo kolo ima S_{22} manje od -10 dB za frekvencije ispod 10,46 GHz. Izolacija ulaza od izlaza kola data parametrom S_{12} je manja od $-51,12$ dB za prvu i $-52,25$ dB za drugu topologiju.



Slika 5.16 Zavisnosti koeficijenata refleksije (S_{11} i S_{22} parametar) UWB NŠP sa invertorskom strukturom od frekvencije dobijene simulatorom Spectre



Slika 5.17 Zavisnost pojačanja (S_{21} parametar) UWB NŠP sa invertorskom strukturom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre



Slika 5.18 Zavisnost parametra šuma (NF) UWB NŠP sa invertorskom strukturom od frekvencije dobijena simulatorom Spectre

Širine kanala pojačavačkih tranzistora M_1 i M_2 kod prve NŠP topologije su odabrane tako da se ostvari odgovarajuće prilagođenje ulazne impedanse u širokom frekvijskom opsegu. Takođe, vrednostima $W_{M1} = 65 \mu\text{m}$ i $W_{M2} = 75 \mu\text{m}$ postiže se odgovarajuće pojačanje pri prihvatljivoj potrošnji. Pri naponu napajanja 1,8 V potrošnja struje NŠP iznosi 9,61 mA. Potrošnja struje kola za polarizaciju je 3,6 mA, dok je za izlazni bafer 2,5 mA. Najveća

vrednost S_{21} jednaka je 12,23 dB, dok -3 dB opseg pokriva frekvencije 74 MHz–9 GHz. U opsegu 3,1–7 GHz promena vrednosti S_{21} iznosi 0,86 dB. NŠP ove strukture ne pokriva ceo UWB opseg. Konstantna vrednost pojačanja koja se ovom topologijom postiže čini je dobrim izborom za širokopojasne aplikacije u donjem delu UWB opsega, 3,1–5 GHz.

Kod druge NŠP topologije najveća vrednost S_{21} iznosi 12,64 dB. Pri tome širine kanala tranzistora su manje nego u prvom slučaju i jednake su $W_{M1} = 55 \mu\text{m}$ i $W_{M2} = 55 \mu\text{m}$. -3 dB opseg pokriva frekvencije od 125 MHz do 11,11 GHz, dok promena vrednosti S_{21} od 3,1 do 10,4 GHz je 1,17 dB. Takođe, ovom topologijom se postiže i manja ukupna potrošnja. Za isti napon napajanja, vrednosti 1,8 V, ona iznosi 9,48 mA za pojačavač, 3,6 mA za polarizaciona kola i 2,38 mA za izlazno prilagodno kolo.

Drugom topologijom ostvarena je i manja vrednost šuma. Najmanja vrednost NF za ovu topologiju iznosi 4,04 dB (6,57 dB na 3,1 GHz i 4,38 dB na 10,6 GHz), u odnosu na vrednost 5,62 dB (5,8 dB na 3,1 GHz i 7,6 dB na 10,6 GHz) dobijenu prvom topologijom.

Obe topologije NŠP zadovoljavaju uslove za безусловnu stabilnost. Za prvi NŠP $K_f = 50,47$ i $B_{1f} = 0,94$, dok za drugi NŠP $K_f = 41,41$ i $B_{1f} = 0,99$.

6. Realizovana nova konfiguracija nisko-šumnog pojačavača u 0,18 μm CMOS tehnologiji

U prethodnim poglavljima predloženo je i analizirano nekoliko različitih UWB NŠP, kako bi se ispitale prednosti i mane različitih metoda koje se koriste radi poboljšanja njihovih parametara. Za njihovo projektovanje koristile su se dve CMOS tehnologije sa modelima komponenti predviđenim za aplikacije sa mešovitim i RF signalima: 0,18 μm UMC i 0,13 μm UMC. Iako su rezultati pokazali da je 0,13 μm tehnologija znatno bolja, nudeći mnoge pogodnosti prilikom dizajna, npr. alat za optimizaciju induktora, za realizaciju gotovog integrisanog kola odabrana je jeftinija 0,18 μm UMC CMOS tehnologija.

Na osnovu simulacija UWB NŠP prikazanih u poglavljima 4 i 5, performanse NŠP umnogome zavise od induktora, koji, međutim, zauzimaju veliku površinu na čipu, povećavajući njegovu cenu i čineći ove NŠP manje atraktivnim za jeftine aplikacije. Stoga se prilikom odabira topologije vodilo računa da je njihov broj što manji i da NŠP bude što jednostavnije strukture. Predloženi UWB NŠP ima jedan glavni pojačavački stepen, koji se sastoji od stepena sa višestrukim iskorišćenjem struje u kombinaciji sa pojačavačem sa zajedničkim sorsom i povratnom petljom u kojoj je otpornik vezan preko pojačavača sa zajedničkim drejnom. Na ovaj način postignuta je velika vrednost pojačanja u celom propusnom opsegu pri maloj ukupnoj potrošnji. Kolo sadrži samo jedan induktor, koji se nalazi unutar povratne petlje i ima ulogu u proširenju propusnog opsega pojačavača. Takođe, korišćene su dodatne tehnike kako bi se zadovoljili uslovi i za ostale parametre NŠP i prevazišli nedostaci odabrane tehnologije. Tokom projektovanja bilo je potrebno uvesti i par podešljivih napona, kako bi se podešavanjem vrednosti karakterističnih parametara NŠP omogućila kompenzacija izobličenja karakteristika uređaja nastalih usled procesnih, naponskih i temperaturnih promena. Takođe, prilikom projektovanja samog lejauta bilo je potrebno primeniti određene tehnike kako bi se smanjio uticaj parazitnih kapacitivnosti i otpornosti u kolu. Rezultati simulacija i postleljaut simulacija pokazali su efikasnost ovog dizajna za donji deo UWB frekvencijskog opsega od 3,1 do 5 GHz. Dodatno, predloženo kolo je fabrikovano i izvršena je njegova karakterizacija. Opis NŠP topologije, analiza njegovog dizajna, rezultati simulacija kao i korišćena merna metoda prikazani su u nastavku.

6.1 Analiza i dizajn UWB NŠP

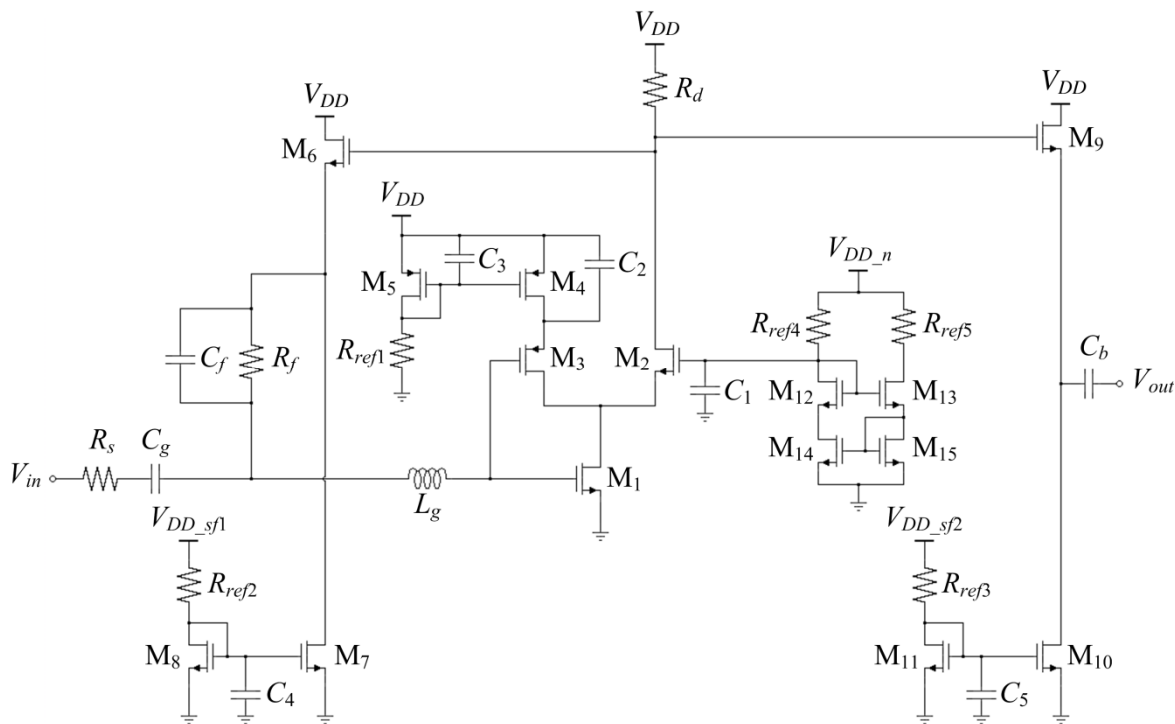
Predloženo rešenje NŠP, isprojektovanog u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg od 3,1 do 5 GHz, prikazano je na slici 6.1 i publikovano u radu [81]. Kolo

se sastoji od jednog pojačavačkog stepena i izlaznog bafera, odnosno pojačavača sa zajedničkim drejnom, koji čine tranzistori M_9 i M_{10} .

Ulazni stepen NŠP čine tri tranzistora M_1 , M_2 i M_3 , tako da dva tranzistora sa zajedničkim sorsom M_1 (NMOS) i M_3 (PMOS) formiraju stepen sa višestrukim iskorišćenjem struje. Tranzistor M_2 predstavlja tranzistor sa zajedničkim gejtom i u kaskodnoj strukturi sa tranzistorom M_1 formira ulazni pojačavački stepen.

Prilagođenje ulazne impedanse postignuto je dodavanjem povratne petlje sa otpornikom vezanim preko pojačavača sa zajedničkim drejnom. Na ovaj način vrednost otpornika R_d je smanjena u odnosu na slučaj kada se koristi povratna petlja sa otpornikom bez pojačavača sa zajedničkim drejnom, što dovodi do proširenja propusnog opsega NŠP. Iako manja otpornost R_d dovodi do manjeg pada napona na potrošaču, kako bi se postigla odgovarajuća vrednost pojačanja, struja drejna tranzistora M_1 mora biti velika, što dovodi do toga da pad napona i dalje bude značajan. Korišćenjem tranzistora M_3 ova dva efekta se razdvajaju, odnosno struja koja prolazi kroz tranzistor M_2 predstavlja samo deo struje M_1 i pad napona na otporniku R_d je smanjen. Jačina struje koja protiče kroz tranzistor M_3 podešava se pomoću strujnog ogledala, koje čine tranzistori M_4 i M_5 . Efektivna vrednost transkonduktanse ulaznog stepena, g_m , jednaka je zbiru transkonduktansi tranzistora M_1 (NMOS) i M_3 (PMOS), čime se postiže velika vrednost pojačanja. Dodatno, kako je struja koja prolazi kroz otpornik R_d smanjena, vrednost otpornika se može povećati. Na ovaj način bi se postigla veća vrednost pojačanja i manja vrednost parametra šuma NŠP, ali po cenu smanjenja propusnog opsega.

Ulazna impedansa pojačavača sa povratnom petljom, data izrazom (3.20), grubo se može posmatrati kao odnos otpornosti u povratnoj petlji i transkonduktanse pojačavača. Da bi



Slika 6.1 UWB NŠP sa tehnikom za povećanje pojačanja

se smanjio uticaj impedanse povratne sprege na visokim frekvencijama, gde dolazi do pada vrednosti pojačanja, $g_m R_d$, usled polova, u paralelnu vezu sa otpornikom R_f dodaje se kondenzator C_f . Odnosno, dodavanjem kondenzatora C_f uvodi se novi par nula-pol, kojim se kompenzuje par nula-pol nastao zbog kapacitivnosti u izlaznom čvoru i na taj način se postiže konstantna vrednost ulazne impedanse u širokom frekvencijskom opsegu.

Oba pojačavačka tranzistora M_1 i M_3 i kondenzator C_f doprinose vrednosti kapacitivnosti ulaznog stepena. Dodavanjem induktora L_g u kolo gejta ovih tranzistora, kao što je prikazano na slici 6.1, ona postaje zanemarljiva na visokim frekvencijama i propusni opseg se proširuje, odnosno u prenosnu karakteristiku pojačavača se uvodi nula. Simulacijama se pokazalo da sa povećanjem vrednosti L_g dolazi do povećanja pojačanja i proširenja propusnog opsega. Međutim, iznad neke vrednosti L_g , propusni opseg NŠP se sužava. Detaljna analiza je data u nastavku.

Dodatno povećanje pojačanja je postignuto dodavanjem kondenzatora velike vrednosti C_2 u kolo sorsa tranzistora M_3 . Sa povećanjem frekvencije, vrednost impedanse u kolu sorsa tranzistora M_3 opada. Ovo dovodi do povećanja transkonduktanse g_{m3} i, kao posledica, većeg pojačanja NŠP.

Vrednosti napona V_{DD_sf1} , V_{DD_sf2} i V_{DD_n} su podešljive kako bi se dobio dodatni stepen slobode. Na ovaj način postoji mogućnost kompenzacije promena parametara NŠP nastalih usled procesnih varijacija tokom fabrikacije. U konačnom dizajnu oni mogu biti postavljeni na V_{DD} , čime bi se smanjio ukupan broj potrebnih pedova i time smanjila ukupna površina integrisanog kola.

Polarizacija tranzistora M_4 , M_7 , M_{10} , izvršena je pomoću polarizacionih kola, koja čine otpornici R_{refn} , $n = 1, 2, 3$, i tranzistori M_n , $n = 5, 8, 11$. Svaki od tranzistora formira strujno ogledalo sa njemu pridruženim pojačavačkim tranzistorom. Kao i kod NŠP opisanih u prethodnom poglavlju, a koje koriste polarizaciona kola ove topologije, vrednost širine kanala polarizacionog tranzistora je mnogo manja od vrednosti širine kanala pojačavačkog tranzistora kako bi se smanjila ukupna potrošnja snage NŠP. Napon polarizacije tranzistora M_2 određena je modifikovanim Vilsonovim strujnim ogledalom (eng. *modified Wilson current mirror*), kao što je prikazano na slici 6.1.

Ulazni C_g i izlazni C_b blok kondenzator ima veliku vrednost (15 pF) kako bi njegov uticaj na performanse ulaznog, odnosno, izlaznog dela kola bio zanemarljiv na radnoj frekvenciji. Ovi kondenzatori nisu deo predloženog integrisanog kola i tokom karakterizacije NŠP neophodno ih je dodati eksterno. Međutim, prilikom simulacija mora se uzeti u obzir i njihov uticaj. Otpornik R_s predstavlja izlaznu otpornost izvora (vrednosti 50 Ω).

U daljoj analizi, uticaji kaskodnog tranzistora M_2 i izlaznog bafera su zanemareni zbog jasnijeg sagledavanja rada NŠP kola i uticaja svake komponente na njegove parametre.

6.1.1 Uticaj induktora L_g na proširenje propusnog opsega NŠP

Kod NŠP sa RC povratnom petljom vezanom preko pojačavača sa zajedničkim drejnom naponsko pojačanje ulaznog pojačavačkog stepena je dato izrazom

$$A_{v1} \approx - \frac{(g_{m1} + g_{m3})R_d \left(1 + j\omega \frac{C_{gs6}}{g_{m6}}\right)}{1 + j\omega \frac{C_{gs6}}{g_{m6}} \left(1 + \frac{R_d}{Z_f}\right)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega (C_{gs1} + C_{gs3})R_g} , \quad (6.1)$$

gde g_{m1} i C_{gs1} , g_{m3} i C_{gs3} , g_{m6} i C_{gs6} predstavljaju transkonduktansu i kapacitivnost između gejta i sorsa tranzistora M_1 , M_3 i M_6 , respektivno. R_g je otpornost gejta, a Z_f je impedansa data kao paralelna veza kondenzatora C_f i otpornika R_f

$$Z_f = \frac{R_f}{1 + j\omega C_f R_f} . \quad (6.2)$$

Ukoliko je otpornik R_f iste vrednosti kao i otpornik R_d , izraz A_{v1} se može pojednostaviti kao

$$A_{v1} \approx - \frac{(g_{m1} + g_{m3})R_f}{1 + j\omega (C_{gs1} + C_{gs3})R_g} \approx -(g_{m1} + g_{m3})R_f . \quad (6.3)$$

za $\omega \ll \frac{1}{(C_{gs1} + C_{gs3})R_g}$, odnosno malu vrednost otpornika R_g .

Dodavanjem induktora L_g u kolo gejta tranzistora M_1 unutar povratne petlje, naponsko pojačanje ulaznog pojačavačkog stepena biće jednako

$$A_{v1} \approx - \frac{(g_{m1} + g_{m3})R_d \left(1 + j\omega \frac{C_{gs6}}{g_{m6}}\right)}{1 + j\omega \frac{C_{gs6}}{g_{m6}} \left(1 + \frac{R_d}{Z_f}\right)} \cdot \frac{1}{1 + j\omega (C_{gs1} + C_{gs3})R_g - \omega^2 (C_{gs1} + C_{gs3})L_g} , \quad (6.4)$$

odnosno, nakon pojednostavljenja

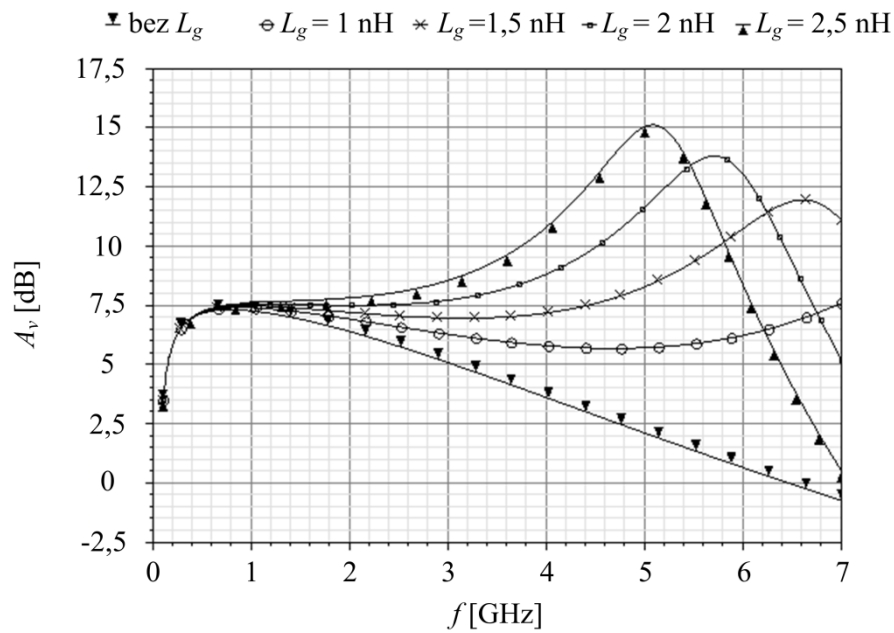
$$A_{v1} \approx - \frac{(g_{m1} + g_{m3})R_d}{(C_{gs1} + C_{gs3})L_g \left[\frac{1}{(C_{gs1} + C_{gs3})L_g} + j\omega \frac{R_g}{L_g} - \omega^2 \right]} . \quad (6.5)$$

Na osnovu dobijenog izraza sledi da se dodavanjem induktora L_g u kolo gejta tranzistora M_1 dobija kolo drugog reda, pri čemu je frekvencija konjugovano-kompleksnog para polova, ω_0 , jednaka $1/\sqrt{L_g(C_{gs1} + C_{gs3})}$, a Q-faktor konjugovano-kompleksnog para polova dat je izrazom

$$Q = \sqrt{\frac{L_g}{R_g^2 (C_{gs1} + C_{gs3})}} . \quad (6.6)$$

Može se zaključiti da se proširenjem ulaznog pojačavačkog stepena induktorom L_g određuje širina propusnog opsega NŠP.

Na slici 6.2, prikazani su rezultati dobijeni simulacijama za naponsko pojačanje u zavisnosti od vrednosti induktora L_g . Povećanjem vrednosti induktora L_g , propusni opseg



Slika 6.2 Zavisnosti naponskog pojačanja NŠP od frekvencije za različite vrednosti induktora L_g dobijene simulatorom Spectre

pojačavača se povećava. Međutim, na osnovu izraza za propusni opseg preko Q-faktora i rezonantne frekvencije, $BW_{-3\text{dB}} = \omega_0/Q$, kada induktor dostigne određenu vrednost, širina propusnog opsega počinje da se smanjuje. Za predloženi dizajn NŠP, optimalna vrednost L_g je 2,3 nH. Za ovu vrednost induktora radni opseg NŠP je 3,1–5 GHz sa varijacijama vrednosti parametra S_{21} do 1,82 dB.

6.1.2 Uticaj kondenzatora C_f na prilagođenje ulazne impedanse

Ulazna impedansa predloženog NŠP data je izrazom

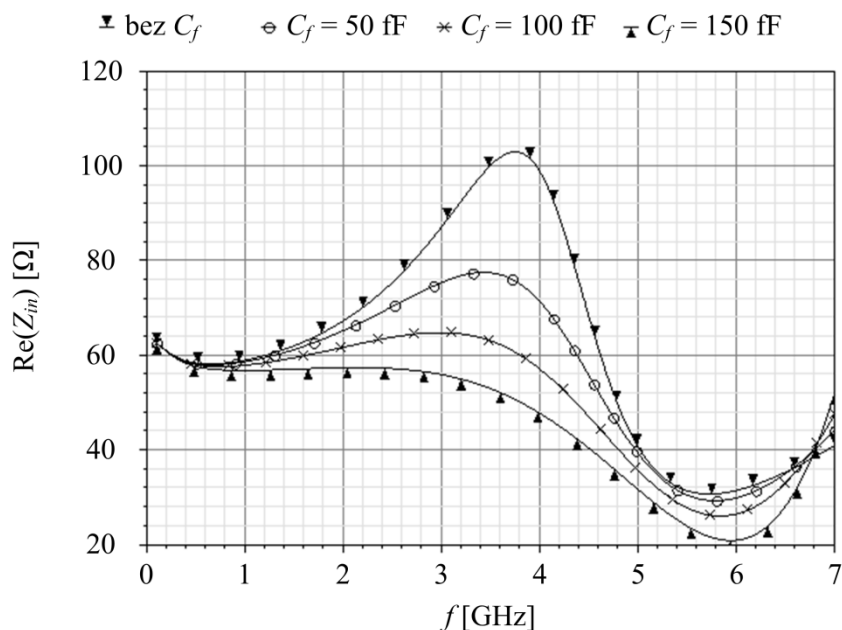
$$Z_{in} = Z' \parallel Z'' \quad , \quad (6.7)$$

gde su

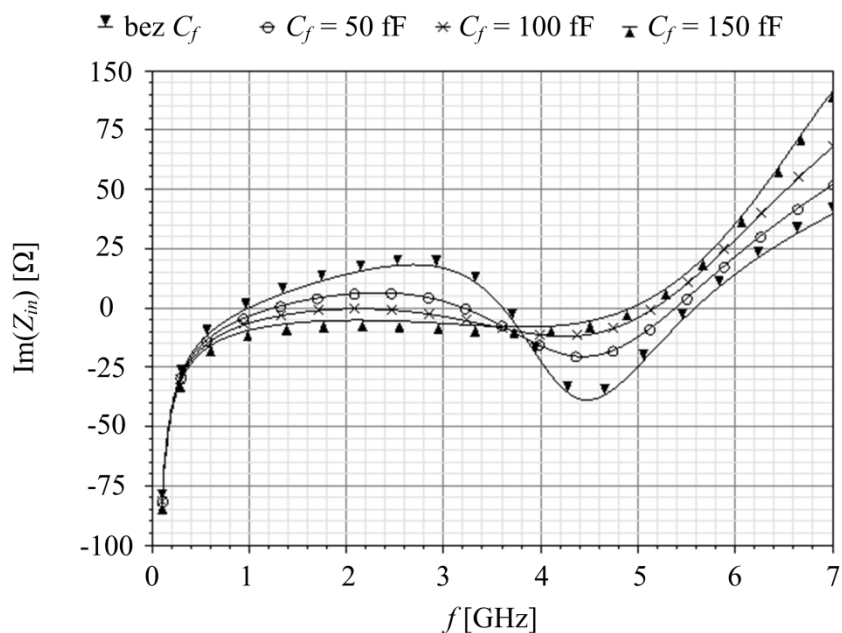
$$Z' = \frac{Z_f + \frac{1 + j\omega C_{gs6} R_d}{g_{m6} + j\omega C_{gs6}}}{1 + |A_{v1}|} \quad , \quad (6.8)$$

$$Z'' = \frac{1 - \omega^2 (C_{gs1} + C_{gs3}) L_g}{j\omega (C_{gs1} + C_{gs3})} \quad . \quad (6.9)$$

Frekvencijske zavisnosti realnog i imaginarnog dela impedanse prikazane su na slikama 6.3 i 6.4. Uočava se da ulaznu impedansu NŠP određuju dva ekvivalentna kola. Na niskim frekvencijama na impedansu utiče paralelno rezonantno kolo sa radnom učestanošću oko 4 GHz. Ispod ove frekvencije paralelno RLC kolo ima induktivni, a iznad 4 GHz kapacitivni karakter.



Slika 6.3 Zavisnost realnog dela ulazne impedanse od frekvencije za različite vrednosti kondenzatora C_f dobijena simulatorom Spectre



Slika 6.4 Zavisnost imaginarnog dela ulazne impedanse od frekvencije za različite vrednosti kondenzatora C_f dobijena simulatorom Spectre

Iz izraza za izlaznu impedansu pojačavača sa zajedničkim drejnom, datog kao

$$Z_{out} = \frac{1 + j\omega R_d C_{gs6}}{g_{m6} + j\omega C_{gs6}}, \quad (6.10)$$

može se primetiti da sa povećanjem frekvencije, uz uslov $1/g_{m6} < R_d$, impedansa pojačavača sa zajedničkim drejnom ima induktivni karakter. Ova impedansa se može predstaviti kao

paralelna veza induktora L i otpornika R_1 vezana u seriji sa otpornikom R_2 [63]. Vrednosti ovih komponenti su date kao

$$L = \frac{C_{gs6}}{g_{m6}} \left(R_d - \frac{1}{g_{m6}} \right) , \quad (6.11)$$

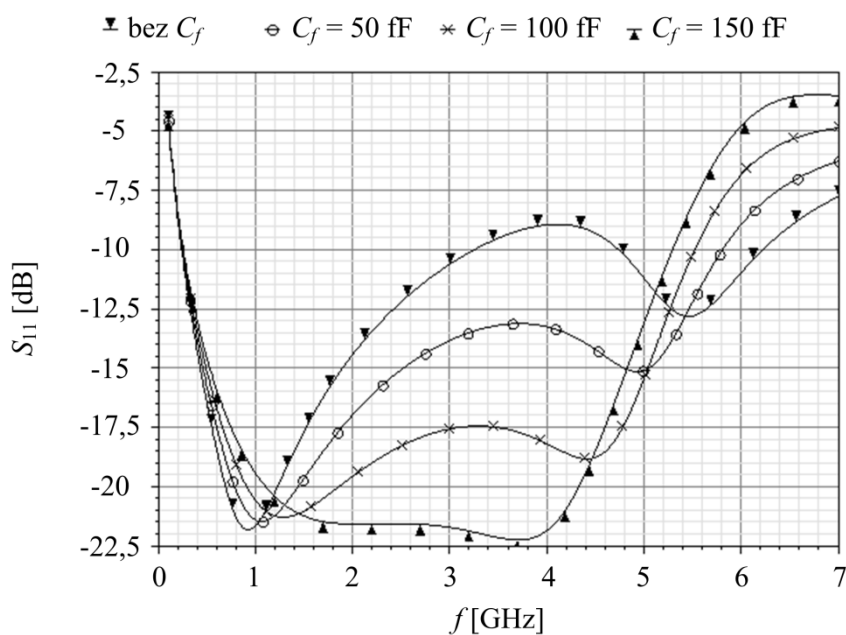
$$R_1 = R_d - \frac{1}{g_{m6}} , \quad (6.12)$$

$$R_2 = \frac{1}{g_{m6}} . \quad (6.13)$$

Induktivnost L gradi paralelno rezonantno kolo sa otpornikom R_f i ulaznim kapacitivnostima C_{gs1} i C_{gs3} . Dodavanjem kondenzatora C_f u paralelu sa R_f , realna komponenta impedanse, data izrazom (6.2), je smanjena i njena vrednost je bliža idealnoj vrednosti od 50Ω , kao što je prikazano na slici 6.3. Takođe, na osnovu izraza (6.8) kapacitivni efekat će se povećati za A_{v1} , čime će se imaginarni deo smanjiti i približiti nuli. Na ovaj način, postiže se bolje prilagođenje ulazne impedanse. Shodno tome, postiže se bolja vrednost parametra S_{11} , kao što je prikazano na slici 6.5.

Na visokim frekvencijama uočava se uticaj rednog rezonantnog kola, koji čine induktor L_g i ulazne kapacitivnosti tranzistora M_1 i M_3 . Rezonantna učestanost kola je 6 GHz i data je izrazom

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_g(C_{gs1} + C_{gs3})}} . \quad (6.14)$$



Slika 6.5 Zavisnosti parametra S_{11} od frekvencije za različite vrednosti kondenzatora C_f dobijene simulatorom Spectre

Uticaj kondenzatora C_f na visokim frekvencijama prikazan je na slici 6.3, kao smanjenje realnog dela ulazne impedanse. Kao što je ranije rečeno, kondenzator C_f smanjuje vrednost realnog dela impedanse povratne petlje sa porastom frekvencije. Na osnovu izraza (6.7) sledi da će se imaginarni deo ulazne impedanse povećati sa porastom frekvencije, kao posledica njenog induktivnog karaktera.

6.1.3 Analiza šuma

Na visokim frekvencijama javlja se beli šum, dok je na niskim frekvencijama gustina spektralne snage šuma inverzno proporcionalna frekvenciji.

Za tranzistore u kolu NŠP simulacijama je utvrđeno da granična frekvencija fliker šuma iznosi oko 10 MHz, što je u saglasnosti sa podacima datim u dokumentaciji odabrane 0,18 μm UMC CMOS tehnologije. Takođe, na osnovu simulacija dobijeno je da na 1/f šum NŠP najviše utiče ulazni NMOS tranzistor M_1 , širine kanala $W_1 = 105 \mu\text{m}$, sa 14,55%.

Izrazi za faktor šuma najvećih izvora termalnog šuma NŠP, uz pretpostavku prilagođenja ulazne impedanse i zanemarujući stepen za povećanje pojačanja, jednaki su

$$F_{R_d} \approx \frac{1}{g_{m1}^2 R_d R_s} \quad , \quad (6.15)$$

$$F_{R_f} \approx \frac{R_f}{g_{m1}^2 R_d^2 R_s} \quad , \quad (6.16)$$

$$F_{M_1} \approx \frac{1}{g_{m1} R_s} \frac{\gamma_1}{\alpha_1} \quad , \quad (6.17)$$

$$F_{M_6} \approx \frac{1}{g_{m6} R_s} \left(\frac{1}{g_{m1} R_d} \right)^2 \frac{\gamma_6}{\alpha_6} \quad , \quad (6.18)$$

gde F_{R_d} , F_{R_f} , F_{M_1} , i F_{M_6} predstavljaju faktore šuma potrošača R_d , otpornika u povratnoj petlji R_f , pojačavačkog tranzistora M_1 i tranzistora M_6 , respektivno. R_s je otpornost izvora, γ je termalni koeficijent šuma MOSFET tranzistora, dok parametar α opisuje odnos g_m/g_{d0} , gde je g_{d0} drejn-sors provodljivost pri naponu $V_{DS} = 0$. Ukupan faktor šuma NŠP je dat izrazom

$$F = 1 + F_{R_d} + F_{R_f} + F_{M_1} + F_{M_6} \quad . \quad (6.19)$$

U konačnoj šemi NŠP dodavanjem tranzistora M_3 povećava se transkonduktansa ulaznog tranzistora M_1 , i samim tim postiže niža vrednost faktora šuma, što sledi iz izraza (6.15)–(6.18). Takođe, manja struja prolazi kroz tranzistor R_d omogućavajući povećanje njegove vrednosti za istu vrednost napona napajanja. Posledica ovoga bi bio uži propusni opseg. Tokom projektovanja UWB NŠP potrebno je činiti kompromise između potrošnje, širine propusnog opsega, prilagođenja ulazne impedanse i faktora šuma.

6.2 Fizička realizacija UWB NŠP

Kao što je na početku poglavlja rečeno, predloženo kolo je projektovano u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji prvenstveno zbog niže cene fabrikacije u odnosu na druge dostupne tehnologije, dok su parametri NŠP koji se postižu u ovoj tehnologiji zadovoljavajući. Za radni opseg pojačavača izabran je niži UWB podopseg od 3,1 do 5 GHz.

Informacije oko dimenzija komponenti u predloženom NŠP date su u tabelama 6.1 i 6.2. MOS tranzistori u korišćenoj tehnologiji su realizovani kao strukture sa više prstiju gejtova (eng. *multifinger*). Ukupna širina kanala tranzistora je data izrazom $W = ng \times 5 \mu\text{m}$, gde ng predstavlja broj gejtova, a vrednost 5 μm je osnovna širina gejtova MOS tranzistora. Za broj gejtova može se odabrati broj od 5 do 21, pri čemu proizvođač preporučuje da njihov broj bude neparan. Dužina kanala tranzistora je nepromenljiva i iznosi 180 nm. Priključci podloge (eng. *bulk*) svih NMOS tranzistora su vezani na masu (eng. *ground – gnd*), a PMOS tranzistora na napon napajanja V_{DD} .

NŠP je simuliran korišćenjem alata programskog paketa *Cadence*. Simulacije na nivou električne šeme, kao i u prethodnim slučajevima, rađene su *Spectre* simulatorom, dok su za postlejt simulacije korišćeni alati *Assura* i *QRC*. *Assura* omogućava proveru tehnoloških pravila prilikom projektovanja lejauta električnog kola opcijom DRC (eng. *design rule checking*) i proveru podudaranja lejauta sa električnom šemom opcijom LVS (eng. *layout versus schematic*), dok se alatom *QRC* vrši ekstrakcija parazita projektovanog lejauta. Dizajn lejauta je realizovan korišćenjem alata *VirtuosoXL*.

Vrednost koeficijenta refleksije signala na ulazu kola, parametra S_{11} , dobijena simulacijama je ispod -10 dB u frekvencijskom opsegu 0,25–5,54 GHz, dok je vrednost parametra S_{22} , koeficijenta refleksije signala na izlazu kola, manja od -10 dB od 563 MHz do 7,71 GHz. Izolacija ulaza od izlaza kola, data parametrom S_{12} , je manja od -32 dB za ceo simuliran opseg. Najveća vrednost parametra S_{21} jednaka je 12,17 dB, dok -3 dB opseg pokriva frekvencije 2,97–6,36 GHz. Pri naponu napajanja 1,8 V potrošnja struje NŠP zajedno sa izlaznim baferom iznosi 9,17 mA, dok je potrošnja struje kola za polarizaciju 6,3 mA. Najmanja vrednost NF iznosi 3,71 dB na frekvenciji 4,78 GHz (4,18 dB na 3,1 GHz i 3,72 dB na 5 GHz). Takođe, predloženi NŠP zadovoljava uslove za безусловnu stabilnost kola.

Nakon što su rezultati simulacija na nivou električne šeme ispunili zahteve postavljene na dizajn NŠP, pristupilo se fizičkoj realizaciji kola. Konačan izgled lejauta prikazan je na

Tabela 6.1 Vrednosti širina kanala tranzistora u predloženom NŠP

Komponenta	$M_{1,4,9}$	$M_{2,10}$	$M_{3,6}$	M_5	$M_{7,8,11-14}$	M_{15}
W [μm]	21×5	11×5	13×5	7×5	5×5	9×5

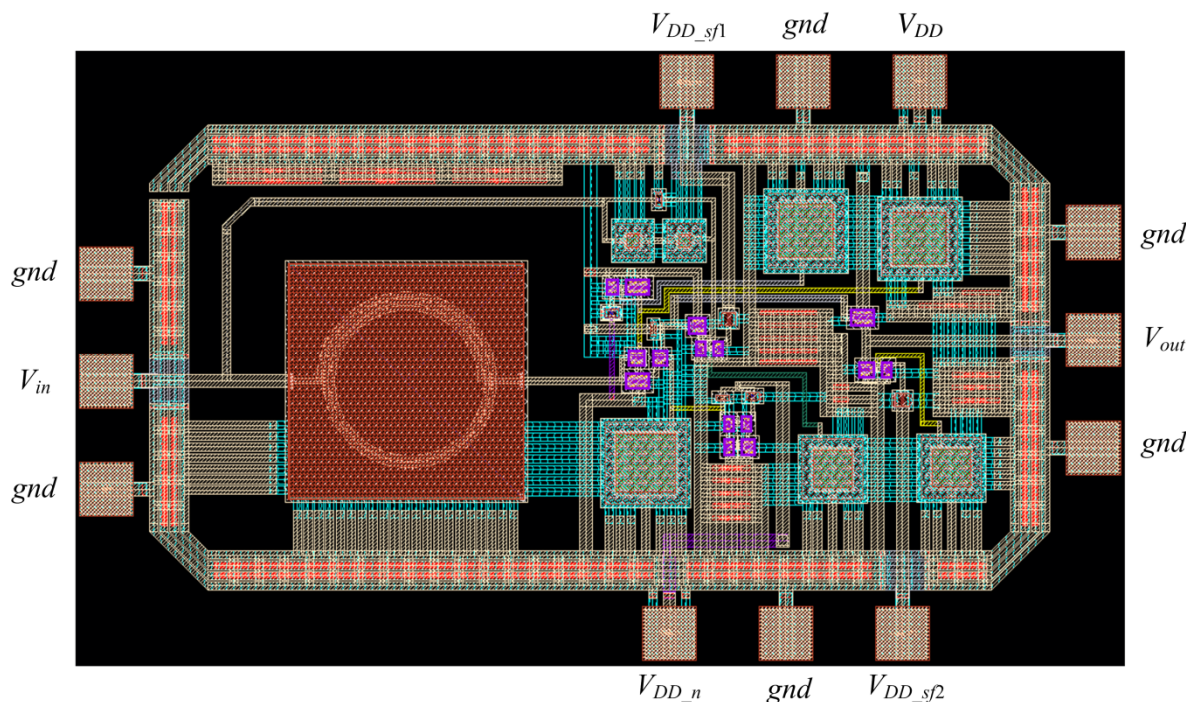
Tabela 6.2 Vrednosti pasivnih komponenti u predloženom NŠP

Komponenta	R_f [Ω]	R_d, R_{ref4} [Ω]	R_{ref1} [k Ω]	$R_{ref2,3}$ [Ω]	R_{ref5} [Ω]	L_g [nH]	C_1 [pF]	$C_{2,3}$ [pF]	$C_{4,5}$ [pF]	C_f [fF]
Vrednost	219,8	136,6	3	719,7	317,7	2,3	4,9	4	2	119,9

slici 6.6. Ukupna površina koju kolo zauzima iznosi $1,251 \times 0,729 \text{ mm}^2$, dok je površina aktivnog dela kola, bez pristupnih pedova, približno jednaka $0,919 \times 0,384 \text{ mm}^2$. Kako NŠP u svojoj topologiji ima samo jedan induktor površina neophodna za njegovu realizaciju je znatno smanjena, dok se tokom projektovanja vodilo računa o njenoj daljoj optimizaciji.

Pedovi, odnosno pristupne tačke za merenje integrisanog kola, realizovani su u najvišem metalnom sloju. Njihove dimenzije su $65 \times 65 \mu\text{m}^2$, dok njihovo međusobno rastojanje iznosi $65 \mu\text{m}$ u slučaju RF pedova (ulazni i izlazni pedovi), odnosno $75 \mu\text{m}$ kod pedova za dovodenje napona napajanja. Raspored pristupnih tačaka je takav da se na levoj strani dovodi pobuda (*in*), a na desnoj strani se nalazi ped vezan za izlaz NŠP (*out*). Ulazni i izlazni pedovi imaju konfiguraciju masa-signal-masa (eng. *ground-signal-ground* – *GSG*), Gornja i donja strana integrisanog kola su rezervisane za napajanje (masu i napon napajanja V_{DD}) i upravljačke signale (V_{DD_n} , V_{DD_sf1} , V_{DD_sf2}), koji obezbeđuju podešavanje karakteristika NŠP. Raspored pristupnih tačaka na gornjoj strani kola je napajanje-masa-logički signal (eng. *power-ground-logic* – *PGL*). U našem slučaju, gledajući sa desna na levo, ovaj raspored je V_{DD} , *gnd*, V_{DD_sf1} . Na donjoj strani integrisanog kola raspored pedova je konfiguracije logički signal-masa-logički signal (eng. *logic-ground-logic* – *LGL*), odnosno V_{DD_n} , *gnd*, V_{DD_sf2} u prikazanom lejautu NŠP.

Prilikom projektovanja lejauta RF integrisanih kola potrebno je obratiti posebnu pažnju na realizaciju napajanja. Preporuka je da se koristi što više pedova, ali vodeći računa da se pri tome ne poveća znatno ukupna površina čipa. Kako bi se napajanje pravilno dovelo u sve tačke integrisanog kola, postoji mogućnost, kao što je prikazano na slici 6.6, dodati metalne prstenove za napajanje i masu oko samog integrisanog kola (tj. između dizajna i pedova). Dalje, neophodno je da linije, kojima se vodi napajanje, budu određene debljine



Slika 6.6 Izgled lejauta UWB NŠP sa obeleženim rasporedom pristupnih tačaka

kako bi se smanjila njihova ukupna otpornost. Za linije kojima se vode signali u kolu preferira se upotreba više metalnih slojeva kako bi se postigla određena gustina metala u dizajnu određena tehnološkim pravilima. Treba imati na umu da svaka provodna linija ima svoju otpornost, kapacitivnost i induktivnost, što unosi određene promene u rezultate postlejt simulacija u odnosu na simulacije na nivou električne šeme.

Između linija napona napajanja i mase poželjno je koristiti kondenzatore velike vrednosti (eng. *decoupling* ili *bypass capacitors*) kako bi se obezbedilo filtriranje smetnji (stabilizacija napajanja). U predloženom dizajnu, da bi se uštedelo na površini koju bi ovi kondenzatori zauzeli na čipu, oni su realizovani kao češljaste strukture, koristeći sve metalne slojeve postavljene jedne ispod drugih i povezane na odgovarajući način. Na linije kojima se vodi masa u kolu, bilo je neophodno dodati supstratne kontakte kako bi se sprečili neželjeni efekti koji su direktna posledica provodnosti supstrata.

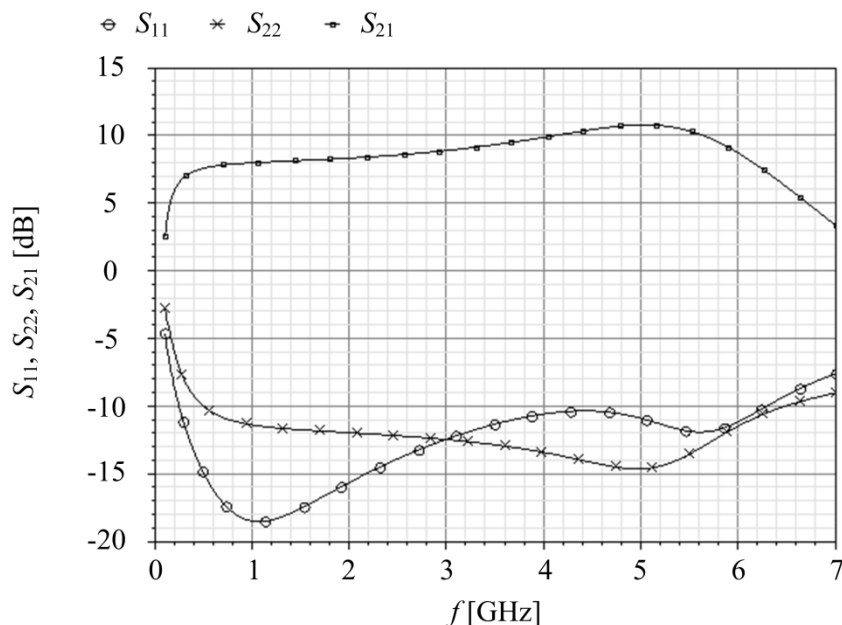
Takođe, vodilo se računa da broj metalnih kontakata bude što veći, kako bi se smanjila kontaktna otpornost, kao i da budu simetrično raspoređeni prilikom dizajna.

6.2.1 Rezultati postlejt simulacija

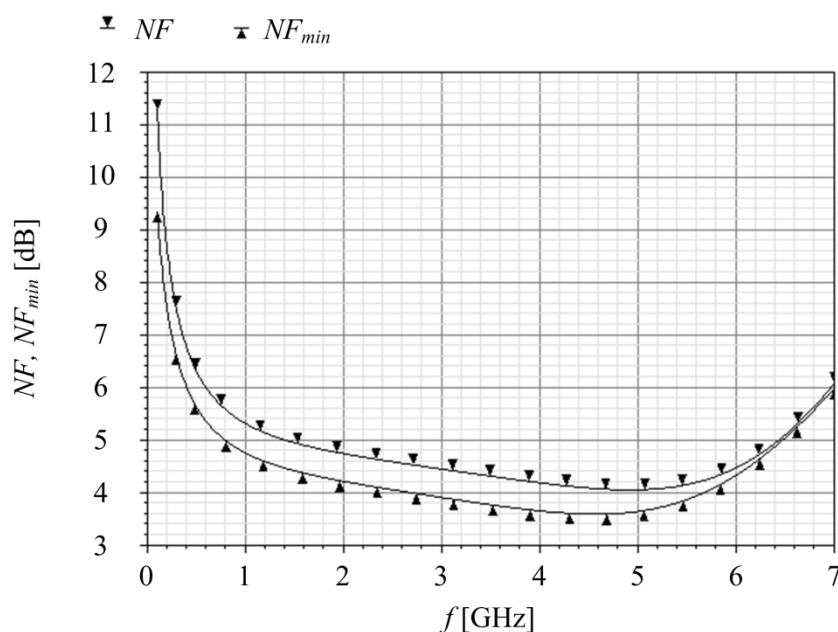
Rezultati za parametre S_{11} , S_{22} i S_{21} dobijeni postlejt simulacijama (simulacijama kola sa ekstrahovanim parazitima) projektovanog NŠP prikazani su na slici 6.7.

Koeficijent refleksije na ulazu kola, S_{11} , ima vrednost manju od -10 dB u frekvenzijskom opsegu od 246 MHz do 6,28 GHz. Vrednost koeficijenta refleksije signala na izlazu kola, datog parametrom S_{22} , je ispod -10 dB od 500 MHz do 6,46 GHz.

Što se tiče pojačanja projektovanog NŠP, prikazanog na slici 6.7 parametrom S_{21} , maksimalnu vrednost od 10,82 dB dostiže na frekvenciji 5 GHz. U opsegu od interesa, od 3,1 do 5 GHz promena vrednosti datog parametra je do 1,82 dB, dok -3 dB opseg pokriva



Slika 6.7 Rezultati postlejt simulacija: zavisnosti S-parametara (S_{11} , S_{22} , S_{21}) od frekvencije



Slika 6.8 Rezultati postlejaout simulacija: zavisnost parametra šuma (NF) od frekvencije

frekvencije od 645 MHz do 6,19 GHz. Potrošnja struje predloženog NŠP, uzimajući u obzir i potrošnju kola za polarizaciju i izlazni bafer, je 15,29 mA pri naponu napajanja od 1,8 V.

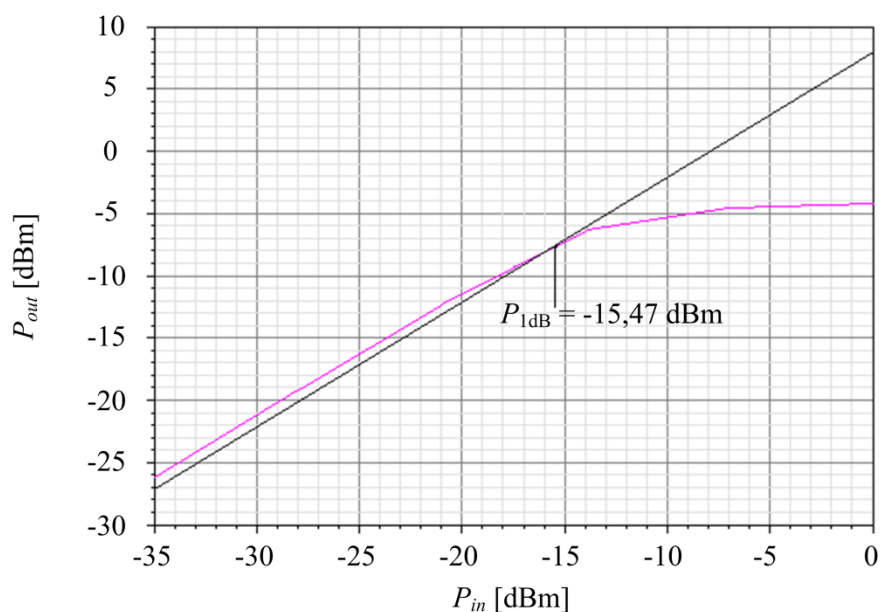
Izolacija ulaza od izlaza kola, parametar S_{12} , ima vrednost manju od $-28,76$ dB za ceo simuliran opseg (100 MHz – 7 GHz).

Na slici 6.8 prikazani su rezultati postlejaout simulacija za parametar šuma. Vrednost parametra varira od 4,42 dB na 3,1 GHz do 4,06 dB na 5 GHz, sa minimalnom vrednošću 4,05 dB na 4,92 GHz. Dobijene vrednosti NF u posmatranom opsegu su bliske vrednostima NF_{min} , odnosno najmanjim mogućim vrednostima NF .

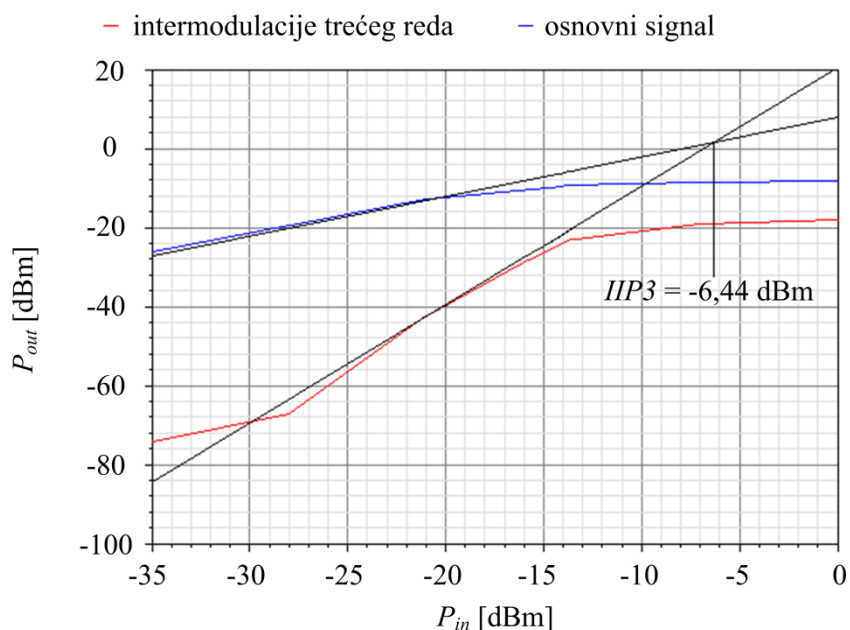
Minimalne vrednosti faktora stabilnosti K_f i B_{1f} su 5,61 i 1, respektivno, čime su uslovi za bezuslovnu stabilnost kola postignuti.

Linearnost predloženog rešenja NŠP opisana je parametrima tačkom slabljenja pojačanja od 1-dB, P_{1dB} , i tačkom preseka intermodulacionih produkata trećeg reda i korisnog signala posmatranom na ulazu kola, $IIP3$, prikazanim na slikama 6.9 i 6.10, respektivno. Vrednost P_{1dB} za frekvencije 3 GHz, 4 GHz i 5 GHz iznosi $-15,47$ dBm, $-18,72$ dBm i $-20,29$ dBm, respektivno. Prilikom simulacija $IIP3$ na ulaz NŠP su dovedena dva signala bliskih frekvencija, odnosno, razlika njihovih frekvencija je bila 200 MHz. Za isti frekvencijski opseg, 3–5 GHz, vrednost $IIP3$ se menjala u rasponu od $-6,44$ do $-10,36$ dBm. Dovođenjem signala frekvencija 3 GHz i 3,2 GHz ona je iznosila $-6,44$ dBm, kao što je prikazano na slici 6.10. Značajan uticaj na parametre linearnosti NŠP ima pojačavač sa zajedničkim drejnom. Iako su u predloženom rešenju korišćena dva kola ove konfiguracije, NŠP pokazuje dobru linearnost i ispunjava zahteve za UWB NŠP.

Usled PVT varijacija koje se javljaju tokom fabrikacije integrisanog kola kao i u procesu merenja, može doći do odstupanja vrednosti parametara NŠP od zadatih specifikacija. Kako bi se postigla određena podešljivost, za dovođenje napona napajanja V_{DD_n} , $V_{DD_{sf1}}$ i

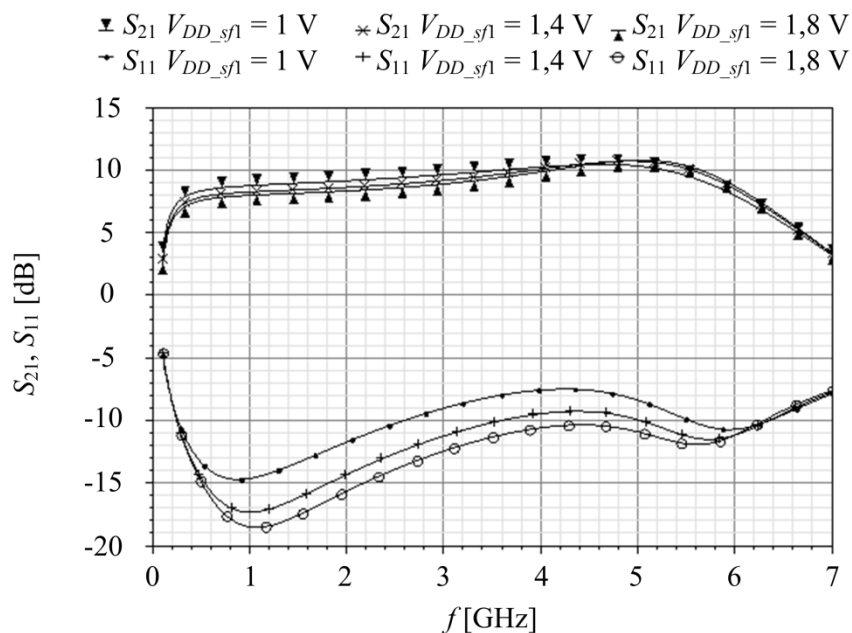


Slika 6.9 Rezultati postlejt simulacija: tačka slabljenja pojačanja od 1-dB (P_{1dB})

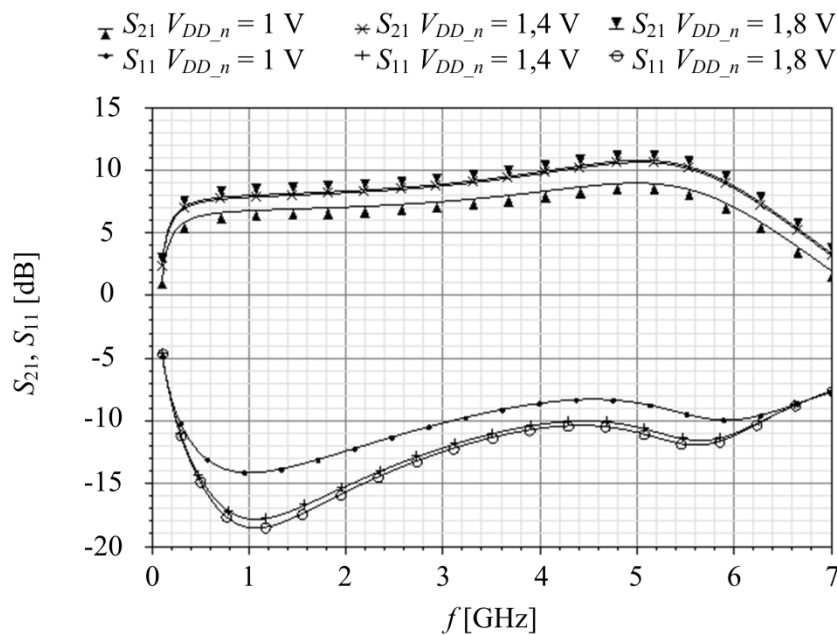


Slika 6.10 Rezultati postlejt simulacija: tačka preseka intermodulacionih produkata trećeg reda i ulaznog signala posmatrana na ulazu (IIP3)

$V_{DD_{s\beta}}$ tokom projektovanja rezervisani su posebni pedovi. Na ovaj način promenom vrednosti ovih upravljačkih signala, odnosno njenim smanjivanjem (nominalno su postavljeni na vrednost 1,8 V), mogu se podešavati vrednosti S-parametara i parametra šuma. Rezultati dobijeni postlejt simulacijama prikazani su na slikama 6.11–6.13.

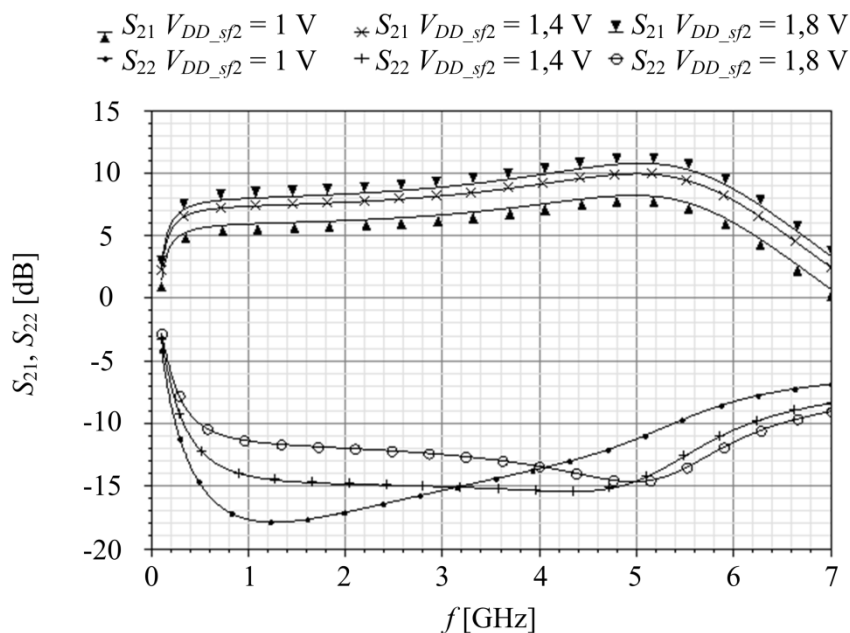


Slika 6.11 Rezultati postlejt simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{11} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_sf1} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V



Slika 6.12 Rezultati postlejt simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{11} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_n} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V

Promenom vrednosti napona V_{DD_sf1} od 1,8 do 1 V, napon između gejta i sorsa tranzistora M_7 , V_{gs7} , a shodno tome i gejtsorski napon tranzistora M_1 , V_{gs1} , se povećava. Veća vrednost V_{gs1} dovodi do povećanja vrednosti transkonduktanse g_{m1} , a time do porasta vrednosti S_{21} . Dodatno, usled veće izlazne otpornosti pojačanje na niskim frekvencijama raste, dok je maksimalna vrednost pojačanja manje izražena, odnosno S_{21} ima konstantnu vrednost u



Slika 6.13 Rezultati postlejt simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{22} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_sf2} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V

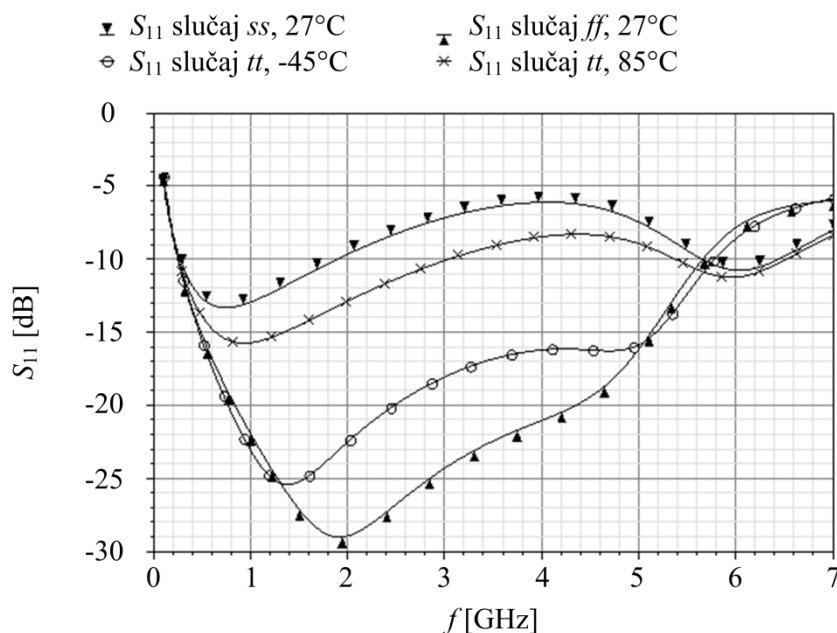
širem frekvencijskom opsegu. Na osnovu izraza (3.20), vrednost ulazne impedanse će se smanjiti i udaljiti od idealnih 50Ω , što će uticati na porast vrednosti parametra S_{11} , slika 6.11. Takođe, promene vrednosti napona V_{DD_sf1} dovode do manjih promena vrednosti S_{22} parametra i neznatnom porastu vrednosti NF . Smanjenjem vrednosti V_{DD_n} menja se napon polarizacije tranzistora M_2 , čime se utiče na ukupnu vrednost pojačanja, tj. pad njegove vrednosti do 1 dB. Posledica ovoga je porast vrednosti ulazne impedanse, date izrazom (6.7), i pogoršanje prilagođenja ulazne impedanse. Različite vrednosti napona napajanja V_{DD_sf2} dominantno utiču na prilagođenje izlazne impedanse. Za $V_{DD_sf2} = 1 \text{ V}$, izlazna otpornost tranzistora M_9 i M_{10} raste, i time se menja izlazna otpornost NŠP. Ovo će dovesti do smanjenja vrednosti parametara S_{22} i S_{21} , kao što je prikazano na slici 6.13.

Kako bi se ispitala pouzdanost rezultata dobijenih postlejt simulacijama, NŠP je simuliran *Corner* analizom, odnosno analizirane su performanse kola pri graničnim vrednostima komponenti (eng. *worst-case corner analyses*) propisanih od strane proizvođača i pri različitim temperaturama. Za MOS tranzistore, definisana su četiri granična slučaja, koja predstavljaju kombinaciju stanja NMOS i PMOS tranzistora sa najmanjom i najvećom brzinom. Ona su: *ss* – MOS tranzistori imaju najmanju brzinu, *ff* – MOS tranzistori imaju najveću brzinu, *snfp* – NMOS ima najmanju brzinu, a PMOS tranzistor najveću, i *fnsp* – NMOS ima najveću brzinu, a PMOS tranzistor najmanju. Tranzistorima sa najmanjom brzinom odgovaraju vrednosti tehnoloških parametara takve da je vrednost gustine struje drejna smanjena u odnosu na tipične vrednosti, dok pri najvećoj brzini tranzistora vrednost gustine struje drejna je povećana. Promene vrednosti pasivnih komponenti (otpornika, induktora i kondenzatora) nastale prilikom fabrikacije usled procesnih varijacija unutar čipa modelovane su sa dva granična slučaja, *min* – koji odgovara najmanjim vrednostima komponenti i *max* – za najveće vrednosti komponenti. *Min* slučaj komponenti se koristi

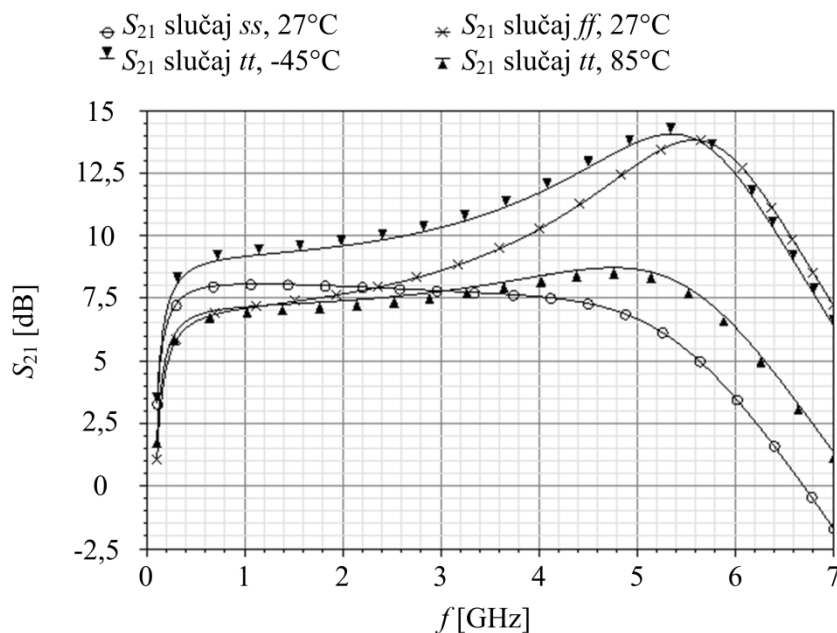
zajedno sa ff tranzistorima, kako manja vrednost impedanse dovodi do većih struja, dok se max vrednosti pasivnih komponenti koriste zajedno sa ss tranzistorima.

S-parametri, NF i ukupna potrošnja kola su simulirani za dva granična slučaja tranzistora (ss i ff) pri sobnoj temperaturi (27°C) i za tipične vrednosti tranzistora na dvema graničnim temperaturama (-45°C i 85°C). Najveće varijacije pokazale su se u vrednostima parametara S_{11} i S_{21} . Rezultati su prikazani su na slikama 6.14 i 6.15.

U frekvenzijskom opsegu od 3,1 do 5 GHz, na sobnoj temperaturi (27°C), parametar S_{11} ima vrednost manju od -6 dB za slučaj ss tranzistora i manju od -10 dB pri ff graničnom slučaju. Ovaj rezultat je posledica varijacije vrednosti pasivnih komponenti koje odgovaraju ovim stanjima, kao što je ranije navedeno. Stoga će doći do promene vrednosti parametra S_{21} od 7,8 do 6,69 dB za ss i od 8,75 do 12,87 dB za ff slučaj. Za isti frekvenzijski opseg i pri istoj temperaturi, prosečna vrednost NF je 4,66 dB za ss i 4,21 dB za ff slučaj. Kao što je i očekivano, potrošnja struje pri ff uslovima je veća od potrošnje u ss slučaju. Ukupna struja iznosi 17,75 mA za ff i 11,43 mA za ss slučaj. Pri tipičnim vrednostima tranzistora (tt granični slučaj), parametar S_{11} je manji od -8.26 dB pri temperaturi 85°C i ispod -10 dB pri -45°C za frekvencije od 3,1 do 5 GHz. Smanjenjem temperature, vrednost termalnog šuma tranzistora opada dovodeći do manje vrednosti NF . Stoga, prosečna vrednost NF pri 85°C je 5,08 dB i 3,21 dB pri -45°C . Variranjem temperature dolazi do promena u pokretljivosti nosilaca, kao i do promene vrednosti napona praga MOS tranzistora. Usled pojave rasejanja (eng. *scattering mechanisms*), temperaturna zavisnost napona praga je više izražena i smanjenje temperature uzrokuje povećanje vrednosti struje drejna [82]. Većoj vrednosti struje drejna odgovara veća vrednost sopstvenog pojačanja tranzistora ($g_{m'_{ds}}$), što dovodi do povećanja vrednosti S_{21} . Stoga, potrošnja struje NŠP iznosi 15,93 mA pri 85°C i 14,33 mA pri -45°C , dok se vrednost parametra S_{21} menja od 7,85 do 8,68 dB pri 85°C i od 10,45 do 13,75 dB pri -45°C . Vrednost parametra S_{22} za sve temperaturne i procesne promene je manja od -10 dB od 3,1 do 5 GHz,



Slika 6.14 Rezultati postlejt aut simulacija: zavisnost parametra S_{11} od frekvencije za dva granična slučaja vrednosti parametara tranzistora i na dvema graničnim temperaturama

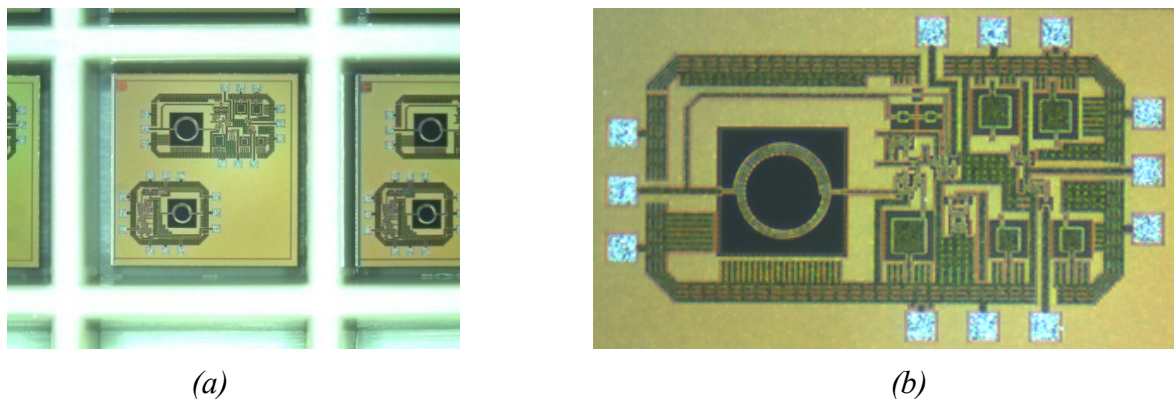


Slika 6.15 Rezultati postlejt simulacija: zavisnost parametra S_{21} od frekvencije za dva granična slučaja vrednosti parametara tranzistora i na dvema graničnim temperaturama

osim u ff slučaju, kada maksimalna vrednost S_{22} iznosi $-9,38$ dB. Parametar S_{12} ima vrednost manju od $-31,28$ dB za sve granične slučajeve. Ovim simulacijama potvrđena je robustnost predloženog NŠP i usledila je njegova fabrikacija.

6.3 Merenje karakteristika UWB NŠP

Kao što je već naglašeno, predloženi UWB NŠP realizovan je u $0,18 \mu\text{m}$ UMC CMOS tehnologiji, koja ima 6 metalnih slojeva, 1 sloj polisilicijuma i supstrat p-tipa. Fabrikovan je na delu silicijumske pločice (vejfera, eng. *wafers*) dimenzija $1,525 \times 1,525 \text{ mm}^2$ i nije upakovan u kućište, nego je prilagođen za direktno merenje na silicijumskoj pločici (eng. *on-die measurement*), slika 6.16 (a). Pored pomenutog NŠP, na istoj pločici proizveden je i UWB



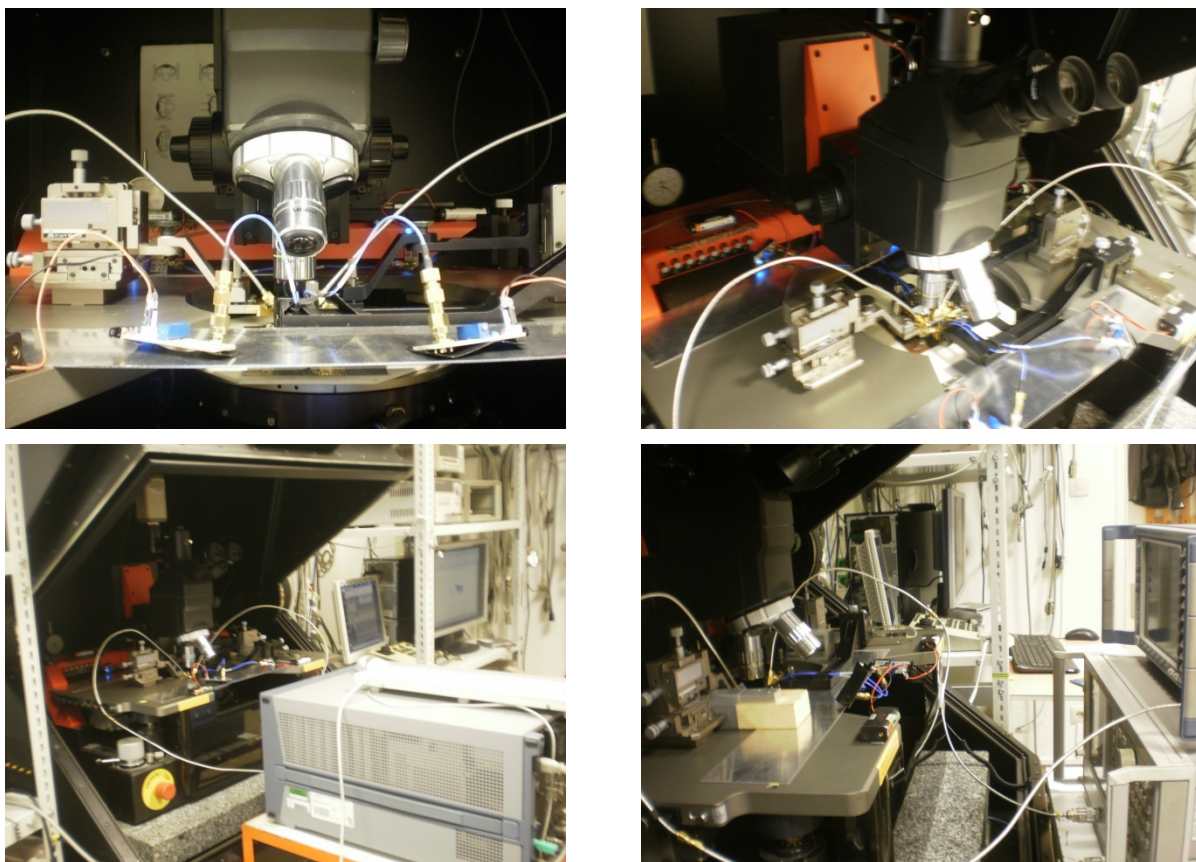
Slika 6.16 (a) Izgled fabrikovanih integrisanih kola na delu vejfera, i (b) uvećana fotografija UWB NŠP

impulsni generator, koji nije deo ove doktorske disertacije. Na slici 6.16 (b) prikazana je uvećana fotografija predloženog i razmatranog UWB NŠP.

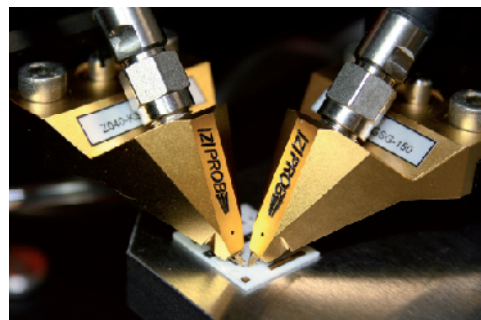
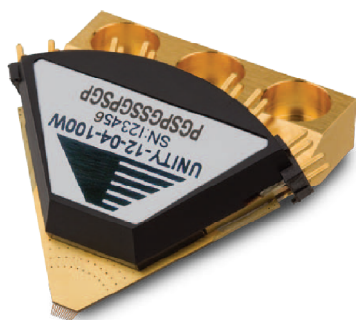
6.3.2 Merna postavka

Karakterizacija UWB NŠP je rađena na Institutu za elektrodinamiku, mikrotalasnu tehniku i integrisane tehnologije (eng. *Institute of Electrodynamics, Microwave and Circuit Engineering – IEMCE*) Tehničkog univerziteta u Beču (eng. *Vienna University of Technology*). Merenje karakterističnih parametara fabrikovanog UWB NŠP realizovano je korišćenjem polu-automatizovane RF ispitne stanice *SUSS PA200*. Merna postavka je prikazana na slici 6.17. Pedovima na integrisanom kolu je pristupano pomoću odgovarajućih DC i RF sondi.

Prilikom projektovanja integrisanog kola neophodno je voditi računa o rasporedu pedova na čipu, kako bi on odgovarao konfiguraciji sonde koje će se koristiti. Sonde su definisane brojem, rasporedom i međusobnim rastojanjem između nožica, koje odgovara razmaku između centara susednih pedova na integrisanom kolu koje se karakteriše. U ovom merenju korišćene su dve vrste sonde proizvođača *Cascade Microtech*: $|Z|$ -sonde za RF i *UNITY* za mešovite signale, slika 6.18. Ulaznim i izlaznim pedovima pristupano je pomoću RF GSG $|Z|$ -sondi sa rastojanjem od 125 μm između nožica. Sa ovim sondama se mogu meriti



Slika 6.17 Merna postavka za karakterizaciju NŠP na Institutu IEMCE Tehničkog univerziteta u Beču

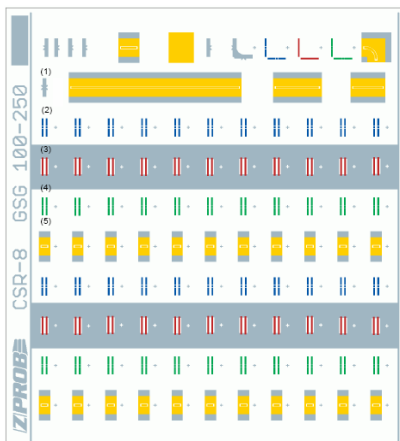


Slika 6.18 Izgled sonde proizvođača Cascade Microtech tipa UNITY i $|Z|$ za merenje RF aktivnih integrisanih kola

signali frekvencije do 40 GHz sa veoma malim slabljenjem korisnog signala (manjim od 0,8 dB). Za pristupanje ostalim pedovima korišćene su UNITY sonde, gde svaka sonda ima svoju oznaku, kojom je definisan broj nožica (po jedno slovo za svaku nožicu) i vrsta signala koji se mogu primeniti (dovesti ili meriti). Uopšteno, UNITY sonda može imati od 3 do 12 nožica ili iglica (eng. *multi-contact RF probe*) pomoću kojih se direktno pristupa metalnim pedovima integrisanog kola. Iako su sve nožice (krajevi) sonde istih dimenzija i oblika, njihova realizacija zavisi od oznake, odnosno tipa signala za koji je predviđena (npr. u slučaju P nožice, između voda i mase je ubačena redna veza kondenzatora od 10 nF i otpornika od 2,7 Ω). U prikazanom merenju korišćene su dve UNITY sonde sa tri nožice, na međusobnom rastojanju od 140 μm . Pedovima na donjoj strani integrisanog kola pristupano je pomoću sonde LGL konfiguracije, kojom su se dovodila dva upravljačka signala, dok je za pedove na gornjoj strani korišćena PGL sonda, za dovođenje napona napajanja i upravljačkog signala, kao što je predviđeno prilikom projektovanja lejauta NŠP. Odnosno, na priključak P dovodi se napon napajanja (ili stabilan DC napon), a na priključak L logički signal frekvencije do 500 MHz.

Sa ostatkom merne instrumentacije UNITY sonde su povezane pomoću odgovarajućih kablova istog proizvođača (dužine oko 8" ili 20 cm). Svi konektori na krajevima kablova su SMA „ženskog” tipa u slučaju P (eng. *power*) ili L (eng. *logic*) signala. Za povezivanje ulazne i izlazne sonde sa mernom opremom bilo je neophodno koristiti dva (serijski vezana) kabla, od kojih svaki unosi slabljenje oko 1,5 dB na frekvenciji od 3 GHz. Zbog nedostatka adekvatnog izvora signala, nije postojala mogućnost ispitivanja slabljenja kablova na višim frekvencijama. Konektori na ovim sondama su 2,92 mm „ženskog” tipa. Potrebno je napomenuti da se masa ne dovodi preko posebnog kabla, kako cela sonda i korišćeni kablovi imaju istu masu.

Za kalibraciju sonde korišćen je komercijalni kalibracioni standard, CSR-8, realizovan na zasebnom supstratu, a prikazan na slici 6.19. On je namenjen za kalibraciju GSG $|Z|$ sonde sa rastojanjem između nožica od 100 do 250 μm . Na njemu se nalaze svi standardi potrebni za kalibraciju putem bilo koje kalibracione metode. Kalibracioni standardi su podeljeni u 10 grupa (po redovima), pri čemu se u prva dva reda nalaze standardi za poravnavanje sonde, ugaoni kalibracioni standardi i nekoliko direktnih, odnosno linijskih, standarda različite dužine linija. Preostalih osam redova sadrži dve iste grupe od po 11 elemenata, redom za standarde otvorene veze, kratke veze, opterećenja i direktne veze. U prikazanoj mernoj metodi korišćena je SOLT (eng. *Short, Open, Load, Thru*) kalibraciona metoda.



Slika 6.19 Izgled kalibracionog supstrata



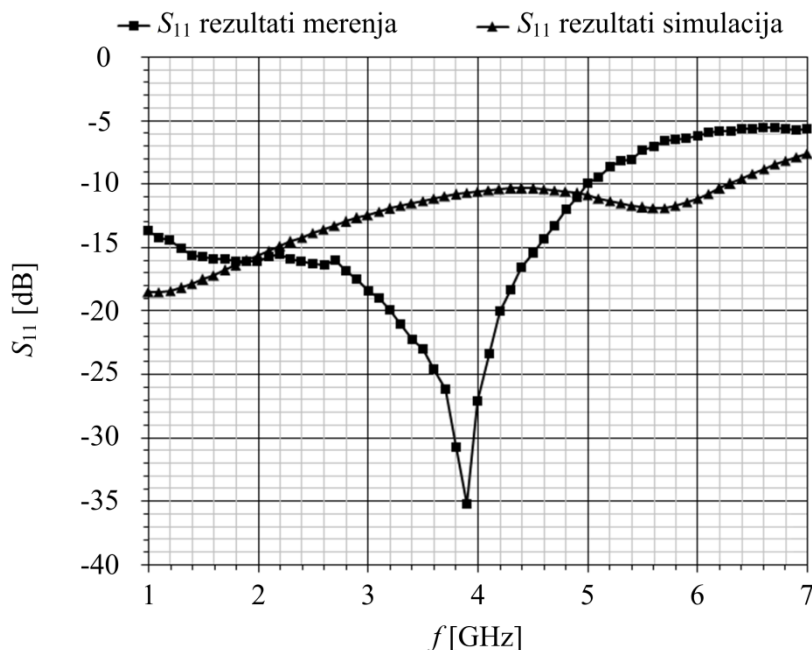
Slika 6.20 Izgled PCB pločice stabilnog izvora napajanja sa linearnim regulatorom TI TPS79101 za napajanje NŠP

Napon napajanja od 1,8 V, kao i upravljački signali su dovođeni sa posebno napravljenih podešljivih, stabilnih izvora napajanja koji koriste integrisano kolo *Texas Instruments TPS79101*, slika 6.20. Reč je o brzom RF linearnom regulatoru sa jako malim šumom ($15 \mu\text{V}_{\text{rms}}$), velikom vrednošću faktora potiskivanja smetnji iz napona napajanja (70 dB na 10 kHz) i malom razlikom napona na ulazu i izlazu (38 mV) (eng. *ultralow noise, high PSRR, fast RF 100-mA low-dropout linear regulator*).

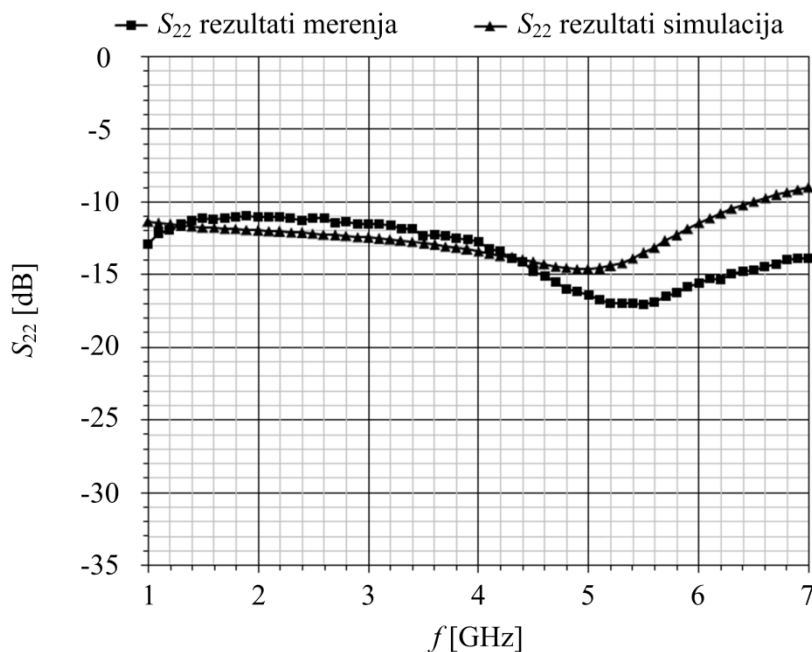
Za merenje S-parametara predloženog NŠP korišćen je analizator mreža *Rohde & Schwarz ZVM Vector Network Analyzer* sa frekvencijskim opsegom od 10 MHz do 20 GHz, dok je potrošnja struje NŠP merena preciznim multimetrom *Keithley 2000*. Linearnost NŠP je određena merenjem parametra tačke slabljenja od 1-dB. Za to je korišćen analizator spektra *Rohde & Schwarz Spectrum Analyzer FSP 30* (opsega 9 kHz – 30 GHz), dok se za dovođenje signala na ulaz kola, snage od -35 do 0 dBm, koristio analizator mreža *Hewlett Packard Network Analyzer 8753E* (opsega 30 kHz – 3 GHz).

6.3.2 Rezultati merenja

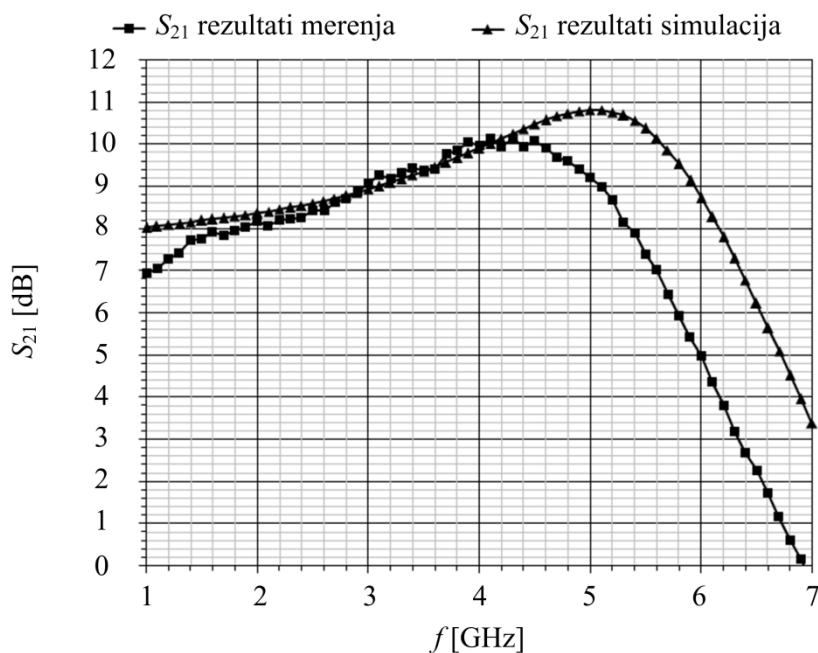
Na slikama 6.21–6.24 prikazani su izmereni S-parametri fabrikovanog UWB NŠP. Kako bi se proverila validnost rezultata, rezultati merenja prikazani su zajedno sa rezultatima dobijenim postlejt simulacijama. Vrednost parametra S_{11} je manja od -10 dB u frekvijskom opsegu od 1 do 5 GHz. U celom frekvijskom opsegu od interesa (3,1–5 GHz) izmerene vrednosti parametara S_{22} i S_{12} ostaju ispod $-11,52$ dB i $-36,07$ dB.



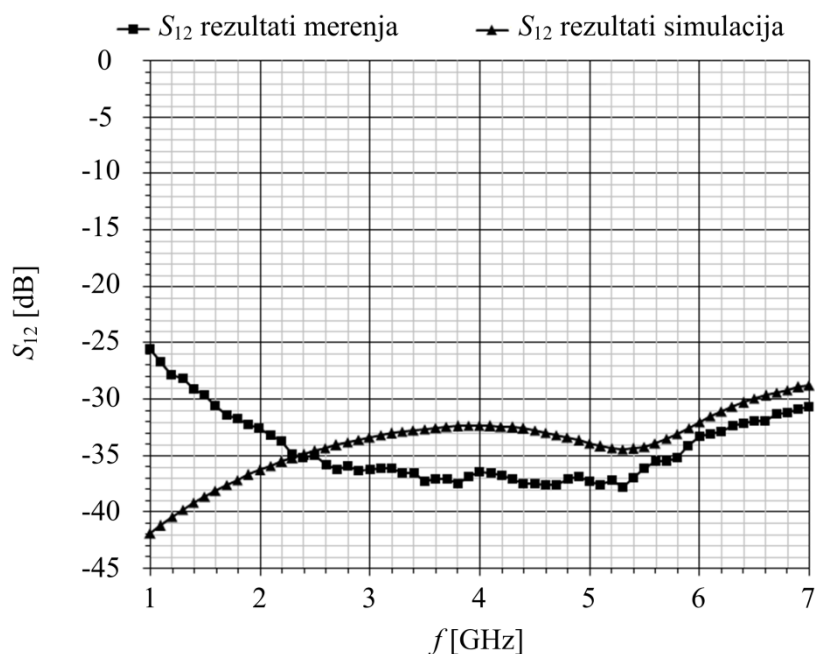
Slika 6.21 Rezultati merenja i postlejt simulacija: zavisnost S_{11} parametra od frekvencije



Slika 6.22 Rezultati merenja i postlejt simulacija: zavisnost S_{22} parametra od frekvencije



Slika 6.23 Rezultati merenja i postlejaout simulacija: zavisnost S_{21} parametra od frekvencije



Slika 6.24 Rezultati merenja i postlejaout simulacija: zavisnost S_{12} parametra od frekvencije

Na slici 6.23 prikazana je zavisnost parametra S_{21} od frekvencije. Od 3,1 do 5 GHz dati parametar ima vrednost $9,7 \pm 0,45$ dB, dok -3 dB opseg pokriva frekvencije od 1,11 do 5,57 GHz.

Potrebno je naglasiti da vrednosti merenih karakteristika dominantno zavise od kvaliteta kontakta ostvarenog između vrhova sonde i pristupnih tačaka. U slučaju da vrhovi sonde ne nalegnu dobro na metalne pedove (sonde su pod malim nagibom u odnosu na

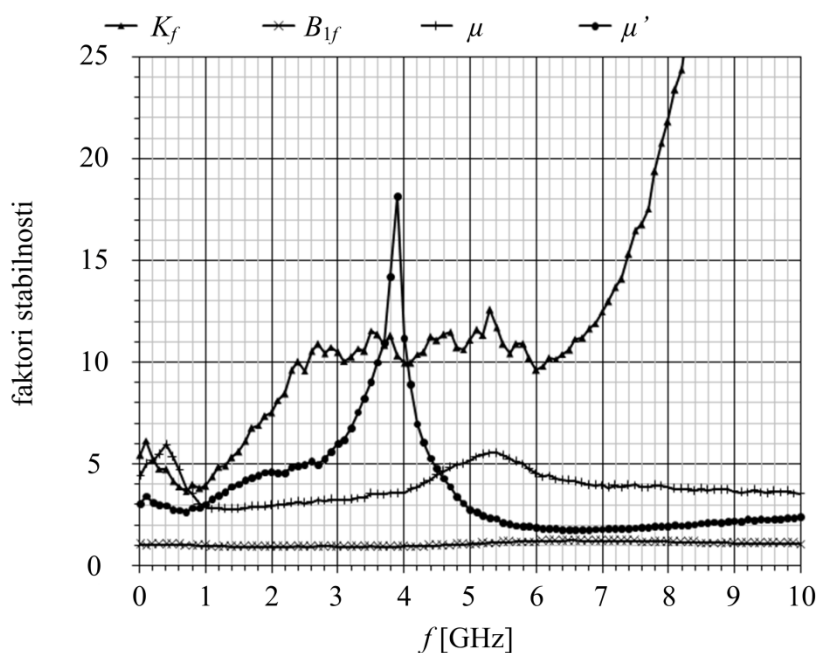
podlogu i postoji mala razlika u debljini integrisanog kola) dolazi do znatnih promena u dobijenim rezultatima. Takođe, vrhovi ili iglice sonde su jako osetljive i u slučaju preteranog kontakta sa integrisanim kolom ili nekim drugim vidom neopreznog rukovanja lako dolazi do lomljenja njihovih vrhova (sonde su nakon toga neupotrebljive). Dodatni problem predstavljaju nečistoće u vidu ogrebanih metalnih delova usled mehaničkog trošenja pedova prilikom njihove upotrebe, koje unose odgovarajuće parazite, odnosno, dodatnu parazitnu otpornost koja doprinosi odstupanju od željenih karakteristika. Ovo se posebno odrazilo prilikom merenja refleksije signala na ulazu, odnosno S_{11} parametra.

Kako bi se ispitala ponovljivost ponuđenog rešenja, izvršeno je merenje pet fabrikovanih NŠP. Poklapanjem rezultata potvrđena je pouzdanost prikazane metode.

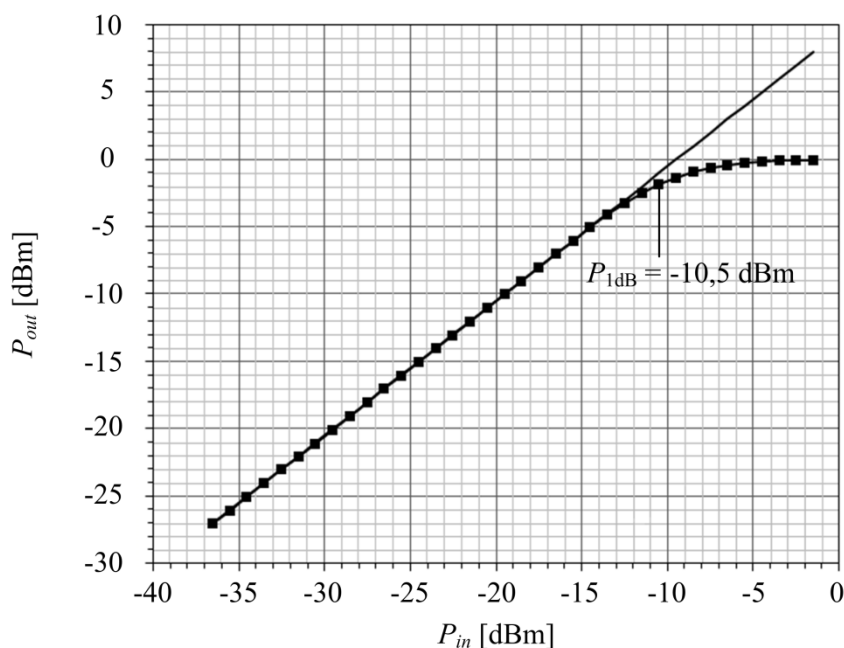
Potrošnja struje predloženog NŠP iznosi 5,54 mA pri naponu napajanja od 1,8 V. Ukoliko se uzme u obzir i potrošnja kola za polarizaciju i izlaznog bafera, ukupna potrošnja snage iznosi 28,54 mW.

Na osnovu dobijenih rezultata S-parametara proračunati su parametri stabilnosti NŠP. Minimalne vrednosti faktora stabilnosti K_f i B_{1f} su 3,66 i 0,94, respektivno, čime su uslovi za bezuslovnu stabilnost postignuti. Dalje, određeni su i geometrijski faktori stabilnosti: μ i μ' , koji predstavljaju faktor stabilnosti opterećenja i faktor stabilnosti izvora, respektivno. Za predložen UWB NŠP faktori stabilnosti su proračunati za sve frekvencije na kojima je vrednost pojačanja veća od jedan. Rezultat je prikazan na slici 6.25 i može se videti da je NŠP stabilan za sve frekvencije do 10 GHz.

Linearnost realizovanog rešenja NŠP karakterisana je tačkom slabljenja pojačanja od 1-dB, $P_{1\text{dB}}$. Parametar je meren samo za frekvenciju 3 GHz, usled ograničenja dostupne merene instrumentacije. Mereno je pet uzoraka NŠP i dobijene su vrednosti u rasponu od -9,5 do -11,5 dBm. Prosečna vrednost je prikazana na slici 6.26. Na osnovu dobijenih rezultata



Slika 6.25 Rezultati merenja: zavisnost faktora stabilnosti od frekvencije



Slika 6.26 Rezultati merenja: tačka slabljenja pojačanja od 1-dB (P_{1dB})

može se zaključiti da predloženo rešenje NŠP pokazuje dobru linearnost i ispunjava zahteve za UWB NŠP.

Za određivanje fazne linearnosti (eng. *phase linearity*) koristi se parametar grupno kašnjenje, koji se definiše kao prvi izvod fazne karakteristike prenosne funkcije S_{21} . Za predloženo kolo NŠP promena grupnog kašnjenja u frekencijskom opsegu od 3,1 do 5 GHz iznosi $\pm 34,59$ ps. Prema definiciji, ukoliko je promena vrednosti grupnog kašnjenja manja od $\pm 10\%$ vremena trajanja jednog bita u određenom frekencijskom opsegu, ne dolazi do stvaranja izobličenja u prenosu podataka (eng. *data dependent jitter*) [83]. Dobijenim rezultatima odgovara maksimalno trajanje bita od 345,9 ps, tj., brzina prenosa podataka do 2,89 Gb/s. Sledi da predloženo kolo pokazuje dobru faznu linearnost.

Merenje karakteristika UWB NŠP uveliko zavisi od merne opreme i primenjene merne tehnike. Izbor merne metode, kao i pravilno rukovanje mernom instrumentacijom značajno utiču na tačnost merenja. Pošto se merenje vrši direktno na silicijumskoj pločici tačnost rezultata dominantno zavisi od kvaliteta kontakta između vrhova sonde i metalnih pedova na integrisanom kolu. Takođe, slabljenja u kablovima, konektorima, sondama i njima dodeljenim specifičnim kablovima dodatno utiču na razliku između očekivanih rezultata (na osnovu simulacija sa ekstrahovanim uticajima parazita) i dobijenih merenih karakteristika.

6.4 Novo rešenje UWB NŠP sa tehnikom za povećanje pojačanja

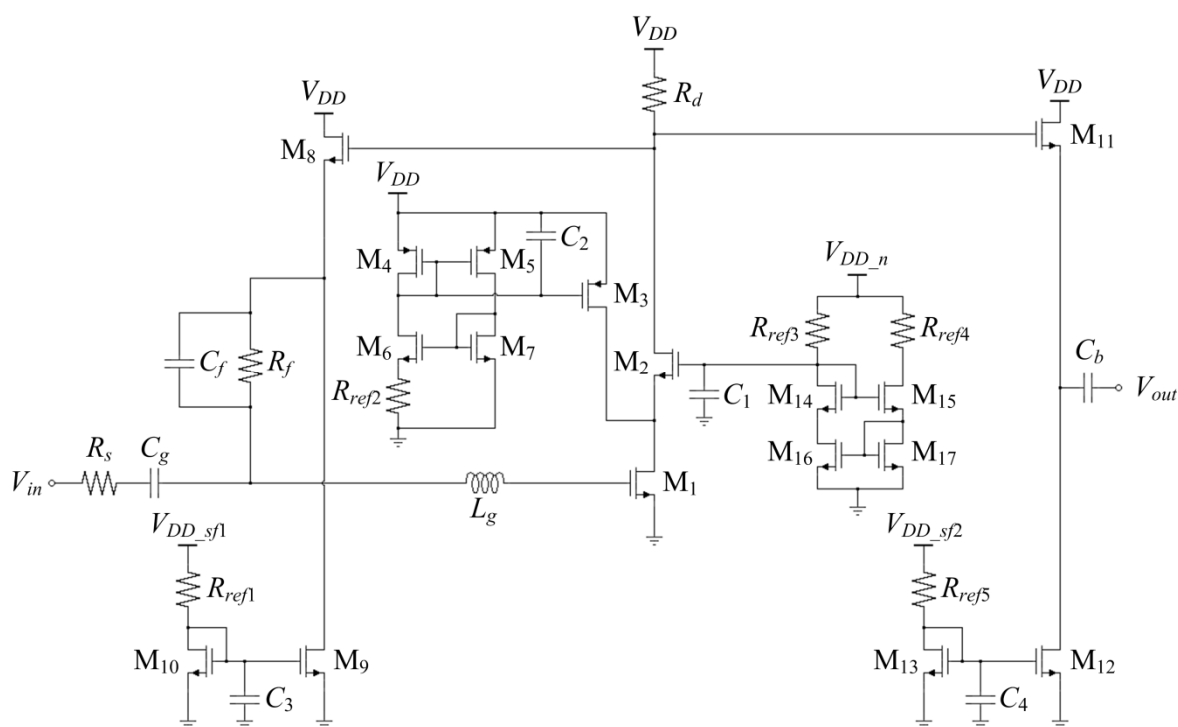
Kako bi se dalje ispitale mogućnosti predloženog NŠP, kolo je redizajnirano, odnosno umesto stepena sa višestrukim iskorišćenjem struje, upotrebljena je tehnika povećanja struje drejna pojačavačkog tranzistora (eng. *current bleeding technique*). Na ovaj način, kao i sa prethodnom metodom dobija se mogućnost dodatnog povećanja vrednosti pojačanja NŠP.

6.4.1 Analiza i dizajn UWB NŠP

Na slici 6.27 prikazana je nova šema predloženog UWB NŠP, koja je predstavljena u radu [84]. Kao i u prethodnom slučaju, kolo je projektovano u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvencijski opeg od 3,1 do 5 GHz. Sastoji se od jednog pojačavačkog stepena kaskodne strukture, koji čine tranzistori M_1 i M_2 . Za dodatno povećanje vrednosti pojačanja, koristi se tehnika povećanja struje drejna tranzistora M_1 dodavanjem tranzistora M_3 . Izlazni stepen je pojačavač sa zajedničkim drejnom, a čine ga tranzistori M_{11} i M_{12} .

Za prilagođenje ulazne impedanse, kao i u prethodno opisanom NŠP, kolo je prošireno povratnom petljom sa otpornikom vezanim preko pojačavača sa zajedničkim drejnom, čime je vrednost otpornika R_d znatno smanjena, a time propusni opseg proširen. Međutim, za postizanje velike vrednosti pojačanja struja drejna tranzistora M_1 mora biti velika, što dovodi do toga da pad napona na otporniku bude znatan. Korišćenjem, tehnike za povećanje struje drejna, uticaj porasta transkonduktanse tranzistora M_1 na pad napona do kojeg će doći na otporniku R_d je smanjen. Odnosno, struju drejna tranzistora M_1 koja će proticati kroz tranzistor M_2 određuje strujni izvor dodat u kolo drejna tranzistora M_1 . Struktura strujnog izvora prikazana je na slici 6.27, i čine ga strujno ogledalo i Vidlarova (eng. *Widlar*) struktura.

Na isti način kao i u prethodnoj strukturi NŠP, dodavanjem kondenzatora C_f u paralelu sa otpornikom R_f , vrednost impedanse povratne sprege se smanjuje na visokim frekvencijama, čime se postiže konstantna vrednost ulazne impedanse u širokom propusnom opsegu. Takođe, dodavanjem induktora L_g u kolo gejta tranzistora M_1 unutar povratne sprege utiče se na proširenje propusnog opsega i dodatno povećanje pojačanja. Za predloženi NŠP vrednost



Slika 6.27 UWB NŠP sa tehnikom za povećanje struje drejna

ovog induktora iznosi 2,25 nH. Detaljna analiza je data u opisu prethodnog kola, u poglavlju 6.1.1.

Polarizaciona kola za dva pojačavača sa zajedničkim drejnom, jednim kao delom povratne sprege, a drugim kao izlaznim baferom, sastoje se od otpornika R_{refn} , $n = 1, 5$, i tranzistora M_n , $n = 10, 13$, gde svaki tranzistor gradi strujno ogledalo sa odgovarajućim pojačavačkim tranzistorom (M_9, M_{12}). Za postavljanje napona polarizacije gejta tranzistora M_2 na potrebnu vrednost koristi se modifikovano Vilsonovo strujno ogledalo.

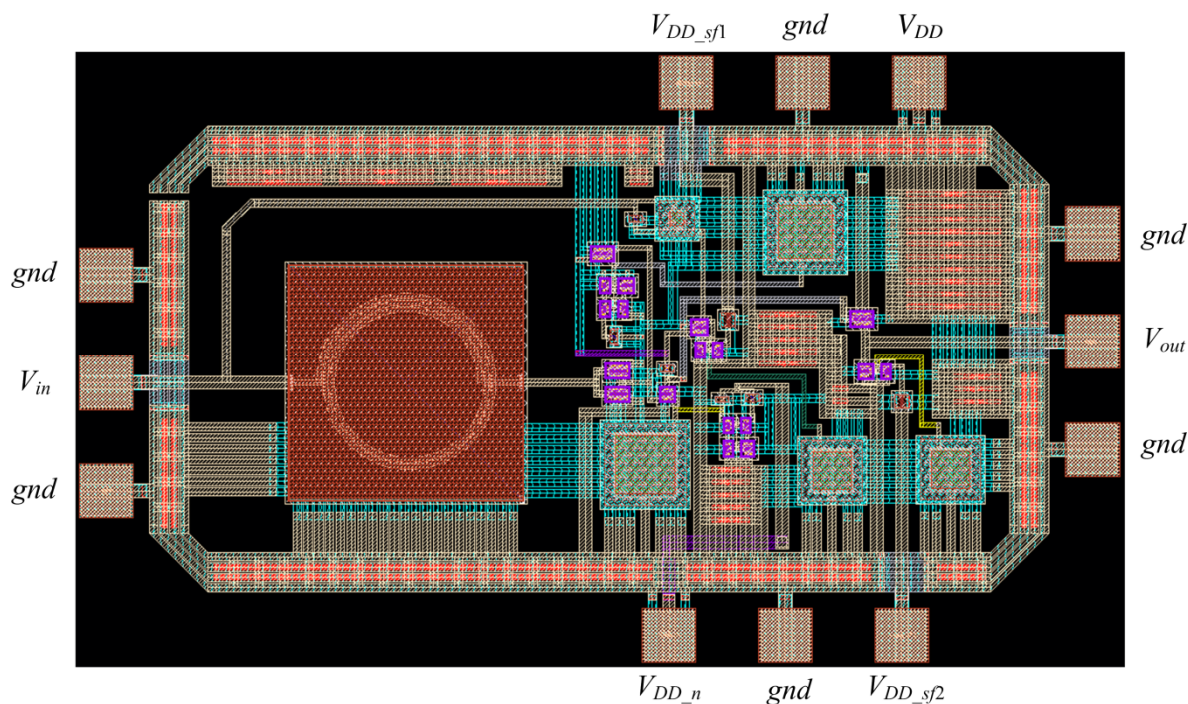
C_g i C_b predstavljaju ulazni i izlazni kondenzator velike vrednosti (15 pF), respektivno, dok je otpornikom R_s data izlazna otpornost izvora (vrednosti 50 Ω). Tokom karakterizacije NŠP ove kondenzatore je neophodno dodati eksterno. Informacije oko dimenzija ostalih komponenti u predloženom NŠP date su u prilogu u tabelama A.9a i A.9b.

Na vrednost termičkog šuma će dominantno uticati iste komponente kao i u NŠP ranije opisanom u ovom poglavlju. Stoga, po analogiji sa (6.15)–(6.18) može se izračunati ukupna vrednost parametra šuma. Iz datih izraza sledi da se vrednost NF može smanjiti ukoliko se poveća član $g_{m1}R_d$. Vrednost transkonduktanse tranzistora M_1 se može povećati na dva načina: povećanjem širine kanala tranzistora ili povećanjem vrednosti struje polarizacije. Prvo će dovesti do povećanja vrednosti parazitnih kapacitivnosti, čime će se narušiti prilagođenja ulazne impedanse, dok drugo dovodi do povećanja ukupne potrošnje stuje NŠP. Sa druge strane, povećanje vrednosti otpornika R_d dovodi do suženja propusnog opsega NŠP. U predloženom dizajnu, korišćena je tehnika za povećanje struje drejna tranzistora M_1 , čime se povećava vrednost transkonduktanse g_{m1} . Stoga, manja količina struje prolazi kroz otpornik R_d omogućavajući povećanje njegove vrednosti za istu vrednost napona napajanja. Tokom projektovanja NŠP napravljen je kompromis između ukupne potrošnje, širine propusnog opsega i vrednosti NF .

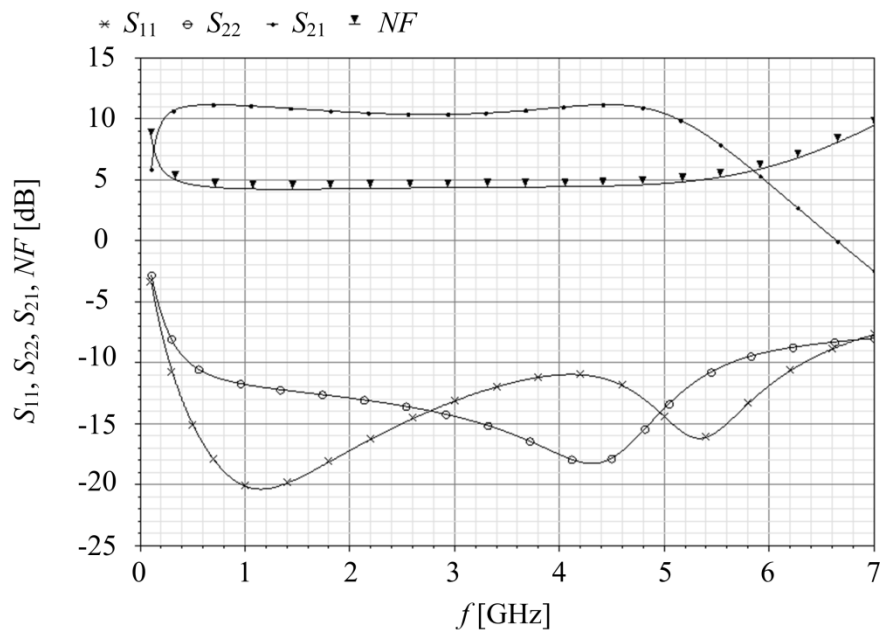
6.4.2 Rezultati postleajut simulacija

Lejaut predloženog kola prikazan je na slici 6.28. Kolo zauzima površinu od $1,251 \times 0,729 \text{ mm}^2$, dok površina aktivnog dela kola, bez pristupnih pedova, približno iznosi $0,919 \times 0,384 \text{ mm}^2$. Kao što je ranije istaknuto, NŠP je projektovan u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg 3,1–5 GHz. Rezultati dobijeni postleajut simulacijama (parametri S_{11} , S_{22} , S_{21} i NF) prikazani su na slici 6.29.

Vrednost koeficijenta refleksije signala na ulazu kola (S_{11}) je ispod -10 dB za frekvencije od 273,6 MHz do 6,32 GHz. Koeficijent refleksije signala na izlazu kola (S_{22}) ima vrednost manju od -10 dB u frekvencijskom opsegu od 466,4 MHz do 5,63 GHz. Najveća vrednost pojačanja (S_{21}) predloženog NŠP je 11,18 dB na frekvenciji 4,46 GHz, sa varijacijama vrednosti do 0,8 dB od 259 MHz do 5 GHz. Propusni opseg od -3 dB pokriva frekvencije od 140 MHz do 5,48 GHz. Ukupna potrošnja snage NŠP, računajući i potrošnju polarizacionih kola i izlaznog bafera, je 27,7 mW pri naponu napajanja 1,8 V. Od toga, potrošnja struje pojačavača iznosi 6,2 mA, dok ostatak predstavlja potrošnju bafera (3 mA) i kola za polarizaciju tranzistora M_2 , M_9 i M_{12} (6,2 mA). Parametar S_{12} , kojim je opisana izolacija ulaza od izlaza kola, ima vrednost manju od $-24,44 \text{ dB}$ u celom simuliranom opsegu, od 100 MHz do 7 GHz.



Slika 6.28 Izgled lejauta UWB NŠP sa obeleženim rasporedom pristupnih tačaka



Slika 6.29 Rezultati postleljaut simulacija: zavisnosti S-parametra (S_{11} , S_{22} , S_{21}) i parametra šuma (NF) od frekvencije

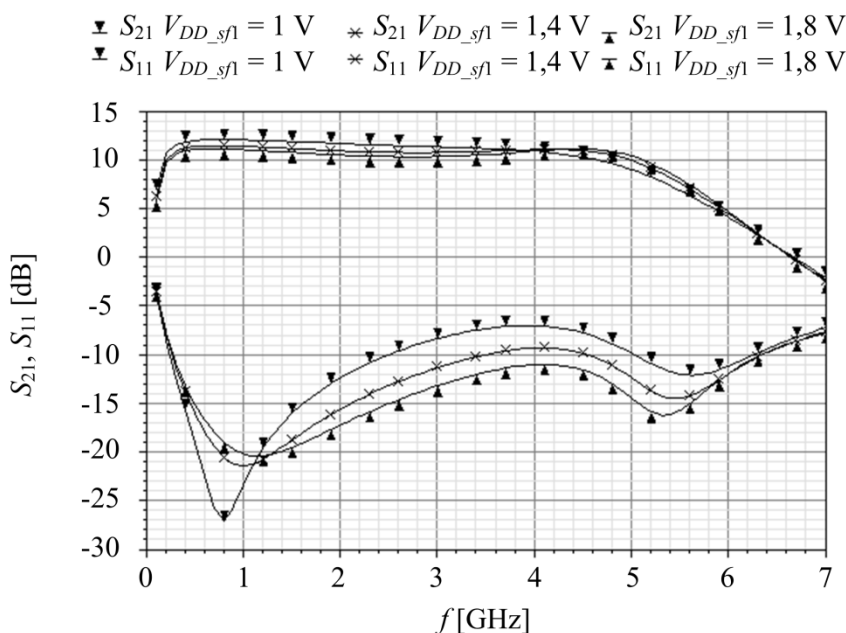
Prosečna vrednost parametra šuma za frekvencijski opseg od 466 MHz do 5 GHz iznosi 4,48 dB, dok minimalnu vrednost od 4,24 dB ima na frekvenciji 1,37 GHz. U opsegu od interesa vrednost NF varira od 4,39 dB na 3,1 GHz do 4,72 dB na 5 GHz.

Minimalne vrednosti faktora stabilnosti K_f i B_{1f} iznose 3,42 i 0,94, respektivno, odnosno uslovi za bezuslovnu stabilnost kola su ispunjeni.

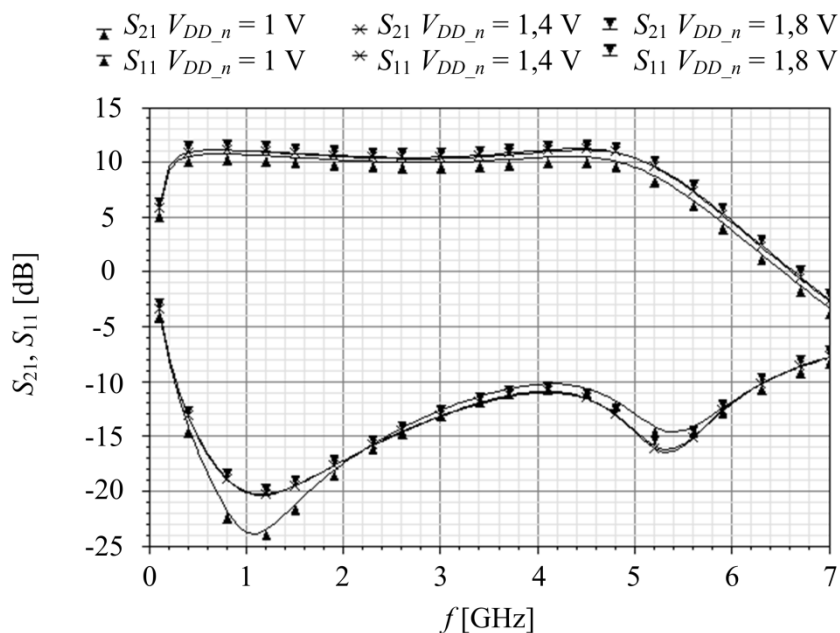
Vrednost tačke slabljenja pojačanja od 1-dB ($P_{1\text{dB}}$), kojom je opisana linearnost NŠP, iznosi $-20,9$ dBm za frekvenciju 4 GHz, koja se može posmatrati kao centralna frekvencija za posmatrani opseg, 3,1–5 GHz. Dalje, vrednost parametra $IIP3$ u slučaju kada su na ulaz dovedena dva signala bliskih frekvencija, 4 GHz i 4,1 GHz, je $-12,72$ dBm.

Tokom fabrikacije predloženog integrisanog kola može doći do PVT varijacija i do promena vrednosti parametara NŠP. Kako bi se omogućilo podešavanje njihovih vrednosti, za dovođenje napona napajanja V_{DD_sf1} , V_{DD_sf2} i V_{DD_n} rezervisani su posebni pedovi tokom dizajna. Smanjivanjem vrednosti ovih napona (nominalno su postavljeni na 1,8 V) omogućeno je podešavanje vrednosti S-parametara i parametra šuma. Na slikama 6.30–6.32 prikazani su rezultati ovih promena dobijeni postlelaut simulacijama.

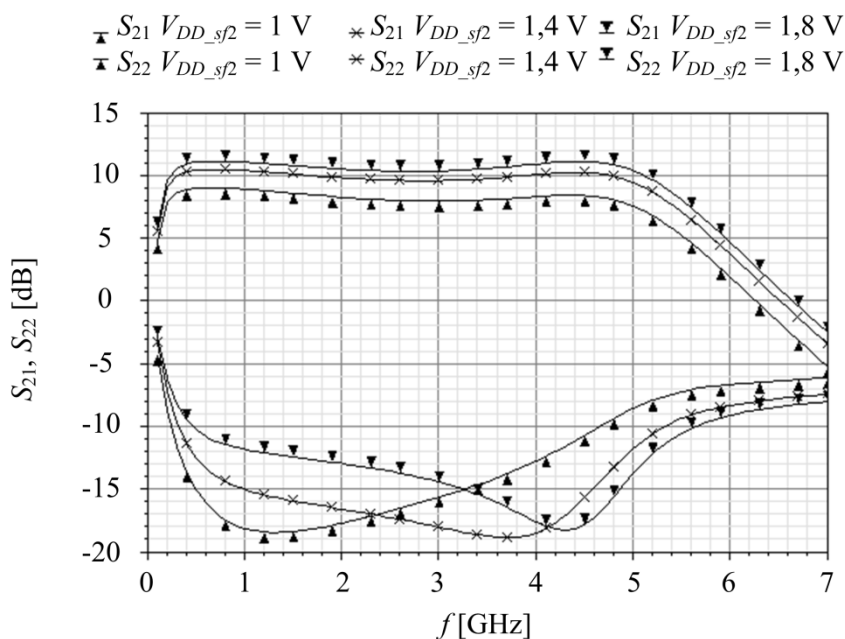
Smanjenje vrednosti napona napajanja V_{DD_sf1} dovodi do povećanja napona V_{gs1} tranzistora M_1 , odnosno do povećanja vrednosti transkonduktanse g_{m1} , a time i parametra S_{21} . Na osnovu izraza (3.20), doći će do smanjenja vrednosti ulazne impedanse i povećanja vrednosti parametra S_{11} . Takođe, promene napona V_{DD_sf1} rezultuju manjim promenama vrednosti parametara S_{22} i NF . Svako variranje vrednosti napona V_{DD_n} dovešće do pomeranja mirne radne tačke tranzistora M_2 čime će se vrednost pojačanja NŠP promeniti, što će za posledicu imati loše prilagođenje ulazne impedanse NŠP. Ukoliko napon V_{DD_sf2} ima vrednost manju od 1,8 V, vrednost izlazne otpornosti tranzistora M_{11} i M_{12} se povećava i dolazi do promene S_{22} i smanjenja vrednosti S_{21} .



Slika 6.30 Rezultati postlelaut simulacija: Zavisnosti parametara S_{21} i S_{11} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_sf1} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V



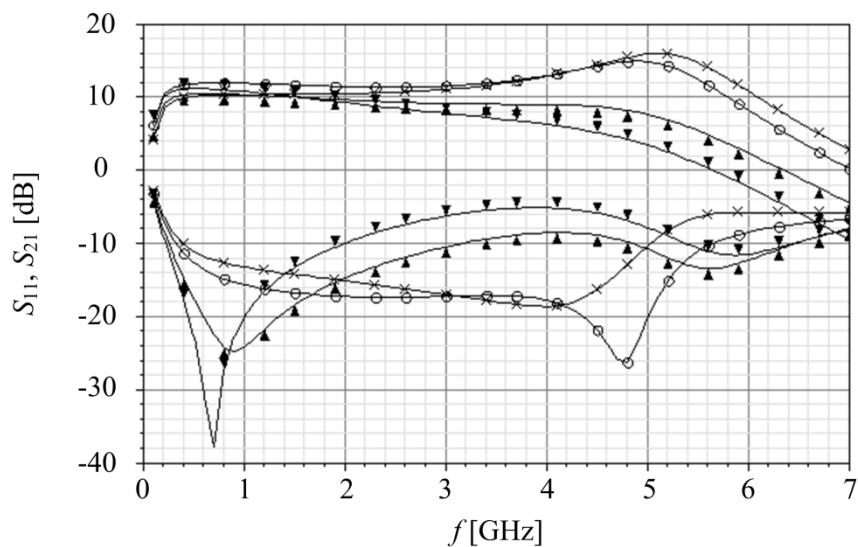
Slika 6.31 Rezultati postlejt simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{11} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_n} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V



Slika 6.32 Rezultati postlejt simulacija: zavisnosti parametara S_{21} i S_{22} od frekvencije pri promeni napona napajanja V_{DD_sf2} u opsegu 1–1,8 V, sa korakom 0,4 V

Da bi se ispitala robusnost predloženog rešenja, NŠP je simuliran *Corner* analizom. Simulirana su dva granična slučaja tranzistora (*ss* i *ff*) pri sobnoj temperaturi (27°C) i dva slučaja sa tipičnim vrednostima tranzistora (*tt* slučaj), ali pri dvema graničnim temperaturama (–45°C i 85°C). Rezultati su prikazani na slici 6.33 za parametre S_{11} i S_{21} , koji su pokazali

∇S_{11} slučaj *ss*, 27°C $\times S_{11}$ slučaj *ff*, 27°C $\ominus S_{11}$ slučaj *tt*, -45°C $\blacktriangle S_{11}$ slučaj *tt*, 85°C
 ∇S_{21} slučaj *ss*, 27°C $\times S_{21}$ slučaj *ff*, 27°C $\ominus S_{21}$ slučaj *tt*, -45°C $\blacktriangle S_{21}$ slučaj *tt*, 85°C



Slika 6.33 Rezultati postlejt simulacija: zavisnosti parametara S_{11} i S_{21} od frekvencije za dva granična slučaja vrednosti parametara tranzistora i na dvema graničnim temperaturama

najveće varijacije vrednosti. Može se primetiti da i pored promena u njihovim vrednostima, parametri u sva četiri slučaja ispunjavaju kriterijume postavljenje na dizajn NŠP.

7. Diskusija

Tokom sprovedenog istraživanja predloženo je devet novih topologija NŠP namenjenih za rad u UWB opsegu.

U četvrtom poglavlju analizirane su dve metode projektovanja UWB NŠP. Kao prvi predstavljen je NŠP uskopojasne topologije (induktivno degenerisane arhitekture pojačavača sa zajedničkim sorsom). Dodavanjem povratne sprege, radni opseg pojačavača je proširen na frekvencije od 3,1 do 5 GHz. Jednostepenom kaskodnom strukturom pojačavačkog stepena, postignuta je velika vrednost pojačanja i niska vrednost šuma uz malu potrošnju. Ipak, usled jednostavnosti ove topologije, vrednosti različitih parametara NŠP određeni su vrednostima istih komponenti, čime se znatno otežava projektovanje NŠP. Ovo naročito dolazi do izražaja u slučaju kada je potrebno postići dobro prilagođenje ulazne impedanse, a pri tome zadržati odgovarajuće vrednosti ostalih parametara poput pojačanja, širine propusnog opsega, šuma i potrošnje. Stoga, kako bi se dobio dodatni stepen slobode, kolo se proširuje dodatnim pojačavačkim stepenom, pojačavačem sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom. Na ovaj način se postiže dobro prilagođenje ulazne impedanse, povećava se vrednost pojačanja, a pri tome se vrednosti parametra šuma i potrošnje ne menjaju mnogo. U tabeli 7.1 upoređene su karakteristike predloženih topologija NŠP sa performansama NŠP postignutim u radovima drugih autora. Svi rezultati su dobijeni simulacijama kola na nivou električne šeme.

Tabela 7.1 Poređenje rezultata simulacija predloženih NŠP sa vrednostima parametara NŠP, projektovanih za frekvencijski opseg 3–5 GHz, postignutim u radovima drugih autora

	NŠP ¹	NŠP ²	NŠP ³	[85]	[86]	[87]
S_{11} [dB]	<-8,95	<-10	<-10,91	<-10	<-10	<-9
S_{22} [dB]	<-12	<-13	<-11,81	N/A	<-10	<-8,5
S_{21} [dB]	11,15	18,69	21,25	11	14	14
NF^* [dB]	1,77	2,26	3,98	2,8	2	2,4
P_D [mW]	5,03	6,05	6,65	5,2	9	12
Tehnologija	0,13 μm CMOS	0,13 μm CMOS	0,13 μm CMOS	0,13 μm CMOS	0,18 μm CMOS	0,18 μm CMOS

¹Jednostepeni UWB NŠP prikazan na slici 4.1

²Dvostepeni UWB NŠP prikazan na slici 4.2

³UWB NŠP, koji u svojoj topologiji ima pojačavač sa zajedničkim gejtom, a prikazan na slici 4.9

*Najveća vrednost parametra šuma

I pored navedenih prednosti koje ovaj način projektovanja NŠP nudi, problem prilagođena ulazne impedanse i dalje nije do kraja rešen. Takođe, veliki broj induktora čini ove topologije zahtevnim sa stanovišta površine na čipu i time se dodatno povećava cena njihove fabrikacije, što je naročito veliki problem ukoliko se koristi 0,13 μm UMC tehnologija. Cena fabrikacije bloka dimenzija 1520 μm ×1520 μm u 0,13 μm UMC tehnologiji u 2016. godini iznosi 5600 evra, dok cena bloka istih dimenzija u 0,18 μm UMC tehnologiji je 3320 evra. Kako bi se otklonili ovi nedostaci, analizirana je metoda za širokopojasno prilagođenje ulazne impedanse, gde prvi stepen NŠP ima strukturu pojačavača sa zajedničkim gejtom.

Treća NŠP topologija projektovana je za frekventijski opseg 3–5 GHz. Pored prvog pojačavačkog stepena, realizovanog kao pojačavač sa zajedničkim gejtom, kolo se sastoji i od drugog stepena, pojačavača sa zajedničkim sorsom kaskodne strukture. Dvostepenom topologijom postiže se velika vrednost pojačanja u željenom opsegu. Za razliku od prethodnog pristupa, u ovom slučaju omogućeno je dobro prilagođenje ulazne impedanse sa manjim brojem pasivnih komponenti, pre svega induktora i kondenzatora, čime se cena fabrikovanog kola znatno smanjuje. Međutim, glavni nedostatak ove topologije predstavlja velika vrednost parametra šuma, kao što se može videti iz tabele 7.1. U odnosu na dvostepeni NŠP sa povratnom spregom, koji je prethodno analiziran, vrednost parametra šuma topologije NŠP sa zajedničkim gejtom je veća za 1,72 dB. Ovo je posledica međusobne sprege vrednosti NF sa vrednošću pojačanja, S_{11} i potrošnje i to tako da smanjenje NF vodi ka smanjenju pojačanja, lošijem prilagođenju ulazne impedanse ili povećanju potrošnje.

Nakon analize ovih topologija, odlučeno je da se u daljem toku istraživanja koristi jeftinija 0,18 μm UMC CMOS tehnologija, kako bi se omogućilo projektovanje složenijih topologija, sa većim brojem komponenti, a da pri tome cena fabrikovanog čipa bude u okviru raspoloživih mogućnosti. Takođe, u poglavlju 5 prve tri topologije NŠP su projektovane za gornji deo UWB opsega, dok je poslednji NŠP namenjen za rad u celom UWB opsegu, kako bi se sagledale mogućnosti projektovanja NŠP na ovim frekvencijama.

Kao prvi, analiziran je dvostepeni NŠP pri čemu se drugi pojačavački stepen nalazi iznad prvog. Ovim je postignuta veća vrednost pojačanja, odnosno za istu struju, koju koriste oba stepena, dobija se veće pojačanje bez povećanja potrošnje. Dobro prilagođenje ulazne impedanse u radnom opsegu od 6 do 8,5 GHz postignuto je proširenjem pojačavača sa zajedničkim sorsom induktorom u kolu sorsa tranzistora i otpornikom u povratnoj petlji. Ipak, nedostatak na koji se nailazi je povećana vrednost parametra šuma u odnosu na performanse topologija NŠP postignutim u radovima drugih autora, a prikazanim u tabeli 7.2. Svi rezultati u tabeli su dobijeni simuliranjem kola na nivou električne šeme. Takođe, ova topologija NŠP zahteva veliki broj pasivnih komponenti, pre svega induktora. Iako je fabrikacija integrisanog kola u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji jeftinija u odnosu na 0,13 μm tehnologiju, kao što je ranije rečeno, veliki broj induktora čini ovo kolo zahtevnim sa stanovišta površine na čipu i time se znatno povećava njegova cena.

Druga predložena topologija je dvostepene strukture, pri čemu su oba pojačavačka stepena realizovana kao pojačavači sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom. Na ovaj način postignuto je dobro prilagođenje ulazne impedanse u radnom opsegu NŠP, od 6 do

Tabela 7.2 Poređenje rezultata simulacija predloženih NŠP sa vrednostima parametara NŠP, projektovanih u 0,18 μm CMOS tehnologiji, postignutim u radovima drugih autora

	NŠP ¹	NŠP ²	NŠP ³	NŠP ⁴	[88]	[89]
$BW_{-3\text{dB}}$ [GHz]	6–8,5	6–9	6–10	6–10	6–10	6–10,3
S_{11} [dB]	<–10	<–10,41	<–13,37	<–13,44	<–9	<–8,31
S_{22} [dB]	<–14,9	<–14,33	<–13,97	<–14,03	<–12	/
S_{21} [dB]	14,3	17,89	16,82	14,09	11,6	10,34
NF^* [dB]	6,81	3,68	7,65	8,2	5,3	3,8**
P_D [mW]	5,26	11,7	12,45	12,6	11,6	24,07

¹UWB NŠP prikazan na slici 5.1

²Dvostepeni UWB NŠP prikazan na slici 5.5

³UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem prikazan na slici 5.1, u modu velikog pojačanja, odnosno napon $V_{var} = 0\text{ V}$

⁴UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem prikazan na slici 5.1, u modu malog pojačanja, odnosno napon $V_{var} = 1,8\text{ V}$

*Najveća vrednost parametra šuma

**Najmanja vrednost parametra šuma

9 GHz. Razdvajanjem pojačavačkih stepeni omogućeno je bolje podešavanje širine propusnog opsega NŠP. Na ovaj način komponente kola su manje spregnute, pa samim tim je razdvojen i njihov uticaj na parametre NŠP. Kako je ukupna vrednost pojačanja data kao zbir pojačanja svakog stepena ponaosob, ovom metodom omogućeno je postizanje velike vrednosti pojačanja sa malim varijacijama u vrednosti (1,51 dB). Takođe, iz tabele 7.2 se može videti da je postignuta mala vrednost NF , najbolja u odnosu na parametre šuma ostalih predloženih rešenja. Ono što predstavlja nedostatak ovakvog pristupa je povećana ukupna potrošnja NŠP, kako svaki dodatni stepen povećava njenu vrednost.

Trećom predloženom topologijom analizirana je mogućnost podešavanja pojačanja NŠP, kako bi se omogućila njegova što šira upotreba. U zavisnosti od vrednosti napona dovedenog na kontrolni priključak V_{var} , razlikuju se dva moda rada i to mod velikog pojačanja ($V_{var} = 0\text{ V}$) i mod malog pojačanja ($V_{var} = 1,8\text{ V}$). NŠP je projektovan za opseg 6–10 GHz i u celom opsegu je ostvareno dobro prilagođenje ulazne impedanse i to najbolje od svih predloženih topologija, pri čemu je radni opseg ovog NŠP širi nego opseg prethodna dva rešenja. Takođe, ovom tehnikom omogućena je podešljivost vrednosti pojačanja do 2,73 dB, pri čemu uslovi za prilagođenje ulazne i izlazne impedanse ostaju zadovoljeni. U odnosu na prethodne dve topologije prikazani NŠP ima povećanu vrednost NF što je posledica korišćenja dodatnog stepena za podešavanje pojačanja i smanjenja pojačanja drugog stepena, čime je povećan doprinos šuma izlaznog stepena u ukupnoj vrednosti NF . Ovo je naročito izraženo u modu malog pojačanja, koji pored toga zahteva i veću potrošnju. I pored ovih nedostataka, predložena topologija predstavlja dobro rešenje za dizajn podešljivog UWB NŠP, velikog pojačanja, kako potrošnja koju dodatni stepen unosi nije znatna.

Kao poslednja predložena je topologija koja pokriva ceo UWB opseg od 3,1 do 10,6 GHz. Prvi pojačavački stepen NŠP je invertorske strukture i koristi tehniku višestrukog

iskorišćenja struje sa povratnom spregom, čime je omogućeno povećanje vrednosti pojačanja kola bez povećanja potrošnje. Širina propusnog opsega određena je proširenjem osnovne strukture induktorom, koji je u kolo priključen na dva načina na gejt NMOS i PMOS tranzistora ili samo na gejt NMOS tranzistora. U drugom slučaju postignuta je veća širina radnog opsega, bolje prilagođenje ulazne impedanse, veća vrednost pojačanja pri manjoj potrošnja i manja vrednost NF , dok je korišćenjem obe topologije postignuta konstantna vrednost pojačanja. U prvom slučaju promena ove vrednosti iznosi samo 0,86 dB od 3,1 do 7 GHz, šta je čini dobrim izborom za širokopojasne aplikacije u donjem delu UWB opsega. Za drugu topologiju varijacije pojačanja su do 1,17 dB u celom UWB opsegu.

Analizom predloženih topologija i datih tehnika, odlučeno je da se dalja istraživanja nastave u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji zbog niže cene fabrikacije integrisanog kola u ovoj tehnologiji. Takođe, kako bi topologija NŠP bila što jednostavnije strukture, a pri tome broj induktora sveden na minimum, za radni oseg NŠP odabran je donji deo UWB opsega.

U poglavlju 6 prikazana je i detaljno analizirana topologija NŠP projektovana i fabrikovana u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji za frekvencijski opseg od 3,1 do 5 GHz. Ovaj NŠP predstavlja novo i jedinstveno rešenje. Korišćenjem jednog glavnog pojačavačkog stepena proširenog tehnikom za višestruko iskorišćenje struje polarizacije, ostvarena je jednostavnost prikazanog rešenja. Prilagođenje ulazne impedanse je postignuto dodavanjem povratne petlje sa otpornikom vezanim preko pojačavača sa zajedničkim drejnom. Takođe, da bi se smanjila ukupna površina fabrikovanog integrisanog kola, broj pasivnih komponenti je sveden na minimum. Odnosno, kolo sadrži samo jedan induktor, koji se nalazi unutar povratne petlje i ima ulogu u proširenju propusnog opsega pojačavača.

U nastavku je opisan postupak za određivanje karakteristika UWB NŠP. Datom mernom metodom je moguće odrediti S-parametre i 1-dB tačku slabljenja, neupakovanih UWB NŠP različitih dimenzija i proizvedenih u različitim tehnologijama, ukoliko je raspored pristupnih tačaka prilagođen korišćenim sondama. U slučaju drugačijeg rasporeda pedova, prikazana metoda se može primeniti bez dodatnih izmena u principu i postavci mernog sistema, ali upotrebom odgovarajućih sondi. Takođe, metoda se može koristiti i za karakterizaciju NŠP koji rade u drugim frekvencijskim opsezima nego prikazano kolo, ali uz odgovarajuću mernu instrumentaciju.

U tabeli 7.3 prikazani su rezultati dobijeni merenjem predloženog NŠP zajedno sa performansama NŠP predstavljenim u radovima drugih autora. Kako se može primetiti, dati NŠP pokazuje male varijacije u vrednosti pojačanja i NF u opsegu od interesa. Takođe, predloženo kolo pokazuje bolju linearnost u odnosu na druga rešenja. Kako u svojoj strukturi ima samo jedan induktor, njegova ukupna površina je znatno smanjena i dovedena približno na površinu koju imaju NŠP fabrikovani u drugim skupljim 0,18 μm CMOS tehnologijama. Manji broj induktora smanjuje stepene slobode prilikom dizajna, te su se morale koristiti dodatne tehnike, prethodno opisane, kako bi se popravile karakteristike NŠP. Na primer, NŠP prikazani u [90] i [91] u svojoj strukturi imaju četiri induktora, u [92] tri i u [93] pet. Kao što je ranije rečeno, cena fabrikacije bloka dimenzija 1520 $\mu\text{m} \times 1520 \mu\text{m}$ u 0,18 μm UMC tehnologiji je 3320 evra, dok cena bloka dimenzija 1660 $\mu\text{m} \times 1660 \mu\text{m}$ u 0,18 μm TSMC tehnologiji iznosi 4300 evra. Ono što je značajno napomenuti je da induktori u TSMC

Tabela 7.3 Poređenje rezultata merenja predložene topologije NŠP sa vrednostima parametara NŠP, projektovanih u 0,18 μm CMOS tehnologiji, postignutim u radovima drugih autora

	NŠP ¹	NŠP ^{2*}	[90]	[91]	[92]	[93]
$BW_{-3\text{dB}}$ [GHz]	3,1–5	3,1–5	3–5	3–4,8	3–7	2–6
S_{11} [dB]	<–10	<–11	<–13	<–10	<–11	<–10
S_{22} [dB]	<–11	<–14	<–10	/	<–11	/
S_{21} [dB]	9,7 \pm 0,4	11,5 \pm 0,4	12,7 \pm 0,4	13,5 \pm 1,5	10 \pm 1,5	12,5 \pm 0,5
NF [dB]	4–4,4*	4,1–4,4	3,2–5,5	3,5–6,8	3,5–4	3–3,7
$P_{1\text{dB}}$ [dBm]	–9,5	–20,9	–11,7	–18	/	/
P_D [mW]	9,9**	11,2**	17,3**	6,7**	9	15
Površina[mm ²]	0,91	0,91	0,7	0,76	0,59	0,98
Tehnologija	UMC	UMC	SMIC	TSMC	TSMC	TSMC

¹Rezultati merenja za UWB NŠP prikazan na slici 6.1

²Rezultati dobijeni postlejt simulacijama za redizajnirani UWB NŠP prikazan na slici 6.27

*Rezultati dobijeni postlejt simulacijama

**Potrošnja NŠP ne uzimajući u obzir potrošnju kola za polarizaciju i izlaznog bafera

tehnologiji zauzimaju manju površinu na čipu, što znatno olakšava dizajn NŠP. SMIC tehnologija nije dostupna Fakultetu tehničkih nauka preko organizacije *Europractice*.

Takođe, izvršen je i redizajn predložene topologije NŠP da bi se ispitale njene dalje mogućnosti. Zbog nedostatka sredstava, dato kolo nije fabrikovano, nego je analizirano samo na nivou postlejt simulacija. Korišćenjem tehnike za povećanje struje drejna pojačavačkog tranzistora umesto tehnike za višestruko iskorišćenje struje, potrošnja struje NŠP je malo povećana, ali sa druge strane postignuta je bolja vrednost pojačanja, linearnosti i prilagođenja ulazne impedanse. Pri tome vrednost parametra šuma se nije promenila i površina koju integrisano kolo zauzima je ostala ista.

Iako je UMC tehnologija odabrana prvenstveno zbog niže cene fabrikacije, iz tabele 7.3 može se zaključiti da se vrednosti parametara NŠP postignuti u ovoj disertaciji mogu porediti sa rezultatima drugih autora, iako te topologije koriste daleko složenije dizajne i realizovani su u skupljim tehnologijama. Stoga, predloženi NŠP predstavlja jednostavno rešenje pogodno za UWB bežične aplikacije, a realizovano u jeftinijoj tehnologiji.

8. Zaključak

UWB tehnologija omogućava bežičnu komunikaciju i prenos podataka u veoma velikom frekvencijskom opsegu, pri čemu se za najveći broj aplikacija koristi opseg od 3,1 do 10,6 GHz. Prednosti koje UWB komunikacija pokazuje u odnosu na uskopojasne komunikacione sistema čini je dobrim kandidatom za širok spektar mogućih aplikacija od komunikacija sa velikim protokom podataka i malim dometom do komunikacija sa malim protokom podataka i nešto većim dometom. Odnosno, UWB primopredajnici se koriste za realizaciju sistema za nadzor i prenos slike, sistema za komunikaciju i merenje, senzorske mreže, radare i razne medicinske primene.

Da bi se omogućio nesmetan rad UWB sistema sa već postojećim servisima, na prijemnik, odnosno na njegov prvi stepen koji čini NŠP, postavljeni su strogi zahtevi. Rešenja koja postoje u literaturi su uglavnom složena i u svojoj topologiji imaju veliki broj komponenti, pre svega induktora, čime je olakšano ispunjavanje svih ovih zahteva, ali po cenu skuplje fabrikacije integrisanih kola usled velike površine koju oni zauzimaju. Takođe, izbor arhitekture NŠP je određen i kvalitetom tehnologije u kojoj se dato kolo projektuje. Iz tih razloga, realizacija NŠP jednostavne topologije, realizovanog u jeftinijoj tehnologiji, sa dobrim vrednostima karakterističnih parametara i malom potrošnjom je veoma bitna.

Ciljem istraživanja sprovedenih u okviru ove doktorske disertacije bilo je projektovanje nove topologije NŠP koja ispunjava date zahteve. U nastavku su dati zaključci, dobijeni na osnovu postignutih rezultata, za devet novih topologija predstavljenih u ovom radu. Kola su projektovana u razvojnom okruženju *Cadence* u dvema UMC CMOS tehnologijama.

Prva tri kola su projektovana u 0,13 μm UMC CMOS tehnologiji, koja nudi brojne prednosti za dizajn integrisanih kola, poput dobrih karakteristika tranzistora i mogućnosti optimizacije induktora. Za frekvencijski opseg od 3,1 do 5 GHz predložene su dve NŠP topologije realizovane proširenjem uskopojasne topologije (induktivno degenerisane arhitekture pojačavača sa zajedničkim sorsom) povratnom spregom, pri čemu je prvo kolo jednostepene kaskodne topologije, dok drugi NŠP ima dodatni pojačavački sepen. Ovom metodom postignute su velike vrednosti pojačanja i male vrednosti šuma, pri maloj ukupnoj potrošnji. Međutim, kod NŠP ovih topologija teško je ostvariti dobro prilagođenje ulazne impedanse, a pri tome zadržati odgovarajuće vrednosti ostalih parametara. Takođe, NŠP ove strukture zahtevaju veliki broj induktora, čime se površina integrisanih kola povećava, a time i cena njihove fabrikacije.

Iz tog razloga, kao sledeći je analiziran NŠP, koji u prvom stepenu ima pojačavač sa zajedničkim gejtom, dok je drugi stepen pojačavač sa zajedničkim sorsom kaskodne strukture.

Na ovaj način, postiže se dobro prilagođenje ulazne impedanse sa manjim brojem pasivnih komponenti, kao i velika vrednost pojačanja. Međutim, glavni nedostatak ove topologije je velika vrednost parametra šuma, kao i njegova jaka sprega sa ostalim parametrima NŠP.

Iako su opisane topologije NŠP pokazale dobre simulirane vrednosti parametara u poređenju sa karakteristikama NŠP postignutim u radovima drugih autora, zbog visoke cene fabrikacije integrisanih kola u ovoj tehnologiji, dalja istraživanja su nastavljena u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji. Takođe, u daljem radu istražene su mogućnosti projektovanja NŠP namenjenih za rad na ostalim frekvencijama iz UWB spektra.

Prvi NŠP je projektovan za frekvencijski opseg 6–8,5 GHz. Kolo je dvostepene strukture i koristi tehniku višestrukog iskorišćenja struje polarizacije, dok je ulazni stepen realizovan kao pojačavač sa zajedničkim sorsom proširen induktorom u kolu sorsa tranzistora i otpornikom u povratnoj petlji. Na ovaj način, omogućeno je postizanje odgovarajuće vrednosti pojačanja pri smanjenoj vrednosti ukupne potrošnje NŠP. Osim ovih prednosti, datom topologijom postignuto je i dobro prilagođenje ulazne i izlazne impedanse. Međutim, nedostatak na koji se nailazi je povećana vrednost parametra šuma, kao i veliki broj pasivnih komponenti u kolu NŠP, pre svega induktora.

Kod druge topologije, projektovane za frekvencijski opseg 6–8,5 GHz, oba pojačavačka stepena realizovana su kao pojačavači sa zajedničkim sorsom i povratnom spregom. Razdvajanjem pojačavačkih stepeni omogućeno je bolje podešavanje širine propusnog opsega, smanjivanjem sprege između komponenti kola, pa samim tim i njihovog uticaja na parametre NŠP. Ovom metodom postignuta je velika vrednost pojačanja sa malim varijacijama u vrednosti, mala vrednost parametra šuma i dobro prilagođenje ulazne impedanse. Međutim, glavni nedostatak ovakvog pristupa je povećana ukupna potrošnja NŠP.

Treća predložena topologija je projektovana za opseg 6–10 GHz i ima mogućnost podešavanja pojačanja NŠP, u zavisnosti od njegove aplikacije. Promenom vrednosti napona dovedenog na kontrolni priključak, razlikuju se dva moda rada i to mod velikog pojačanja i mod malog pojačanja, pri čemu uslovi za prilagođenje ulazne i izlazne impedanse ostaju ispunjeni. Međutim, korišćenjem dodatnog stepena za podešavanje pojačanja povećan je doprinos šuma izlaznog stepena u ukupnoj vrednosti parametra šuma. I pored ovih nedostataka, ova topologija predstavlja dobro rešenje podešljivog NŠP, kako potrošnja koju dodatni stepen unosi nije znatna.

Četvrti opisani NŠP pokriva ceo UWB opseg od 3,1 do 10,6 GHz. Prvi pojačavački stepen je invertorske strukture, kako bi se povećala vrednost pojačanja bez povećanja potrošnje. U okviru analize NŠP, proučen je uticaj induktora na širinu propusnog opsega, u slučajevima kada je induktor priključen na gejnt NMOS i PMOS tranzistora ili samo na gejnt NMOS tranzistora. Pored šireg opsega, u drugom slučaju postignuto je i bolje prilagođenje ulazne impedanse, veća vrednost pojačanja pri manjoj potrošnja i manja vrednost parametra šuma. Obe topologije su pokazale konstantnu vrednost pojačanja u širokom opsegu.

Nakon simulacija opisanih topologija NŠP, prešlo se na sledeću fazu istraživanja, koja je podrazumevala predlog novog i originalnog rešenja NŠP, kojim bi se prevazišli svi nedostaci uočeni tokom analiza prethodnih kola. Takođe, vodilo se računa o izboru

odgovarajuće tehnologije u kojoj bi kolo bilo projektovano, kako je predloženi NŠP trebao biti fabrikovan i okarakterisan.

Kao rešenje, predstavljena je i detaljno analizirana topologija NŠP projektovana i implementirana u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji za donji deo UWB opsega, od 3,1 do 5 GHz. Ulazni stepen je realizovan kao zbir dva pristupa, pojačavačkog stepena kaskodne strukture i stepena sa višestrukim iskorišćenjem struje. Prilagođenje ulazne impedanse je postignuto dodavanjem povratne petlje sa paralelnom vezom otpornika i kondenzatora vezane preko pojačavača sa zajedničkim drejnom. Ovim je ostvarena jednostavnost prikazanog rešenja. Takođe, korišćenjem samo jednog induktora ukupna površina NŠP je svedena približno na površinu koju imaju NŠP fabrikovani u drugim skupljim 0,18 μm CMOS tehnologijama. Iako mali broj induktora smanjuje stepene slobode prilikom dizajna, korišćenjem dodatnih tehnika predloženi NŠP ispunio je postavljene zahteve.

Dalje je predložena merna metoda za određivanje karakteristika, S-parametara i tačke slabljenja pojačanja od 1-dB, neupakovanih UWB NŠP različitih dimenzija i proizvedenih u različitim tehnologijama. Opisana metoda se uz odgovarajuću mernu instrumentaciju može koristiti i za karakterizaciju NŠP projektovanih za ostale UWB frekvencijske opsege.

Rezultati merenja NŠP pokazali su male varijacije u vrednosti pojačanja i parametra šuma u opsegu od interesa. Takođe, predloženo kolo odlikuje se dobrom linearnošću, kao i dobrom linearnošću fazne karakteristike pojačavača. Na osnovu postignutih rezultata predloženi NŠP predstavlja jednostavno rešenje pogodno za UWB bežične aplikacije.

Na kraju je izvršen i redizajn predložene topologije NŠP kako bi se ispitale njene dalje mogućnosti. Umesto tehnike za višestruko iskorišćenje struje korišćena je tehnika za povećanje struje drejna pojačavačkog tranzistora. Na ovaj način potrošnja struje NŠP je malo povećana, ali sa druge strane postignuta je bolja vrednost pojačanja, linearnosti i prilagođenja ulazne impedanse, dok se vrednost parametra šuma nije promenila, a površina koju integrisano kolo zauzima je ostala ista. Međutim, usled nedostatka materijalnih sredstava, prikazano kolo nije fabrikovano, nego je samo analizirano na nivou postlejtut simulacija.

Rezultati istraživanja sprovedenih u okviru doktorske disertacije su prezentovani u radovima [66, 67], [74–78], [81, 84], [94] i [95].

Buduće istraživanje u oblasti RF integrisanih kola će biti usmereno na realizaciju predloženih topologija NŠP u novijim CMOS tehnologijama boljih karakteristika, čime bi bilo omogućeno postizanje boljih vrednosti parametara NŠP sa dodatnim smanjenjem ukupne površine. Pored toga, istraživanje će biti prošireno na projektovanje ostalih delova UWB predajnika primenom znanja i iskustava stečenih tokom istraživanja sprovedenih u okviru ove doktorske disertacije. Takođe, biće razmotrena i moguća primena i integracija predloženih kola u sistem za bežičnu komunikaciju.

Dodatak A

Vrednosti komponenti predloženih nisko-šumnih pojačavača

U ovom dodatku date su dimenzije komponenti za UWB NŠP opisane i analizirane u prethodnim poglavljima.

Za NŠP predložene u poglavlju 4, projektovane u 0,13 μm UMC CMOS tehnologiji, a prikazane na slikama 4.1, 4.2 i 4.9, vrednosti komponenti su date redom u tabelama A.1a i A.1b, A.2a, A.2b i A.2c, i A.3a i A.3b.

NMOS tranzistori u 0,13 μm UMC CMOS tehnologiji su realizovani kao strukture sa više prstiju gejta. Širina kanala tranzistora je jednaka $W = ng \times 3,6 \mu\text{m}$, gde ng predstavlja broj gejtova, a vrednost 3,6 μm je osnovna širina gejta NMOS tranzistora. Broj gejtova može biti od 4 do 16, pri čemu proizvođač preporučuje da njihov broj bude neparan. Ukoliko su potrebni tranzistori sa većom širinom kanala, više tranzistora se veže u paraleli. Dužina kanala tranzistora je nepromenljiva i iznosi 130 nm. Priključci podloge (eng. *bulk*) svih NMOS tranzistora su vezani na masu (eng. *ground* – *gnd*).

Tabela A.1a Vrednosti širina kanala tranzistora u jednostepenom UWB NŠP

Komponenta	M ₁	M _{2,4}	M ₃	M ₅	M ₆
W [μm]	216	57,6	126	18	10,8

Tabela A.1b Vrednosti pasivnih komponenti u jednostepenom UWB NŠP

Komponenta	R_f [Ω]	R_d [Ω]	R_{ref1} [k Ω]	R_{ref2} [k Ω]	$R_{bias1,2}$ [k Ω]	L_g [nH]	L_s [pH]	L_d [nH]	C_f [pF]
Vrednost	1499,5	149,8	5,2	8	20	3,1	369,2	4	2

Tabela A.2a Vrednosti širina kanala tranzistora u dvostepenom UWB NŠP

Komponenta	M ₁	M ₂	M ₃	M ₄	M ₅	M _{6,7}	M ₈	M ₉
W [μm]	374,4	57,6	244,8	86,4	90	36	43,2	25,2

Tabela A.2b Vrednosti pasivnih komponenti u dvostepenom UWB NŠP

Komponenta	R_{f1} [Ω]	R_{f2} [Ω]	$R_{d1,2}$ [Ω]	$R_{ref1,2}$ [k Ω]	R_{ref3} [k Ω]	$R_{bias1,2,3}$ [k Ω]
Vrednost	1099,6	1199,8	111	5,2	8	20

Tabela A.2c Vrednosti pasivnih komponenti u dvostepenom UWB NŠP

Komponenta	L_s [pH]	L_{g1} [nH]	L_{g2} [pH]	L_{d1} [nH]	L_{d2} [nH]	$C_{f1,2}$ [pF]	C_m [fF]
Vrednost	380	3	800	10	7,2	2	913,7

Tabela A.3a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP sa pojačavačem sa zajedničkim gejtom

Komponenta	M_1	M_2	M_3	M_4	M_5	M_6	M_7	$M_{8,9}$
W [μm]	417,6	158,4	129,6	100,8	108	36	21,6	25,2

Tabela A.3b Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP sa pojačavačem sa zajedničkim gejtom

Komponenta	R_{d1} [Ω]	R_{d2} [Ω]	$R_{ref1,2}$ [k Ω]	R_{ref3} [k Ω]	$R_{bias1,2,3}$ [k Ω]	L_g [nH]	L_s [nH]	L_{d1} [nH]	L_{d2} [nH]	C_m [fF]
Vrednost	37	119	5,2	8	20	10	2,8	10,4	10	913,7

NŠP opisani u poglavlju 5 i 6, projektovani u 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji, prikazani su na slikama 5.1, 5.5, 5.9, 5.13, 5.14, i 6.27, a vrednosti njihovih komponenti su date redom u tabelama A.4a, A.4b i A.4c, A.5a i A.5b, A.6a, A.6b i A.6c, A.7a i A.7b, A.8a i A.8b, i A.9a i A.9b.

U 0,18 μm UMC CMOS tehnologiji MOS tranzistori su takođe realizovani kao strukture sa više prstiju gejta. Ukupna širina kanala tranzistora iznosi $W = ng \times 5 \mu\text{m}$, gde ng predstavlja broj gejtova, a vrednost 5 μm je osnovna širina gejta MOS tranzistora. Broj gejtova može biti od 5 do 21, pri čemu proizvođač preporučuje da njihov broj bude neparan. Dužina kanala tranzistora iznosi 180 nm i nepromenljiva je. Priključci podloge (eng. *bulk*) svih NMOS tranzistora su vezani na masu (eng. *ground* – *gnd*), a PMOS tranzistora na napon napajanja V_{DD} .

Tabela A.4a Vrednosti širina kanala tranzistora u kaskodnom UWB NŠP

Komponenta	M_1	M_2	M_3	M_4	M_5	M_6	M_7
W [μm]	130	50	180	65	25	45	25

Tabela A.4b Vrednosti pasivnih komponenti u kaskodnom UWB NŠP

Komponenta	R_f [k Ω]	$R_{ref1,2}$ [Ω]	$R_{bias1,2}$ [k Ω]	C_1 [fF]	C_2 [pF]	C_f [pF]
Vrednost	3,5	972	10	799,7	1,2	1

Tabela A.4c Vrednosti pasivnih komponenti u kaskodnom UWB NŠP

Komponenta	L_g [nH]	L_s [nH]	L_{d1} [nH]	L_{d2} [nH]	L_{d3} [pH]
Vrednost	1,7	564	5	1,9	900

Tabela A.5a Vrednosti širina kanala tranzistora u dvostepenom UWB NŠP sa povratnom spregom

Komponenta	$M_{1,2}$	$M_{3,5}$	$M_{4,7}$	M_6
W [μm]	90	55	25	85

Tabela A.5b Vrednosti pasivnih komponenti u dvostepenom UWB NŠP sa povratnom spregom

Komponenta	R_{f1} [k Ω]	R_{f2} [k Ω]	$R_{ref1,2,3}$ [Ω]	$R_{bias1,2}$ [k Ω]	L_{g1} [nH]	L_{g2} [pH]	L_{d1} [nH]	L_{d2} [nH]	$C_{f1,2}$ [pF]	C_m [fF]
Vrednost	1,2	1,6	972,1	10,5	1,6	997,6	1,5	1,5	1	799,7

Tabela A.6a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem

Komponenta	M_1	M_2	$M_{3,6,8}$	M_4	$M_{5,7,9,10}$
W [μm]	150	55	65	45	25

Tabela A.6b Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem

Komponenta	R_f [k Ω]	R_{var} [Ω]	$R_{ref1,2,3}$ [Ω]	$R_{bias1,2,3}$ [k Ω]	C_f [pF]	C_m [pF]
Vrednost	1	200,2	972,1	10,5	1	1

Tabela A.6c Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP sa podešljivim pojačanjem

Komponenta	L_s [pH]	L_{g1} [nH]	L_{g2} [nH]	L_{d1} [nH]	L_{d2} [nH]
Vrednost	568	1,7	1,8	1,8	2

Tabela A.7a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_{pn} u ulaznom čvoru

Komponenta	M ₁	M ₂	M _{3,4}	M ₅	M _{6,7}
W [μm]	65	75	60	55	25

Tabela A.7b Vrednosti pasivnih komponenti UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_{pn} u ulaznom čvoru

Komponenta	R_{f1} [Ω]	R_{f2} [kΩ]	R_{ref1} [Ω]	R_{ref2} [kΩ]	R_{bias1} [kΩ]	R_d [Ω]	L_{pn} [nH]	L_g [nH]	L_d [nH]	C_f [pF]	C_m [pF]
Vrednost	300	1,5	400	998	10	116,6	1,2	3	5	1	4

Tabela A.8a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_n u kolu gejta NMOS tranzistora

Komponenta	M ₁	M ₂	M ₃	M _{4,5}	M _{6,7}
W [μm]	55	55	60	55	25

Tabela A.8b Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP invertorske strukture sa induktorom L_n u kolu gejta NMOS tranzistora

Komponenta	R_{f1} [Ω]	R_{f2} [kΩ]	R_{ref1} [Ω]	R_{ref2} [kΩ]	R_{bias1} [kΩ]	R_d [Ω]	L_n [nH]	L_g [nH]	L_d [nH]	C_f [pF]	C_m [pF]
Vrednost	300	1,5	400	998	10	116,6	2,4	3	5	1	4

Tabela A.9a Vrednosti širina kanala tranzistora u UWB NŠP sa tehnikom za povećanje struje drejna

Komponenta	M ₁	M _{2,12}	M _{3,11}	M _{4,6,7,9,10,13-16}	M _{5,8}	M ₁₇
W [μm]	210	55	105	25	65	45

Tabela A.9b Vrednosti pasivnih komponenti u UWB NŠP sa tehnikom za povećanje struje drejna

Komponenta	R_f [Ω]	R_d [Ω]	$R_{ref1,5}$ [Ω]	$R_{ref2,4}$ [Ω]	R_{ref3} [Ω]	L_g [nH]	C_1 [pF]	C_2 [pF]	$C_{3,4}$ [pF]	C_f [fF]
Vrednost	240	249,4	730,4	314,7	136,6	2,2	4,9	4	2	240

Literatura

- [1] K. Siwiak and D. McKeown, *Ultra-Wideband Radio Technology*, John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [2] S. Stroh, *Ultra-Wideband: Multimedia Unplugged*, *IEEE Spectrum*, pp. 23–27, 2003.
- [3] X. Shen, M. Guizani, R. C. Qiu, and T. Le-Ngoc, *Ultra-Wideband Wireless Communications and Networks*, John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [4] M. Ghavami, L. B. Michael, and R. Kohno, *Ultra Wideband Signals and Systems in Communications Engineering*, John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [5] D. Porcino and W. Hirt, “Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, no. 7, pp. 66–74, 2003.
- [6] J. Aguilera and R. Berenguer, *Design and test of integrated inductors for RF applications*, Springer US, 2003.
- [7] D. Barras, F. Ellinger, and H. Jäckel, “A comparison between ultra-wide-band and narrow-band transceivers”, *TR Labs Wireless 2002*, pp. 211–214, 2002.
- [8] <http://www.europpractice-ic.com>
- [9] First Report and Order: Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems Federal Communications Commission (FCC), ET Docket 98-153, Adopted February 14, 2002, Released April 22, 2002.
- [10] DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a, IEEE P802.15, March 2004.
- [11] Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a, IEEE P802.15-03/268r2, September 2004.
- [12] R. Fernandes and D. Wentzloff, “Recent Advances in IR-UWB Transceivers: An Overview”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 3284–3287, 2010.
- [13] Y. Zheng, Y. Zhang, and Y. Tong, “A novel wireless interconnect technology using impulse radio for interchip communications”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp. 1912–1920, 2006.
- [14] N. Sasaki, K. Kimoto, W. Moriyama, and T. Kikkawa, “A single-chip ultra-wideband receiver with silicon integrated antennas for inter-chip wireless interconnection”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 2, pp. 382–393, 2009.
- [15] M. Demirkan and R. Spencer, “A pulse-based ultra-wideband transmitter in 90-nm CMOS for WPANs”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 12, pp. 2820–2828, 2008.
- [16] Y. Zheng, Y. Tong, C. W. Ang, Y.-P. Xu, W. G. Yeoh, F. Lin, and R. Singh, “A CMOS carrier-less UWB transceiver for WPAN applications”, *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 378–387, 2006.

- [17] M. Cavallaro, G. Sapone, G. Giarrizzo, A. Italia, and G. Palmisano, "A 3-5-GHz UWB front-end for low-data rate WPANs in 90-nm CMOS", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 4, pp. 854–865, 2010.
- [18] S. Diao, Y. Zheng, and C. Heng, "A CMOS Ultra Low-Power and Highly Efficient UWB-IR Transmitter for WPAN Applications", *IEEE Transaction on Circuits and Systems – II Express Briefs*, vol. 56, no. 3, 2009.
- [19] M. S. Chae, Z. Yang, M. Yuce, L. Hoang, W. Liu, "A 128-channel 6 mW wireless neural recording IC with spike feature extraction and UWB transmitter", *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 17, no. 4, pp. 312–321, 2009.
- [20] C. Kim and S. Nooshabadi, "Design of a tunable all-digital UWB pulse generator CMOS chip for wireless endoscope", *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, no. 2, pp. 118–124, 2010.
- [21] M. Yuce, W. Liu, M. S. Chae, and J. S. Kim, "A wideband telemetry unit for multi-channel neural recording systems", *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pp. 612–617, 2007.
- [22] Y. Zheng, M. Annamalai Arasu, K.-W. Wong, Y. J. The, A. Suan, D. D. Tran, W. G. Yeoh, and D.-L. Kwong, "A 0.18 μm CMOS 802.15.4a UWB transceiver for communication and localization", *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 118–600, 2008.
- [23] F. Nekoogar, *Ultra-Wideband Communications: Fundamentals and Applications*, Prentice Hall, 2005.
- [24] C. E. Shannon, R. G. Gallager, and E. R. Berlekamp, "Lower bounds to error probability for coding on discrete memoryless channels", *Information and Control*, vol. 10, pp. 65–103 (Part I), pp. 522–552 (Part II), 1967.
- [25] T. Terada et al., "A CMOS Ultra-Wideband Impulse Radio Transceiver for 1-mb/s Data Communications and 2.5-cm Range Finding", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 4, pp. 891–898, 2006.
- [26] Y. Zheng et al., "A Low Power Noncoherent CMOS UWB Transceiver ICs", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 347–350, 2005.
- [27] L. Stoica et al., "An Ultrawideband System Architecture for Tag Based Wireless Sensor Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 5, pp. 1632–1645, 2005.
- [28] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, John Wiley & Sons Ltd, 1998.
- [29] T. H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits*, Cambridge University Press, 1998.
- [30] F. Ellinger, *Radio Frequency Integrated Circuits and Technologies*, Springer Berlin, 2007.

- [31] B. Razavi, RF Microelectronics, Prentice Hall, 1998.
- [32] J. B. Hagen, Radio-Frequency Electronics, Circuits and Applications, Cambridge University Press, 1996.
- [33] K. S. Yeo, M. A. Do, C. C. Boon, Design of CMOS RF Integrated Circuits and Systems, World Scientific Publishing, 2010.
- [34] G. Gonzalez, Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design, Prentice Hall, 1984.
- [35] C.-W. Kim, M.-S. Kang, P. T. Anh, H.-Tae Kim, and S.-G. Lee, "An Ultra-Wideband CMOS Low Noise Amplifier for 3–5 GHz UWB System", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 2, pp. 544–547, 2005.
- [36] R. Gharpurey, "A Broadband Low-Noise Front-End Amplifier for Ultra Wideband in 0.13- μm CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 9, pp. 1983–1986, 2005.
- [37] J. Jung, T. Yun, J. Choi, and H. Kim, "Wideband and Low Noise CMOS Amplifier for UWB Receivers", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 4, pp. 749–752, 2007.
- [38] J.-H. Lee, C.-C. Chen, H.-Y. Yang, and Y.-S. Lin, "A 2.5-dB NF 3.1-10.6-GHz UWB LNA with Small Group-Delay-Variation", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 501–504, 2008.
- [39] J.-H. Lee, C.-C. Chen, and Y.-S. Lin, "A High-Performance Wideband CMOS Low-Noise Amplifier Using Inductive Series and Parallel Peaking Techniques", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 5, pp. 1240–1244, 2008.
- [40] J. Jung, T. Yun, and J. Choi, "Ultra-wideband Low Noise Amplifier Using a Cascode Feedback Topology", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, no. 6, pp. 1102–1104, 2006.
- [41] T. Chang, J. Chen, L. Rigge, and J. Lin, "A Packaged and ESD-Protected Inductorless 0.1-8 GHz Wideband CMOS LNA", *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 416–418, 2008.
- [42] T. Chang, J. Chen, L. Rigge, and J. Lin, "ESD-Protected Wideband CMOS LNAs Using Modified Resistive Feedback Techniques With Chip-on-Board Packaging", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 8, pp. 1817–1826, 2008.
- [43] T. Taris, and J. B. Begueret, and Y. Deval, "A Low Voltage Current Reuse LNA in a 130nm CMOS Technology for UWB Applications", *European Microwave Conference*, pp. 1105–1108, 2007.
- [44] S.-F. Chao, J.-J. Kuo, C.-L. Lin, M.-D. Tsai, and H. Wang, "A DC-11.5 GHz Low-Power, Wideband Amplifier Using Splitting-Load Inductive Peaking Technique", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, no. 7, pp. 482–484, 2008.

- [45] C.-T. Fu, C.-N. Kuo, and S. S. Taylor, “Low-Noise Amplifier Design With Dual Reactive Feedback for Broadband Simultaneous Noise and Impedance Matching”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 4, pp. 795–806, 2010.
- [46] H.-I. Wu, R. Hu, and C. F. Jou, “Complementary UWB LNA Design Using Asymmetrical Inductive Source Degeneration”, *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 20, no. 7, pp. 402–404, 2010.
- [47] C. F. Liao and S. I. Liu, “A broadband noise-canceling CMOS LNA for 3.1–10.6-GHz UWB receiver”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 2, pp. 329–339, 2007.
- [48] S. C. Blaakmeer, E. A. M. Klumperink, D. M. W. Leenaerts, and B. Nauta, “Wideband Balun-LNA With Simultaneous Output Balancing, Noise-Canceling and Distortion-Canceling”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 6, pp. 1341–1350, 2008.
- [49] B. Shi, and M. Y. W. Chia, “A CMOS EDS-Protected RF Front-End for UWB Receiver”, *European Solid-State Circuits Conference*, pp. 252–255, 2009.
- [50] T. K. K. Tsang, K.-Z. Lin, and M. N. El-Gamal, “Design Techniques of CMOS Ultra-Wide-Band Amplifiers for Multistandard Communications”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 55, no. 3, pp. 214–218, 2008.
- [51] K. Bhatia, S. Hyvonene, and E. Rosenbaum, “An 8-mW, ESD-protected, CMOS LNA for Ultra-Wideband Applications”, *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 385–388, 2006.
- [52] C.-Y. Wu, Y.-K. Lo, and M.-C. Chen, “A 3–10 GHz CMOS UWB Low-Noise Amplifier with EDS Protection Circuits”, *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 19, no. 11, pp. 737–739, 2009.
- [53] K. H. Chen, J. H. Lu, B. J. Chen, and S. I. Liu, “An Ultra-Wide-Band 0.4–10-GHz LNA in 0.18- μ m CMOS”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 54, no. 3, pp. 217–221, 2007.
- [54] Y. Shim, C. W. Kim, J. Lee, and S. G. Lee, “Design of Full Band UWB Common-Gate LNA”, *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 17, no. 10, pp. 721–723, 2007.
- [55] D. Pepe and D. Zito, “22.7-dB Gain –19.7-dBm ICP_{1dB} UWB CMOS LNA”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol. 56, no. 9, pp. 689–693, 2009.
- [56] R.-M. Weng, C.-Y. Liu, and P.-C. Lin, “A Low-Power Full-Band Low-Noise Amplifier for Ultra-Wideband Receiver”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 8, pp. 2077–2083, 2010.
- [57] A. Bevilacqua and A. M. Niknejad, “An Ultrawideband CMOS Low Noise Amplifier for 3.1–10.6-GHz Wireless Receivers”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2259–2268, 2004.

- [58] A. Ismail and A. A. Abidi, "A 3–10 GHz low-noise amplifier with wideband LC-ladder matching network", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2269–2277, 2004.
- [59] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*, Artech House, 1980.
- [60] R. C. Liu, C. S. Lin, K. L. Deng, and H. Wang, "A 0.5–14 GHz 10.6-dB CMOS cascode distributed amplifier", *Symposium on VLSI Circuits*, pp. 139–140, 2003.
- [61] R. C. Liu, K. L. Deng, and H. Wang, "A 0.6–22 GHz CMOS broadband distributed amplifier", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium.*, pp. 103–106, 2003.
- [62] M. Tsai, K. Deng, and H. Wang, "A miniature 25-GHz 9-dB CMOS cascaded single-stage distributed amplifier", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 14, no. 12, pp. 554–556, 2004.
- [63] H. Shigematsu, M. Sato, T. Hiroce, F. Brewer, and M. Rodwell, "40 Gb/s CMOS distributed amplifier for fiber-optic communication systems", *IEEE International Solid-State Circuits Conference*, pp. 476–477, 2004.
- [64] J. C. Chien and L. H. Lu, "40-Gb/s high-gain distributed amplifiers with cascaded gain stages in 0.18 μm CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2715–2725, 2007.
- [65] K. Entesari, A. R. Tavakoli, and A. Helmy, "CMOS Distributed Amplifiers With Extended Flat Bandwidth and Improved Input Matching Using Gate Line With Coupled Inductors", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 2862–2871, 2009.
- [66] A. Djugova, J. Radic, M. Videnovic–Mistic, "Design and Analysis of Ultra–Wideband Low Noise Amplifier in 0.13 μm CMOS Technology", *International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies – ICEST*, vol. 1, pp. 135–138, 2010.
- [67] A. Đugova, J. Radić, M. Videnović–Mišić, "Nisko-šumni pojačavač namenjen za 3.1–5 GHz UWB sisteme isprojektovan u 0.13 μm CMOS tehnologiji", *ETRAN 2010*, str. EL2.2-1-4, 2010.
- [68] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, New York, McGraw-Hill, 2001.
- [69] F. Ali, C. Hutchinson, and A. Podell: "A Novel Cascode Feedback GaAs MMIC LNA with Transformer-Coupled Output using Multiple Fabrication Process", *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 2, pp. 70–72, 1992.
- [70] D. K. Shaeffer and T. H. Lee: "A 1.5-V, 1.5-GHz CMOS Low Noise Amplifier", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 5, pp.745–759, 2005.
- [71] A. Mirvakili and M Yavari, "A Linear Wideband CMOS LNA for 3–5 GHz UWB systems", *IEEE International SoC Design Conference – ISOCC*, pp. 150–153, 2008.

- [72] H.-J. Lee, D. S. Ha, and S. S. Choi, "A systematic approach to CMOS low noise amplifier design for ultrawideband applications", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems – ISCAS*, pp. 3962–3965, 2005.
- [73] K. Chen, J. Lu, B. Chen, and S. Liu, "An ultra-wide-band 0.4–10-GHz LNA in 0.18- μm CMOS", *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, no. 3, pp. 217–221, 2007.
- [74] A. Đugova, J. Radić, M. Videnović–Mišić, C. Duarte, V. Grade Tavares, "An UWB 3–5 GHz Common–Gate Low Noise Amplifier Designed in 0.13 μm Technology", *18th Telecommunication forum – TELFOR*, pp. 786–789, 2010.
- [75] A. Djugova, J. Radic, M. Videnovic–Mistic, "A 0.18 μm CMOS Low Power LNA for 6–8.5 GHz UWB Receiver", *IEEE International Semiconductor Conference – CAS*, pp. 215–218, 2011.
- [76] A. Djugova, J. Radic, M. Videnovic–Mistic, "A 6–9 GHz Resistive Feedback Low Noise Amplifier Designed in 0.18 μm CMOS Technology", *International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies – ICEST*, pp. 183–186, 2011.
- [77] A. Djugova, J. Radic, M. Videnovic–Mistic, "A Variable Gain Low Noise Amplifier for UWB 6–10 GHz Applications", *19th Austrian Workshop on Microelectronics – Austrochip*, pp. 7–10, 2011.
- [78] A. Djugova, J. Radic, M. Videnovic–Mistic, L. Nagy, "Inverter-Based Low-Noise Amplifier Topologies for Ultra-Wideband Applications", *IEEE Mediterranean Conference on Embedded Computing – MECO*, pp. 192–195, 2013.
- [79] M. Ingels, G. V. Plas, J. Crols, and M. Steyaert, "A CMOS 18 THz-240 Mb/s transimpedance amplifier and 155 Mb/s LED-driver for low cost optical fiber links", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 29, no. 12, pp. 1552–1559, 1994.
- [80] C. H. Wu, C. H. Lee, W. S. Chen, and S. I. Liu, "CMOS wideband amplifiers using mutiple inductive-series peaking technique", *IEEE Journal of. Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 2, pp. 548–552, 2005.
- [81] A. Djugova, J. Radic, M. Videnovic-Mistic, B. Goll, H. Zimmermann, "A Compact 3.1–5 GHz RC Feedback Low-Noise Amplifier Employing a Gain Enhancement Technique", *Informacije MIDEM – Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, vol. 44, no. 3, pp. 201–211, 2014.
- [82] I. M. Filanovsky, and A. Allam, "Mutual compensation of mobility and threshold voltage temperature effects with applications in CMOS circuits", *IEEE Transactions on Circuits and Systems–I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 48 (7), pp. 876–884, 2001.
- [83] E. Sackinger, *Broadband circuits for optical fiber communication*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.

- [84] A. Djugova, J. Radic, M. Videnovic–Mistic, L. Nagy, Lj. Zivanov, “Compact UWB Resistive Feedback Low Noise Amplifier Utilizing Current Bleeding Technique”, *IEEE 29th International Conference on Microelectronics – MIEL*, pp. 387–390, 2014.
- [85] A. Mirvakili and M Yavari, “A linear wideband CMOS LNA for 3–5 GHz UWB systems”, *IEEE International SoC Design Conference – ISOCC*, pp. 150–153, 2008.
- [86] H.-J. Lee, D. S. Ha, and S. S. Choi, “A systematic approach to CMOS low noise amplifier design for ultrawideband applications”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 3962–3965, 2005.
- [87] B. Ansari, H. Shamsi, and A. Shahhoseini, “Analysis of a 3–5 GHz UWB CMOS low-noise amplifier for wireless applications”, *52nd IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems*, pp. 979–982, 2009.
- [88] Y.-Ch. Chen and Ch.-N. Kuo, “A 6~10-GHz Ultra-Wideband Tunable LNA”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems – ISCAS*, vol. 5, pp. 5099–5102, 2005.
- [89] Z.-Y.Huang and Ch.-Ch.Huang, “CMOS Dual-Wideband Low-Noise Amplifier with Notch Filter for 3.1 GHz–10.6 GHz Ultra-Wideband Wireless Receiver”, *7th International Conference on ASIC – ASICON*, pp. 415–418, 2007.
- [90] F. Lisong, H. Lu, B. Xuefei, and X. Tianzuo, “A 0.18 μm CMOS 3–5 GHz broadband flat gain low noise amplifier”, *Journal of Semiconductor*, vol. 31, no. 2, pp. 025003-1–025003-7, 2010.
- [91] C. P. Liang, P. Z. Rao, T. J. Huang, and S. J. Chung, “Analysis and design of two low-power ultra-wideband CMOS low-noise amplifiers with out-band rejection”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 2, pp. 277–286, 2010.
- [92] A. I. A. Galal, R. K. Pokharel, H. Kanaya, and K. Yoshida, “3-7 GHz low power wide-band common gate low noise amplifier in 0.18 μm CMOS process”, *Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 342–345, 2010.
- [93] W.-H. Hung, K.-T. Lin, J.-Y. Hsieh, and S.-S. Lu, “A 2–6 GHz broadband CMOS low-noise amplifier with current reuse topology utilizing a noise-shaping technique”, *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 1291–1294, 2011.
- [94] A. Đugova, J. Radić, M. Videnović-Mišić, L. Nađ, Laboratorijski prototip: Nova konfiguracija širokopojasnog nisko-šumnog pojačavača realizovanog u CMOS tehnologiji, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, Republika Srbija, 2014.
- [95] A. Đugova, J. Radić, M. Videnović-Mišić, L. Nađ, Nova metoda: Metoda za određivanje karakteristika širokopojasnog nisko-šumnog pojačavača realizovanog u CMOS tehnologiji, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, Republika Srbija, 2014.