



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



Александар Пајкановић

**Пројектовање и карактеризација
индуктора и нискошумног појачавача у
технологији монолитних интегрисаних
кола за широкопојасне примене**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2018.



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ • ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА
21000 НОВИ САД, Трг Доситеја Обрадовића 6

КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР :	
Идентификациони број, ИБР :	
Тип документације, ТД :	Монографска документација
Тип записа, ТЗ :	Текстуални штампани материјал
Врста рада, ВР :	Докторска дисертација
Аутор, АУ :	Александар Пајкановић
Ментор, МН :	проф. др Горан Стојановић
Наслов рада, НР :	Пројектовање и карактеризација индуктора и нискошумног појачавача у технологији монолитних интегрисаних кола за широкопојасне примене
Језик публикације, ЈП :	српски
Језик извода, ЈИ :	српски/енглески
Земља публикавања, ЗП :	Србија
Уже географско подручје, УГП :	Аутономна Покрајина Војводина
Година, ГО :	2017.
Издавач, ИЗ :	Ауторски репринт
Место и адреса, МА :	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад
Физички опис рада, ФО : (поглавља/страна/цитата/табела/слика/графика/прилога)	9 поглавља/129 страна/89 цитата/11 табела/65 слика
Научна област, НО :	Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина, НД :	Електроника
Предметна одредница/Кључне речи, ПО :	Монолитна интегрисана кола, CMOS, пројектовање аналогних/РФ ИК, индуктор, меандар, нискошумни појачавач, широкопојасна технологија
УДК	Монографска документација
Чува се, ЧУ :	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду
Важна напомена, ВН :	
Извод, ИЗ :	Пасивна индуктивна компонента и нискошумни појачавач у технологији монолитних интегрисаних кола за широкопојасне примјене пројектовани су, фабриковани и карактерисани. Приликом пројектовања индуктора изабрана је топологија меандар, а осим софтверских алата за пројектовање интегрисаних кола, кориштен је и симулатор електромагнетског поља. Осим карактеризације основних параметара, пажња је посвећена и анализи процесних и температурских варијација. Спроведена је механичка карактеризација материјала од којег се састоји заштитни слој фабрикованог интегрисаног кола. Нискошумни појачавач пројектован је као први степен пријемника широкопојасне технологије, а карактеризацијом је потврђена успјешност поступка.
Датум прихватања теме, ДП :	
Датум одбране, ДО :	
Чланови комисије, КО :	Председник: Др Љиљана Живанов, редовни професор
	Члан: Др Предраг Петковић, редовни професор
	Члан: Др Ласло Нађ, редовни професор
	Члан: Др Јелена Радић, доцент
	Члан, ментор: Др Горан Стојановић, редовни професор



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :		
Identification number, INO :		
Document type, DT :	Monograph documentation	
Type of record, TR :	Textual printed material	
Contents code, CC :	PhD thesis	
Author, AU :	Aleksandar Pajkanovic	
Mentor, MN :	Dr Goran Stojanovic, full professor	
Title, TI :	Design and Characterization of an Inductor and a Low-Noise Amplifier in Monolithic Integrated Circuit Technology for Wideband Operation	
Language of text, LT :	Serbian	
Language of abstract, LA :	Serbian/English	
Country of publication, CP :	Serbia	
Locality of publication, LP :	Autonomous Province of Vojvodina	
Publication year, PY :	2017	
Publisher, PB :	Author's reprint	
Publication place, PP :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovica 6, Novi Sad	
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	9 chapters/129 pages/89 references/11 tables/65 figures	
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering	
Scientific discipline, SD :	Electronics	
Subject/Key words, S/KW :	Monolithic integrated circuits, CMOS, analog/RF design, inductor, meander, low noise amplifier, ultra wideband	
UC		
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad	
Note, N :		
Abstract, AB :	<p>A passive inductive component and a low-noise amplifier are designed, fabricated in standard monolithic CMOS technology and characterized, both intended for wideband operation. For the design of the inductor, meander topology is chosen. Along with the integrated circuit design tools, electromagnetic field simulator is used. Besides the standard parameter characterization, special attention is dedicated to the analysis of process and temperature variations. Furthermore, mechanical characterization of the material that comprises the protection layer has been undertaken. Low-noise amplifier is designed as the first stage of an ultra wideband receiver and the results show that the circuit is successfully designed.</p>	
Accepted by the Scientific Board on, ASB :		
Defended on, DE :		
Defended Board, DB :		
President:	Ljiljana Zivanov, PhD, full professor	Mentor's sign
Member:	Predrag Petkovic, PhD, full professor	
Member:	Laslo Nadj, PhD, full professor	
Member:	Jelena Radic, PhD, assistant professor	
Member, Mentor:	Goran Stojanovic, PhD, full professor	

Садржај

Сажетак	vii
Списак слика	xi
Списак табела	xii
Списак скраћеница	xiii
1 Увод	1
2 Проблем, предмет и циљ истраживања	4
2.1 Тенденције у развоју бежичних комуникација	4
2.2 Предмет истраживања	7
2.3 Опис проблема	9
2.4 Циљеви истраживања	10
3 Одабрани теоријски појмови пројектовања интегрисаних кола	12
3.1 Подјела интегрисаних кола према облику сигнала који обрађују	13
3.2 Нивои апстракције	16
3.3 Елементи са концентрисаним параметрима	20
3.4 Елементи са расподијељеним параметрима	21
3.5 Водови	25
3.6 Ефекти електромагнетског поља	27
3.6.1 Површински ефекат	28
3.6.2 Ефекат близине	29
3.6.3 Преслушавање	30
4 Одабрани појмови технологије монолитних интегрисаних кола	33
4.1 Укратко о технолошком процесу	34
4.2 Утицај дебљине металних слојева	37
4.3 Ограничења цртања слојева физичке реализације	39

4.4	Екстракција паразита	41
4.5	Жица за спајање ИК и кућишта	42
4.6	Спирални индуктор	44
5	Пројектовање и карактеризација индуктора топологије меандар	51
5.1	Величине кориштене за опис перформанси индуктора	52
5.1.1	Матрица расијања	53
5.1.2	У параметри	55
5.2	Преглед литературе	57
5.3	Поступак пројектовања	60
5.3.1	Физичка реализација	60
5.3.2	Симулације електромагнетског поља	62
5.4	Карактеризација	64
5.5	Анализа добијених резултата	67
5.6	Температурска карактеризација	70
5.7	Индуктор топологије меандар реализован у флексибилној технологији	72
6	Механичка карактеризација индуктора фабрикованог у силицијумској технологији	77
6.1	Величине кориштене за опис механичких својстава материјала	78
6.1.1	Еластичност	80
6.1.2	Пластичност	81
6.1.3	Чврстоћа	81
6.1.4	Јачина	81
6.1.5	Тврдоћа	81
6.1.6	Резилијентност	82
6.2	Инструментализовано мјерење утискивања	82
6.3	Карактеризација	84
6.4	Анализа добијених резултата	87
7	Пројектовање и карактеризација нискошумног појачавача	89
7.1	Величине кориштене за опис перформанси нискошумног појачавача	90
7.1.1	Параметри расијања	91
7.1.2	Фактор шума	91
7.1.3	Линеарност	92

7.1.4	Стабилност	94
7.2	Преглед литературе	94
7.3	Поступак пројектовања	97
7.3.1	Избор топологије	97
7.3.2	Први степен - појачавач са заједничким гејтом	99
7.3.3	Други степен - појачавач са заједничким сорсом	101
7.3.4	Филтар пропусник опсега	103
7.3.5	Физичка реализација	103
7.3.6	Резултати симулације након екстракције паразита	107
7.4	Карактеризација	108
7.5	Анализа добијених резултата	112
8	Закључак	116
	Рјечник појмова	118
	Литература	129
	Библиографија кандидата	130
	Биографија кандидата	133

Сажетак

У склопу истраживања спроведеног током израде ове докторске дисертације, пројектовани су, фабриковани и карактерисани једна пасивна индуктивна компонента и један нискошумни појачавач у технологији монолитних интегрисаних кола за широкопојасне примјене.

Теоријски појмови пројектовања интегрисаних кола намијењених за рад на високим учестаностима, као што су нивои апстракције елемената (концентрисани и расподијељени параметри), параметри расијања, те површински ефекат, ефекат близине и преслушавање, изложени су. Потом су описани технолошки појмови од интереса за спроведено истраживање, као, на примјер, ограничења при цртању физичке реализације, утицај дебљине металних слојева, значај екстракције паразитних компонената и начина повезивања фабрикованог кола на силицијумској подлози са кућиштем.

Приликом пројектовања индуктора изабрана је топологија меандар, а осим софтверских алата за пројектовање интегрисаних кола, кориштен је и симулатор електромагнетског поља. Успјешна аквизиција резултата је извршена одговарајућом мјерном поставком. Посебна пажња посвећена је анализи процесних и температурских варијација. Спроведена је и механичка карактеризација материјала од којег се састоји заштитни слој фабрикованог интегрисаног кола, примјеном методе инструментализовног мјерења утискивања.

Нискошумни појачавач пројектован је као први степен пријемника широкопојасне технологије, конкретно у горњем европском опсегу (6 - 9 GHz). Резултати добијени карактеризацијом, након фабрикације у 130 nm технологији монолитних *CMOS* интегрисаних кола, показују да је склоп успјешно пројектован.

Резултати дисертације представљају допринос развоју приступа пројектовању компонената и склопова намијењених за системе бежичног преноса података, између осталих и системе широкопојасног (енгл. *ultra wideband* - *UWB*) стандарда.

Abstract

Using a standard CMOS technology process, within the research undertaken during the work towards this doctoral dissertation a passive inductive component and a low noise amplifier were designed, fabricated and characterized, both intended for wideband operation.

Concepts of the design of high-frequency integrated circuits, such as: element abstractions (lumped matter and distributed nature), scattering parameters, skin effect, proximity effect and cross-coupling are presented. Then, CMOS technology terms of importance are described, such as: design rules in layout drawing, metal layers thickness influence and parasitic extraction.

For the design of the inductive component, meander topology is chosen. Besides the integrated circuit design tools, electromagnetic field simulators are used. Successful results acquisition is performed using a suitable measurement setup. Special attention has been dedicated to the analysis of process and temperature variations. Furthermore, mechanical characterization of the material that comprises the protection layer has been undertaken using the instrumented indentation testing method.

Low noise amplifier is designed as a first stage of an ultra wideband receiver, operating in the upper EU band. The results obtained from the characterization procedure, after fabrication using a standard 130 nm CMOS technology node, show that the circuit is successfully designed.

The doctoral dissertation results represent a contribution to the high-frequency integrated circuits design methodology development in general, including the ultra wideband technology.

Списак слика

2.1	Нивои апстракције	8
3.1	Основна подјела сигнала	13
3.2	Примјер система за обраду сигнала	15
3.3	Проширење опсега радних учестаности кориштењем индуктора	16
3.4	Отпорник као елемент са концентрисаним параметрима на највишем нивоу апстракције	18
3.5	Реализација отпорника у технологији монолитних интегрисаних кола	19
3.6	Примјер изразито дугог електричног кабла, равномјерног попречног пресека и занемарљиво малог у односу на дужину	22
3.7	Бесконачна љествичаста мрежа	24
3.8	Представљање двојичног вода помоћу подужних импеданси и адмитанси	26
3.9	Расподјела струје у интегрисаном индуктору	30
3.10	Паразитне капацитивности између металних линија везе у интегрисаном колу	31
3.11	Смањење утицаја сметњи насталих услијед преслушавања	32
4.1	Прва и посљедња фаза технолошког процеса	36
4.2	Попречни пресјек полупроводничких компонената у <i>CMOS</i> технолошком процесу	36
4.3	Попречни пресјек <i>CMOS</i> технолошког процеса са три слоја метала	38
4.4	Ефекат антене	40
4.5	Спирални индуктор у технологији интегрисаних кола различитих топологија	46
4.6	Тродимензиона представа реализације спиралног индуктора у технологији интегрисаних кола	47
4.7	Еквивалентно коло спиралног индуктора	48
5.1	Примјер физичке реализације индуктора топологије меандар	52
5.2	Индуктор као елемент са концентрисаним параметрима	53

5.3	Примјер мреже са два приступа	55
5.4	Резултати мјерења различитих индуктора топологије меандар - развој модела	58
5.5	Еквивалентно коло модела индуктора топологије меандар	58
5.6	Нацрт индуктора топологије меандар	60
5.7	Индуктор топологије меандар - изглед у софтверу за цртање лејаута	61
5.8	Тродимензиони приказ пројектованог индуктора	63
5.9	Детаљ фабрикованог индуктора	64
5.10	Блок шема мјерне поставке	65
5.11	Калибрациони супстрат	65
5.12	Карактеризација индуктора	67
5.13	Параметри индуктора: симулирани и мјерени	69
5.14	Зависност индуктивности од учестаности у случају идеалног индуктора	70
5.15	Мјерна поставка температурске карактеризације индуктора	71
5.16	Резултати температурске карактеризације индуктора	72
5.17	Нацрт индуктора топологије меандар фабрикованог у флексибилној технологији	73
5.18	Детаљ индуктора фабрикованог у флексибилној технологији	73
5.19	Карактеризација флексибилног индуктора	74
6.1	Зависност напона од деформације	80
6.2	Однос силе и дубине отиска приликом оптерећења и растерећења	82
6.3	Блок шема принципа рада уређаја <i>G200</i>	83
6.4	Берковичев утискивач	85
6.5	Уређај за мјерење утискивања <i>G200</i>	85
6.6	Криве оптерећења-растерећења	86
6.7	Отисци Берковичевог врха у заштитном слоју при различитим увећањима	87
7.1	Архитектуре комуникационих система у ултра-широкопојасној технологији	90
7.2	Примјери одређивања вриједности мјера линеарности	93
7.3	Подјела нискошумних појачавача према топологији	95
7.4	Топологија пројектованог нискошумног појачавача	99
7.5	Еквивалентно коло другог степена појачавача	102

7.6	Слојеви метала кориштене технологије, тј. метализација - <i>Back End of Line (BEOL)</i> дио процеса	103
7.7	Нацрти маске за фабрикацију нискошумног појачавача (енгл. <i>layout</i>)	104
7.8	Вертикално учешљана структура између слојева метала 1 и 8 - кондензатор спојен између напона напајања и масе	105
7.9	Физичка реализација појачавачких транзистора	106
7.10	Реализација заштите од ефекта антене	106
7.11	Параметри расијања, резултати симулације након екстракције паразита	107
7.12	Логаритамски фактор шума, NF , резултати симулације након екстракције паразита	108
7.13	Мјерна поставка током карактеризације нискошумног појачавача . .	109
7.14	Фабриковани нискошумни појачавач под микроскопом - контакт остварен сондама	109
7.15	Улазно прилагођење S_{11} - резултати карактеризације у поређењу са резултатима симулације након екстракције	110
7.16	Појачање S_{21} - резултати карактеризације у поређењу са резултатима симулације након екстракције	110
7.17	Излазно прилагођење S_{22} - резултати карактеризације у поређењу са резултатима симулације након екстракције	111
7.18	Резултати мјерења за параметар P_{1dB}	111
7.19	Зависност улазног прилагођења од вриједности напона V_{B1}	113
7.20	Зависност појачања од вриједности напона V_{B1}	113

Списак табела

2.1	Поређење генерација мобилног преноса података према преносним учестаностима	6
2.2	Примјери локалних дефиниција широкопојасног стандарда	7
5.1	Технолошки параметри топологије меандар	60
5.2	Поређење резултата симулације и карактеризације	68
5.3	Технолошки параметри индуктора топологије меандар произведеног на флексибилној подлози	73
5.4	Резултати карактеризације флексибилног индуктора	75
5.5	Вриједности параметара произведених индукторâ по јединици површине	75
6.1	Кориштене вриједности параметара уређаја <i>G200</i>	86
6.2	Средње вриједности појединих параметара добијене након девет експеримената	88
7.1	Линеарност појачавача добијена симулацијама након екстракције паразита	108
7.2	Преглед перформанси више реализованих нискошумних појачавача	114

Списак скраћеница

СКК Савезна комисија за комуникације.

РФ радио-фреквенције.

ВФ високе фреквенције.

UWB *ultra wideband* - веома (ултра) широк пропусни опсег.

ITU *International Telecommunications Union*.

ИК интегрисано коло.

IoT Internet of Things.

MOS *Metal-Oxide-Semiconductor*.

CMOS *complementary MOS*.

BiMOS *Bipolar-MOS*.

BiCMOS *Bipolar-CMOS*.

DUT *device under test*.

АДК аналогно-дигитални конвертори.

ДАК дигитално-аналогни конвертори.

CAD *Computer-Aided Design*.

HDL *Hardware Description Languages*.

VLSI *Very Large Scale Integration*.

FEOL *Front End of Line*.

BEOL *Back End of Line*.

DRC *Design Rule Check*.

ЕМ електромагнетско поље, електромагнетски ефекти.

Иако свјестан да никакви изрази благодарења који се могу ријечима исказати нису ни приближно равноправан противтег несамјерљивој подршци, несебичној помоћи и силном времену великог броја људи који су били уз мене током свих ових година омогућивши стицање и размјену несагледиве количине знања и искустава, и даље желим да на овом мјесту остане забиљежено да је докторска дисертација која слиједи плод огромног труда много људи, никако мене самог.

Захваљујем се Мирјани Виденовић-Мишић која ме је увела у свијет пројектовања интегрисаних кола. Калман Бабковић је стрпљиво подешавао софтверско окружење много ме научивши о техничким детаљима, због чега му се искрено захваљујем. Одмах на почетку ту су биле и Јелена Радић и Алена Ђугова - саборци у много битака против софтверских алата, али и рецензента - захваљујем се за подршку током савладавања основа рада у високо специјализованом окружењу за развој интегрисаних кола. По истом основу дугујем захвалност Душану Грујићу и Милану Савићу - несебично су преносили своје богато индустријско искуство и тиме допринијели продубљивању увида у најситније детаље вјештина овог заната. Снежана Ђурић је заједно са мном савладала методе аквизиције података постављањем нимало једноставних експеримената помоћу софистициране (и веома скупе) мјерне опреме - посебно јој се захваљујем, јер је понијела дио тог, нимало лаког, терета. Захваљујем се Сањи Којић, која ми је помогла извођењем експеримената механичке карактеризације. Николас Кордеро је предводио тим који је омогућио температуску карактеризацију, па желим да изразим захвалност и њему и свим члановима његовог тима.

Посебно мјесто на овој страни припада мојим радним колегама, члановима тима за пројектовање интегрисаних кола пројекта Сенсивер - то су: Билал Хусаин, Иман Кианпур, Миленко Милићевић и Бранислава Милинковић. Савјет кад је био најпотребнији, пала да мало одморимо, како бисмо последије радили још боље, конструктивна критика на правом мјесту и подршка у најтежим тренуцима (дани пред фабрикацију чипова, маја 2014. године) - због свега поменутог и још много чега другог, захваљујем се овим људима.

На почетку мог ангажмана у Новом Саду, много ми је помогао Срђан Ајкало - вођен његовим искуствима избјегао сам многе непожељне административне ситуације, па му се овдје захваљујем. Такође желим да се захвалим колегама са Факултета техничких наука: Акилу Чандрану, Слободану Биргермајеру и Марку Гецићу - иако се бавимо потпуно различитим областима и нисмо професионално сарађивали, њихов осмјех, блага ријеч и, превасходно, воља да ме саслушају током времена које смо провели у бесједи, помогли су да се терет свакодневних радних задатака разводни. Захваљујем се Милану Радовановићу и Наташи Самарцић који су ми много помогли у рјешавању административних проблема и недоумица, како током ангажмана на Факултету техничких наука, тако и у вези са докторским студијима. У самом финалу израде дисертације, помоћ, узданица и саборац био је Митар Симић, којем се овом приликом искрено захваљујем. Међу руководиоцима институција партнера пројекта Сенсивер желио бих да истакнем помоћ и подршку Ђорђа Симића и Витора Тавареша, својих надређених током мојих студијских посјета проведених у Штутгарту и Порту, те Криштофа Зараске. Они су ми помогли да стекнем увид у свијет интегрисаних кола са, до тада, непознатих аспеката и ја им се захваљујем.

Иако директног доприноса дисертацији нису имали, будући да су фундаментално утицали на формирање инжењера, истраживача и, усудићу се, научника који пише ове редове у вријеме док сам још учио основе, на овом мјесту желим да се захвалим и Бранку Докићу, Младену Кнежићу и Жељку Ивановићу - својим менторима са Електротехнич-

ког факултета Универзитета у Бањој Луци. Захваљујем се и тренутном руководству Електротехничког факултета у Бањој Луци - као запосленом, омогућили су ми у периоду 2016-2017. финансирање одлазака у Нови Сад за потребе докторских студија. Желим да изразим захвалност Министарству науке и технологије Републике Српске, те Фонду „др Милан Јелић”, чији сам стипендиста. За финансијку помоћ током докторских студија захваљујем се и Матици српској.

Израз највеће захвалности желим да упутим свом ментору, проф. др Горану Стојановићу, редовном професору Факултета техничких наука Универзитета у Новом Саду. У најважнијим тренуцима својим именом, ауторитетом и кредибилитетом стао је иза мене, подржавао ме и храбрио када је било критично за коначан успјех мојих докторских студија. Многе ноћи провео је читајући моје семинарске радове, чланке, па и овај документ (у ко зна колико различитих верзија). Професоре, хвала за све, а највише за правовремене конструктивне критике и хитра разрјешења претешких недоумица.

Докторске студије започео сам 2012. године сам. Након петогодишњег путовања, ову дисертацију завршавамо четворо - супруга Драгана, син Симеон и кћерка Марија жртвовали су много, заиста много, да бих могао дане и ноћи да проводим за рачунаром, у лабораторији и на стручним усавршавањима. Хвала им за то, иако, у ствари, овдје не приличне изрази захвалности, него извињење - у нади да ће ово достигнуће бити достојно поднесне жртве. Желим да се захвалим својим родитељима, Илији и Зори Пајкановић, и родитељима своје супруге, Момчилу и Милојки Стевановић, за бескрајну подршку и помоћ - омогућили су писање ове дисертације чувајући Симеона и Марију када је било најпотребније, прелазећи притом самопожртвовано стотине километара под нимало лаким околностима. Захваљујем се свом брату Цвијану за разговор, савјет и опомену тамо гдје и онда када ријеч никог другог не би вриједила ништа.

Много је још људи које бих могао и желио да поменем и ова докторска дисертација се засигурно не би десила без свих њих. Ограничен простором, захваљујем се Љиљани Живанов, Миљку Сатарићу, Предрагу Петковићу, Ласлу Нађу, Татјани Пешић-Брђанин, Бранку Блануши, Велибору Шкобићу, Чедомиру Зељковићу, Миодрагу Микићу, Младену Филиповићу, Игору Јанковићу, Славку Марковићу, Драгу Пајкановићу, Небојши Драшкићу, Велимиру Врућинићу и надам се да ми неко од наведених неће замјерити.

На крају, очигледно свјестан да је свако од наведених имена заслужно за реализацију овог документа, истичем да докторска дисертација ипак представља круну једног образовног процеса који је започео прије четврт вијека, под ватром граната, у Брчком. Стога желим још једном да подвучем захвалност својим родитељима, Илији и Зори, што су сопственим прегалништвом у највећој мјери допринијели да сам данас ово што јесам, надајући се да ће им овај подухват бити на радост.

Докторску дисертацију посвећујем свом народу на Косову и Метохији.

Аутор
Лк. 2:30

Acknowledgements

This work is funded from the European Union's Seventh Framework Program for research, technological development and demonstration under grant agreement no. 289481 - project *Senseiver*¹.

This work has also received support from the European Union's Horizon 2020 Research and Innovation program via ASCENT Access Network, grant agreement no. 654384, and from the Ministry of Education, Science, and Technological Development, Serbia, under Grant TR32016.

The author expresses sincerest gratitude to the aforementioned organizations and their representatives.

¹www.senseiver.com

Поглавље 1

Увод

Могућност бежичног повезивања преносивих уређаја како међусобно, тако и са остатком свијета посредством интернета, данас се подразумијева. Потпуно је очекивано да у скоро сваком, било затвореном (универзитети, школе, музеју, ресторани, итд) било отвореном (паркови, градски тргови, баште, плаже, итд) простору, постоји сигнал неког од бежичних стандарда. Може се увидјети, дакле, да је бежична комуникација постала свеprisутна, као што се десило и са електричном енергијом неколико деценија раније. Наравно, нису сви уређаји који користе електрично напајање повезани у бежичну мрежу, али је то свакако дио визије у не тако далекој будућности. Наиме, већ постоје примјери фрижидера, гријних тијела, освјетљења и других уређаја који имају могућност интеракције посредством неког од бројних бежичних стандарда. Очекује се да таква интеракција посредством физичке појаве познате као радио таласи заживи и да захваљујући њој корисник буде у могућности да кориштењем лаптопа или мобилног телефона управља свим својим кућанским апаратима, било да је у близини или на некој удаљеној локацији. Концепт који предвиђа да уређаји намијењени задацима за чије извршење пренос података на даљину није неопходан, а ипак посједују могућност бежичне комуникације назива се интернет ствари (енгл. *Internet of Things - IoT*). Тренутно најзаступљеније технологије бежичног преноса података у уређајима потрошачке електронике су *WiFi* и *Bluetooth* [1].

Из ових неколико података очигледан је значај изучавања могућности унапређења бежичних начина размјене информација. Истраживања спроведена током израде докторске дисертације представљају скроман допринос развоју једног од стандарда бежичног преноса, али и уопштено изучавању понашања интегрисаних кола у широкопојасним примјенама.

Прије него се размотре предмет, проблем и циљ истраживања, а у осталим поглављима и само истраживање и постигнути резултати, неопходно је назначити неколико напомена у вези са овим документом. Тренутно не постоји општеприхваћена терминологија српског језика у области пројектовања интегрисаних кола. Наравно, велики број израза се преноси из других области (као што су линеарна и дигитална електроника), али с обзиром да се ради о научној и инжењерској области која се развија незапамћеном брзином - то просто није довољно. Због тога се на овом мјесту наглашавају избори аутора у вези са појединим појмовима, како би текст био што разумљивији.

- Иако технологија интегрисаних кола има више, у оквиру ове дисертације израз *технологија монолитна интегрисана кола*, као и све његове изведенице, се односи искључиво на интегрисана кола реализована *CMOS* технологијом, осим ако експлицитно није другачије назначено у тексту. Стога се скраћеница *CMOS* убудуће изоставља.
- Транзистор је компонента коју је могуће реализовати на много начина, кориштењем великог броја технолошких рјешења. Ипак, у оквиру ове дисертације, израз *транзистор* се односи искључиво на *MOS* транзистор, осим ако експлицитно није другачије назначено у тексту. Стога се скраћеница *MOS* убудуће изоставља.
- Опште познат израз за пасивну компоненту чија је примарна особина индуктивност је калем. Међутим, то се односи на тродимензионалну структуру намотаја са или без језгра, дакле структуру независну од подлоге. У технологији монолитних интегрисаних кола није могуће тако нешто реализовати, и компоненту која се пројектује никада није могуће посматрати одвојено од подлоге. Стога се за такву пасивну компоненту у оквиру дисертације користи израз индуктор.
- Енглески назив стандарда који се интензивно помиње у дисертацији јесте *Ultra Wideband*, често скраћено на *UWB*. С обзиром да је то једина широкопојасна технологија по чијим спецификацијама су пројектована интегрисана кола током спроведеног истраживања, појам „ултра” се убудуће изоставља. Стога се у даљем тексту израз *широкопојасни стандард*, односно *широкопојасна технологија* односи искључиво на интегрисана кола реализована за потребе *UWB* технологије, осим ако експлицитно није другачије назначено у тексту.

Остале, мање важне, језичке напомене налазе се послије текста дисертације, скупљене у рјечник појмова.

У поглављу 2 изложени су предмет, проблем и циљ спроведеног истраживања. Дат је преглед актуелних тенденција у развоју технологија бежичног преноса података, те представљен допринос резултата дисертације у том контексту.

Поглавље 3 је опис различитих приступа пројектовању интегрисаних кола у зависности од конкретне примјене, односно неопходног степена апстракције. Поглавље 4 представља кратак преглед појмова технологије монолитних интегрисаних кола. Сврха ова два поглавља није да буду свеобухватни прикази теоријске и технолошке проблематике, него да у дискурс докторске дисертације уведу појмове неопходне за разумијевање истраживања и постигнутих резултата који су изложени у посљедња два поглавља.

У поглављу 5 пројектован је индуктор топологије меандар у технологији монолитних интегрисаних кола. Његова својства су успјешно измјерена, тако да су на крају поглавља приказани и анализирани резултати. На основу спроведене анализе, закључује се да је топологија меандар погодна за широкопојасне примјене. Ово поглавље представља истраживање првобитно приказано у [2].

Опис пројектовања нискошумног појачавача дат је у поглављу 7. Склоп је потом, такође, успјешно карактерисан, па су резултати приказани и анализирани. Иако постоје одступања која су мања од 10 % у односу на очекиване вриједности, показано је да је склоп предложене топологије погодан за широкопојасне примјене. Такође, утврђени су разлози одступања и теоријски објашњено такво понашање, што ће бити искориштено у даљем истраживању како би се дошло до оптималних перформанси овог склопа.

Поглавље 2

Проблем, предмет и циљ истраживања

У одјелјку 2.1 изложене су тренутно актуелне тенденције у развоју техника и технологија за бежични пренос података. Затим су у одјелјцима 2.2 и 2.3 укратко изложени предмет истраживања, као и проблеми обрађени у дисертацији. У посљедњем, одјелјку 2.4, представљени су циљеви истраживања.

2.1 Тенденције у развоју бежичних комуникација

Више је узрока који су довели до поменуте свеprisутности бежичне комуникације. Најважнији се, свакако, огледа у чињеници да је полупроводничка индустрија генерисала обрт од 294,97 милијарди америчких долара у 2015. години [3]. Наравно, један од разлога за такав финансијски раст лежи и у све нижој цијени технологије која се користи за производњу уређаја потрошачке електронике, посматрано по појединачном уређају. На примјер, цијена мобилног телефона данас је истог реда величине као и прије десетак година, при чему ти уређаји данас кориснику нуде далеко више могућности: већ поменуте стандарде за бежичну комуникацију, услуге локације и упутстава о најподеснијој путањи, далеко већи капацитет меморије за чување корисничких података, све квалитетније дигиталне фотоапарате, екран осјетљив на додир, интуитиван кориснички интерфејс и, у складу са идејама слободног софтвера, небројено много апликација чији аутори нису само софтверске компаније, него и сами корисници. У складу с оваквим приступом развоју уређаја је и идеја интеграције, односно тежња да се што више

функционалности смјести у једно интегрисано коло (ИК) (енгл. *integrated circuit* - *IC*), тј. чип (енгл. *chip*). Смањење цијена, тј. интеграција високог степена (енгл. *Very Large Scale Integration* - *VLSI*) омогућени су захваљујући превасходно скалирању *CMOS* технолошког процеса, али и истраживањима у области како појединачних кола, тако и архитектура система [1].

Уз смањење цијена и повећање степена интеграције, тенденција која прати пораст популарности бежичних комуникација јесте помјерање радних учестаности тих система ка радио таласима виших учестаности, тзв. микроталасним опсезима¹. Основни разлог ове тенденције лежи у потреби тржишта да комуникациони системи омогуће да више корисника у краћем временском периоду размијени више података. Свакако, то је могуће постићи и привременим рјешењима као што су ограничење предајне снаге и повећање броја базних станица, али такав приступ не отклања фундаментално ограничење капацитета канала за пренос, дато Шеноновом теоремом [4]:

$$C = B \cdot \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right), \quad (2.1)$$

гдје C представља капацитет канала [bit/s], B пропусни опсег канала [Hz], те S/N однос сигнал-шум.

Из једначине 2.1 слиједи да постоје три параметра чијим се подешавањем може повећати капацитет канала. Тако је могуће проширити пропусни опсег, повећати снагу сигнала или смањити шум, при чему је ово посљедње најчешће ван контроле пројектанта. Интересантно је, такође, примјетити да је капацитет канала директно пропорционалан ширини опсега, али у логаритамској спрези са односом сигнал-шум, тј. повећањем снаге предајника. Дакле, најснажније се може утицати на повећање капацитета канала проширењем преносног опсега.

Ово, наравно, није ново запажање, тако да је капацитет канала и у прошлости повећаван преласком на више учестаности и ширењем опсега. Очигледан примјер такве тежње јесте развој генерација мобилног преноса података. Наиме, у табели 2.1 приказане су генерације мобилног преноса података у контексту учестаности на којима се тај пренос вршио или врши [5]. За пету генерацију (*5G*) мобилног преноса података опсег још није дефинисан, јер се појава ове технологије на тржишту очекује почетком треће деценије XXI вијека. Ипак, с обзиром

¹Подјела учестаности на опсеге је доста произвољна, али у оквиру овог документа, микроталасни опсег обухвата учестаности чије су таласне дужине реда величине центиметара и милиметара, тј. 3-300 GHz, гдје се λ креће у границама од 10 cm до 1 mm.

Табела 2.1: Поређење генерација мобилног преноса података према преносним учестаностима [5]

Генерација	1G	2G	3G	4G	5G
Учестаност	800-900 MHz	0,85-1,9 GHz	1,6-2,5 GHz	2-8 GHz	?

да су традиционалне учестаности преноса у опсегу до 3 GHz потпуно заузете [6], логично је очекивање да ће први комерцијални системи за пренос података у стандарду 5G користити неки подскуп микроталасног опсега. Наиме, из захтјева које тај стандард треба да задовољи (нпр. брзина преноса података од 10 Gb/s за стационарне и 1 Gb/s за мобилне кориснике, те повећан број корисника), очигледно је да пропусни опсези поменутих традиционалних ширина неће бити у стању да подрже потребни капацитет канала [6].

Још један разлог због којег су учестаности изнад поменутих 3 GHz постале интересантне током протеклих десетак година јесте појава широкопојасног стандарда. Широкопојасни стандард дефинисан је 2002. године, када је Савезна комисија за комуникације (СКК) (енгл. *Federal Communications Commission - FCC*) Сједињених америчких држава до тад некориштене опсеге додјелила за различите комерцијалне примјене. Тако је опсег 0-960 MHz предвиђен за радаре намијењене претраживању испод површине земље (енгл. *ground penetrating radar - GPR*); затим, опсег 3,1-10,6 GHz намијењен је за пренос података, надгледање и медицинским примјенама; и опсег 22-29 GHz намијењен радарима кратког домета (енгл. *short range radars - SRR*) који налазе примјену у аутомобилској индустрији. Са становишта комуникација, најинтересантнији је опсег 3,1-10,6 GHz, па су многе државе управо у том опсегу, односно у неким од подопсега, легализовале ултра-широкопојасни стандард за комуникационе системе [7]. Иако, дакле, реализација стандарда није иста широм планете, у пракси се, према дефиницији СКК, ултра-широкопојасном технологијом сматра сваки бежични пренос података који користи опсег шири од 20 % централне учестаности или опсег шири од 500 MHz, унутар нелиценцираног опсега 3,1-10,6 GHz при ограниченој максималној снази од -41,3 dBm/MHz. Примјери локализованог стандарда широкопојасне технологије су дати у табели 2.2 [8].

Кључне предности широкопојасне технологије су велике брзине преноса података, мала потрошња, јефтина опрема и отпорност на сметње. Иако се не ради о новој технологији у смислу да омогућава нешто што ниједна друга до сада није,

Табела 2.2: Примјери локалних дефиниција ултра-широкопојасног стандарда [8]

Област	САД	ЕУ	Јапан	Кина
Опсег	3,168-10,560 GHz	3,168-4,752 GHz	3,696-4,752 GHz	4,224-4,752 GHz
		и	и	и
		6,336-8,976 GHz	7,392-10,032 GHz	6,336-8,976 GHz

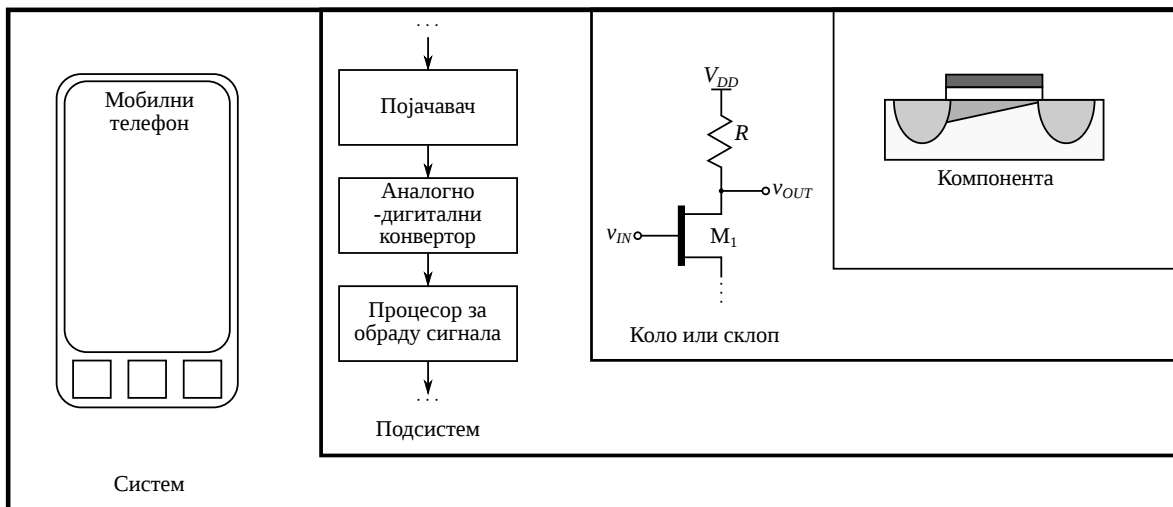
ипак је значајно примјетити да је она са инжењерске стране потпуно нова. Наиме, за реализацију ове технологије неопходна је промјена парадигме пројектовања на фундаменталном нивоу - умјесто синусоидних сигнала, преносе се веома кратки импулси, еквивалентни толико широком спектру [9].

Рад на микроталасним учестаностима је подесан и за друге примјене, осим унапређења мобилних комуникационих система. Најинтересантнији опсег, како комерцијално тако и за академску заједницу, јесте опсег око 60 GHz, додијељен као нелиценцирани опсег за примјену у индустрији, истраживањима и медицини. Занимљив је по томе што се управо ту налази максимум слабљења молекула кисеоника, што, даље, значи да у том опсегу медијум простирања, атмосфера, поспјешује изолацију [10].

Неки од најновијих конкретних примјера пројектовања интегрисаних кола предвиђених за рад на микроталасним учестаностима присутних у литератури су: ултра-широкопојасни примопредајник развијен за примјене у радарима, централне учестаности 77 GHz [11], пријемник у опсегу 45-66 GHz [12], ултра-широкопојасни примопредајник у опсегу 3-5 GHz намијењен аутомобилској индустрији [13], примопредајник опсега 2 GHz на централној учестаности 60 GHz намијењен за интернет ствари [14], медицински имплант са примопредајником реализованим у ултра-широкопојасној технологији [15], итд. Иако се сви ови системи и кола још увијек налазе у литератури, односно, у лабораторијској фази развоја, њихов комерцијални потенцијал је очигледан, што значи да се ради о актуелној проблематици.

2.2 Предмет истраживања

Предмет истраживања дисертације представља један од небројено много корака у покушају остварења ширег настојања људског друштва представљеног у претходном пасусу. Поменути уређаји и технологије за бежичне комуникације



Слика 2.1: Нивои апстракције сложених уређаја: систем, подсистем, коло и компонента

представљају веома сложене системе, слика 2.1, који се састоје од много мањих (како у физичком, тако и у смислу комплексности) система (често се каже: подсистема). Тако би, на примјер, систем био мобилни телефон, који се састоји од великог броја подсистема, као што су: екран осјетљив на додир, аудио улаз и излаз (тј. микрофон и звучник, односно слушалице), подсистем за бежичну комуникацију, итд. Називе „систем” и „подсистем” неопходно је схватити релативно, односно у зависности од степена апстракције [16]. Иако је, тако, у овој номенклатури назван подсистемом, систем за бежичну комуникацију, ако се посматра са одговарајућег аспекта, може да се сматра независним у погледу преноса података бежичним путем. Остатак мобилног телефона је, дакле, потпуно несвјестан да ли подаци стижу преко сигнала мобилне мреже или можда посредством *WiFi* или *Bluetooth* стандарда. Намеће се закључак да се и овај подсистем састоји од већег броја сопствених подсистема - које је, опет, у зависности од аспекта са којег се посматра, могуће сматрати независним системима. На овом нивоу, то су: систем за размјену података посредством сигнала мобилне мреже, систем за размјену података посредством *WiFi* сигнала и систем за размјену података посредством *Bluetooth* сигнала. Овакви системи за размјену података називају се још и примопредајницима.

Примопредајници су реализовани такође помоћу система, али сада је њихова комплексност значајно мања, тако да (иако суштински није забрањено називати их системима) саставни дијелови примопредајника (и других система еквивалентне комплексности) називају се кола или склопови. Тако се један примопредајник

састоји од нискошумног појачавача, миксера, појачавача снаге и многих других кола или склопова. Иако једноставнији од система, за склопове уопште не мора да важи да су једноставни - штавише, и њих је могуће подијелити на, ткз. градивне блокове електричних кола. У случају аналогних кола, основне ћелије су: струјна огледала, напонске референце, диференцијални појачавачи, итд. Најнижи ниво комплексности, тј. појединачне елементе представљају компоненте тих градивних блокова. У овом случају то су активне и пасивне компоненте: транзистори (биполарни и униполарни), отпорници, кондензатори и индуктори [17]-[20].

У оквиру ове дисертације, пројектовани су, фабриковани у стандардној 130 nm технологији монолитних интегрисаних кола (ИК), а затим и успјешно карактерисани индуктивна пасивна компонента, те једно коло - нискошумни појачавач.

2.3 Опис проблема

Заједничко за све помињане системе на транзисторском нивоу јесте да на микроталасним учестаностима основни принципи пројектовања кола аналогне електронике нису више примјенљиви у потпуности. Наиме, услјед виших учестаности, таласне дужине сигнала постају упоредиве са димензијама елемената кола, због обрнуте пропорционалности ове двије величине:

$$f = \frac{c}{\lambda}, \quad (2.2)$$

гдје је f учестаност (или фреквенција), c брзина свјетлости у слободном простору и λ таласна дужина. Рецимо, на учестаности 30 GHz, таласна дужина електромагнетског таласа у ваздуху је 10 mm, а у силицијумском интегрисаном колу [21]:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \mu_0}} = 5,2 \text{ mm}, \quad (2.3)$$

гдје је са:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \mu_0}} \approx 1,5 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}} \quad (2.4)$$

дата брзина свјетлости у савршеном диелектрику, за шта се у првој апроксимацији диелектрик ИК (SiO_2) може сматрати, при релативној електричној пермитивности $\epsilon_r = 3,97$ [20]. Физичке константе ϵ_0 и μ_0 представљају електричну пермитивност и магнетску пермеабилност слободног простора и њихове вриједности су дате на почетним странама дисертације.

Види се, на основу једначине (2.4), да је $\lambda/4 = 1,3$ mm упоредиво са димензијама металних линија везе које су неријетко дужине и неколико стотина микрометара у случају РФ ИК. Дакле, таква линија везе више се не може посматрати као кратак спој, што би био случај на нижим учестаностима - него постаје трансмисиона линија. Тада се мора водити рачуна о њеној паразитној индуктивности, могућностима јављања непожељних паразитних капацитивности између линије и других металних елемената интегрисаног кола, те линије и супстрата, затим, јавља се веома фреквенцијски зависна паразитна отпорност као посљедица површинског ефекта (енгл. *skin effect*), итд. Једном ријечју, за пројектовање интегрисаних кола предвиђених за рад на микроталасним учестаностима није довољно примјењивати знање из аналогне електронике, него је неопходно овом задатку приступити и са стране микроталасне технике, те електромагнетске анализе понашања како компонената, тако и линија везе [1], [10], [22]–[25].

Истраживање представљено у овој дисертацији бави се проблемима са којима се инжењер суочава током пројектовања како појединих индуктивних пасивних елемената (индуктори), тако и једног од блокова (нискошумни појачавач) интегрисаних кола предвиђених за рад у микроталасним опсезима. Превасходно, ради се о паразитним ефектима (појава нежељених индуктивних, капацитивних и резистивних компонената), који даље доводе и до потребе за промјеном нивоа научне апстракције. У том контексту, детаљно су анализирани потребни нивои апстракције и описана подјела приступа пројектовању интегрисаних кола управо по том основу, као прилог напредовању методологије пројектовања интегрисаних кола за примјене у комуникационим и другим комерцијалним системима будућности.

2.4 Циљеви истраживања

Циљеви истраживања су пројектовање, фабрикација и карактеризација компонената и склопова за широкопојасне примјене. Конкретно, овдје се ради о индуктору топологије меандар као пасивној компоненти и нискошумном појачавачу као активном склопу. По успјешно извршеној аквизицији података, слиједи дисеминација резултата у облику публикација у зборницима научних конференција, те у часописима од међународног значаја. Задатак је и да се кроз те публикације, осим постигнутих резултата, документују и објасне проблеми, и ријешени и неријешени, са којима се кандидат сусретао током истраживања. Коначно, посљедњи корак је сакупљање знања и научних доприноса у форми докторске дисертације.

Сажетак поглавља

И ово поглавље се може сматрати уводним, јер је искориштено прво за представљање тенденција развоја бежичних технологија. У том контексту изложен је и предмет истраживања - укратко, прилог пројектовању компонената и склопова за потребе широкопојасних примопредајника. Потом су идентификовани и конкретни проблеми пројектовања интегрисаних кола намијењених за рад у микро-таласним опсезима. У последњем одјељку дефинисани су циљеви истраживања.

Поглавље 3

Одабрани теоријски појмови пројектовања интегрисаних кола

У овом поглављу представљена је подјела монолитних ИК на основу природе сигнала који обрађују, а затим и подјела приступа пројектовању у зависности од неопходног нивоа апстракције. У одјелку 3.1 дефинисан је сигнал, те описане различите врсте сигнала. Према тој подјели сигнала, кола намијењена раду у опсезима нижих учестаности називају се аналогним, а кола намијењена раду у опсезима виших учестаности радио-фреквенцијским (РФ) или микроталасним ИК. Затим су, у одјелку 3.2, укратко изложени приступи пројектовању ИК прилагођени управо наведеној подјели. У одјелцима 3.3 и 3.4 представљена су два суштински различита начина моделовања појединих компонената. Наиме, испоставља се да са порастом учестаности електричне особине компонената (резистивност, капацитивност, итд) почиње да се мијења под утицајем паразитних елемената. Стога је понекад неопходно, осим елемената са концентрисаним параметрима увести и појам елемената са расподијељеним параметрима.

Суштински узроци у приступу пројектовању аналогних и микроталасних кола су изражености појединих ефеката на вишим учестаностима, које није могуће описати теоријом електричних кола него представљају проблеме које је потребно рјешавати примјеном теорије електромагнетског (ЕМ) поља. Стога је неопходно примјењивати и неке алате микроталасне технике, као што су расподијељени параметри, те осим симулатора електричних кола и симулаторе ЕМ поља. У краћој форми, али довољној за разумијевање разматрања изложених у осталим поглављима дисертације, представљени су површински (одјелак 3.6.1) и ефекат близине (одјелак 3.6.2), те преслушавање (одјелак 3.6.3).

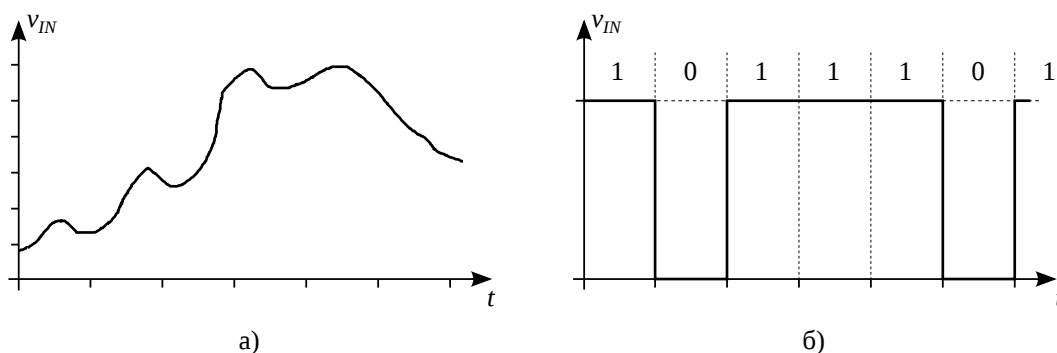
3.1 Подјела интегрисаних кола према облику сигнала који обрађују

Да би се могла разматрати подјела ИК према облику сигнала, неопходно је прво дефинисати сигнал, а затим и врсте сигнала који се јављају у области пројектовања ИК. Сигнал је, дакле, било која мјерљива вриједност напона, струје или наелектрисања. Сврха сигнала јесте да пренесе податак о стању или понашању постојећег система. Особина аналогног сигнала је непрекидност како у времену, тако и вриједностима амплитуде. Другим ријечима, вриједност аналогног сигнала може бити било која физички могућа вриједност и може се мјерити у било ком тренутку, слика 3.1а. Дигитални сигнал је дефинисан на дискретном скупу вриједности амплитуде, тј. вриједност дигиталног сигнала може бити само једна од претходно дефинисаних вриједности, слика 3.1б.

Како је скуп могућих вриједности дигиталног сигнала ограничен и дискретан, могуће је те вриједности представити збиром производа. Сваки од производа састоји се од тежинског фактора и бинарног броја, на примјер:

$$A = b_{N-1}2^{-1} + b_{N-2}2^{-2} + \dots + b_02^{-N} = \sum_{i=1}^N b_{N-i}2^{-i}. \quad (3.1)$$

Бинарни бројеви, b_{N-i} , тј. бити могу имати само једну од двије вриједности: нула или један. Због тога је могуће реализовати дигитална кола кориштењем компонента које имају само два стабилна стања. То, даље, значи да је примјеном правила бинарне, тј. Булове алгебре могуће пројектовати систем који врши произвољну функцију. Захваљујући таквој регуларности дигиталних кола, за њихово пројектовање постоји велики број софтверских алата (енгл. *Computer-Aided Design - CAD*)



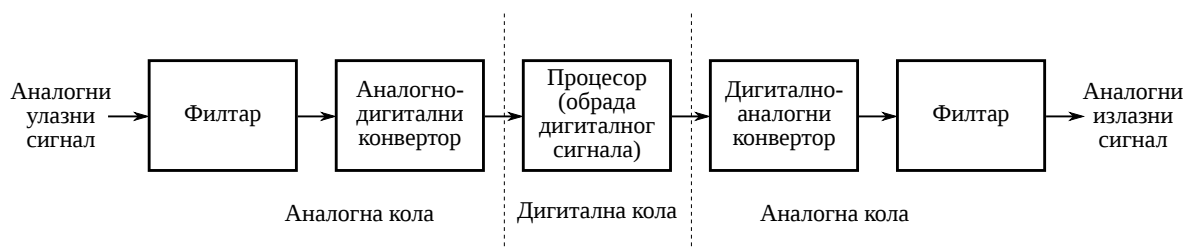
Слика 3.1: Основна подјела сигнала: а) аналогни и б) дигитални

који омогућавају аутоматизацију појединих корака у том процесу. Аутоматско извршавање појединих корака је омогућено употребом језика за опис хардвера (енгл. *Hardware Description Languages - HDL*). Наиме, даје се функционални опис понашања, а онда софтвер може да генерише физички изглед дигиталног кола које ту функцију реализује. Софтверски алати, наравно, постоје и за пројектовање аналогних интегрисаних кола, међутим аутоматизација корака је ријетка. То значи да је у овом случају и даље неопходно директно присуство инжењера у сваком кораку, осим фабрикације.

Иако назив „мјештовити сигнали” можда асоцира да се ради о сигналу који се састоји од аналогних и дигиталних компонената, то није случај. Ова синтагма је ушла у употребу директним преводом енглеске фразе „*mixed-signal circuits*”, тако да никако не може да стоји без напомене да се у ствари ради о колима мјешовитих сигнала. Дакле, када се каже кола мјешовитих сигнала мисли се на то да се у датом колу јављају и аналогни и дигитални сигнали независно једни од других, тј. на одвојеним проводним линијама.

Доминација дигиталних система на данашњем тржишту није упитна. Томе су допринијеле могућности правилног и предвидивог смањивања димензија компонената (скалирање), те аутоматизација процеса пројектовања. Скалирањем перформансе дигиталног система расту, што није увијек случај код аналогних интегрисаних кола. Такође, аутоматизација корака доприноси уштеди у времену, тј. брже се долази до производа а мање улаже инжењерских сати. То значи да дигитални системи већ деценијама у свакој итерацији нуде више могућности, боље перформансе, заузимају мање простора, јефтинији су, а могу и брже да се реализују. Ипак, није могуће све направити у дигиталном домену. Постоје системи и подсистеми који морају да обраде аналогне и/или РФ сигнале, како би дигитално језгро могло да извршава задатке. На слици 3.2 приказан је блок дијаграм једног стандардног система за обраду сигнала. Иако се сама обрада одвија у дигиталном домену, тј. над дигиталним сигналима, по природи ствари, улаз система јесте аналогни сигнал (нпр. говор), те је неопходно да и излаз буде аналогни сигнал (нпр. звук). Аналогни подсистеми неопходни да би оквакви системи функционисали су филтри, аналогно-дигитални конвертори (АДК) и дигитално-аналогни конвертори (ДАК).

РФ или високофреквенцијским (ВФ) сигналима називају се аналогни сигнали виших фреквенцијских опсега. РФ сигнали су у ствари аналогни по својој природи, па суштинске разлике у односу на аналогне сигнале нема. Ипак, приликом



Слика 3.2: Примјер система за обраду сигнала

пројектовања система намијењених за обраду једних и система намијењених за обраду других, разлике у приступу пројектовању постоје и огледају се између осталог и у потреби за већим бројем пасивних елемената. Наиме, за разлику од пројектовања аналогних ИК, приликом пројектовања ИК намијењених обради РФ сигнала број пасивних елемената у колу је често упоредив са бројем транзистора. Такође, чешће су присутни индуктори, трансформатори и трансмисионе линије [1].

Потреба за овим елементима објашњена је на примјеру једноставног кола, слика 3.3. Радни опсег кола са слике 3.3а у чвору C ограничен је фреквенцијом:

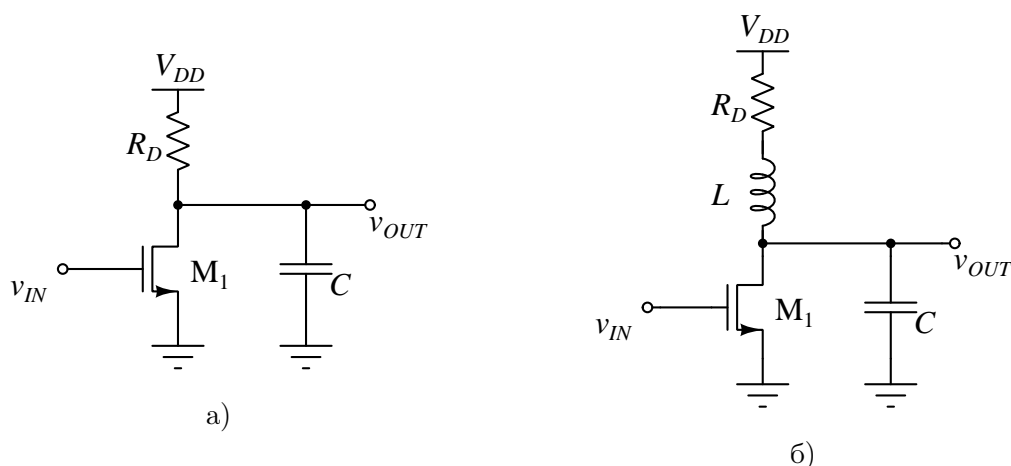
$$\omega = \frac{1}{(R_D || r_{out1}) C_D}, \quad (3.2)$$

а појачање склопа је ограничено падом напона на отпорнику R_D :

$$A = g_m (R_D || r_{out1}). \quad (3.3)$$

У колу са слике 3.3б долази до резонансе у LC колу, које се састоји од индуктора L_D и кондензатора C_D . Како је избором индуктивности L_D могуће утицати на резонантну фреквенцију кола, очигледно је могуће да склоп обавља своју функцију (појачава) и у опсезима вишим него у случају склопа са слике 3.3а. Такође, с обзиром да је пад једносмјерног напона на индуктору веома мали, сада је могуће смањивати напон напајања, а задржати (довољно) велико појачање [1].

У ранијим итерацијама планарног процеса ове компоненте није било ни могуће интегрисати, тако да су кориштени екстерни (енгл. *off-chip*) елементи - реализовани на пасивним супстратима (хибридним технолошким процесима) или помоћу жица за повезивање ИК са паковањем. Такве реализације су неповољне из више разлога. Прије свега, код екстерних елемената долази до преслушавања (енгл. *cross-coupling*) у значајној мјери. Затим, свака од екстерних веза са собом доноси значајну количину паразитних елемената у коло. Тако, на примјер, сасвим реална индуктивност жице за повезивање дужине 1 mm од 1 nH значајно утиче на



Слика 3.3: Проширење опсега радних учестаности кориштењем индуктора

перформансе кола предвиђеног за рад на фреквенцијама већим од 1 GHz. Такође, веома је тешко прецизно контролисати дужину и облик жица за повезивање, па је самим тим готово немогуће квалитетно реализовати робустна кола са диференцијалним улазима.

Све ово, и још много тога другог, довело је до става по питању РФ сигнала и ИК намијењених обради таквих сигнала, а то је да, иако су и аналогни и РФ сигнал непрекидне функције времена, суштинске разлике у приступима пројектовању кола за једне и друге сигнале постоје. Наравно, јасна граница није назначена, зато што то увијек зависи од намјене и контекста у којем ће се пројектовани систем користити.

3.2 Нивои апстракције

Инжењерство представља сврсисходну употребу науке, а наука се може схватити као разумијевање природних појава [16]. Наравно, овакво схватање појма науке је искључиво у контексту инжењерства, без залажења у философију науке [26]–[28]. Научни рад подразумијева експерименте, а природни закони су концизне дефиниције или једначине на основу којих је могуће предвидјети и објаснити резултате добијене експериментом. Ипак, исти природни закон могуће је представити различитим једначинама у зависности од околности у којима се користи и сврхе која жели да се постигне. Тако се зна да Њутнова механика представља исти природни закон који представља и Ајнштајнова, релативистичка механика, иако се једначине међусобно значајно разликују - ове посљедње су умногоме сло-

женије [29]. Непрецизности које се јављају услед Њутновог занемаривања релативистичке теорије (тј. несвјесности о њој) не значи да читава теорија треба да се одбади - штавише, она је и данас у широкој примјени. То је могуће зато што постоје примјене у којима су релативистички ефекти занемарљиви (брзине су много мање од брзине свјетлости), па за тај ниво апстракције нема потребе за компликованијим прорачуном који доноси релативистичка механика. С друге стране, у домену космичких примјена није могуће занемарити релативистичке ефекте, па је на том нивоу апстракције неопходно примјењивати једначине релативистичке механике. На овај начин је у оба случаја постигнута потребна прецизност, при чему су кориштени само неопходни ресурси. Паралелу са овом општепознатом ситуацијом, могуће је повући и са приступима пројектовању интегрисаних кола, како слиједи.

Микроелектроника је инжењерска и научна дисциплина која проучава транспортне процесе наелектривања кроз полупроводнике, проводнике, гасове и вакуум, као и посљедице и ефекте тих појава које се користе у апликативне сврхе. У ширем смислу, под микроелектроником се подразумијева не само технологија, него и производи те технологије - заједничким именом, сви производи микроелектронике називају се интегрисаним колима [19].

Назив „микроелектроника” задржао се из историјских разлога. Наиме, према дефиницији [30], нанотехнологија је свака технологија која се бави структурама или појавама чија је најмање једна димензија реда величине 100 nm. С обзиром да су дужине канала *Metal-Oxide-Semiconductor (MOS)* транзистора одавно мање од 100 nm, а од 2015. године мање и од 10 nm, може се говорити о „наноелектроници”.

Овај прелаз није само мисаони - у смислу израза који се употребљава, него и суштински - у смислу прилагођавања нивоа апстракције конкретної примјени. Наиме, скалирањем транзистора дошли су до изражаја ефекти који се нису јављали док је дужина канала била реда величине 1 μm . Такође, док су ИК пројектована за ниже учестаности, рецимо до 1 GHz, многе паразитне компоненте и њихови утицаји су занемаривани током пројектовања без посљедица по функционалност произведеног кола. Као што је већ најављено у претходном одјељку, пројектовање РФ ИК захтијева да инжењер има у виду паразитне ефекте. С друге стране, нема ни најмање потребе да води рачуна о њима приликом пројектовања кола намијењеног за ниже учестаности - тиме би се улагало драгоцено вријеме у прорачун и симулацију нечега што не утиче на коначни производ. Такво претјеривање представља лошу праксу. Дакле, у зависности од намјене, исти елеменат, компоненту

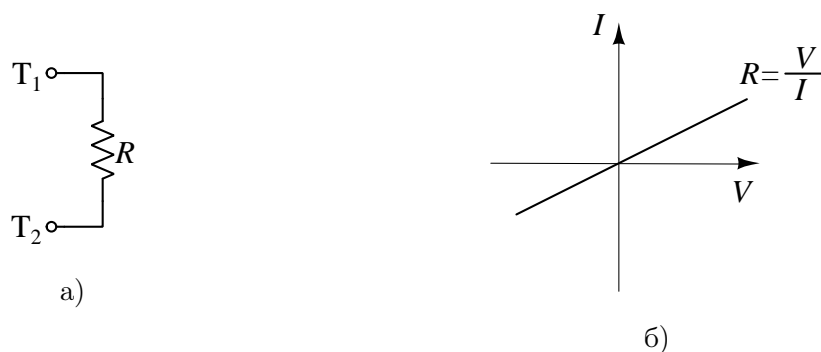
или коло могуће је посматрати са становишта теорије електричних кола или микроталасне технике, односно као елеменат са концентрисаним или елеменат са расподијељеним параметрима.

Теорија електричних кола је грана електротехнике, која је развијена као апстракција електромагнетике за потребе рјешавања проблема у вези са електричним колима чије су димензије занемарљиве у односу на таласне дужине ЕМ таласа који се простиру проводницима унутар тих кола [24]. Другим ријечима, у односу на електромагнетику, могуће је занемарити одређен скуп варијација у простору и времену током анализе таквих кола. У том случају Максвелове једначине свде се на једноставне концепте, какви су, на примјер, Кирхофови и Омов закон. Кориштењем Лапласових трансформација, могуће је и диференцијалне једначине свести на алгебарске и тиме направити још један корак у поједностављивању рјешавања поменутог скупа проблема. Због свега овога, теорија кола омогућила је рјешавање тешких инжењерских проблема једноставним, елегантним и, најважније, моћним алатима.

На примјер, представљен као на слици 3.4а, отпорник је чисто резистивна компонента и потпуно описан једначином:

$$R = \frac{V}{I} \quad (3.4)$$

и струјно-напонском карактеристиком на слици 3.4б која, према једначини (3.4), не зависи од учестаности.

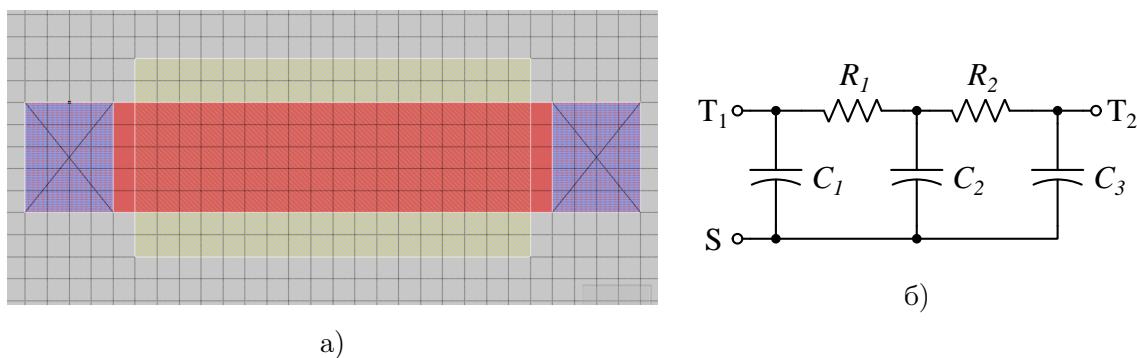


Слика 3.4: Отпорник као елемент са концентрисаним параметрима на највишем нивоу апстракције: а) електрични символ и б) струјно-напонска карактеристика

Микроталасна техника је дио електротехнике који се бави проучавањем и пројектовањем компонента, уређаја и система намијењених за рад у фреквенцијским опсезима у области од 300 MHz до 300 GHz, чему одговарају таласне дужине у сло-

бодном простору од 1 m до 1 mm. Такве таласне дужине су истог или мањег реда величине од димензија микроталасних кола, односно компонената. Дакле, време простирања од једног до другог краја микроталасног кола је бар истог реда величине као и период осцилација струја и наелектрисања. Стога се за анализу микроталасних кола не може примјењивати класична теорија кола са концентрисаним параметрима, већ је неопходно укључити ефекте простирања. То, даље, значи да је за анализу физичких структура које представљају микроталасна кола (укључујући и антене) неопходно користити методе електромагнетике у комбинацији са анализом кола са расподијељеним параметрима (водовима) [31].

Реализација отпорника унутар монолитног интегрисаног кола, као слоја полицилиндријума је приказана на слици 3.5а. Испоставља се да осим резистивне, оваква структура испољава и капацитивну и индуктивну природу - мање или више изражену у зависности од услова рада. На примјер, приликом рада у микроталасном опсегу, индуктивност доводних жица може потпуно доминирати над отпорношћу. Могуће је, такође, да, у другом од бројних микроталасних опсега, његова паразитна капацитивност направи кратак спој и тако у потпуности елиминише отпорник као елемент [31]. Такви паразитни ефекти представљени су моделом на слици 3.5б.



Слика 3.5: Реализација отпорника у технологији монолитних интегрисаних кола: а) лејаут и б) модел

С обзиром на чињеницу да капацитивни и индуктивни паразитни елементи под одређеним условима (напона, струје, температуре и учестаности) потпуно деградирају функционалност структуре као резистивног елемента, неопходно их је узети у обзир приликом пројектовања - како саме компоненте, тако и у контексту монолитног ИК. То значи да ће бити утрошено значајно више времена које је потребно за прорачун или симулацију или чак обоје, али обезбјеђује исправан рад. Наравно, ако се током процеса пројектовања утврди да се критични услови неће

појавити, тј. да коло није намијењено задацима у којима ће доћи до таквих услова, кориштење једноставнијег модела (нпр. модела представљеног на слици 3.4а) неће утицати на функционалност произведеног кола, а довешће до уштеде у ресурсима - времену, људству и новцу.

На основу досадашњих разматрања, може се закључити да добра инжењерска пракса захтијева развијену моћ апстракције, односно препознавање потребног нивоа апстракције за дати проблем, те шта је битно а шта небитно у конкретном случају. Примјењујући такво размишљање на пројектовање интегрисаних кола, увиђа се суштинска разлика приступа пројектовању аналогних и микроталасних ИК, тј. потреба да се користе и алати микроталасне технике заједно са алатима аналогне електронике приликом пројектовања ових других.

3.3 Елементи са концентрисаним параметрима

Елементи са концентрисаним параметрима повезани идеалним проводницима представљају прву апроксимацију кола које се пројектује. Тај се ниво апстракције назива нивоом шеме или шематски ниво апстракције (енгл. *schematic level abstraction*). Елеменат мора да има најмање два споја као на слици 3.4а, како би била могућа размјена енергије са околином. За сваки од спојева могуће је дефинисати јединствену вриједност струје $i(t)$ и напона $v(t)$. На основу релације те двије величине, могуће је дефинисати и особину елемента, као што је отпорност, индуктивност или капацитивност. Назив „концентрисани параметри” долази управо из овог разматрања - наиме, елеменат је описан само једним параметром који је исти за сваки његов дио.

Ипак, дефиниције концентрисаних параметара и, уопште, апстракција електричне компоненте као елемента са концентрисаним параметрима, важи само под одређеним условима, како слиједи [16]:

- елеменат је ограничен у простору тако да је промјена магнетског флукса било које затворене контуре ван елемента једнака нули у сваком временском тренутку. Другим ријечима, границе елемента је потребно изабрати тако да важи:

$$\frac{\partial \Phi_B}{\partial t} = 0 \tag{3.5}$$

за сваку затворену путању изван елемента;

- елеменат је ограничен у простору тако да унутар елемента нема временски

промјенљивог наелектрисања. Дакле, границе је потребно изабрати тако да важи:

$$\frac{\partial q}{\partial t} = 0, \quad (3.6)$$

гдје је q укупно наелектрисање унутар елемента;

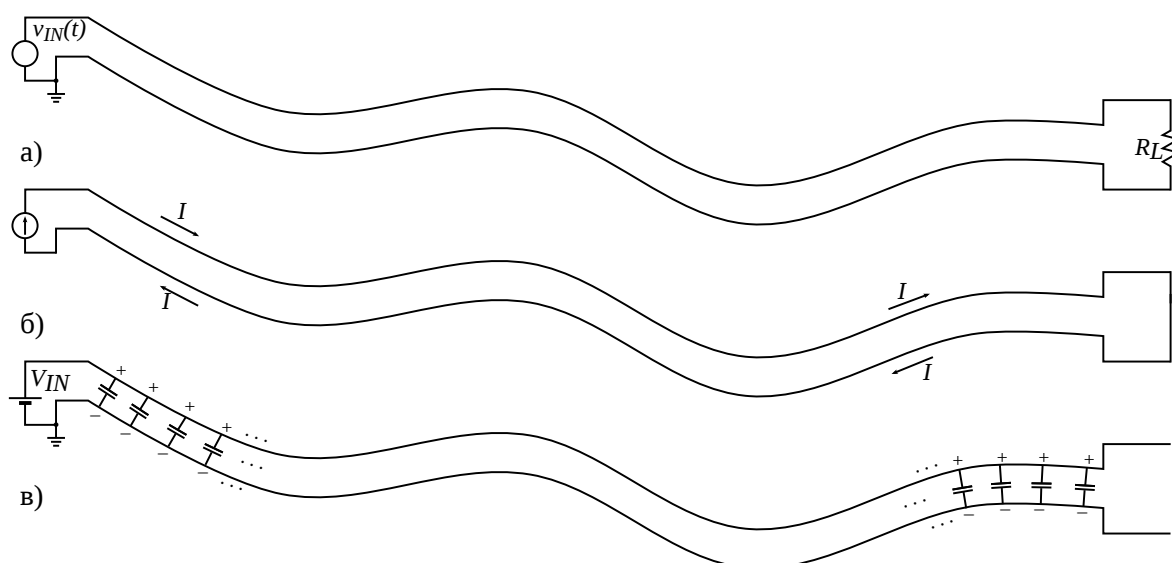
- елемент се примјењује тако да су временски интервали од интереса струја, напона и других величина (период код просто периодичног сигнала, нпр) много већи од времена пропагације ЕМ таласа с једног на други крај елемента.

Примјене у којима ове претпоставке важе укључују кола једносмјерних сигнала, као и кола наизмјеничних сигнала при довољно малим фреквенцијама - тако да буде тачна трећа тврдња. То значи да је за потребе пројектовања дигиталних и аналогних ИК апстракција компонената као елемената са концентрисаним параметрима на снази до одређених учестаности. Тако је могуће металну везу између двије компоненте кола (два транзистора, на примјер) сматрати кратким спојем (иако она то, наравно, није, јер постоји коначна отпорност и метала), што нам омогућава да на овом нивоу апстракције потпуно занемаримо утицај везе на перформансе. Њен је утицај занемарљив, зато што је таласна дужина на ниским фреквенцијама неколико стотина или хиљада пута, дакле неупоредиво, већа од линија везе интегрисаног кола [17],[32]–[33].

Уколико наведени услови не важе, као што је случај код пројектовања микроталасних ИК, ни елемент није могуће посматрати под претпоставком концентрисаних параметара, него је неопходно узети у обзир његову расподијељену природу.

3.4 Елементи са расподијељеним параметрима

Димензије кола или компоненте су велике у електричном смислу када постану упоредиве са таласном дужином сигнала који се простире кроз коло, односно компоненту. Тако, на примјер, коло промјера 30 mm у вакууму постаје велико у електричном смислу када радна учестаност достигне $f = c/\lambda/10$, тј. око 10 GHz. Граница од $\lambda/10$ је произвољно одабрана, с обзиром да се у инжењерској пракси двије вриједности сматрају упоредивим када је њихов количник мањи од десет - односно, то је довољно мало. Када се достигне тај праг, тада до изражаја долази и расподијељена (енгл. *distributed*) природа елемената. Неопходно је још истаћи и значај високофреквенцијских спектралних компонената код сигнала који нису представљени простопериодичним функцијама. На примјер, у дигиталним колима



Слика 3.6: Примјер изразито дугог електричног кабла, равномјерног попречног пресека и занемарљиво малог у односу на дужину: а) скица, б) излаз кратко спојен и в) излаз отворен

учестаност такта и не мора да се налази у недозвољеном опсегу, али с обзиром да се најчешће ради о правоугаоном сигналу са веома оштрим прелазима - дефинитивно је да постоји значајна количина енергије и у хармоницима на вишим учестаностима [24].

Да би се јасније изразио проблем који је последица напријед поменутих чињеница, изведен је сљедећи мисаони експеримент. Посматрајмо изразито дуг електрични кабл равномјерног попречног пресека, чији је пречник занемарљив у односу на дужину. Кабл је употребљен као проводна веза између генератора и импедансе, и то тако да му је на један крај спојен извор сигнала, а на други потрошач - као на слици 3.6а. При ниским учестаностима, овакав проводник могуће је моделовати као серијску везу индуктивности и отпорности, тј. као индуктивност са губицима [24].

Да би тај модел био употребљив у прорачунима, неопходно је да се одреди сваки од његових елемената. На слици 3.6б приказан је поступак мјерења улазне импедансе система, и то тако што се на улаз споји генератор, а излаз кратко споји. Пошто се измјери импеданса Z за коју је познато од којих елемената се састоји, те како су повезани - у овом случају серијска веза индуктивности L и отпорности R - остаје још само да се раздвоје реални и комплексни дио и израчунају параметри

L и R :

$$L = \frac{\operatorname{Re}\{Z\}}{\omega} \text{ и } R = \operatorname{Re}\{Z\}, \quad (3.7)$$

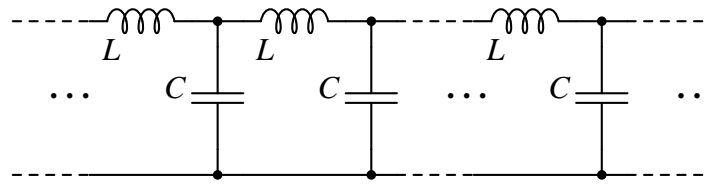
гдје је ω кружна учестаност. Како се ради о изразито дугом каблу, индуктивност L је веома велика вриједност, што у складу са једначином (3.7), значи да ће и улазна импеданса бити јако велика већ и при најмањем повећању учестаности. С друге стране, ако излаз кола остане отворен као на слици 3.6в, неумитно је да ће се ефективно појавити капацитивни елементи дуж кабла између два проводника који су, у овом случају, у прекиду.

Претходно разматрање може се свести на два закључка: на ниским учестаностима огромна серијска индуктивност представља прекид када је излаз кабла кратко спојен, и капацитивност између проводника представља кратак спој када је излаз кабла отворен. С правом је, дакле, могуће поставити питање физичке реалности простирања сигнала кроз тако парадоксалан систем.

Узрок за овакав парадокс лежи у чињеници да је на анализу система замишљеног у овиреу експеримента примијењена теорија електричних кола, односно апстракција компонената као елемената са концентрисаним параметрима, а она као таква, с обзиром на изведени закључак о расподијељеној природи елемената који су велики у електричном смислу, представља погрешан приступ. Начин да математички опишемо ову појаву, те омогућимо да њен утицај буде правилно урачунат постулатима теорије електричних кола јесте примјена расподијељених параметара.

Разматрање водова или трансмисионих линија у општем случају није могуће у оквиру постулата теорије електричних кола. То се најлакше уочава ако се посматра вод дужине једнаке четвртини таласне дужине и покуша одредити његова улазна импеданса за случај када је његов други крај кратко спојен. Наиме, чињеница да је у том случају улазна импеданса бесконачна а не једнака нули не може се објаснити Кирхофовим или Омовим законима. Ипак, теорија кола се може искористити као полазни основ за разумијевање овог феномена. Потребно је узети у обзир расподијељену природу елемената кола [24], [31].

Настављајући мисаони експеримент над каблом са слике 3.6а, нека је позната максимална учестаност сигнала који се простире каблом, f_{MAX} . Сада је могуће израчунати дужину дијела кабла који је, када би био изолован дио кабла исте дужине, могуће представити као елеменат са концентрисаним параметрима. Прво



Слика 3.7: Бесконачна љествичаста мрежа

се рачуна минимална таласна дужина сигнала кроз кабл:

$$\lambda_{min} = \frac{f_{MAX}}{c}, \quad (3.8)$$

гдје је c брзина простирања ЕМ зрачења кроз кабл. Затим се дужина дијела који се разматра добија постављањем услова:

$$l_{MAX} = \frac{\lambda_{min}}{10}. \quad (3.9)$$

На слици 3.7 приказан је бесконачан низ LC ћелија, односно љествичаста мрежа са произвољно много степени. Иако је елемената у овом колу бесконачно много, могуће је израчунати улазну импедансу мреже. Наиме, учивши да додавање још једне исте такве ћелије на почетак мреже не доводи до промјене улазне импедансе, лако је показати да вриједи:

$$Z_{in} = Z_L + Z_C \parallel Z_{in}, \quad (3.10)$$

односно, може се написати и:

$$Z_{in}^2 - Z_L Z_{in} - Z_L Z_C = 0. \quad (3.11)$$

Замјеном индуктивности, капацитивности и кружне учестаности у једначину (3.11), добија се:

$$Z_{in} = \frac{j\omega L}{2} \pm \sqrt{-\frac{(\omega L)^2}{4} + \frac{L}{C}}. \quad (3.12)$$

Кључни корак, тј. прелаз са концентрисаних на расподијелене параметре, састоји се у претпоставци да је сваки од индуктора и кондензатора инфинитезимално мали, тако да је, за произвољну учестаност, једначину (3.12) могуће апроксимирати изразом:

$$Z_{in} \approx \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (3.13)$$

Слиједи да је улазна импеданса бесконачне љествичасте мреже искључиво реактивних елемената (губици су занемарени) не само коначна, него и позитивна

и реална. Два веома интересантна закључка се намећу као посљедица једначине (3.13)

- снага овакве мреже је пропорционална реалном дијелу Z_{in} , иако нема губитака. Одговор на питање гдје је енергија лежи у чињеници да је LC ћелија бесконачно много. Због тога енергија која уђе у систем једноставно прелази из индуктивног у капацитивни облик и обрнуто бесконачно дуго, па је изгубљена, односно потрошена са аспекта посматрача изван љествичасте мреже.
- уколико би се бесконачна мрежа пресјекла у произвољној тачки и умјесто остатка везала импеданса једнака Z_{in} , због чињенице исказане једначином (3.10), једначина (3.13) и даље важи. Дакле, са становишта посматрача изван љествичасте мреже, не постоји разлика између бесконачне љествичасте мреже и отпорника импедансе:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (3.14)$$

Вриједност дата једначином (3.14) назива се карактеристична импеданса мреже.

3.5 Водови

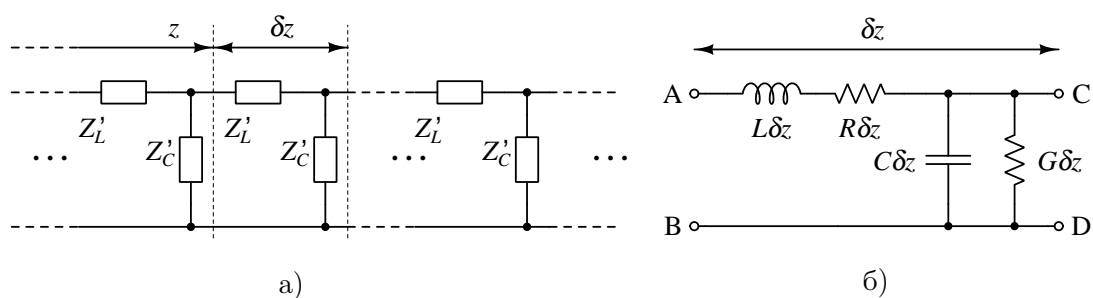
Кабл са слике 3.6а назива се и двојичним вџдом или трансмисионом линијом. Такав систем могуће је анализирати користећи се апстракцијом елемената са расподијељеним параметрима. Суштинска посљедица разматрања у одјелку 3.4 је да се и магнетска или електрична енергија налазе у свакој од ћелија подједнако, при чему је ћелија инфинитезимално мала, тј. произвољно мала. Због особине произвољности, неопходно је дефинисати импедансу и адмитансу по јединици дужине, Z' и Y' , па је сада исти систем представљен као на слици 3.8, [24]. Нека је са δz означен инфинитезимално мали дио вџда на произвољној удаљености од почетка структуре, означеној са z на слици 3.8а. Тада је потенцијал на излазу (тачке CD) тог малог дијела, приказаног на слици 3.8б, у односу на његов улаз (тачке AB) дат изразом:

$$v(z + \delta z) = v(z) - i(z) Z' \delta z, \quad (3.15)$$

а излазна струја у односи на улазну:

$$i(z) = i(z + \delta z) + \delta z Y' v(z). \quad (3.16)$$

Ова два израза позната су под заједничким именом као једначине телеграфичара [31]. Претпостављајући да $\delta z \rightarrow 0$, могуће је једначине (3.15-3.16) написати



Слика 3.8: а) Представљање двожишног вода помоћу подужних импеданси и адмитанси, б) Инфинитезимално мали дио вода

у диференцијалној форми, што доводи до општег рјешења у облику комплексне експоненцијалне функције [24]:

$$g(x) = E_i e^{-\gamma z} + E_r e^{\gamma z}, \quad (3.17)$$

гдје је γ константа пропагације, и то вриједности:

$$\gamma^2 = Z'Y'. \quad (3.18)$$

Једначином (3.17) дата је функција простирања таласа кроз систем који се разматра, тј. двожишни кабл са слике 3.6а.

Како је константа пропагације у општем случају комплексна, функцију простирања таласа могуће је описати и на следећи начин:

$$g(x, t) \propto e^{\pm \alpha z} e^{j(\omega t \pm \beta z)}, \quad (3.19)$$

при чему се експонент комплексног дијела једначине идентификује као фаза таласа:

$$\theta = \omega t \pm \beta z. \quad (3.20)$$

Очигледно, ради се о временски промјенљивој функцији у општем случају.

Брзина простирања таласа представља брзину којом се простире једна еквифаза равна [21], па се ова величина још назива и брзином простирања фазе. Стога, да би се одредила брзина простирања таласа, потребно је размотрити брзину простирања тачке константне фазе, тј. тачке у којој важи:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \pm \beta \frac{dz}{dt} = 0. \quad (3.21)$$

Брзина простирања таласа јесте промјена положаја z , под условом датим једначином (3.21), дакле:

$$v_p = \frac{dz}{dt} = \pm \frac{\omega}{\beta}. \quad (3.22)$$

Након ових разматрања, опште рјешење једначина телеграфичара пише се:

$$v(z) = V^+ e^{-\gamma z} + V^- e^{\gamma z} \quad (3.23)$$

$$i(z) = I^+ e^{-\gamma z} + I^- e^{\gamma z} \quad (3.24)$$

гдје V^+ и V^- представљају напон упадног, односно одбијеног таласа, а I^+ и I^- струју упадног, односно одбијеног таласа. Заједно, ове четири величине чине гранично рјешење диференцијалних једначина (3.23-3.24).

Иако је овдје размотрен примјер двојичног вода, вриједи напоменути да исте претпоставке и закључци важе у случају било које структуре са два проводника равномјерног попречног пресека. За дату фреквенцију, таква структура је потпуно описана помоћу два комплексна броја, Z_0 и γ , и изразима (3.15-3.16).

У идеалном случају, тј. када нема губитака или су занемарљиво мали, неопходне величине су Z_0 и β , које не зависе од учестаности. Тада је карактеристична импеданса дата изразом (3.14), а константа пропагације је чисто комплексна:

$$\gamma = j\sqrt{LC}\omega. \quad (3.25)$$

Брзина простирања таласа је дата једначином:

$$\nu_p = \pm \frac{\omega}{\beta} = \pm \sqrt{\frac{1}{LC}}. \quad (3.26)$$

3.6 Ефекти електромагнетског поља

Разматрањем изложеним у одјелку 3.4 показано је да је сигнале који прелазе пут унутар електричног система упоредив са њиховом таласном дужином неопходно посматрати као таласе, а елементе таквог електричног система представљати расподијељеним параметрима. Тада ни металне везе између компонената електричних кола система нису еквипотенцијалне структуре, него се посматрају као трансмисионе линије, тј. водови (одјељак 3.5). За прецизно предвиђање понашања таквих система, елемената и сигнала неопходно је, дакле, узети у обзир и ЕМ ефекте који се јављају као посљедица расподијељене природе.

У наредна три одјељка укратко су изложени основни подаци о ЕМ ефектима најинтересантнијим у контексту пројектовања РФ ИК, тј. површински ефекат (одјељак 3.6.1), ефекат близине (одјељак 3.6.2) и преслушавање (одјељак 3.6.3).

3.6.1 Површински ефекат

Временски константна струја се расподјељује по запремини проводника унутар којег постоји. За посебан случај проводника константног кружног попречног пресека, та је расподјела равномјерна. Временски промјенљиве струје немају ову особину, него је густина струје највећа уз површ проводника. Са порастом учестаности, може се сматрати да струја постоји у врло танком слоју уз површ проводника. Ова појава се назива површински ефекат (енгл. *skin effect*). Практични значај површинског ефекта је велики. На примјер, у случају примјена на високим учестаностима, проводници се премазују танким слојем сребра, тј. најбољег расположивог проводника. Тада је ток струје фактички ограничен на тај слој сребра. Суштински узрок за овакво понашање јесте индуковано електрично поље које прати промјенљиво магнетско поље [21].

Површински ефекат објашњен је кориштењем најједноставнијег примјера, тј. проводника константног кружног попречног пресека. Густина струје у таквом проводнику дата је са [21]:

$$J(u) = J(0) \{ \operatorname{Re} [J_0(u)] + j \cdot \operatorname{Im} [J_0(u)] \} \quad (3.27)$$

гдје је:

$$u = \sqrt{-j} \cdot s, \quad s = k' \cdot r \quad \text{и} \quad k' = \sqrt{\omega \mu \sigma}, \quad (3.28)$$

а r представља удаљеност до осе проводника, $J(0)$ густину струје дуж осе, и J_0 Беселову функцију нултог реда. За високе учестаности, једначина (3.27) се поједностављује како слиједи [21]:

$$J(x) = J_S e^{-\frac{x}{\delta}}, \quad (3.29)$$

гдје је сада J_S површинска густина струје, а x удаљеност до површи проводника.

Параметар δ је дубина продирања дата са:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \mu \sigma f}}, \quad (3.30)$$

гдје је σ проводност.

Једначина (3.29) важи и за проводнике правоугаоног попречног пресека. Ово је врло важно, зато што су сви проводници у технологији монолитних интегрисаних кола правоугаоног или трапезоидног попречног пресека [10].

Једначина (3.30) у ствари значи да се, са порастом радне учестаности, смањује површина попречног пресека проводника доступна за ток струје. То даље, значи

да се паразитна отпорност проводника повећава са коријеном учестаности сигнала који се простире проводником, тј. $R \sim \sqrt{f}$ [21]. Тачније, важи [34]:

$$R(f) = R_{DC} + R_{AC} \sqrt{\frac{f}{f_0}}, \quad (3.31)$$

гдје су R_{DC} и R_{AC} параметри, а f_0 почетна учестаност.

3.6.2 Ефекат близине

Још једна последица истог узрока описаног у претходном одјељку (3.6.1) је ефекат близине (енгл. *proximity effect*). То је појава да временски промјенљива струја у једном проводнику утиче на расподјелу струје у другом, довољно блиском проводнику. Чест примјер који се свакодневно сусреће је коаксијални кабл. Да је спољашни проводник усамљен, услијед претходно описаног површинског ефекта, највећа густина струје би била по његовој спољашној површи. Ефекат близине, тј. утицај унутрашњег проводника, чини да је густина струје највећа на његовој унутрашњој површини [21].

Ефекат близине у контексту технологије монолитних ИК је значајан при разматрању минималне дозвољене удаљености проводника којима се простиру сигнали, те приликом пројектовања индуктора. У првом случају важно је да ток сигнала не утиче на друге сигнале у систему. Зарад стицања увида у последице ове појаве, посматрајмо два тракаста паралелна проводника дебљине d , специфичне проводности σ и пермеабилности μ . Нека су, при том, дебљина трака и њихово растојање много мањи од њихове ширине, те нека у њима постоје простопериодичне струје исте јачине, супротног смјера и угаоне учестаности ω . Да би се одредила расподјела струје у једној од трака, уочава се да су вектори густине струје J и магнетске индукције B функције само координате y , па се, полазећи од Максвелових једначина, добија [21]:

$$J_z(y) = J_1 e^{Ky} + J_2 e^{-Ky}. \quad (3.32)$$

Како је присутан други проводник, струје исте јачине али супротног смјера, важи $B_x(d) = 0$, што омогућава да се успостави релација између константи J_1 и J_2 [21]:

$$J_2 = J_1 e^{2Kd}, \quad (3.33)$$

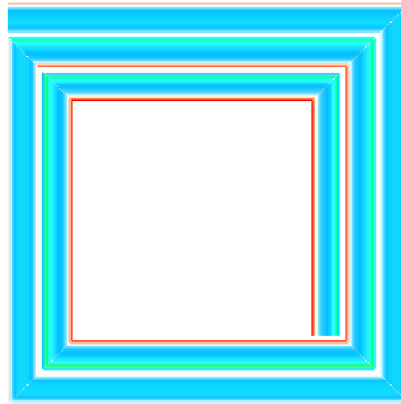
због чега једначина (3.32) постаје:

$$J_z(y) = 2J_1 e^{Kd} \cosh K(d - y), \quad (3.34)$$

при чему је комплексни коефицијент K дат изразом:

$$K = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} = (1 + j) k. \quad (3.35)$$

Ово разматрање се не може примијенити кад је ширина проводника релативно мала (упоредива са растојањем између проводника), што је скоро увијек случај у технологији монолитних интегрисаних кола. Наиме, у том случају ефекат близине би био функција и растојања између проводника. Теоријско разматрање таквог случаја је значајно компликованије од изложеног овдје, али води до истог општег закључка [21].



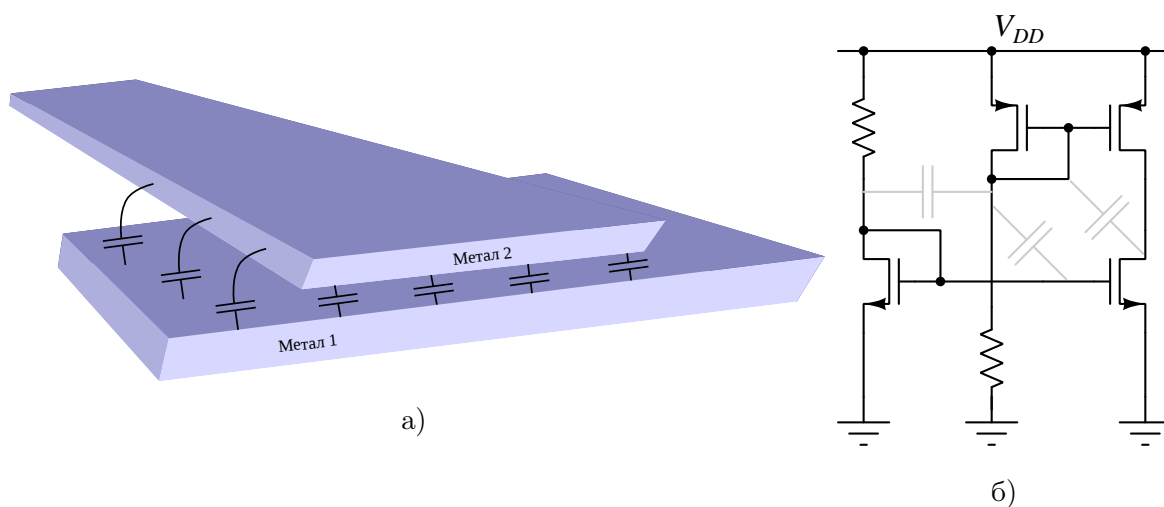
Слика 3.9: Расподјела струје у интегрисаном индуктору [10]

Други карактеристичан случај су интегрисани индуктори. Утицај ефекта близине на расподјелу струје је већ објашњен, али треба поменути и да расподјела струје даље утиче на вриједност унутрашње самоиндуктивности, па самим тим и губитака. У [10], кориштен је софтвер *ASITIC* [35] за прорачун расподјеле струје спиралног индуктора спољашњег пречника $200 \mu\text{m}$, растојања између проводника $2 \mu\text{m}$ и ширине проводника $15 \mu\text{m}$ при учестаности 5 GHz . На слици 3.9 приказани су резултати прорачуна. Црвеном бојом означен је највећи интензитет а зеленом најмањи. Очигледно је ефекат близине веома изражен, наравно, у комбинацији са површинским ефектом. Расподјела струје у проводнику веома је значајна за тачно израчунавање фактора добротe Q .

3.6.3 Преслушавање

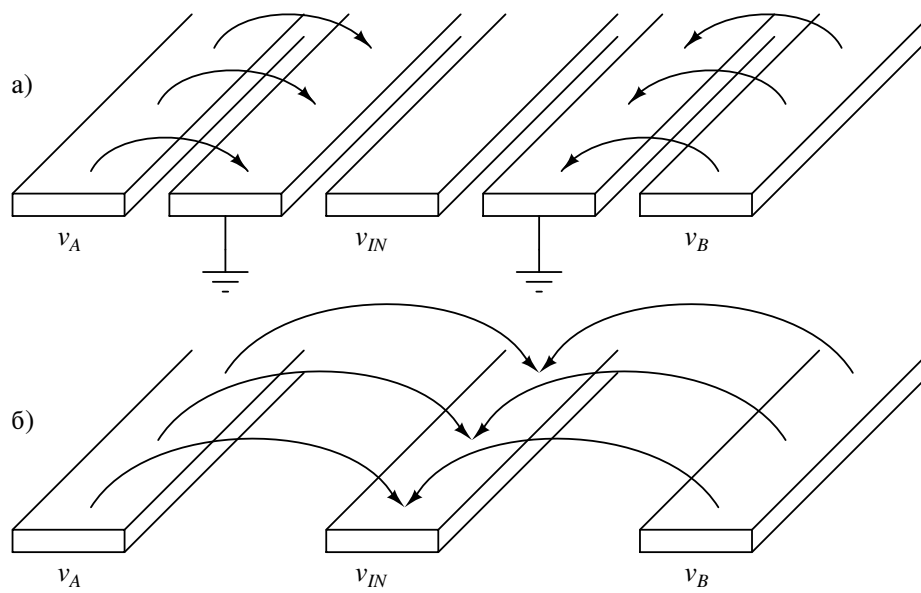
Преслушавање (енгл. *cross-talk* или *cross-coupling*) представља појаву по по-сљедицама сличну двјема ефектима описаним у претходна два одјелка (3.6.1

и 3.6.2). Наиме, између два проводника разматрана у одјелку 3.6.2 јавља се и паразитна капацитивност, с обзиром да се ради о двије паралелне проводне плоче. Такође, јављају се и бочне капацитивности (енгл. *fringe capacitance*), што је у ствари начин моделовања присуства силница електричног поља ван области између двије паралелне проводне плоче, као на слици 3.10а [20]. На слици 3.10б, приказана је потенцијална посљедица овог ефекта у контексту једног једноставног појачавачког кола. Наравно, апсолутне вриједности овако насталих паразитних кондензатора су мале. Ипак, са порастом учестаности долазе до изражаја и, чак, могу да постану и доминантне капацитивне компоненте.



Слика 3.10: Паразитне капацитивности између металних линија везе у интегрисаном колу: а) преклапање двије металне плоче као узрок и б) капацитивности у колу као посљедица

Утицај капацитивног преслушавања могуће је смањити на неколико начина. Кориштењем диференцијалних сигнала, највећи дио сметњи добијених као посљедице овог ефекта елиминише се из самих сигнала и остаје суперпонирано искључиво заједничкој компоненти (енгл. *common-mode*). Други начин је да се проводници којима ће се преносити осјетљиви сигнали изолују, тј. заштите (енгл. *shielding*), посебним проводним линијама које су уземљене као на слици 3.11а. Такође, уколико то конкретна примјена дозвољава, смањењу ефекта ће допринијети и повећање међусобне удаљености између линија везе, као на слици 3.11б.



Слика 3.11: Смањење утицаја сметњи насталих услјед преслушавања: а) заштита осјетљивих сигнала уземљеним проводницима и б) раздвајање проводних линија

Сажетак поглавља

У овом поглављу дисертације описани су приступи пројектовању ИК у зависности од потребног нивоа апстракције. Затим је показано да, у зависности од примјене, теоријом електричних кола није увијек могуће довољно тачно описати компоненте ИК, па је у појединим случајевима потребно у разматрање укључити и постулате теорије ЕМ поља. Тада долази до изражаја природа елемената великих у електричном смислу, тј. елемената са расподијељеним параметрима. Такви се елементи описују параметрима расијања, а њихово понашање је објашњено физичким појавама као што су: површински и ефекат близине, те преслушавање. Сврха овог поглавља јесте теоријско појашњење свих управо поменутих појмова, зарад разумијевања истраживања спроведеног у оквиру дисертације и изложеног у поглављима 5 и 7.

Поглавље 4

Одабрани појмови технологије МОНОЛИТНИХ ИНТЕГРИСАНИХ КОЛА

У овом поглављу дат је кратак преглед основних појмова технологије монолитних ИК. Преглед није свеобухватан, него служи да у дискурс уведе концепте и појашњења израза који су неопходни за разумијевање спроведеног истраживања и представљеног у наредна два поглавља дисертације. Читалац заинтересован за детаљнија образложења се упућује на одговарајућу литературу [17]-[20]. У одјелку 4.1 изложени су појмови технолошког процеса, те дат преглед основних корака који се најчешће понављају.

Затим су у одјелку 4.2 изложене последице коначних димензија металних проводника унутар монолитних ИК. Наиме, како се ради о структурама реда величине [nm], све електричне особине које се иначе занемарују (нпр. отпорност) је ипак потребно узети у обзир. Најосновнија технолошка ограничења описана су правилима планарног процеса, па су основне информације о овим ограничењима представљене у одјелку 4.3. У претходном поглављу помињан је утицај паразитних елемената, тј. нежељених структура које се јављају као последица саме природе компонената ИК. Како би пројектовање било прецизније, један од корака у том процесу је и екстракција паразита, што је описано у одјелку 4.4.

Након фабрикације, ИК је и даље неупотребљиво са становишта спољног свијета - све док се не омогуће везе улаза и излаза пројектованог кола са остатком система. Томе служи паковање ИК, као и жице за спајање ИК и паковања - представљене у одјелку 4.5. Коначно, с обзиром да се истраживање спроведено у оквиру дисертације директно дотиче индуктивних компонената у технологији

монолитних интегрисаних кола, у одјелјку 4.6 посебна пажња је посвећена најраспрострањенијој индуктивној компоненти, тј. спиралном индуктору.

4.1 Укратко о технолошком процесу

ИК се израђују на двије врсте подлога: полупроводничкој и пасивној. Кола урађена на пасивној подлози још се дијеле на дебелослојна и танкослојна. Међутим, та се кола врло често израђују заједно са полупроводничким, па је тада ријеч о хибридном интегрисаним колима. Процес израде интегрисаних кола на полупроводничкој подлози назива се још и планарни процес, зато што су двије димензије доминантне у односу на трећу за неколико редова величине. Хибридном техником се преваходно израђују пасивне компоненте, док је монолитна универзална - у смислу да омогућава производњу и активних и пасивних компонената широког опсега основних вриједности [19].

Примјеном танкослојне или дебелослојне технологије могуће је добити отпорнике и кондензаторе са врло уским толеранцијама и широким опсегом отпорности и капацитивности. Цијена ових технолошких поступака је значајно мања него у случају монолитних интегрисаних кола, па су прихватљивији за мале серије. Хибридна кола се још користе када монолитном технологијом није могуће остварити тражене перформансе, нпр. веће капацитивности или мање толеранције [19].

Интегрисана кола направљена истовремено на једном комаду полупроводничког материјала називају се монолитним, а према типу активног елемента дијеле се на: биполарна, униполарна и комбинована. Карактеристике монолитних интегрисаних кола укључују веома велику густину паковања, велику поузданост, висок ниво комплексности израде и високу цијену, али и велике толеранције појединих параметара елемената, као што су отпорност или капацитивност. Код биполарних, основни елемент је *NPN* транзистор, а карактерише их још и велика вриједност оптеретног фактора, те велика брзина рада. Основни елемент униполарних интегрисаних кола јесте *MOS* транзистор *n*-типа, и у комбинацији са *MOS* транзистором *p*-типа чини основну ћелију *complementary MOS (CMOS)* технологије - инвертор. Интегрисана кола која садрже и биполарне и униполарне компоненте називају се комбинованим, тј. *Bipolar-MOS (BiMOS)* или *Bipolar-CMOS (BiCMOS)* [19].

MOS транзистори су једноставнији за израду и мањих димензија од биполарних. Снага управљања је занемарљиво мала, зато што је улазна отпорност *MOS* транзистора реда 10^{12} , па и до 10^{14} Ω . Такође, основна логичка кола израђена у

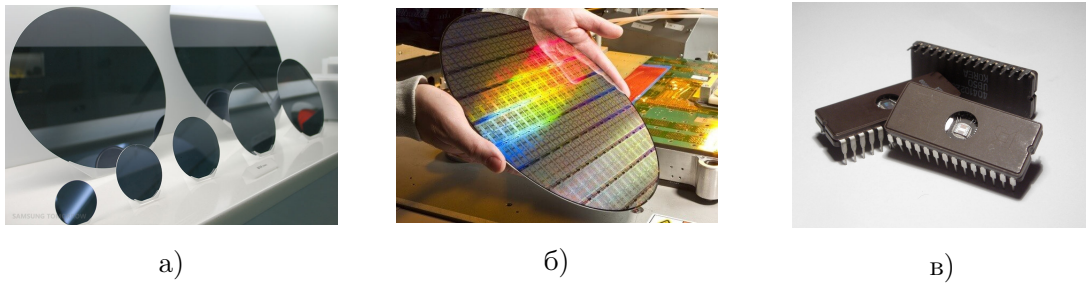
униполарној технологији су значајно једноставнија од одговарајућих кола у биполарној. Све наведено у комбинацији са чињеницом да се физичка структура *MOS* транзистора показала погодном за скалирање, довело је до тренутне ситуације на тржишту полупроводничке технологије, тј. потпуне доминације *CMOS* монолитних интегрисаних кола, када су опште намјене у питању [19].

Технолошки процес израде монолитних ИК јесте најсофистициранији комерцијално доступан процес који постоји. Као такав, веома је комплексан и број корака је велики. Ипак, да би се стекла основна представа о суштински најважнијим детаљима технологије, довољно је подсетити се основних корака [19]:

- термичка оксидација је процес током којег се формира слој силицијум-диоксида (SiO_2) на површини силицијума у условима високих температура,
- литографија је поступак који омогућава да се дио материјала изложи неком од наредних корака, нпр. нагризању, а остатак заштити,
- дифузија представља кретање атома примјесе од површине ка унутрашњости материјала,
- јонска имплантација је убрзавање јона примјесе посредством електричног поља тако да они великом брзином ударају у материјал који се обрађује и постају дио полупроводничке решетке,
- епитаксијално нарастање је поступак повећања дебљине подлоге тако што се ствара слој полупроводника супротног типа од подлоге,
- депозиција представља наношење слојева материјала од интереса, као што су полисилицијум или оксид на полупроводник или метал за потребе контаката,
- нагризање је корак у којем се отклања незаштићени дио материјала - односно дио који је изложен нагризању.

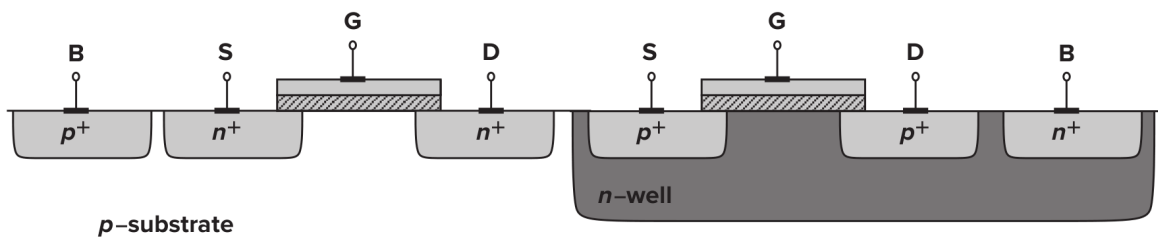
Основ за израду свих компонената и, уопште, почетна тачка планарног процеса јесте силицијумска плоча хомогено допирана акцепторима (*p*-тип) или донорима (*n*-тип), приказана на слици 4.1а, коју називамо силицијумском подлогом (енгл. *wafers*). Планарни процес почиње термичком оксидацијом, тј. формирањем слоја силицијум-диоксида, који има вишеструку улогу - заштитну, али и активну (као гејт транзистора). Литографија се понавља сваки пут када је потребно селективно одстранити постојећи слој или формирати нови - на примјер, прије дифузије или нагризања. Поступци дифузије и јонске имплантације служе да се кроз формиране отворе у подлогу унесу примјесе супротног типа од подлоге. Након великог броја итерација ових и још многих других поступака, добија се интегрисано коло 4.1б.

Наравно, производња ИК није ни приближно једноставна и сваки од помену-



Слика 4.1: Прва и посљедња фаза технолошког процеса: а) силицијумска подлога спремна за обраду, б) завршена фабрикација и в) подлога исјечена и интегрисано коло спремно за тржиште

тих корака, као и многи други непоменути кораци, се обављају у више наврата. Све те радње могуће је подијелити у двије групе - производња полупроводничких компонената (енгл. *Front End of Line - FEOL*), и производња металних веза (енгл. *Back End of Line - BEOL*). По завршетку прве фазе обраде све полупроводничке компоненте су формиране, тј. даља обрада силицијума не утиче на њих. Ова фаза захтијева већи број маски, зато што се састоји од великог броја корака технолошког процеса. Значајно је имати у виду и чињеницу да ове маске нису независне - тј. ако се измијени једна од њих, неопходно је мијењати и скоро све остале. Најједноставнији примјер је попречни пресјек два транзистора - један *pMOS* и један *nMOS*, слика 4.2



Слика 4.2: Попречни пресјек полупроводничких компонената у *CMOS* технолошком процесу: један *pMOS* и један *nMOS* транзистор

По завршетку друге фазе, формиране су све металне везе, слика 4.3, како између чворова у истој равни, тако и између различитих равни, тј. слојева материјала - било полупроводничких, било метала. Једна од основних карактеристика технолошког процеса и јесте број слојева или нивоа метала. Тако имамо процесе са четири, шест или осам слојева метала. Метална веза између два слоја материјала назива се спојница (енгл. *via*).

Број производних корака при изради метала је доста мањи него у првој фази, па је и број потребних маски мањи. У овом случају, маске су међусобно независне, осим у тачкама гдје се користе спојнице. Због тога је могуће мијењати функционалност кола измјеном релативно малог броја маски, тј. кориштењем тзв. металних опција (енгл. *Metal Options*). Другим ријечима, производњом додатног (малог) броја маски могуће је добити двије верзије ИК - чиме се може значајно уштедјети и у времену и у новцу.

ИК су веома комплексне структуре па су ријетки примјери кола произведених без недостатака - како оних који се јављају као посљедица погрешних претпоставки или прорачуна током пројектовања, тако и оних који се јављају као посљедица недостатака технолошког процеса, толеранција произвођачевих постројења и несавршености материјала. Већина, дакле, садржи одређене слабости, због којих у дужем или краћем временском периоду долази до отказа. До те нежељене ситуације може да дође и годинама или деценијама након беспрекорног рада.

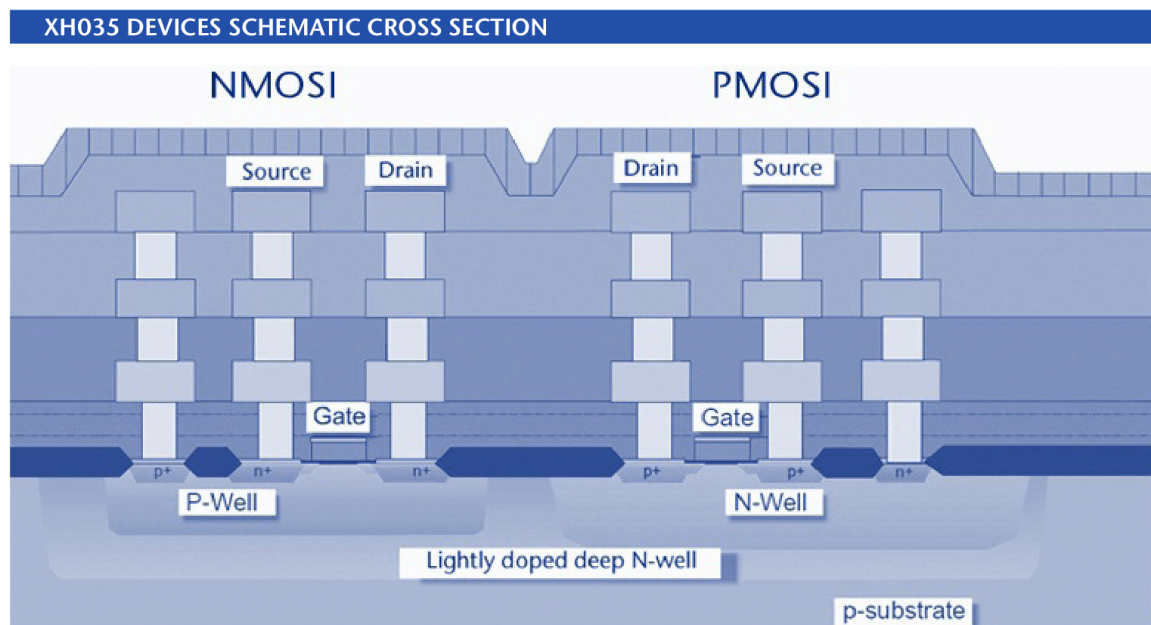
Често кориштен начин испитивања поузданости уређаја је рад у екстремним условима температуре, физичке силе, вибрација, те прекомјерних вриједности електричних величина или поља. Наиме, излагањем уређаја условима рада значајно неповољнијим од оних за које је уређај пројектован, може да се пореди са дуготрајнијим радом у предвиђеним условима. Тако је могуће за краће вријеме открити најнепоузданије компоненте система прије пуштања уређаја у продају. Овај приступ је, иако краткотрајнији него просто пуштање у рад система, ипак временски захтјеван у контексту данашњег тржишта, али и јако скуп. Такође, није потпуно сигурно ни да ће све непоузданости бити откривене. Стога је на пројектанту да употреби своје знање, искуство и стручност како би већ током пројектовања открио бар многе, ако не све, недостатке кола. Отказ ИК најчешће се јавља као посљедица грешке приликом цртања физичке реализације ИК. Стога је веома важно правовремено предузети потребне мјере како би се систем заштитио од таквих слабости.

4.2 Утицај дебљине металних слојева

Попречни пресјек *BEOL* процеса са три слоја метала приказан је на слици 4.3. Да би се смањила укупна паразитна капацитивност, напредни технолошки процеси не користе силицијум-диоксид него диелектрике малих вриједности пермитивности (енгл. *low-k*) [36],[10] и [22]. С друге стране, такви диелектрици нису

механички стабилни, па је максимална дебљина слојева таквих материјала ограничена. То, даље, значи, да се они не користе у вишим слојевима, јер су ту метали веће дебљине, па је неопходно да и диелектрици буду дебљи.

Осим поменутих диелектричних слојева чија је примарна намјена изолација, у напредним процесима користе се и помоћни диелектрични слојеви [10]. Њихова је намјена да зауставе дифузију бакра, наносе се у танким слојевима а карактерише их значајно већа вриједност пермитивности. Као посљедица свих ових корака, капацитивност према проводницима у истом слоју је значајно смањена - па су смањени и негативни ефекти који се јављају услед преслушавања. Ипак, паразитна капацитивност према проводницима у другим слојевима остаје иста, као кад би се користио силицијум-диоксид.



Слика 4.3: Попречни пресјек *CMOS* технолошког процеса са три слоја метала [37]

Дужина и ширина проводника су под контролом инжењера, док је дебљина појединачних слојева метала константна за све везе, као и растојање између њих, тј. дебљина изолатора. То значи да избор технологије има за посљедицу непромјенљиву дебљину проводника током пројектовања. Мање вертикалне димензије су намијењене примјенама које захтијевају већу густину паковања, док се веће вертикалне димензије користе у микроталасним опсезима учестаности [38].

Веће дебљине метала и веће растојање од супстрата и најнижег слоја метала омогућавају пројектовање пасивних структура са већим фактором доброте, одно-

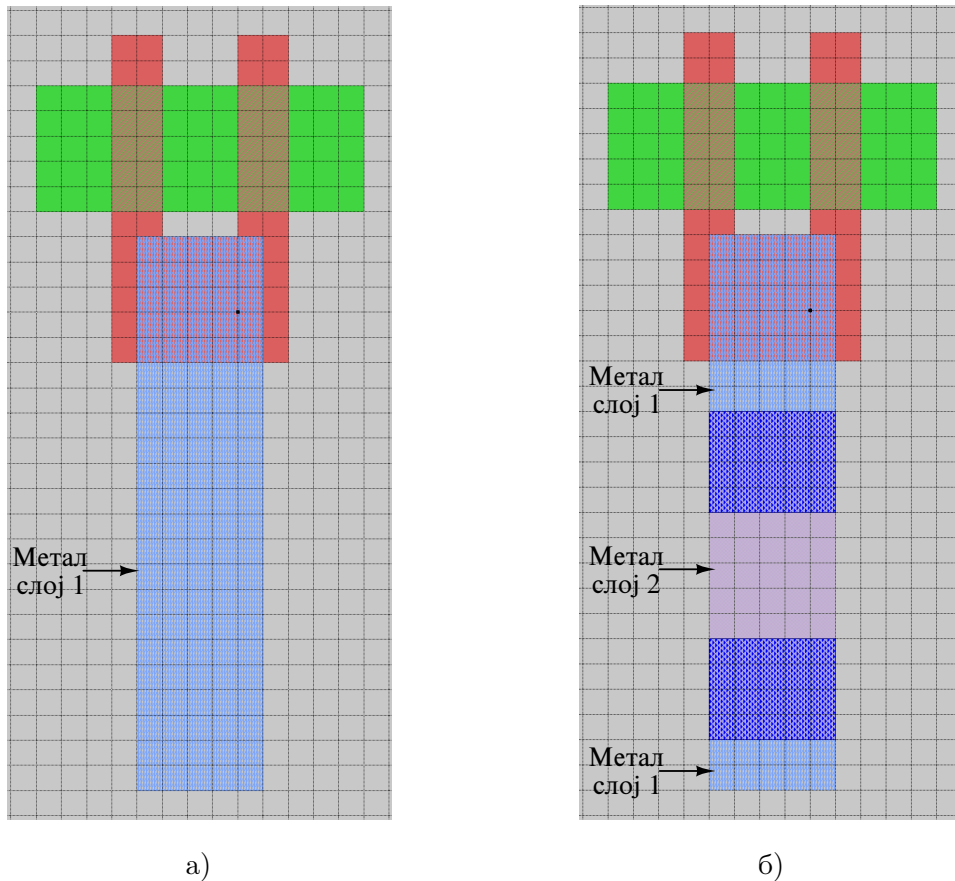
сно мањим губицима али и ужим опсезима. Мањи губици пасивних структура доприносе бољим перформансама, као што су најмањи фазни шум осцилатора, мањи допринос губитака улазног филтра фактору шума нискошумног појачавача и већој ефикасности појачавача снаге [10].

4.3 Ограничења цртања слојева физичке реализације

Правила пројектовања физичке реализације, енгл. *Design Rule Check (DRC)*, ИК представљају скуп ограничења која дефинише произвођач, а на основу којих инжењер може да одреди које структуре су изводљиве а које не у датом технолошком процесу. Ограничене могућности реализације последица су технолошких ограничења, тј. несавршености производних постројења произвођача. Правила се дијеле на локална и глобална. Међу најважнијим локалним правилима су минимална резолуција процеса, минимална и максимална димензија структуре у једном слоју, минимална удаљеност двије структуре у истом слоју, итд. Глобална правила, између осталог, одређују минималну и максималну површинску густину метала. То значи да је, у областима гдје по пројекту није испуњен услов минималне површинске густине материјала, неопходно додати структуре за попуњавање које не би смјеле да утичу на рад кола. Оне, саме по себи, наравно, немају никакву функцију, међутим, уколико се њихово присуство не узме у обзир током пројектовања, могу довести до деградације перформанси цијелог система. Наиме, уколико инжењер не дода потребну количину структура за попуњавање, произвођач ће то урадити по сопственом нахођењу, тј. насумично. Аналогно важи и за случај да инжењер прекорачи дозвољену максималну густину материјала по јединици површине - тада ће произвођач насумично испресјецати пројектоване структуре. У првом случају може доћи до нежељених ефеката услед преслушавања које се јавља због појаве паразитних капацитивности и индуктивности на неконтролисано унесеним структурама за попуњавање. У другом случају, неконтролисано сјечење проводника може довести до измјене расподјеле струје, а самим тим и промјене карактеристика трансмисионих линија [39], [22].

Још један значајан разлог правовремене провјере ограничења физичке реализације јесте ткз. ефекат антене (енгл. *antenna effect*). Претпоставимо, као на слици 4.4а, да је гејт транзистора малих димензија повезан на структуру метала слоја 1 веће површине. Током поступка нагризања, структура која треба да остане

у слоју 1 се понаша као антена у смислу да прикупља јоне - што значи да јој расте потенцијал. Уколико се деси (а није риједак случај) да потенцијал порасте до вриједности тако велике да у неком наредном кораку фабрикације, може доћи до пробоја оксида гејта транзистора - што представља непоправљиву штету. Дакле, овај сценарио потпуно уништава транзистор на слици 4.4а и, највјероватније, доводи до неисправног (ако икаквог) рада цјелокупног ИК [20].



Слика 4.4: Ефекат антене: а) потенцијална опасност и б) једно од рјешења

Овај ефекат није искључиво везан за слојеве метала, него за било коју проводну структуру релативно велике површине, укључујући ту и полисилицијум. Управо због тога постоји ограничење у максимално дозвољеној површини таквих структура - чиме се смањује вјероватноћа уништења оксида гејта. Ако је, пак, неизбјежно користити велике површине у овом контексту, неопходно је обезбиједити прекид у тој структури, као на слици 4.4б. На овај начин метал слоја 1 није повезан на гејт током проблематичног корака планарног процеса (нагризање) [20].

4.4 Екстракција паразита

Прва апроксимација функционалности кола које се пројектује је прорачун, за чије се потребе користе најједноставнији модели транзистора (квадратна зависност струје дрејна од напона између гејта и сорса) и пасивних компонената (идеални R , L и C). Сљедећи степен апроксимације, значајно ближи реалности, јесте прорачун одзива кола кориштењем симулатора електричних кола. У том случају користе се значајно комплекснији модели и за транзисторе ($BSIM$, на примјер) и за пасивне компоненте (узимају се у обзир и нежељени паразитни ефекти). Провјера изводљивости физичке реализације ИК не даје никакве податке о функционалности кола које се пројектује. Корак који доводи до најтачнијих резултата прије саме фабрикации и карактеризације јесте симулација након екстракције паразита (енгл. *post-layout simulation*).

Екстракција паразита је радња коју обавља алат посебно намијењен за то, није ни мало једноставна и може значајно да потраје, те захтијева значајне ресурсе у процесорском смислу. Улазни податак је топологија кола на нивоу шеме, те физичка реализација тог кола. На основу геометрије и положаја у тродимензионалном простору полигона материјала у сваком од слојева, софтверски алат прорачунава паразитне пасивне компоненте и по потреби дефинише нове чворове. Потом те нове чворове и нове (паразитне) компоненте уврштава у изворну топологију кола. Новонастала топологија представља излаз операције екстракције паразита, али и улазни податак за симулатор електричног кола. Задатак симулатора у овом кораку је да пронађе одзив топологије кола ажуриране екстрахованим елементима. На овај начин је у прорачун одзива уврштен утицај паразита који се јављају као посљедица суштине природе сваке од компонената и материјала од којих се компоненте састоје.

Најраспрострањенији алати екстрахују резистивне и капацитивне паразитне параметре, зато што је екстракција индуктивних значајно компликованија. Такође, индуктивни паразити долазе до изражаја тек на високим учестаностима, па врло често и нема потребе за њиховом екстракцијом. Уколико се не ради екстракција индуктивних, треба имати у виду да су резистивни паразити најчешће само подужне отпорности - тј. паразитне отпорности независне од учестаности. Промјене отпорности у зависности од учестаности, као што је описано једначином (3.31), узете су у обзир тек ако су екстраховани и индуктивни паразити.

Екстракција индуктивних паразита захтијева прорачун самоиндуктивности и

међуиндуктивности, те разматрање површинског и ефекта близине (одјељци 3.6.1 и 3.6.2), што се може извести тек примјеном ЕМ симулација (одјељак 5.3.2). Како су сви ови ефекти и њихови прорачуни у општем случају веома компликовани, а ЕМ симулације процесорски (па самим тим и временски) врло захтјевне, важно је уочити примјене у којима се њихове посљедице могу занемарити и разликовати их од оних у којима то није добро рјешење. Другим ријечима, неопходно је правилно одредити одговарајући степен апстракције и у овом случају.

4.5 Жица за спајање ИК и кућишта

На слици 4.1б приказано је фабриковано ИК, али је тек на слици 4.1в приказано ИК какво је могуће видјети у продавницама такве опреме. Наиме, након фабрикације неопходно је извести још неколико корака да би се ИК нашло на тржишту. Један од тих (након сјечења, тестирања, итд) је и паковање у кућишта. Кућишта имају заштитну улогу, али и омогућавају лакшу употребну јер су им димензије стандардизоване. Преко ножица кућишта остварује се веза ИК са спољним системом. Наравно, неопходно је успоставити везу улаза и излаза ИК са ножицама кућишта, а томе служе жице за повезивање ИК са кућиштем (енгл. *bondwire*). Стандардно, ове везе су пречника реда величине 25 μm .

Њихов утицај на перформансе кола може бити веома велики, па их је потребно узети у обзир већ у раним фазама пројектовања ИК. Примарна карактеристика која доноси негативан утицај јесте њихова индуктивност. Због већег односа површине попречног пресека и дужине, омски губици су мањи а вриједност Q -фактора је већа у односу на стандардне интегрисане индукторе. Занемарујући утицај проводника у околини (тј. сматрајући да повратне струје теку бесконачно далеко), индуктивност жица за повезивање ИК са кућиштем на ниским учестаностима дата је са:

$$L \approx \left[\frac{\mu_0 l}{2\pi} \right] \left[\ln \left(\frac{2l}{r} \right) - 0.75 \right] \approx 2 \times 10^{-7} l \left[\left(\frac{2l}{r} \right) - 0.75 \right]. \quad (4.1)$$

Према једначини (4.1) за стандардну жицу дужине 2 mm добија се индуктивност од 2 nH. На основу овог податка, може се узети као приближна процјена да је њихова индуктивност отприлике 1 nH/mm. Наравно, зависност индуктивности од дужине није линеарна, па се подужна индуктивност жице дужине 5 mm добија као 1,19 nH/mm, док за случај дужине 10 mm прорачун према једначини (4.1) даје 1,33 nH. Ипак, такав пораст се може толерисати и претпоставка са почетка

пасуса се узима за валидну. Анализом једначине (4.1) може се закључити да је осјетљивост индуктивности израчунате помоћу ње на пречник жице занемарљива. Тако се добија да и жице значајно већег пречника имају подужну индуктивност приближно 1 nH/mm.

Једно од рјешења проблема узрокованих неминовним присуством ових жица јесте просто их сматрати дијелом кола, односно узети их у обзир као да се ради о индуктивним компонентама. Понекад је примјена таква да се ово њихово својство може употребити и на добробит система који се пројектује. Стога није риједак случај пројектовања индуктора помоћу жица за повезивање ИК са кућиштем.

Да би се процијенила вриједност Q -фактора, потребно је прво сагледати посљедице површинског ефекта (одјељак 3.6.1) на омске губитке тако пројектованог индуктора. Претпоставивши да се жица састоји од алуминијума чија је проводност реда 3.5×10^7 S/m, на основу једначине (3.30) добија се да је дубина продирања ЕМ таласа у проводник од овог метала око 2.7 μm на учестаност од 1 GHz. Како је то десет пута мање од стандардног пречника жице, може се сматрати да је ефективна отпорност по јединици дужине:

$$\frac{R}{l} \approx \frac{l}{2\pi r \delta \sigma}. \quad (4.2)$$

Уврстивши исте вриједности као у претходном пасусу добија се да је подужна отпорност око 125 m Ω при учестаности од 1 GHz, што у идеалном случају омогућава синтезу индуктора чија би вриједност Q -фактора могла да буде и до 50.

Температурски коефицијент ових индуктора јавља се као посљедица двије различите природне појаве. Прва од њих је линеарно ширење жице са порастом температуре и њен допринос температурском коефицијенту износи око 25 ppm/ $^{\circ}\text{C}$. Друга појава се огледа у доприносу укупној индуктивности који се јавља као посљедица промјене интерног флукса. Наиме, отпорност расте са температуром, па се, посљедично, повећава дубина продирања поља што, затим, доводи до повећања унутрашњег флукса, а самим тим, и индуктивности. Допринос температурском коефицијенту услијед ове појаве може се процијенити кориштењем једначине за унутрашњу индуктивност по јединици дужине за жицу при ниским учестаностима:

$$L_{int} = \frac{\mu_0}{8\pi}. \quad (4.3)$$

Вриједност добијена помоћу једначина (4.3) износи 0.05 nH/mm, тако да унутрашња индуктивност доприноси око 5% укупне индуктивности (једначина (4.1) при ниским учестаностима. Већ је показано да дубина продирања при учестаности

1 GHz износи око 10% пречника жице, па се унутрашња индуктивност значајно смањује (обично 5 до 10 пута). Ова промјена унутрашње индуктивности доприноси укупном температурском коефицијенту вриједношћу која је у опсегу од 20 до 50 ppm/°C. Дакле, укупан температурски коефицијент жице се може очекивати у опсегу вриједности од 50 до 70 ppm/°C.

4.6 Спирални индуктор

Успјешна интеграција свих компонената система у једно ИК зависи од перформанси како активних, тако и пасивних елемената. Захваљујући тачном праћењу Муровог предвиђања, тј. скалирању активних елемената ИК према Муровом закону, већ генерацијама технологија њихова интеграција не представља ограничење. С друге стране, испоставља се да реализација пасивних компонената представља препреку зато што, појединачно посматрано, заузимају значајно већу површину силицијума него активне, те због чињенице да у РФ ИК њихов број расте и превазилази број потребних активних елемената [1].

РФ кола садрже значајан број пасивних компонената, тако да успјешност пројектовања умногоме зависи од разумијевања њихових карактеристика. Будући да је развој технолошког процеса монолитних ИК вођен тако да задовољи захтјеве пројектаната дигиталних интегрисаних кола, у области пројектовања аналогних и РФ ИК нема много избора када су у питању пасивне компоненте. На примјер, индуктори заузимају значајну површину, а Q -фактор је малих вриједности (до 10). Кондензатори велике вриједности Q -фактора постоје, али толеранције могу да буду 20% или још више. Отпорници малих паразитних капацитивности су тешко оствариви, тако да пројектант најчешће на располагању има веома јаку зависност отпорности од напона на отпорнику, значајно велике толеранције и ограничен опсег вриједности.

Из угла пројектовања аналогних РФ ИК, недостатак довољно квалитетног индуктора представља највећи недостатак стандардног монолитног технолошког процеса. Иако је кориштењем активних компонената могуће синтетизовати коло еквивалентно индуктору, такве замјенске елементе увијек карактерише виши ниво шума и дисторзије, те већа потрошња енергије у односу на „прави” индуктор, тј. структуру добијену помоћу намотаја.

Основна намјена индуктора јесте чување енергије магнетског поља. Због технолошких ограничења, приликом производње слојева метала у силицијумским тех-

нологијама није могуће формирати соленоидне структуре, тј. намотаје класичног калема. Стога се у контексту ИК и користи израз индуктор, јер калем подразумева искључиво намотај, док се овдје не ради о изолованом елементу него структури која је нераскидиво везана са силицијумском подлогом. Додатно ограничење технологије ИК огледа се у чињеници да није могуће користити магнетско језгро, које би, усмјеравајући линије поља, омогућило побољшања перформанси (нпр. смањена струја цурења, повећана индуктивност и бољи фактор добротe [40]).

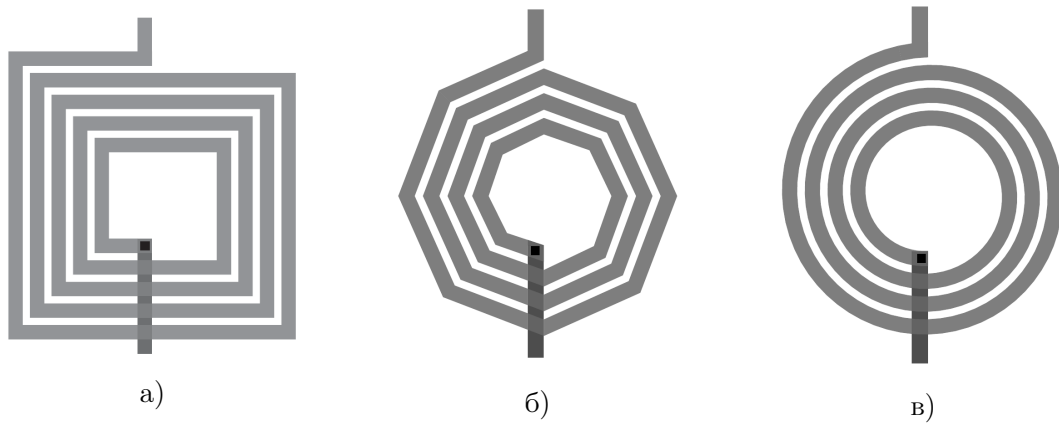
У случају планарних индуктора, омски губици металних линија и губици у подлози представљају највећу препреку побољшању фактора добротe [41]. Више је различитих приступа овом проблему присутно у литератури. На примјер, у [42] анализирани су варијације параметара индуктора (ширина метала у намотајима, размак између намотаја, број намотаја, унутрашњи полупречник) како би се оптимизовале перформансе. Побољшање фактора добротe отклањањем дијела подлоге директно испод индуктора постигнуто је у [41]. У [43], више индуктора различитих димензија, параметара и топологија су произведени, мјерени и међусобно поређени са циљем налажења оптималне конфигурације.

Најраспрострањенија структура која се користи као индуктор у стандардним процесима за фабрикацију ИК јесте спирални индуктор [42], приказан на слици 4.5 у неколико варијанти [24]. Иако је познато да топологија кружне спирале обезбјеђује већи Q -фактор, геометрије које нису Менхетн најчешће није могуће реализовати током фабрикације, па због тога често нису ни подржане у алатима за цртање слојева физичке реализације. Највећи дио топологије спирале реализује се у највишем слоју метала, док се веза са унутрашњим крајем спирале остварује помоћу спојница и неког од нижих слојева метала, као на слици 4.6.

Индуктивност овако пројектоване спирале је компликована функција геометрије, те тачна израчунавања захтијевају кориштење ЕМ симулатора. Ипак, за потребе почетних прорачуна, могуће је користити одређене апроксимације, нпр. [23]:

$$L \approx \mu_0 n^2 r = 4\pi \times 10^{-7} n^2 r \approx 1.2 \times 10^{-6} n^2 r, \quad (4.4)$$

гдје је L у [nH], n је број намотаја и r представља полупречник спирале у [m]. Емпиријски је показано да једначина (4.4) даје вриједности веће од тачне, али и да одступања нису већа од 30%. У случају да је ипак могуће реализовати и спирале другачије топологије, нпр. кружне или октагоналне, потребно је резултат једначине 4.4 помножити са квадратним коријеном односа површина кружне, односно октагоналне и квадратне спирале. Конкретно, ако се ради о кружној спи-



Слика 4.5: Спирални индуктор у технологији интегрисаних кола различитих топологија: а) правоугаона, б) октагонална, и в) кружна

рали, вриједност добијену једначином (4.4) множи се са 0,89 а ако је у питању октагонална спирала, са 0,91.

Апроксимација дата изразом (4.4) корисна је код анализе рада постојећег кола. Када је потребно оквирно пројектовати индуктор, корисна је апроксимација која даје приближну вриједност броја намотаја спирале [23]:

$$n \approx \left[\frac{PL}{\mu_0} \right]^{\frac{1}{3}} \approx \left[\frac{PL}{1.2 \times 10^{-6}} \right]^{\frac{1}{3}}, \quad (4.5)$$

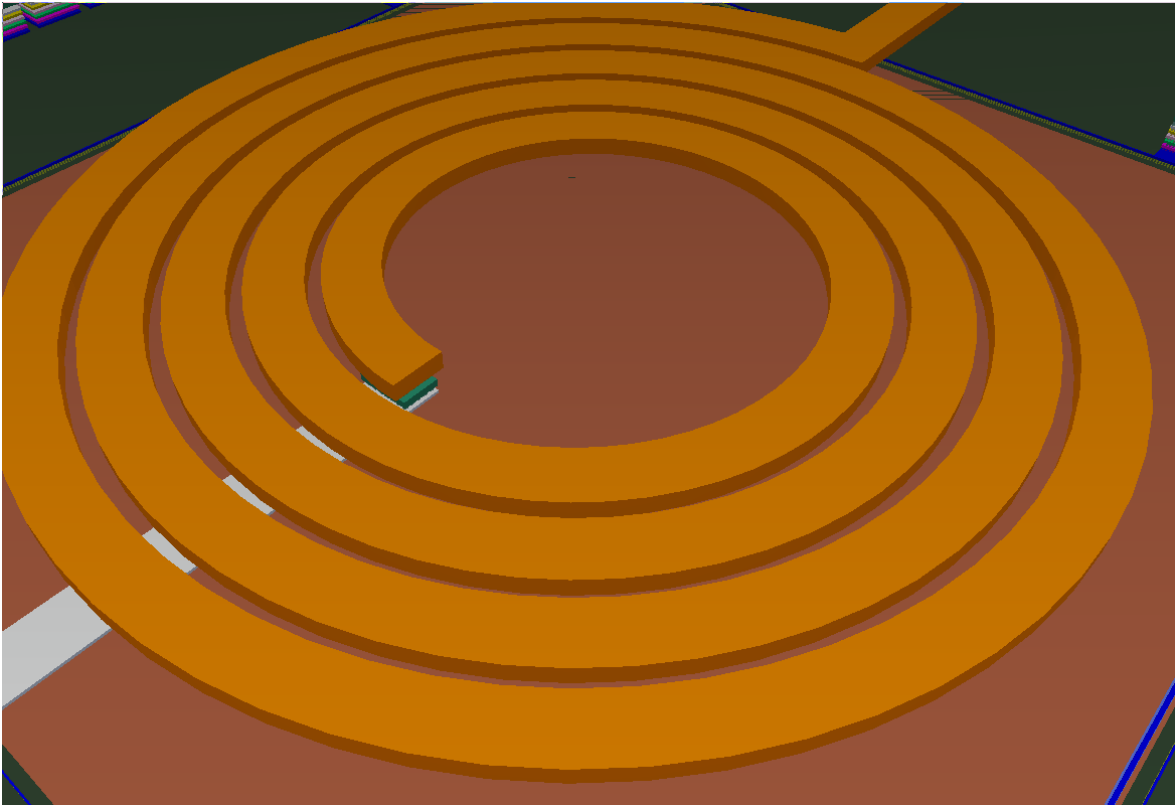
гдје је P број намотаја по метру дужном, а претпоставља се магнетска пермеабилност вакуума.

Нешто компликованија једначина за прорачун индуктивности дата је са [23]:

$$L \approx \frac{37.5\mu_0 n^2 a^2}{22r - 14a}. \quad (4.6)$$

Овим је обезбијеђен тачнији резултат и користи се за фина подешавања пројектованог индуктора прије покретања ЕМ симулатора како би се евентуално смањило број симулација. У једначини (4.6) a представља усредњену вриједност полупречника спирале, тј. удаљеност од центра индуктора до средине спирале. Поредивши резултате добијене овом једначином са резултатима ЕМ симулатора, закључује се да је њена грешка најчешће у границама 5%. Овај модел има ширу употребу у односу на модел представљен једначином (4.4) и због чињенице да омогућава прорачун и индуктора чији се спирални намотаји не настављају до самог центра, него је један или више унутрашњих намотаја изостављен због повећања Q -фактора.

Осим превелике површине коју заузимају, спирални индуктори су проблематични и по питању губитака. Ионако постојећи омски губици се увећавају услијед



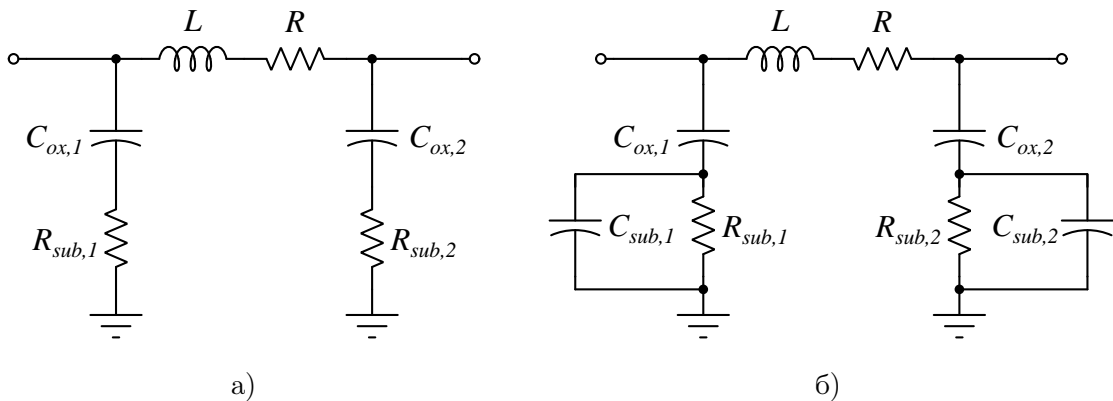
Слика 4.6: Тродимензиона представа реализације спиралног индуктора у технологији интегрисаних кола

површинског ефекта, описаног у одјелјку 3.6.1, једначина (3.31).

Осим омских, ни капацитивни губици се не могу занемарити. У силицијумској технологији подлога се налази у непосредној близини металних слојева, а и сама је проводна. Због тога се јавља друга плоча паразитног кондензатора наспрам индуктора и постоји могућност резонансе индуктора и тог кондензатора. Резонантна учестаност овако настале LC ћелије представља горњу граничну учестаност употребљивости пројектованог индуктора. Понекад та резонанса може да буде тако ниска да је индуктор фактички неупотребљив у опсегу од интереса. Такође, близина супстрата смањује Q -фактор, јер долази до преслушавања (одјелјак 3.6.3) и енергија се троши на губитке у подлози. Паразитне капацитивности јављају се и због преклапања индуктора и проводника који кроз нижи слој метала спаја центар спирале са остатком ИК, као на слици 3.11а. Затим, ту је и латерална капацитивност између појединачних намотаја спирале, као и ефекат близине описан у одјелјку 3.6.2. Утицај латералне капацитивности од намотаја до намотаја је најчешће занемарљив, зато што је серијска веза свих тих капацитивности оно што

се ефективно јавља између крајева индуктора.

Узевши у обзир поменуте паразитне ефекте, могуће је конструисати једноставан модел спиралног индуктора фабрикованог технологијом силицијумских интегрисаних кола, приказан на слици 4.7а. Иако реализовани индуктор у ствари није симетричан, што се види на сликама 4.5-4.6, модел представљен колом на слици 4.7а јесте, јер је емпиријски утврђено да су одступања услед ове апроксимације занемарљива. На слици 4.7б, представљен је нешто напреднији модел спиралног индуктора у смислу тачности, јер су узете у обзир и капацитивности ка подлози, $C_{sub,1}$ и $C_{sub,2}$. На овај начин, приликом анализе перформанси индуктора узете су у обзир и струје помјераја (енгл. *displacement currents*).



Слика 4.7: Еквивалентно коло којим се моделује спирални индуктор [24]: а) фабрикован на подлози чији губици нису занемарљиви и б) када је потребно узети у обзир струје помјераја

Приближна вриједност серијске отпорности добија се изразом:

$$R \approx \frac{l}{w\sigma\delta \left(1 - e^{-\frac{l}{\delta}}\right)}, \quad (4.7)$$

гдје l је укупна дужина свих намотаја, а w и t представљају ширину и дебљину метала од којег се састоји индуктор. Површински ефекат, δ , описан је у одјелјку 3.6.1 и одређен једначином 3.30.

Капацитивност између спирале и подлоге обиљежава се са C_{ox} и приближно се добија када се на ову структуру применијени стандардна формула за израчунавање капацитивности кондензатора који се састоји од двије паралелне проводне плоче површине једнаке површини индуктора:

$$C_{ox} = w \cdot l \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}. \quad (4.8)$$

Губици у подлози моделовани су отпорностима $R_{sub,1}$ и $R_{sub,2}$, и на тај начин су покривене двије различите природне појаве. Прво, ту су губици који се јављају као посљедица тока дијела струје у подлогу посредством $C_{ox,1}$, односно $C_{ox,1}$. Затим, јављају се повратне струје, чији је ток од подлоге ка спирали. Процјена вриједности овог паразитног елемента добија се једначином:

$$R_{sub,1/2} \approx \frac{2}{w \cdot l \cdot G_{sub}}, \quad (4.9)$$

гдје је G_{sub} параметар за фитовање димензије [S/m²]. Константан је за дати материјал и константну удаљеност спирале од супстрата. Типично, вриједност му је реда 10⁻⁷ S/μm².

Додатна посљедица повратних струја је и благи пораст индуктивности са температуром. Наиме, поменуте повратне струје теку у смјеру супротном од струја кроз индуктор, па тако изазивају дјелимично поништавање индуктивности. С друге стране, порастом температуре отпорност супстрата такође расте. Услијед тога интензитет повратних струја опада, па је ефекат поништавања индуктивности калема све мањи са порастом температуре. Типично овом појавом изазван температурски коефицијент индуктивности износи 200 ppm/°C а опада са повећањем удаљености индуктора од супстрата.

Капацитивности $C_{sub,1}$ и $C_{sub,2}$ се јављају као посљедица како капацитивности супстрата, тако и других реактивних паразитних елемената чији је узрок ток повратних струја. Моделује се једначином:

$$C_{sub,1/2} \approx \frac{w \cdot l \cdot C_{sub}}{2}, \quad (4.10)$$

гдје C_{sub} , слично параметру G_{sub} , представља константу за дати супстрат и константну удаљеност спирале од супстрата. Типичне вриједности овог параметра су у опсегу од 10⁻³ до 10⁻² fF/μm².

Користећи скуп једначина (4.7-4.9), којима је представљен модел спиралног индуктора са слике 4.7 могуће је оптимизовати Q -фактор и резонантну учестаност индуктора. Управо из овакве анализе услиједио је закључак да се изостављањем унутрашњег намотаја, тј. намотаја најмањег полупречника, може повећати вриједност Q -фактора. Наиме, допринос унутрашњег намотаја флуксу је занемарљив (због најамњег полупречника), док су губици значајни.

Могуће су и додатне интервенције у оквиру стандардног силицијумског технолошког процеса у сврху повећања вриједности Q -фактора. Тако је могуће спријечити преслушавање између индуктора и супстрата који уноси губитке, али при

томе избјегавајући опадање магнетског флукса. Овакав ефекат постиже се постављањем металног полигона, тј. штита (аналогно заштити проводног сигнала као на слици 3.11, одјељак 3.6.3) кориштењем једног од доступних нижих слојева метала. Додатни позитиван ефекат овог поступка јесте смањење утицаја шума генерисаног у подлози на сигнал који се простире индуктором. Негативна последица је смањена резонантна учестаност, услијед повећане капацитивности структуре. Са повећањем удаљености између металног слоја у којем је реализована спирала и металног слоја у којем је реализован штит, умањује се ефекат повећања капацитивности, па самим тим и смањење резонантне учестаности може да буде занемрљиво. Умјесто метала, заштитни полигон могуће је пројектовати и у слоју допираног полисилицијума, па тако уштедјети један слој метала. Такође, формирањем области n -типа у подлози, могуће је утицати на ток повратних струја и тиме учинити да не теку по површини супстрата него дубље у унутрашњости. Наравно, комбинација изостављања унутрашњег намотаја и додавања штита ће највише допринијети повећању вриједности Q -фактора, имајући у виду да то повећање не прелази ред величине до 50%.

Сажетак поглавља

Треће поглавље представља појмове технологије монолитних ИК, одабране у складу са описаним проблемима у уводном поглављу и рјешењима представљеним у поглављима 5 и 7. Након подсјећања на основне кораке технолошког процеса, описани су утицаји дебљине металних слојева, технолошка ограничења приликом цртања физичке реализације, те поступак екстракције паразита. Потом су представљене стандардне индуктивне компоненте технологије монолитних ИК, жице за спајање ИК и кућишта, те спирални индуктор.

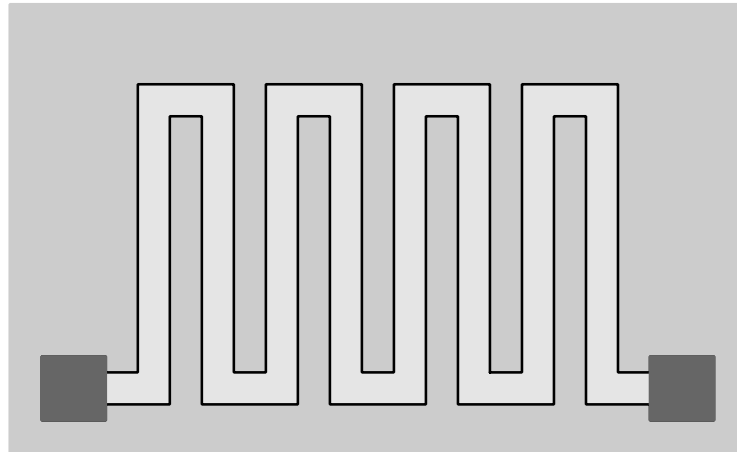
Поглавље 5

Пројектовање и карактеризација индуктора топологије меандар

Меандар је малоазијска равничарска ријека са изражено кривудавим током. По угледу на њу, у многим свјетским језицима одомаћила се ријеч меандар у значењу вијугава шара од непрекинуте линије [44]. У контексту технологије монолитних ИК топологија меандар је интересантна јер омогућава чисто планарну реализацију индуктивне компоненте. Један примјер индуктора топологије меандар дат је на слици 5.1.

Наиме, заједничка особина топологија индуктора представљених на слици 4.5 је што, иако реализоване технологијом коју сматрамо планарном, оне ипак нису планарне. Наиме, свака од ових топологија подразумијева да се ради о, условно речено, спирали чији намотаји имају све мањи и мањи полупречник док не достигну централну тачку спирале. У тој тачки је неопходно успоставити везу са остатком кола - а то је могуће само преласком у неки други слој метала посредством спојница. С друге стране, за реализацију индуктора топологије меандар довољан је тачно један слој метала, тј. ова топологија је буквално планарна [45]. Због тога је управо такав индуктор најлакше извести у технологији монолитних ИК - без спојница. Негативна страна топологије меандар су ниже вриједности индуктивности по јединици површине. Предност, пак, представља значајно смањење утицаја вртложних струја [45].

У остатку овог поглавља дат је опширнији преглед истраживања на тему индуктора топологије меандар први пут објављеног у [2]. Прво су у одјелјку 5.1 изложене математичке и физичке величине кориштене за опис перформанси ин-



Слика 5.1: Примјер физичке реализације индуктора топологије меандар

дуктора. Затим је у одјелку 5.2 представљено стање у области истраживања, прегледом неколико најинтересантнијих публикација. Потом су описани поступци пројектовања и карактеризације, одјелци 5.3 и 5.4. У претпоследњем одјелку овог поглавља, одјелку 5.5, добијени резултати представљени су и темељно коментарисани. На крају, у одјелку 5.7, дати су резултати производње и карактеризације индуктора топологије меандар у флексибилној топологији. На тај начин је показано да су измјерена својства индуктора^а у оба случаја последица кориштене топологије.

5.1 Величине кориштене за опис перформанси индуктора

У теорији електричних кола, стандардно се користе општепознате величине за опис перформанси индуктора: индуктивност, отпорност и фактор добротe, тј. Q -фактор. У случају када се индуктор може сматрати идеалним елементом са концентрисаним параметрима, на снази је однос између струје и напона на његовим крајевима дат са:

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}, \quad (5.1)$$

гдје је са L означена индуктивност индуктора, а i_L и v_L представљају струју и напон као на слици 5.2а. Да би се моделовали омски губици индуктора, реална индуктивна компонента се често описује редном везом идеалног индуктора и идеалног отпорника, R_L , као на слици 5.2б. Коначно, фактор добротe представља

однос енергије задржане у елементу и енергије предате околини, тј. енергије омских губитака. Описује се једнакошћу:

$$Q = \frac{\text{Im}(Z_L)}{\text{Re}(Z_L)} = \frac{\omega L}{R_L}. \quad (5.2)$$

У складу са теоријом изложеном у поглављу 3, неопходно је упознати се и са величинама које омогућавају опис индуктора као елемента са расподијељеним параметрима. Другим ријечима, с обзиром да није могуће више користити односе струја и напона за опис перформанси, елемент се посматра као „црна кутија” потпуно дефинисана матрицом расијања (одјелјак 5.1.1). Другим ријечима, иако тачна вриједност појединих параметара елемента није довољно позната, могуће је елемент проучавати, без обзира да ли је прост или сложен од више простих елемената [46].

У одјелјку 5.1.2 дефинисани су y -параметри, који ипак представљају односе напона и струја мреже са два приступа, али се испоставља да су неопходни за процес примијењен у оквиру овог истраживања за екстракцију електричних параметара из мјерних резултата добијених током карактеризације фабрикованог индуктора.

5.1.1 Матрица расијања

Параметри расијања (енгл. *scattering parameters*, често и S -параметри) се користе за описивање мрежа са произвољним бројем приступа. Омогућавају елегантан начин представљања расијања и рефлексије таласа приликом простирања кроз мрежу од интереса, при чему је мрежу неопходно посматрати кроз призму елемента са расподијељеним параметрима. Двоприступна мрежа на чији је један крај спојен генератор а на други њена карактеристична импеданса апсорбује све таласе које генератор емитује, тј. нема рефлексије. Могуће је електричне параметре мреже, као што су појачање, губици, стабилност итд. изразити кориштењем параметара расијања.



Слика 5.2: Индуктор као елемент са концентрисаним параметрима: а) идеалан, тј. без омских губитака и б) са омским губицима моделованим отпорником R_L

За разлику од апстракције елемената са концентрисаним параметрима, гдје су приступи карактерисани напонима и струјама, када се примјењује апстракција елемената са расподијељеним параметрима, приступи се карактеришу долазним и рефлектованим таласом. Наиме, не постоји јединствена вриједност напона или струје на тако високим учестаностима за елементе мале у електричном смислу. Параметри расијања су комплексне и фреквенцијски зависне величине, тако да су за сваку фреквенцију представљене вриједностима амплитуде и фазе.

Да би се приступило разматрању параметара расијања, прво се дефинишу тачке приступа и карактеристична импеданса мреже. Нека су приступи мреже дефинисани као на слици 5.3 и нека је карактеристична импеданса стандардне вриједности од 50Ω [23]. Тада вриједи:

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \text{ и} \quad (5.3)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \quad (5.4)$$

Величине $a_{1/2}$ и $b_{1/2}$ се још могу представити и на сљедећи начин:

$$a_1 = \frac{E_{i1}}{\sqrt{Z_0}}, a_2 = \frac{E_{i2}}{\sqrt{Z_0}}, b_1 = \frac{E_{r1}}{\sqrt{Z_0}} \text{ и } b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}}, \quad (5.5)$$

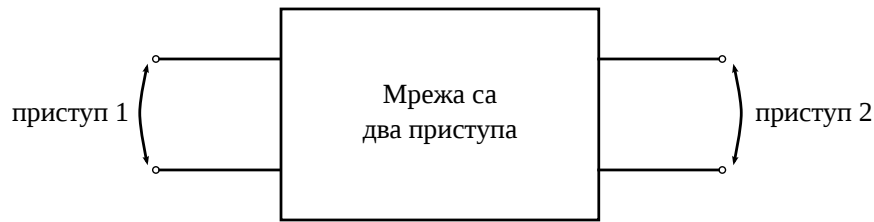
гдје су E_{i1} и E_{i2} долазни (инцидентни) а E_{r1} и E_{r2} одбијени (рефлектовани) таласи на приступу 1, односно 2.

Сада је могуће дефинисати и саме параметре расијања, и то тако што се прво на приступ 1 спаја генератор сигнала, а на приступ 2 карактеристична импеданса (због чега вриједи: $a_2 = 0$):

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} \text{ и} \quad (5.6)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}}. \quad (5.7)$$

Коефицијент рефлексије сигнала на улазу кола представљен је параметром S_{11} , док је параметром S_{21} представљено појачање снаге, ако се разматра снага улазног сигнала, односно напонско појачање, ако су напонски нивои улазног сигнала од интереса. Овдје је израз „појачање” употребљен у смислу да је приступ 1 поистовјећен са улазом мреже, а приступ 2 са излазом мреже - што је, у суштини, произвољан избор.



Слика 5.3: Примјер мреже са два приступа, односно четири споја

Аналогно, нека је на приступ 2 доведен сигнал, а приступ 1 затворен импедансом Z_0 (значи: $a_1 = 0$). Добија се:

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} \quad \text{и} \quad (5.8)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}}. \quad (5.9)$$

Коефицијент рефлексије на излазу кола представљен је параметром S_{22} , а, задржаваши дефиницију улаза и излаза мреже из претходног пасуса, параметар S_{12} представља коефицијент преноса енергије од излаза ка улазу. Овај се параметар може употребити и као мјера униполарности мреже. Наиме, што је S_{12} мање вриједности, то ће било каква промјена на излазу (изазвана сметњом или неком другом нежељеном појавом) мање утицати на рад мреже и обрнуто.

Често се параметри расијања користе у логаритамском облику и мјере у [dB]:

$$S_{ij} = 20 \cdot \log(S_{ij}), \quad \text{гдје је } i, j = 1, 2, \quad (5.10)$$

при чему је увијек из контекста очигледно да ли се ради о комплексним или децибелским вриједностима.

5.1.2 Y параметри

Зависност улазне и излазне струје од улазног и излазног напона мреже са два приступа (слика 5.3) може се представити на сљедећи начин:

$$I_1 = f_1(V_1, V_2), \quad (5.11)$$

$$I_2 = f_2(V_1, V_2). \quad (5.12)$$

У случају да су зависности (5.11–5.12) линеарне, улазна и излазна струја пропорционалне су улазном и излазном напону. Коefицијенти пропорционалности тада имају природу адмитансе [46]:

$$I_1 = y_{11}V_1 + y_{12}V_2, \quad (5.13)$$

$$I_2 = y_{21}V_1 + y_{22}V_2. \quad (5.14)$$

Први индекс параметра означава у односу на који приступ је тај параметар: 1 значи у улазном, а 2 у излазном.

Да би се уочила природа сваког од y -параметара, посматра се сваки од њих појединачно, при другом приступу кратко спојеном, односно отвореном. У првом случају, нека је приступ 2 кратко спојен. Тада из једначине 5.13 слиједи:

$$y_{11} = \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0}, \quad (5.15)$$

што значи да се параметар y_{11} може сматрати улазном адмитансом мреже са слике 5.3. Истовремено, на основу једначине 5.14 добија се:

$$y_{21} = \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0}, \quad (5.16)$$

што представља преносни параметар мреже, који је, у овом разматрању, димензије адмитансе.

Нека је сада приступ 1 кратко спојен. Из једначине 5.13 добија се:

$$y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0}. \quad (5.17)$$

Овдје се ради о повратном параметру мреже, јер представља повратно дејство излазног приступа на улазни. Коначно, из једначине 5.14 добија се:

$$y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0}, \quad (5.18)$$

чиме је, у ствари, представљена излазна адмитанса мреже.

Коначно, потпуни облик матричне једначине y -параметара за мрежу са два приступа, дат је изразом [46]:

$$Y = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}. \quad (5.19)$$

5.2 Преглед литературе

У раду [47], индуктор топологије меандар је развијен и кориштен као сензор, док је у раду [48] индуктор исте топологије израђен на штампаној плочи како би се смањила цијена производње и повећала поновљивост резултата кола пројектованих за рад у опсезима *VHF* и *UHF*¹. Аутори су, у [49], развили аналитички модел за индуктор топологије меандар. Затим, топологија меандар кориштена је у [50] и [51] како би се пројектовао, произвео и анализирао рад планарног трансформатора. Као што се може закључити, примјена индуктора топологије меандар могућа је у више различитих врста апликација, те истраживања на ту тему могу да допринесу развоју кола реализованих и у технологији монолитних ИК.

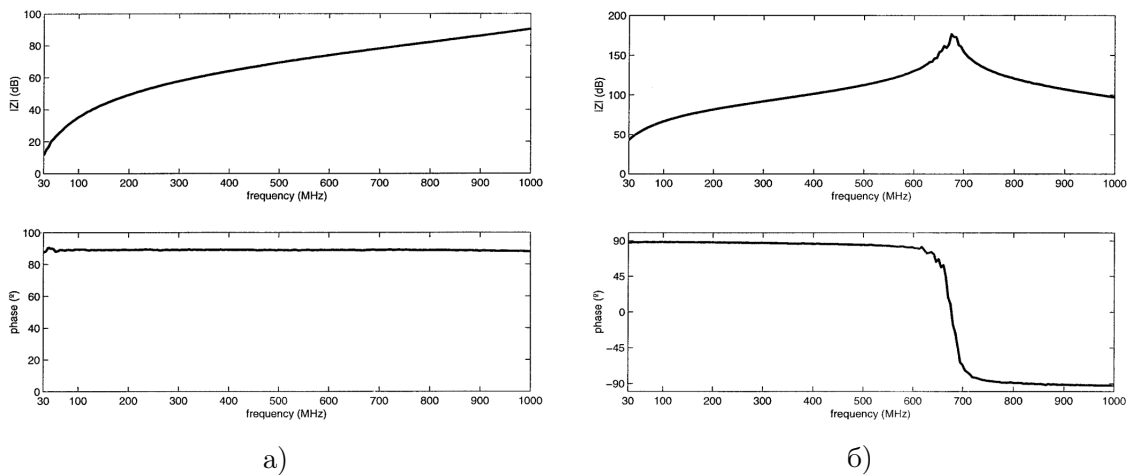
У раду [48] примијењен је приступ са особинама и аналитичких и емпиријских метода у циљу добијања модела индуктора топологије у облику еквивалентног кола састављеног од елемената који парцијално представљају поједине карактеристике реалног индуктора (енгл. *partial-element equivalent circuit model - PEEC*). Важно је нагласити да је развијени модел валидан у случају када је примјењива апроксимација индуктора као елемента са концентрисаним параметрима, тј. када је укупна дужина индуктора мања од $\lambda_{min}/4$.

На почетку истраживања, аутори су претпоставили најједноставнији модел који се састојао од редне везе савршеног индуктора (L) и отпорника (R_L), као на слици 5.2б. Затим су на основу тог модела пројектовали и у технологији штампаних плоча (енгл. *Printed Circuit Board - PCB*) израдили више примјерака индуктора топологије меандар, различитих физичких димензија.

Током анализе мјерних резултата испоставило се да је поменути аналитички модел добро предвиђао понашање само неких од пројектованих индуктора, као на слици 5.4а. Наиме, овдје се види да је понашање чисто индуктивно, тј. импеданса је директно пропорционална учестаности, а фаза је константна. Међутим, друга група пројектованих индуктора топологије меандар испољила је другачије понашање, као на слици 5.4б. У овом случају, у опсегу мјерних учестаности долази до резонансе, па се тада компонента више не понаша као структура са слике 5.2б. Због тога је закључено да је неопходно унаприједити првобитни модел.

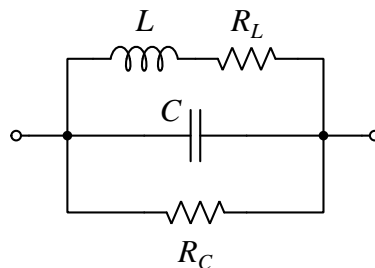
Резонанса која се види на фреквенцијској и фазној карактеристици приказаној

¹Ове двије скраћенице енглеског језика (енгл. *Very High Frequencies* и *Ultra High Frequencies*) односе се на опсеге 30-300 MHz и 0.3-3 GHz, респективно, а опште су присутне у домаћој литератури и стога су задржане као такве.



Слика 5.4: Резултати мјерења различитих индуктора топологије меандар - развој модела [48]: а) импеданса индуктора код којег не долази до резонансе у мјереном опсегу учестаности (дужина линије 8 mm; ширина линије 0,8 mm; размак између линија 0,8 mm; број завоја 1) и б) импеданса индуктора код којег се у мјереном опсегу учестаности јавља резонанса (дужина линије 10 mm; ширина линије 0,4 mm; размак између линија 1 mm; број завоја 4)

на слици 5.4б могућа је само ако у структури која се испитује постоји и капацитивност од значаја. Стога је сљедећи корак у развоју модела који су аутори предузели био додавање паралелне капацитивности, C , као на слици 5.5. Том су капацитивношћу у ствари представљене паразитне капацитивности које се јављају као последица природе како проводног материјала, тако и саме топологије. Да би модел био потпун паралелно кондензатору додаје се и отпорник R_C , помоћу којег се, аналитички, узимају у обзир и омски губици паразитних капацитивности.



Слика 5.5: Модел индуктора топологије меандар развијен у [48] - еквивалентно коло

Примијењене функције, те експлицитно извођење једначина параметара модела дати су у [48], а овдје се наводе коначне формулације. Прије свега, преносна

функција кола са слике 5.5 у Лапласовом домену дата је са:

$$Z(s) = \frac{R_C L s + R_C R_L}{C R_C L s^2 + (L + C R_L R_C) s + R_C + R_L}, \quad (5.20)$$

што је могуће написати и у облику:

$$Z(s) = \frac{s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}. \quad (5.21)$$

Поменути аналитички методи, детаљно описани у [48], искориштени су за добијање коефицијената a_0 , b_0 , b_1 и b_2 . Када су коефицијенти познати, тада је параметре модела, односно парцијалне електричне елементе индуктора топологије меандар могуће одредити на следећи начин [48]:

$$L = \frac{1}{b_0 - a_0 (b_1 - b_2 a_0)}, \quad (5.22)$$

$$R_L = \frac{a_0}{b_0 - a_0 (b_1 - b_2 a_0)}, \quad (5.23)$$

$$R_C = \frac{1}{b_1 - b_2 a_0} \text{ и} \quad (5.24)$$

$$C = b_2. \quad (5.25)$$

Ова топологија се показала интересантном као једини истински планаран индуктор [45], па самим тим и због једноставности реализације у технологији ИК. Такође, испоставило се да је карактерише највећа вриједност коефицијента међуиндуктивности у поређењу са другим варијацијама [39]. Другим ријечима, топологија приказана на слици 5.6 је веома погодна за пројектовање планарних трансформатора.

Оптимизација индуктора топологије меандар разичитим техникама и у различитим технологијама детаљно је разматрана у литератури [52]–[57], објављеној као резултат истраживања спроведених на Факултету техничких наука Универзитета у Новом Саду. Стога је примјена таквих поступака ван опсега дисертације. Мотивација овог истраживања кроз анализу перформанси индуктора топологије меандар јесте испитивање могућности кориштења те топологије у монолитним ИК намијењеним за широкопојасне примјене.

5.3 Поступак пројектовања

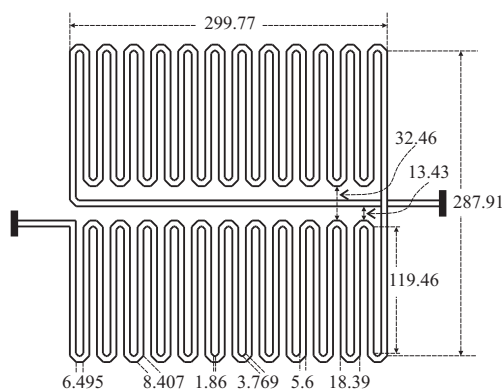
Истраживање описано на наредним странама представља посредан наставак истраживања спроведеног у радовима [39], [50] и [51], а први пут је јавности изложено у раду [2]. Након што су постигнути позитивни резултати пројектовањем индуктивних компонената топологије меандар кориштењем флексибилне технологије која још увијек није потпуно заживјела у комерцијалном смислу, поставило се питање понашања таквог индуктора фабрикованог у најсофистициранијем технолошком процесу комерцијално доступном - технологији монолитних ИК. Такође, интересантно је упоредити понашање индуктора у двије различите технологије, односно испитати могућност успостављања паралела.

У наредна два одјелјка детаљно је представљен поступак пројектовања индуктора топологије меандар у технологији монолитних ИК. Прво је нацртана физичка реализација (одјелјак 5.3.1), а затим су описане спроведене електромагнетске симулације (одјелјак 5.3.2).

5.3.1 Физичка реализација

Структура приказана на слици 5.6 прво је нацртана кориштењем софтвера компаније *Cadence Design System*[®], при чему је кориштена стандардна 130 nm технологија монолитних ИК.

Спољне димензије индуктора (ширина и висина планарне структуре) изабране су тако да испуњавају максималну површину дозвољену за индуктивне компоненте према правилима пројектовања (одјелјак 4.3) кориштене технологије. Број



Слика 5.6: Нацрт индуктора топологије меандар (димензије у μm)

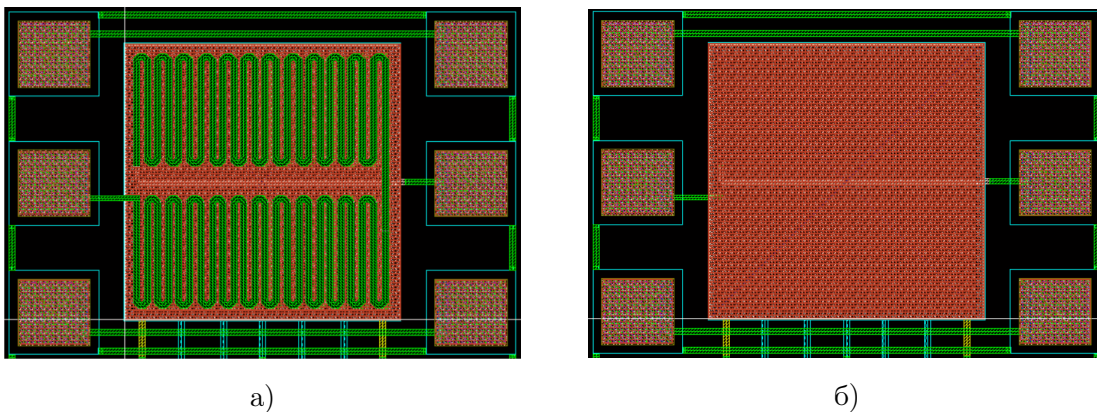
Табела 5.1: Технолошки параметри топологије меандар

Параметар	Вриједност
Број завојака	12 + 12
Метал	Cu
Слој метала	8
Дебљина слоја	2 μm
Ширина метала	5.6 μm
Укупна дужина	6535.33 μm
Укупна површина	0.104 mm^2

завојака ($12 + 12$), те њихов распоред изабран је у складу са већ поменутом фабрикованом индуктивном структуром у флексибилној технологији - о чему ће бити више ријечи приликом анализе мјерних резултата (одјељци 5.5 и 5.7). Слој метала 8 (највиши слој метала у кориштеној технологији) изабран је у складу са технолошким препорукама - наиме, као што је расправљано у одјељку 4.2, веће дебљине метала омогућавају пројектовање пасивних структура са мањим губицима. Избор највишег слоја метала постаје очигледан када се зна да је његова дебљина $2 \mu\text{m}$, а осталих $0.4 \mu\text{m}$. Сви набројани технолошки параметри фабрикованог индуктора сабрани су у табели 5.1.

Коначни изглед нацрта физичке структуре (енгл. *layout*), приказан је на слици 5.7а, гдје се, осим индуктора виде и стопице (енгл. *pad*).

Стопице су неопходне за мјерење помоћу сонди (енгл. *probe*), радне станице (енгл. *probe station*) и векторског анализатора мреже, али се њихов утицај, као и утицај мјерне поставке мора узети у обзир током обраде резултата. Да би се отклонио утицај стопица, осим самог индуктора, пројектована је и структура приказана на слици 5.7б, тзв. *de-embedding* структура. Укупна површина индуктора са стопицама је 0.304 mm^2 , док сам индуктор заузима површину од 0.104 mm^2 .



Слика 5.7: Индуктор топологије меандар - изглед у софтверу за цртање лејаута: а) индуктор са структурама неопходним за карактеризацију и б) *de-embedding* структура

Утицај мјерне опреме елиминисан је поступком калибрације мјерног инструмента. У овом конкретном случају, за калибрацију искориштен је тзв. поступак *SOLT*, скраћено од енгл. *short, open, load, thru*, детаљно описан у одјељку 5.4.

5.3.2 Симулације електромагнетског поља

Симулација ЕМ поља (ЕМ симулација) представља поступак рјешавања Максвелових једначина [21] да би се прорачунало електрично и магнетско поље у једном ограниченом дијелу простора. Улазни подаци су геометрија и топологија елемента или система од интереса, те особине материјала од којег је сачињен (или тек треба да буде сачињен). Излаз представљају вектори електричног и магнетског поља, с тим да је тако добијене податке потребно додатно обрадити и прерачунати у параметре расијања или неке друге. Тада је могуће посматрану структуру уврстити у електричну шему и искористити симулатор електричног кола за добијање одзива цијелог склопа.

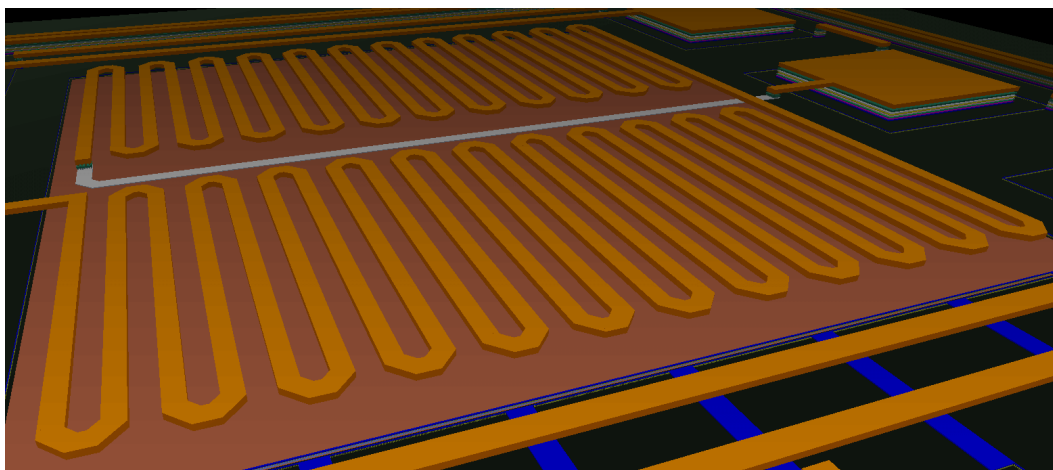
Постоји више приступа прорачуну ЕМ поља помоћу рачунара. Софтверски пакети којима се као поставка задаје тродимензионална геометрија структуре и фреквенцијски опсег од интереса називају се *full wave 3D solvers*. До рјешења је могуће доћи у временском, али и фреквенцијском домену. Када се ради у временском домену, приступ који се најчешће примјењује јесте прорачун коначних разлика тренутних вриједности вектора магнетског и електричног поља, па се ти софтверски пакети називају *finite difference time domain (FDTD) solvers*. У фреквенцијском домену, два су најчешћа приступа: анализа коначних елемената (енгл. *Finite Element Analysis - FEA*) и анализа граничних елемената (енгл. *Boundary Element Solvers - BEM*), такође познати и као методе момената (енгл. *Method of Moments - MoM*).

Вријеме прорачуна, тј. вријеме рада рачунара може се скратити у случају да примјена дозвољава неко од поједностављења. На примјер, свођење тродимензионалне структуре на дводимензионалну, тј. планарну. Софтверски пакети који користе такво поједностављење рачунају ЕМ поље попречног пресјека, сматрајући трећу димензију структуре бесконачном. Структуре за које у највећем броју случајева може да вриједи ова, ткз. *2D*, апроксимација су трансмисионе линије. Када се ради о слојевитим структурама, какве су паковања ИК, гдје постоји тачно дефинисана референтна равна (потенцијала напона напајања или масе), примјењује се ткз. *2,5D* апроксимација. Квазистатичка апроксимација је дозвољена када је опсег фреквенција који се посматра довољно низак да је могуће занемарити деривације првог реда по времену. Наравно, сва ова поједностављења умањују прецизност прорачуна. Задатак инжењера је да, у зависности од примјене и захтјева, процијени одговарајући ниво апстракције, тј. шта се може занемарити у којем случају, а шта не.

ЕМ симулације индуктора урађене су кориштењем модула *Momentum* [58], једног од многих доступних у оквиру софтвера *Advanced Design Systems 2014, (ADS)*, компаније *Keysight Technologies*[®]. *Momentum* је намијењен рјешавању Максвелових једначина у диференцијалном облику, а заснован је на поменутом методу момената. Примарна област примјене му је анализа планарних структура за потребе пасивних електричних кола.

Стандардни тип датотека за чување и размјену података у вези са нацртима појединих слојева интегрисаних кола је *Graphic Database System - GDS*. То је, дакле, једна врста базе података о тродимензионим структурама, геометријским облицима и текстуалним ознакама. Такође, може да садржи податке и о хијерархијској организацији пројекта. Софтвер за цртање физичке реализације не чува податке изворно у овом типу датотека, него има могућност да, када се појави потреба за пренос или похрањивање пројекта, екстрахује нацртану структуру у *GDS*; односно, да, када се појави потреба за реконструкцијом пројекта, учита *GDS*.

Да би се извршила ЕМ симулација пројектованог индуктора, односно структуре са слике 5.7а, неопходно је податке из софтвера за цртање учитати у поменици *Momentum*. У складу са претходним пасусом, тај се пренос података врши посредством *GDS* датотеке. Тродимензиони приказ структуре индуктора топологије меандар учитаног и спремног за симулацију дат је на слици 5.8.



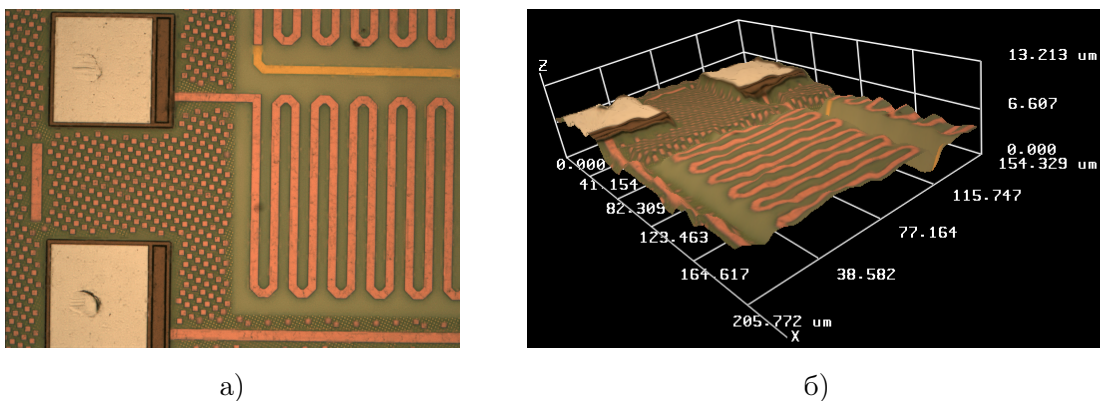
Слика 5.8: Тродимензиони приказ пројектованог индуктора

По успјешно завршеној симулацији, рјешење је могуће добити у облику параметара расијања, y -параметера или z -параметара. Након тога могуће је тако добијене резултате, у облику „дрне кутије” уврстити у постојећу шему симулатора

електричних кола. Наиме, симулатор електричних кола мора да има експлицитну информацију о ЕМ ефектима како би их уврстио у прорачун одзива кола које анализира. На овај начин, ти подаци су имплицитно узети у обзир и могуће је добити реалну слику о утицају ЕМ ефеката на понашање како појединачне компоненте, тако и комплетног кола.

5.4 Карактеризација

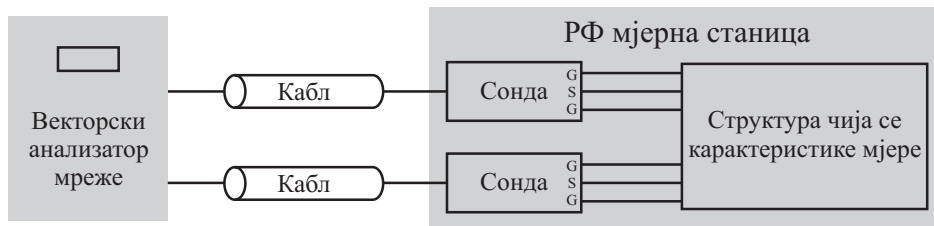
На слици 5.9а, приказан је детаљ *CMOS* структуре, тј. произведеног калема, добијен увећањем $50\times$ помоћу профилометра *Huvtitz[®] HRM 300*. Слика 5.9б је тродимензиони модел (профил) истог детаља. На основу ових слика, закључује се да је нацртана структура приказана на слици 5.7а успјешно и произведена. Несавршености видљиве на слици 5.9б су последица чињенице да су димензије калема на ивици могућности коришћеног профилометра.



Слика 5.9: Детаљ фабрикованог индуктора: а) слика увећана $50\times$ и б) 3D модел снимљен профилометром

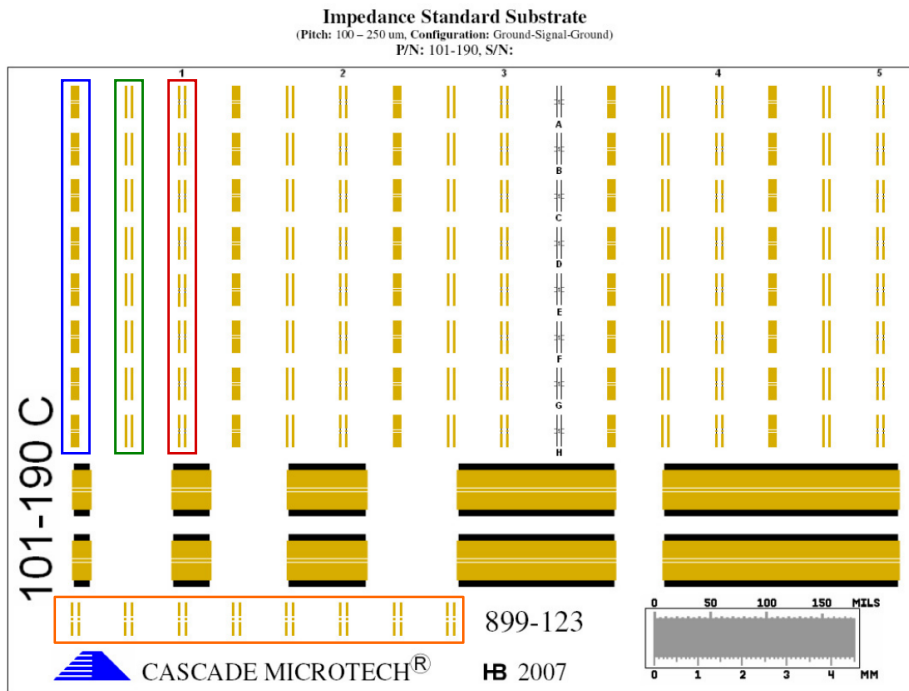
Мјерна поставка шематски је приказана на слици 5.10. Конкретно, ради се о уређајима *VNA N5240A* компаније *Keysight Technologies[®]*, затим кабловима, сондама конфигурације нула-сигнал-нула (енгл. *ground-signal-ground - GSG*) те радној станици *PM5*, све од произвођача *Cascade Microtech[®]*. На слици 5.12а приказана је сва поменућа опрема у описаној мјерној поставци.

Први корак је калибрација векторског анализатора мреже примјеном методе *SOLT*. Сврха овог поступка је припрема мјерне поставке, односно мјерног уређаја (векторског анализатора мреже, у овом конкретном случају) тако да се елиминше (или бар сведе на занемарив ниво) утицај елемената мјерне поставке (сонди,



Слика 5.10: Блок шема мјерне поставке

каблова, самог уређаја) и уопште околине. Калибрација поменутом методом изводи се уз помоћ калибрационог супстрата приказаног на слици 5.11, гдје је он значајно увећан. Наиме, размак између златних линија на слици 5.11 је нешто мањи од $100 \mu\text{m}$.



Слика 5.11: Калибрациони супстрат

Калибрација *SOLT* методом започиње након што се *GSG* сонде, једна предвиђена за спајање на улаз структуре чије се карактеристике мјере а друга предвиђена за излаз, исправно поставе на радну станицу, а затим посредством каблова повежу на векторски анализатор мреже. Поступак се изводи у четири корака, од којих сваки представља спуштање сонди (истовремено обје) на једну од златних структура са слике 5.11:

1. структуре уоквирене зеленим правоугаоником представљају, тзв. *short* стандард, тј. спуштањем сонди на једну од ових структура, извор сигнала (средња ножица сонде означена са S) је кратко спојен са масом (двије спољне ножице сонде означене са G);
2. структуре уоквирене наранџастим правоугаоником представљају, тзв. *open* стандард, тј. спуштањем сонди на једну од ових структура, извор сигнала (средња ножица сонде означена са S) је изолован од масе (двије спољне ножице сонде означене са G);
3. структуре уоквирене црвеним правоугаоником представљају, тзв. *load* стандард, тј. спуштањем сонди на једну од ових структура, извор сигнала (средња ножица сонде означена са S) је спојен на масу (двије спољне ножице сонде означене са G) преко паралелне везе два отпорника вриједности по 100Ω , тј. укупно 50Ω ;
4. структуре уоквирене плавим правоугаоником представљају, тзв. *thru* стандард, тј. спуштањем сонди на једну од ових структура, извор сигнала (средња ножица сонде означена са S) је спојен са извором сигнала друге сонде (исто средња ножица означена са S), а свака од спољних ножица (маса) на по једну од двије спољне ножице сонде.

Након успостављања сваког од контаката, потребно је у понуђеним опцијама векторског анализатора мреже потврдити о којем од стандарда се ради. Након овако спроведене процедуре, мјерна поставка је спремна за карактеризацију фабрикованих структура јер су ефекти мјерне опреме урачунати.

По успостављању контакта спуштањем врхова сонди на стопице калема, као на слици 5.12б, слиједи аквизиција параметара расијања обје структуре са слике 5.7. Параметри расијања *de-embedding* структуре обиљежени су индексом D , тј. S_{Dij} ; а параметри структуре која садржи индуктор обиљежени су индексом I , тј. S_{Iij} . У оба случаја $i, j=1,2$, пошто се ради о двопреступној компоненти.

Други корак је отклањање утицаја стопица и остатка околине на чипу из мјерних резултата. Један од начина описан је сљедећом процедуром. Прво се добијени S -параметри изразе преко Y -параметара [59]:

$$Y_{11} = \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}},$$

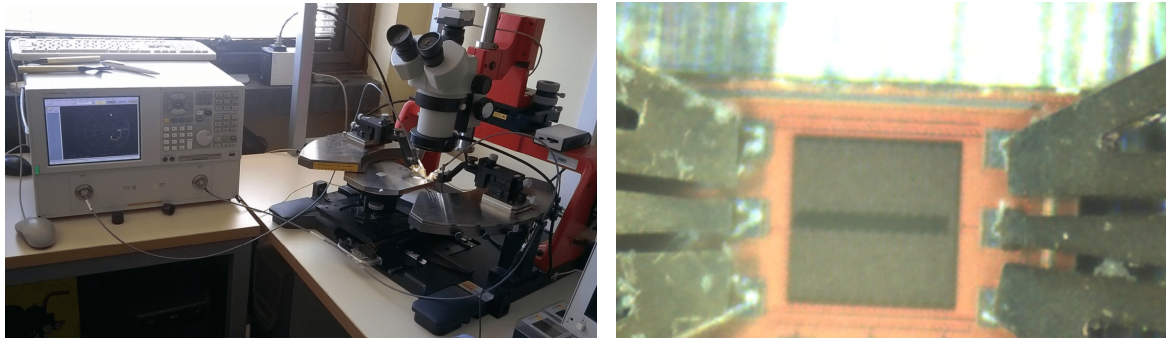
$$Y_{12,21} = \frac{-2S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \text{ и} \quad (5.26)$$

$$Y_{22} = \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}.$$

Затим слиједи одстрањивање утицаја нежељених компонената једначинама [60]:

$$Y_{DUTij} = Y_{Iij} - Y_{Dij}, \quad (5.27)$$

гдје Y_{DUT} представља Y -параметре структуре чија се својства мјере (енгл. *Device Under Test - DUT*). У овом случају, та је структура индуктор топологије меандар.



а)

б)

Слика 5.12: Карактеризација индуктора: а) *VNA N5240A*, каблови и *GSG* сонде, и б) врхови $150\text{-}\mu\text{m}$ *GSG* сонди у контакту са стопицама индуктора

За израчунавање параметара индуктора (индуктивности, отпорности и фактора доброте) из Y -параметара, користе се једначине преузете из [61]. У ту сврху се прво дефинише вриједност димензије импедансе:

$$Z = \frac{4}{Y_{DUT11} + Y_{DUT22} - Y_{DUT12} - Y_{DUT21}}, \quad (5.28)$$

па се онда, кориштењем вриједности добијене у једначини (5.28), електрични параметри рачунају како слиједи:

$$L = \frac{\text{Im}\{Z\}}{\omega}, \quad Q = \frac{\text{Im}\{Z\}}{\text{Re}\{Z\}} \text{ и } R = \text{Re}\{Z\}. \quad (5.29)$$

5.5 Анализа добијених резултата

Десет интегрисаних кола измјерено је на описани начин, укључујући мјерења обје структуре, те прорачун. На сликама 5.13а-в приказане су, мјерене (плава) и симулиране (црвена) вриједности индуктивности, фактора доброте и реалног дијела импедансе (тј. паразитна отпорност), респективно. Исти параметри су

приказани и на сл. 5.13г-ђ, с тим да су у овом случају приказане минималне (плава) и максималне (црвена) вриједности за сваку од учестаности. Другим ријечима, приказана су максимална одступања изазвана процесним варијацијама.

Да би се потврдила исправност идеје спроведеног поступка екстракције података, потребно је упоредити добијене резултате са природом чисто индуктивног елемента. Ако би се снимала индуктивност идеалног индуктора са слике 5.2а, добио би се облик криве као на слици 5.14 [24]. Дакле, индуктивност експоненцијално расте са порастом учестаности, да би на резонантној учестаности постала бесконачна. Након резонантне учестаности њена апсолутна вриједност опада експоненцијално, с тим да је сада предзнак негативан. Опадање се наставља до нулте вриједности, након чега слиједи поново раст са позитивним предзнаком до бесконачности на учестаности двоструко већој од резонантне. Овакво периодично понашање наставља да се понавља.

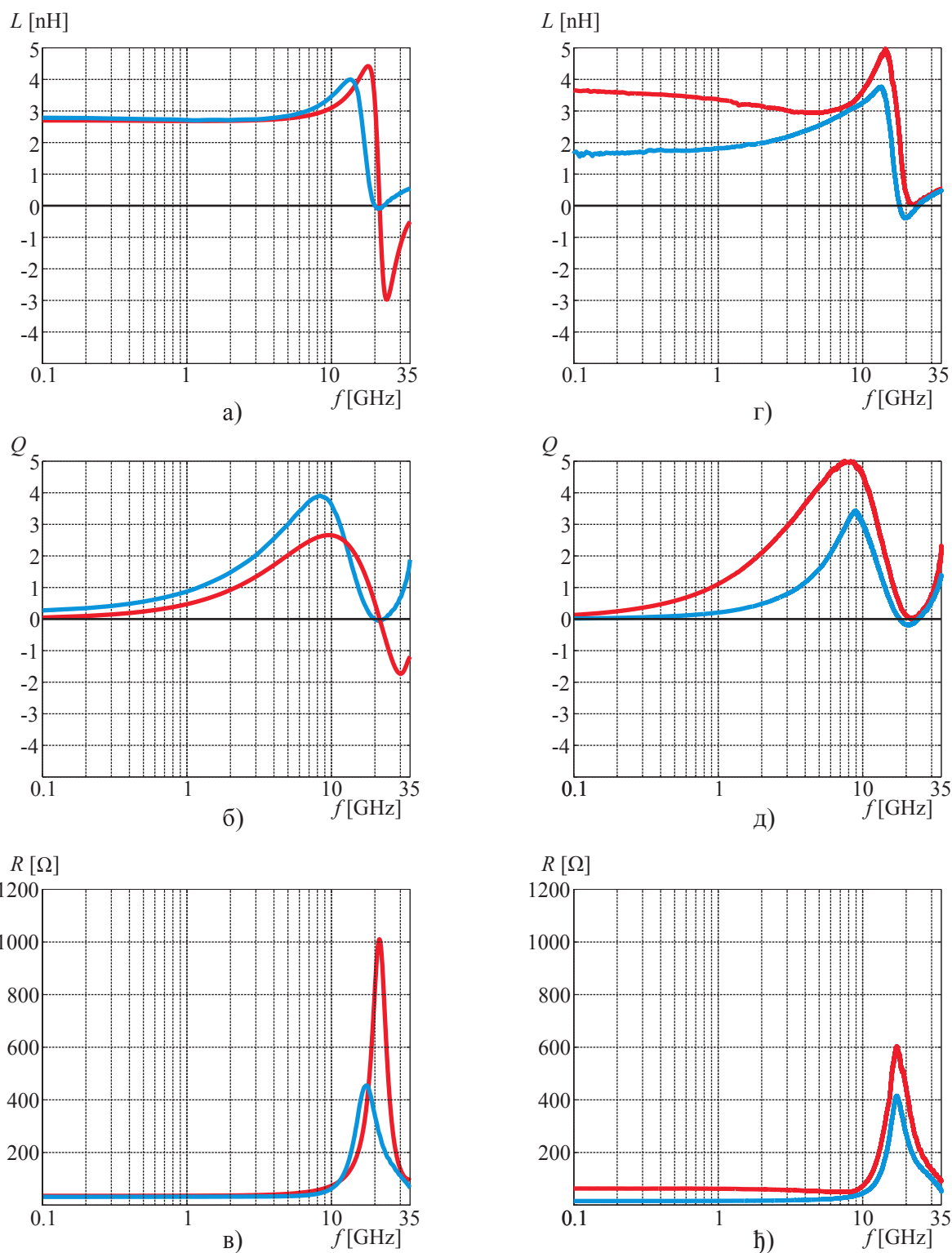
Поредећи криву са слике 5.13а са кривом датој на слици 5.14, иако се виде разлике услед несавршености фабрикованог индуктора топологије меандар (у реалности није могуће достићи бесконачну вриједност), намеће се закључак да су оне исте по природи.

Мјерена индуктивност је 2,8 nH до учестаности 7 GHz, док је резонантна учестаност 20,04 GHz. Фактор добротe је 3,9 за учестаност 8,41 GHz, а вриједност реалног дијела импедансе је 32 Ω до резонантне учестаности. Симулације показују да су мјерени резултати у оквиру очекиваних вриједности. Наиме, симулирана индуктивност је такође 2,8 nH до око 7 GHz, резонантна учестаност је 21,54 GHz, фактор добротe је 2,66 за 9,62 GHz и паразитна отпорност је 35 Ω . Занимљиво је примјетити да је фактор добротe изнад 90 % своје максималне вриједности за широк опсег учестаности од 6 до 11 GHz. Зарад прегледности, резултати симулације и мјерења сакупљени су у табели 5.2.

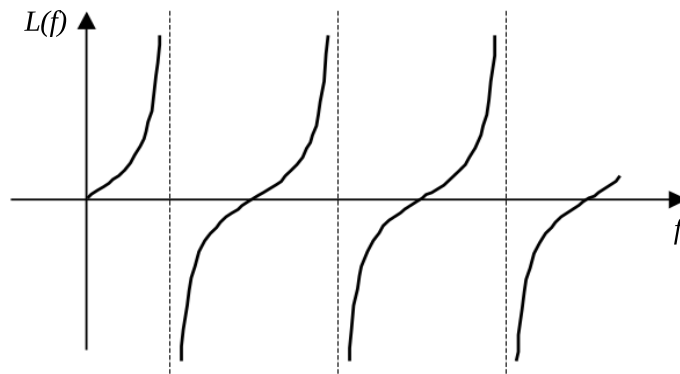
Табела 5.2: Поређење резултата симулације и карактеризације

Параметар	Симулација	Карактеризација
Индуктивност	2.8 nH	2.8 nH
Резонантна учестаност	21.54 GHz	20.04 GHz
Q-фактор	2.66 @ 9.62 GHz	3.9 @ 8.41 GHz
Реални дио импедансе	35 Ω	32 Ω

У [45] и [48] објављени су резултати мјерења више различитих индуктора топологије меандар. Ти се индуктори разликују по дужини и ширини металне линије



Слика 5.13: Параметри индуктора: (а-в) симулације (црвена) и мјерења (плава); (г-ж) максималне (црвена) и минималне (плава) вриједности мјерења десет индуктора за сваку од учестаности



Слика 5.14: Зависност индуктивности од учестаности у случају идеалног индуктора [24]

којом је топологија реализована, те броју намотаја и другим карактеристикама, задржавајући исту само топологију. Имајући у виду такве резултате и технике за оптимизацију дате у [53]–[57], могуће је индуктор пројектован, фабрикован и карактерисан у оквиру овог истраживања [2] прилагодити некој од конкретних примјена у РФ домену. Тако је, на примјер, могуће пројектовати индуктор тако да му се повећа индуктивност, смањи паразитна отпорност или утиче на неку другу особину. На примјер, да би се добиле веће вриједности индуктивности, може се повећати дужина сваког од равних сегмената и број завоја. Наравно, таква интервенција би довела до повећања паразитне отпорности - што је утицај који се дјелимично може смањити повећањем ширине металне линије [55]. Дакле, манипулацијама физичких димензија индуктора могуће је добити оптимизовану компоненту, али је неопходно прво изабрати конкретну намјену, као што је, на примјер, пројектовање DC/DC претварача [39] или UHF и VHF кола [48].

5.6 Температурска карактеризација

Процедуре описане у претходна два одјељка (карактеризације, одјељак 5.4, и анализе резултата, одјељак 5.5) показале су да се, реализацијом индуктора топологије меандар, добија пасивна компонента валидних карактеристика у широком опсегу. Да би се употпунио увид у природу на овај начин пројектоване индуктивне компоненте у технологији монолитних ИК, након анализе процесних варијација (слика 5.13г-ђ), анализирано је понашање и при температурским варијацијама.

Процедура карактеризације и екстракције резултата, те мјерна поставка овог експеримента су идентичне описаним у одјељку 5.4, с том разликом што је кори-



а)

б)

Слика 5.15: Мјерна поставка температурске карактеризације индуктора - а) радна станица и векторски анализатор мреже и б) сонде приликом калибрације

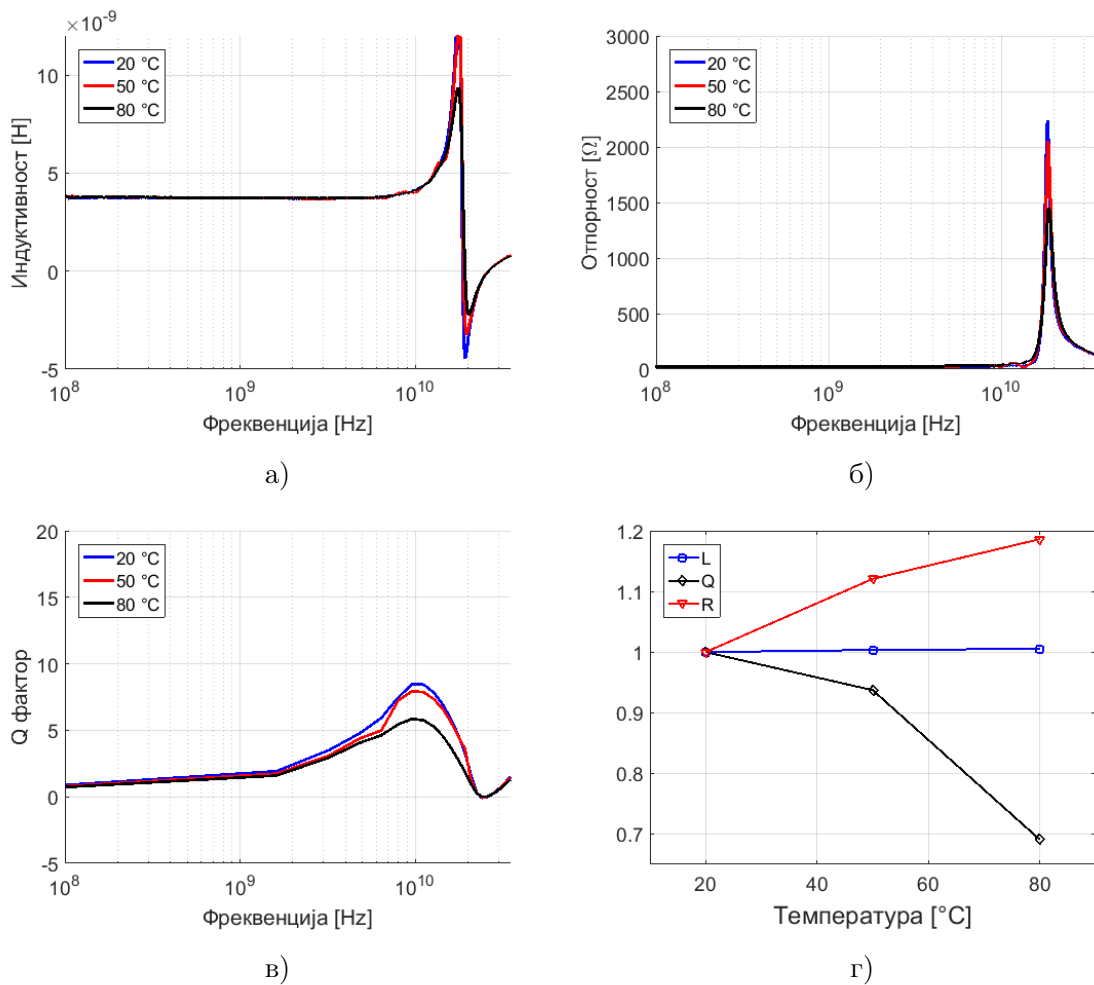
штена радна станица која има могућност контроле температуре подножја на којем се ИК налази током аквизиције података. Конкретно, мјерну поставку, током извођења овог експеримента приказану на слици 5.15, чине:

- векторски анализатор мреже *E8361A* произвођача *Agilent*,
- радна станица *Cascade Microtech Microchamber*,
- постолје са могућношћу контроле температуре *Temptronics Thermal Chuck*,
- сонде типа *GSG* размака између врхова $125\ \mu\text{m}$, произвођача *Cascade Microtech*.

Тако је индуктор карактерисан на температурама 20°C , 50°C и 80°C .

Понашање индуктивности, фактора доброте и паразитне отпорности индуктора у зависности од температуре и учестаности приказани су на слици 5.16.

Крива која приказује нормализоване резултате мјерења индуктивности на различитим температурама малог је нагиба, што потврђује да индуктивност не зависи веома снажно од температуре. Највећа промјена са порастом температуре огледа се у порасту паразитне отпорности, што је и очекивано - с обзиром да подушна отпорност метала расте са порастом температуре. Коначно, како реални дио импедансе расте са температуром, а имагинарни се мијења врло мало, тенденција Q -фактора (који је количник имагинарног и реалног дијела импедансе компоненте, једначина 5.29), са порастом температуре, је опадајућа.

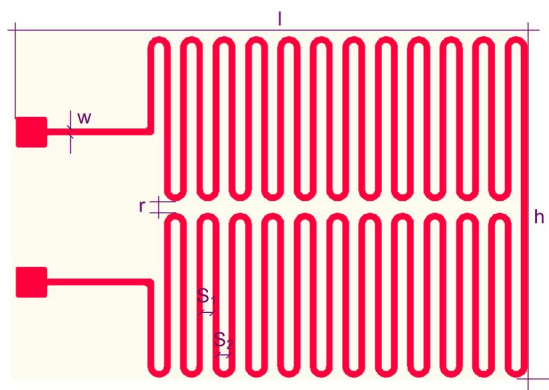


Слика 5.16: Резултати температурске карактеризације индуктора - промјена а) индуктивности, б) паразитне отпорности и в) фактора доброте индуктора у зависности од температуре; г) вриједности нормализоване у односу на температуру $T = 20^{\circ}\text{C}$

5.7 Индуктор топологије меандар реализован у флексибилној технологији

Индуктор је фабрикован кориштењем *Dimatix DMP-3000 (FUJIFILM[®] Dimatix Inc.)* штампача за наношење материјала. Комерцијално мастило *Metalon JS-Series Jettable Silver* произвођача *NCC Nano LLC dba Novacentrix[®]* кориштено је за штампање проводних линија. Размак између капљица је подешен на $18\ \mu\text{m}$ (при чему је резолуција учитане слике $1.412\ \text{dpi}$). На тај начин постигнуто је оптимално преклапање капљица тинте, чиме су формиране проводне линије. Пречник капљица измјерен је на сликама добијеним камером штампача и износи $50\ \mu\text{m}$. Као подлога

искориштен је каптон (енгл. *kapton*) дебљине $75\ \mu\text{m}$. Амплитуда напона побуде пиезо елемента који се налази на врху активне млазнице је $26\ \text{V}$, а фреквенција избацаивања млаза је $1\ \text{kHz}$.



Слика 5.17: Нацрт индуктора топологије меандар фабрикованог у флексибилној технологији

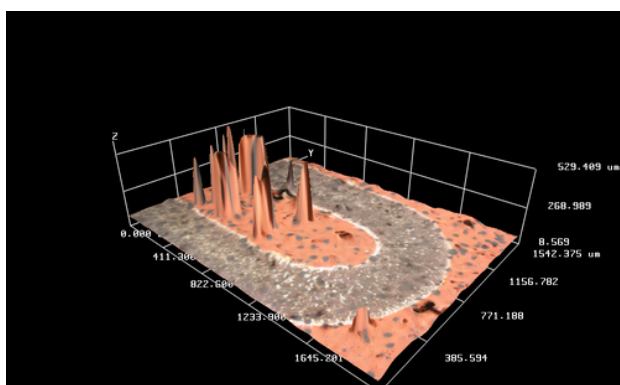
Табела 5.3: Технолошки параметри индуктора топологије меандар произведеног на флексибилној подлози

Параметар	Вриједност
Материјал	Каптон
Размак између капи	$18\ \mu\text{m}$
Дебљина материјала	$75\ \mu\text{m}$
Ширина проводне линије	$0.6\ \mu\text{m}$
Укупна дужина	$373\ \text{mm}$
Укупна површина	$1693.44\ \text{mm}^2$
Заштитни материјал	Диелектрик
Дебљина заштите	$1.5\ \text{mm}$

Након штампања, сребрно наночестично мастило које је кориштено за штампање индукторске структуре сушено је 30 минута у сушници *UN20* произвођача *Memmer*[®] на температури 270°C . Жичани контакти спојени су проводном сребрном пастом, која је потом сушена 24 часа на собној температури.



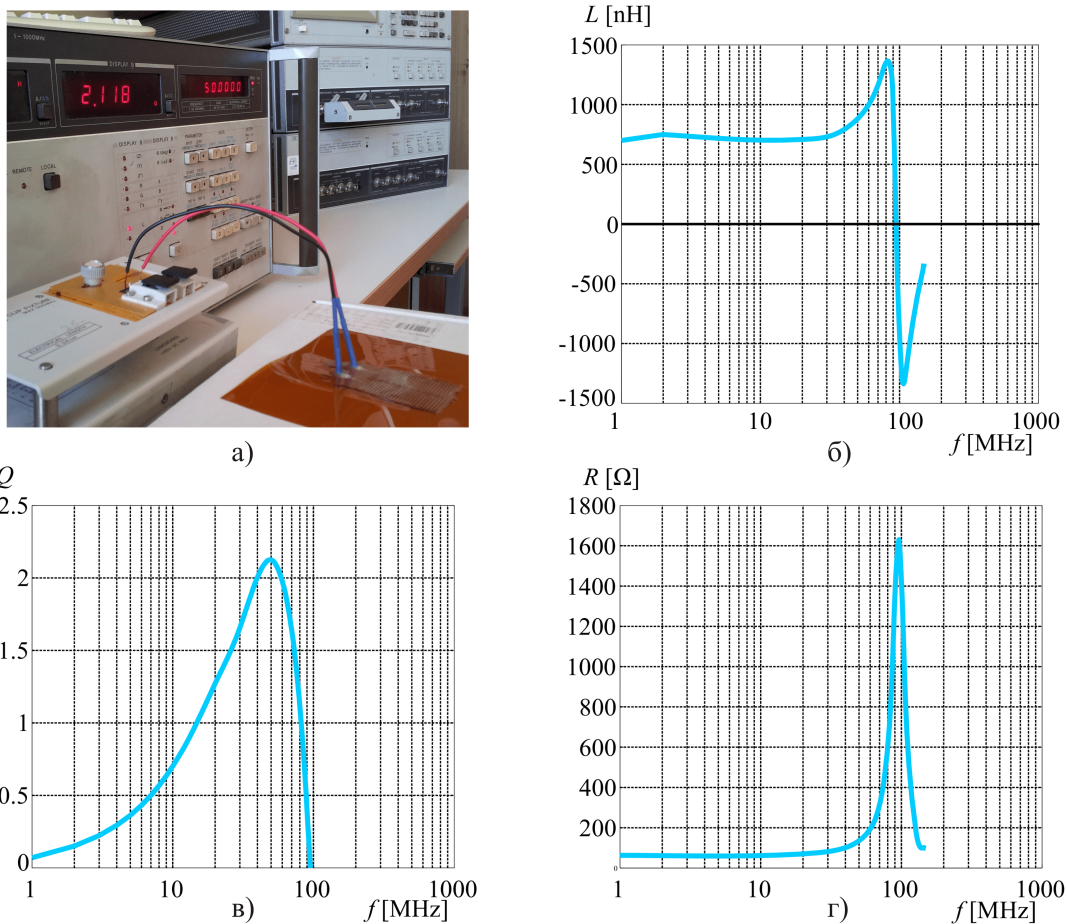
а)



б)

Слика 5.18: Детаљ индуктора фабрикованог у флексибилној технологији: а) слика увећана $20\times$, и б) *3D* модел снимљен профилометром

Како би се штампани слој заштитио од механичких оштећења од којих постоји опасност током карактеризације, преко њих је навучен диелектрични слој дебљине $1.5\ \text{mm}$. Заштитни слој представља једну врсту двокомпонентног лијепка, гдје



Слика 5.19: а) Карактеризација флексибилног индуктора; Измјерени параметри флексибилног индуктора: б) индуктивност, в) фактор добротe, и г) паразитна отпорност

је једна компонента смола а друга компонента активатор учвршћивач. Ширина проводне линије индуктора је 0,6 mm, док је укупна површина коју индуктор заузима 1693,44 mm². Димензије индуктора су $w=0,6$ mm, $l=50,4$ mm, $h=33,6$ mm, $s_1=1$ mm, $s_2=1$ mm и $r=1,2$ mm, гдје је свака од величина дефинисана на слици 5.17. Поменути детаљи, као и наведене димензије сабране су у табели 5.3.

Као и код узорка произведеног у технологији монолитних ИК, и овај индуктор прво је карактерисан профилометром. Резултати тог процеса приказани су на слици 5.18.

На слици 5.18а приказан је детаљ флексибилне проводне структуре увећан 20×. Тродимензиони приказ тог истог детаља приказан је на слици 5.18б. Неправилности које се виде изнад дијела покривеног каптоном су последица присуства мјехурића ваздуха унутар заштитног диелектричног слоја и нису од значаја за ова разматрања, па се могу занемарити.

Табела 5.4: Резултати карактеризације флексибилног индуктора

Параметар	Вриједност
Индуктивност	720 nH
Резонантна учестаност	92.2 MHz
Q-фактор	2.12 @ 50 MHz
Реални дио импедансе	68 Ω

Табела 5.5: Вриједности параметара произведених индуктора по јединици површине

Параметар	Флексибилна технологија	Технологија монолитних ИК
L/A [nH/mm ²]	0,43	26,92
R/A [Ω /mm ²]	0,04	31077
Широкопојасна примјена	Да	Да

Несавршености структуре индуктора у облику меандра очигледне су на ивицама кривих, гдје су видљиве варијације ширине проводне линије. Без обзира на ове недостатке, са слике 5.18 закључује се да је индуктор топологије меандар успјешно произведен у флексибилној технологији.

У овом случају карактеризација је извршена анализатором импедансе *HP4191A* произвођача *HP®*, а мјерна поставка приказана је на слици 5.19а. Резултати карактеризације приказани су на слици 5.19. Индуктивност је дата на слици 5.19б и износи 720 nH за учестаности до 30 MHz. Резонантна учестаност је 92,2 MHz. На слици 5.19в, види се да максимална вриједност Q-фактора при учестаности 50 MHz износи 2,12. Парзитна отпорност једнака је 60 Ω за учестаности до 30 MHz, као што се може видјети на слици 5.19г. Резултати карактеризације су скупљени и наведени у табели 5.4.

Као и код индуктора добијеног технолошким процесом монолитних ИК, и у овом случају је на слици 5.19 примјећено широкопојасно понашање, у смислу дефиниције из [7], раније детаљно коментарисане у одјељку 2.1.

С обзиром да није могуће директно поређење карактеристика индуктора произведеног у технологији монолитних ИК и индуктора произведеног у флексибилној технологији, у табели 5.5 дате су нормализоване вриједности индуктивности и парзитне отпорности по јединици површине. Такође, назначена је широкопојасна природа и једне и друге компоненте.

Сажетак поглавља

У овом поглављу изложена је теоријска позадина топологије меандар, описане њене предности и мане. Затим је описан поступак пројектовања једног таквог индуктора у технологији монолитних ИК. Темељно је представљена експериментална поставка искориштена за карактеризацију ове пасивне компоненте. На крају су дати резултати мјерења, упоређени са симулацијама и анализирани. Посебним експериментом анализирано је понашање компоненте у зависности од температурских промјена. Закључено је да је пројектована и фабрикована структура погодна за широкопојасне примјене, те да ју је, манипулацијом физичких параметара, могуће прилагодити некој од конкретних примјена. Да су наведене карактеристике посљедица топологије меандар потврђено је производњом индуктора исте топологије у технологији флексибилне подлоге.

Поглавље 6

Механичка карактеризација индуктора фабрикованог у силицијумској технологији

На основу свега изложеног у досадашњим поглављима дисертације, још једном је потврђена свеprisутност силицијума - како у смислу најновијих технологија, тако и у свакодневници. И када се помене силицијум или истраживање у вези са силицијумом и силицијумским компонентама, управо се и мисли на електронске уређаје који су на сваком кораку или, пак, на технологије које тек треба да превазиђу лабораторијске услове испитивања - прва асоцијација сигурно неће бити механичка својства овог минерала који је, засигурно, једно од главних обиљежја доба у којем живимо. Ипак, механичка својства силицијума (и, уопште, материјала) су веома значајна [62], јер се на основу тих података процјењује да ли је уређај довољно постојан да би могао да се примјењује у предвиђеној околини - вибрације, брзина, температура, итд. У сврху испуњавања тих услова, као и због заштите од електростатичког пражњења, користе се разни заштитни материјали. Тако је ИК са слике 5.9а пресвучено провидним заштитним слојем. Произвођач није навео никакве карактеристике за тај слој, па је циљ истраживања предузетог у овом поглављу упознати се са механичким карактеристикама материјала коришћеног за заштиту. Наравно, у контексту технологије интегрисаних кола било би занимљиво такође истражити и друга механичка својства силицијума и силицијумских кола, али с обзиром на ограниченост у доступности опреме у току израде дисертације, разматрања изложена у овом поглављу баве се наведеним циљем.

Прва испитивања механичких својстава материјала забиљежена су још у ври-

јеме античке Грчке, али је у контексту модерне науке тврдоћа материјала први пут формализована у првој половини деветнаестог вијека Мосовом скалом релативне тврдоће материјала [63]. Скала се састоји од десет степени названих бројевима од 1 до 10. Материјал означен бројем је тврђи од материјала означеног мањим бројем. Тако је дијамант означен бројем 10, а талк бројем 1. Нови материјал има тврдоћу већу од материјала на скали које може да огребе а мању од материјала који могу да оставе траг на том материјалу који се испитује. Тврдоћа материјала који се испитује је иста као код материјала са скале, ако један на другом могу да оставе траг. Значај механичких својстава материјала није умањен ни данас, с тим да су редови величина димензија објеката које је потребно анализирати с ове тачке гледишта вишеструко смањени. С обзиром да су силицијумске структуре, као што је показано у поглављу 5 величине неколико микрометара до неколико стотина микрометара, испитивање механичких својстава захтијева нанометарску прецизност.

Да би се потпуно разумјело о каквом природном феномену се овдје ради, потребно је размотрити како макроскопске, тако и микроскопске појаве. Наиме, под дејством спољашње силе на чврсто тијело, његови се молекули помјерају из равнотежних положаја. Таквом помјерају противе се међумолекулске силе које теже да молекуле задрже управо у равнотежним положајима. Овакво стање назива се напрегнутим, а карактерише се на макроскопском нивоу напонам, чија је димензија сила по јединици површине [64].

У одјелцима овог поглавља прво су представљене физичке величине којима се описују механичка својства материјала. Затим је, у одјелку 6.2, представљен теоријски метод кориштен за аквизију података о механичким својствима материјала, тзв. инструментализовано мјерење утискивања. У одјелку 6.3 описана је мјерна поставка, те уређаји кориштени за механичку карактеризацију заштитног слоја силицијумског ИК. Коначно, у посљедњем дијелу овог поглавља, одјелак 6.4, анализирани су добијени резултати.

6.1 Величине кориштене за опис механичких својстава материјала

Напон поменут у уводном дијелу поглавља и јединична деформација постигнута током напрезања материјала су погодније величине од силе и апсолутне де-

формације, зато што се не односе на јединичну површину и димензију, па самим тим нису у вези са обликом или димензијом тијела сачињеног од материјала који се посматра [64].

Напон σ представља силу по јединици површине замишљеног пресека тијела. При деформацијама у току који се површина пресека значајно мијења, треба разликовати номинални напон (силу по јединици почетне површине) од стварног напона (силу по јединици стварне - повећане или смањене - површине). Наиме, у општем случају, површина тијела на којој је спољна сила примијењена није иста прије и послје деформације. Уобичајено је да се под напоном сматра номинални напон, јер се он лакше одређује и има више практичног смисла. Напон се израчунава за сваку врсту напрезања и облик узорка, а у изразу за његово израчунавање фигуришу сила којом се дјелује на узорак и димензије узорка.

Деформација ϵ се, такође, израчунава за сваку врсту напрезања посебно, с тим да у изразу за њен прорачун не фигурише сила, него само промене димензија и првобитне димензије узорка. Тако се, на примјер, при сабијању и истезању цилиндричног узорка дуж његове подужне осе деформација дефинише изразом [64]:

$$\epsilon = \frac{\Delta L}{L}, \quad (6.1)$$

гдје је, наравно, ΔL промјена дужине, а L првобитна дужина узорка.

Јединична деформација представља однос апсолутне деформације и почетне димензије тијела дуж које се врши деформација. То је, дакле, бездимензиони број и изражава се у процентима.

На слици 6.1 приказан је примјер зависности напона од деформације. Од координатног почетка до тачке А крива је линеарна, што значи да у овој области важи Хуков закон. Тачка А представља границу пропорционалности. Област еластичних деформација је нешто већа од линеарне области, па тачка Б представља границу еластичности.

Деформације након тачке Б нису еластичне, односно након што престане дјеловање спољашње силе, тијело се не враћа у првобитан облик - штавише, деформисање тијела је олакшано. Новонастало стање постаје изразито у тачки В, која представља границу развлачења. Тачка Г представља тачку кидања, па се у тој тачки дефинише граница отпорности материјала. Највећи напон који материјал може да издржи назива се чврстоћа материјала.

6.1.1 Еластичност

Еластичне особине материјала описују се помоћу три модула еластичности [64]:

- Јанговим модулом - E ,
- модулом смицања - G и
- модулом стишљивости - B .

Јангов модул еластичности дефинише однос напона и деформације у области њихове пропорционалности:

$$E = \frac{\nu}{\epsilon} \quad (6.2)$$

Модул смицања представља везу између тангенцијалне силе примјењене по јединици површине тијела и угла смицања (увјања или увртања), и то на следећи начин:

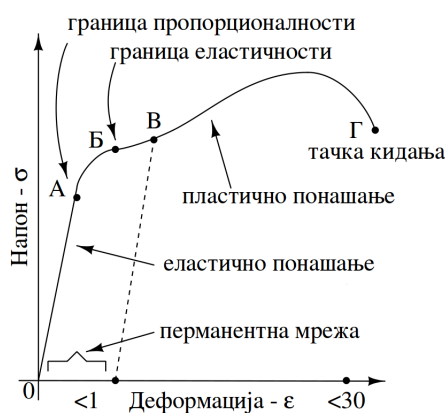
$$E = 2G(1 + \nu) \rightarrow G = \frac{E}{2(1 + \nu)} \quad (6.3)$$

Класичан примјер који се користи као модел приликом разматрања механичких својстава материјала јесте понашање металне шипке. У том случају Поасонов коефицијент, ν , дефинисан је као количник релативне деформације сужења шипке и релативног издужења при дјеловању нормалне силе на њу:

$$\nu = \frac{\Delta d/d}{\Delta l/l} \quad (6.4)$$

Коефицијент стишљивости, у складу са свим досадашњим изразима, дефинише се релацијом:

$$B = \frac{3(1 - \nu)}{E} \rightarrow B = \frac{3(1 - \nu)}{2G(1 + \nu)} \quad (6.5)$$



Слика 6.1: Зависност напона од деформације [64]

6.1.2 Пластичност

Пластичност материјала одређена је његовом нееластичном (иревверзибилном, трајном) деформацијом. Што је деформација већа, материјал је пластичнији. На примјер, изразита пласичност очекује се код влачних и ковних материјала - у првом случају при истезању а у другом случају при сабијању [64].

6.1.3 Чврстоћа

Чврстоћа материјала представља зависност напона напрезања и јединичне деформације приликом напрезања материјала [64].

6.1.4 Јачина

Јачина материјала одређена је енергијом по јединици запремине коју материјал може да прими прије него што подлегне лому. Карактерише се површином испод криве са слике 6.1, тј. представља интеграл напона σ [64].

6.1.5 Тврдоћа

Тврдоћа материјала је степен отпора спољном механичком дејству. Посебна врста тврдоће је микротврдоћа, која се квантитативно процјењује величином микроотиска који утискивач оставља у материјалу и израчунава се као количник примијењене силе оптерећења на утискивач и површине реализованог отиска [64]. Наравно, ова вриједност зависи од природе материјала, изабране мјерне методе, али и од услова спровођења ескперимента (на примјер, оптерећење на утискивач, припремљеност површине узорка, вријеме и брзина утискивања, радна температура). Уобичајен поступак је да се микротврдоћа одређује из трага који при утискивању у материјал оставља дијамантска пирамида или куглица.

Осим микротврдоће, интересантна је и микрокртост. То је најмање оптерећење на утискивач при којем се јављају прве пукотине око отиска.

6.1.6 Резилијентност

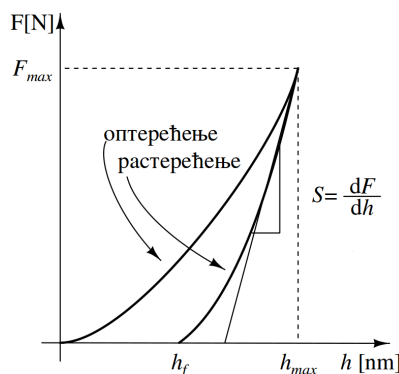
Резилијентност је одређена енергијом по јединици запремине коју материјал може да прими прије него што почне пластично да се деформише [64]. Као и јачина, ово својство се карактерише интегралом напона, али се разматра само праволинијски дио криве са слике 6.1. Најједноставнији начин за рачунање резилијентности представља површина троугла:

$$R = \frac{1}{2} \sigma_p \epsilon_p, \quad (6.6)$$

гдје σ_p представља напон на граници пропорционалности, а ϵ_p деформацију на граници пропорционалности. Другим ријечима, (ϵ_p, σ_p) су координате тачке А.

6.2 Инструментализовано мјерење утискивања

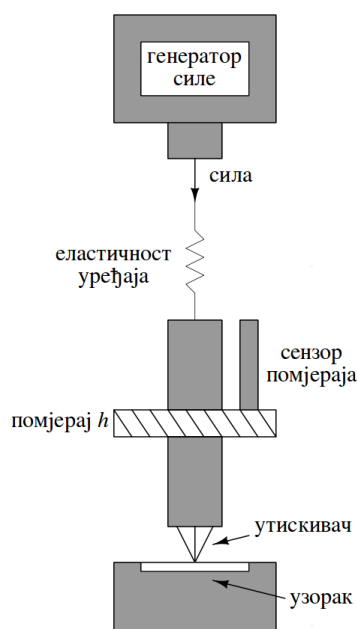
Инструментализовано мјерење утискивања (енгл. *Instrumented Indentation Testing* - *IIT*) представља релативно нову методу механичке карактеризације, а интересантна је зато што омогућава проширење могућности традиционалног мјерења тврдоће материјала. Метода је развијана у складу са захтјевима полупроводничке индустрије, посебно у контексту магнетских меморија. Иако примарно намијењена микроскопским димензијама, метода инструментализованог мјерења утискивања се може успјешно примијенити и на макроскопском нивоу [64]. Кориштењем конвенционалних метода није могуће доћи до података о механичким својствима свих материјала. Тако је метода инструментализованог мјерења утискивања стандардна за испитивање особина танких филмова и слојева, али и керамике, као и других материјала високе тврдоће [65]–[67].



Слика 6.2: Однос силе и дубине отиска приликом оптерећења и растерећења [68]

Инструментализовано мјерење утискивања омогућава мјерење дубине продирања, h , утискивача под утицајем примијењене силе, F , у току читавог циклуса карактеризације. Дакле, могуће је мјерење и пластичне и еластичне деформације материјала. На слици 6.2 приказана је типична хистерезисна крива која описује зависност примијењене силе и дубине утискивања. На слици 6.3 приказана је блок шема апаратуре за инструментализовано утискивање. Три су основне компоненте:

- утискивач специфичне геометрије, обично причвршћен за чврсти држач преко којег се преноси сила,
- побуђивач за примјену силе и
- сензор за мјерење помјераја утискивача.



Слика 6.3: Блок шема принципа рада уређаја *G200* [69]

Ово је метода високе резолуције, чиме је омогућено континуално надгледање и контрола оптерећења и положаја утискивача. Могуће је, наиме, примјењивати оптерећења од свега 1 pN и мјерити помјерања утискивача од свега 1 nm - наравно, у зависности од сваког појединачног система за испитивање.

Предност методе инструментализованог мјерења утискивања примарно представља чињеница да омогућава добијање веома тачно и у веома високој резолуцији података о зависности помјерања утискивача од оптерећења. Наиме, ова зависност садржи низ корисних информација, па је одатле могуће прорачунати велики број механичких параметара. Дакле, ова метода, посредно, омогућава врло тачно добијање података о механичким својствима материјала.

6.3 Карактеризација

У оквиру овог рада разматрају се структуре нанометарских димензија, па су размотрени само системи за инструментализовано мјерење утискивања на микроскопском нивоу. Они се међусобно разврставају према начину на који се сила примјењује на утискивач, те по начину на који се помјерај утискивача мјери. Силе се најчешће добијају на сљедеће начине:

- електроматнетски, помоћу калема и потребних магнетских додатака,
- електростатички, помоћу кондензатора са фиксираним или покретним плочама,
- пиезоелектрично.

И за мјерење помјераја постоји више различитих начина, помоћу:

- капацитивних сензора,
- линеарно промјенљивих диференцијалних трансформатора,
- ласерских интерферометара.

За потребе инструментализованог мјерења утискивања користи се више различитих облика утискивача, направљених од различитих материјала. Најчешће се израђују од дијаманта, који због своје високе тврдоће и модула еластичности смањује утицај утискивача на мјерене помјераје. Утискивачи могу да се израђују и од сафира, челика и других материјала ниже тврдоће, али је неопходно узети у обзир њихов утицај на добијене резултате.

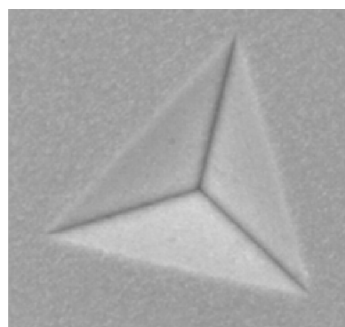
Од неколико врста геометрија утискивача присутних на тржишту, најчешће се користи Берковичев утискивач за испитивање тврдоће на микроскопском нивоу. Заједно са Викерсовим и Кноповим, и овај утискивач припада групи пирамидалних утискивача. Разлика је у томе што су два поменута у облику четворостране пирамиде, а Берковичев у облику тростране пирамиде. У практичном смислу, његова предност је што оставља отисак свог облика, чак и на врло малим размјерама.

Опсези и резолуције инструмената су различити и зависе од избора утискивача, начина мјерења помјераја, те начина на који се реализује примјена силе - једном ријечју, од конкретног уређаја.

Карактеризација механичких својстава заштитног слоја силицијумског ИК које садржи структуру представљену у поглављу 5 спроведена је кориштењем уређаја *G200*. Уређај приказан на слици 6.5 силу генерише електромагнетским приступом.



а)



б)

Слика 6.4: Берковичев утискивач

Примијењена је сила, стога, директно пропорционална струји која се пропушта кроз калеме. На овај начин добија се номинална резолуција од 50 pN, док је резолуција помјераја мања од 0,1 nm. Кориштен је Берковичев утискивач, дакле утискивач пирамидалног типа, чије стране затварају угао од $65,27^\circ$. Опис уређаја, принципа рада, као и основни практични примјери доступни су у књизи [64], а сви детаљи могу се пронаћи у документацији произвођача *Keysight®* [69].



Слика 6.5: Уређај за мјерење утискивања *G200*

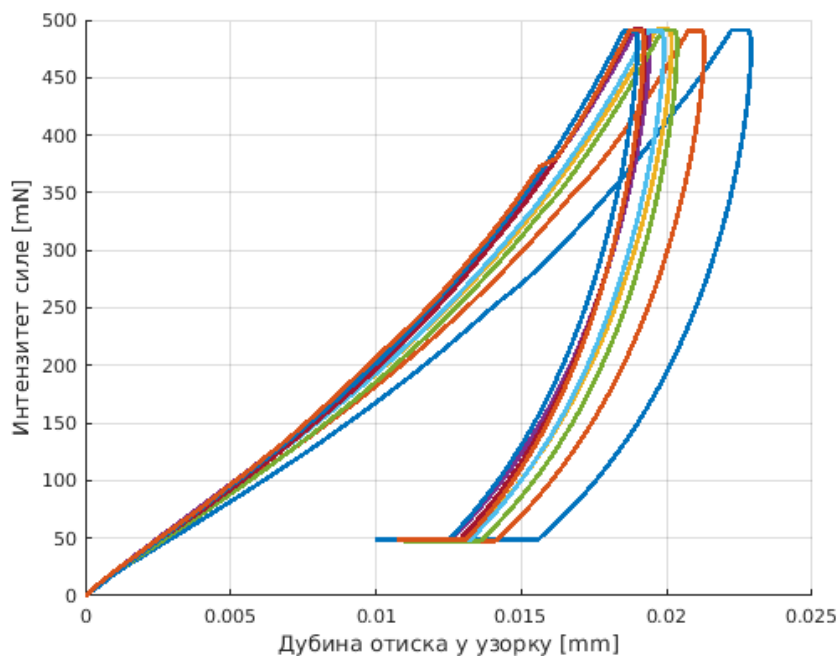
Мјерење методом инструментализованог мјерења утискивања на силицијумском ИК, односно, његовом провидном заштитном слоју, урађено је у девет итерација, тј. експеримената.

Табела 6.1: Кориштене вриједности параметара уређаја *G200*

Параметар	Вриједност
максимална сила [mN]	500
брзина током приласка [$\frac{nm}{s}$]	10
вријеме до максималног оптерећења [s]	15
вријеме задржавања [s]	1
Поасонов коефицијент	0,35

За сваки од експеримената уређај је био подешен истовјетно. Конкретне вриједности параметара дате су у табели 6.1.

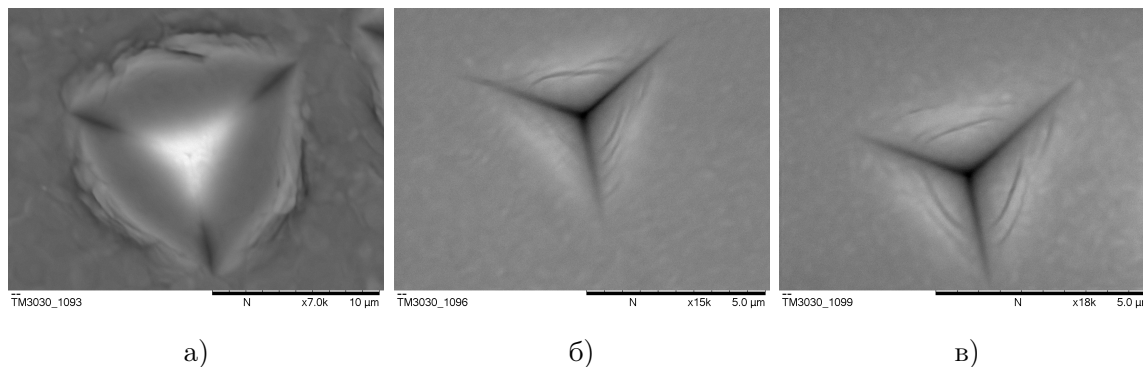
У складу са доступним узорцима, те наведеним спецификацијама експеримента, на слици 6.6 приказане су хистерезисне криве оптерећења и растерећења материјала од којег се састоји заштитни слој, добијене наноиндетацијом. Утискивање је вршено на истом интегрисаном колу, али не на истом мјесту. Наиме, да би се избјегло утицај утискивања вршеног током претходног експеримента на понашање материјала током наредног утискивања, неопходно је довољно удаљити локације утискивања.



Слика 6.6: Криве оптерећења-растерећења

На слици 6.7 приказани су отисци Берковичевог врха настали индетацијом

испитиваног материјала. Сlike су добијене различитим увећањима (од $7000\times$ до $18000\times$), помоћу електронског микроскопа *Hitachi TM3030*. Снимци су урађени накнадно, тако да приказују стање материјала након завршених експеримената утискивања и представљају трагове настале примјеном силе 500 mN .



Слика 6.7: Отисци Берковичевог врха у заштитном слоју при различитим увећањима: а) $7000\times$, б) $15000\times$ и $18000\times$

6.4 Анализа добијених резултата

Криве оптерећења-растерећења представљене на слици 6.6, осим што омогућавају прорачун модула еластичности и тврдоће материјала, такође омогућавају идентификацију евентуалних нелинеарних ефеката, као што су кидање и фазна трансформација. У случајевима који се разматрају у овом поглављу, нелинеарни ефекти нису присутни.

На слици 6.6 уочљиве су четири области сваке од приказаних кривих:

- оптерећење,
- задржавање при максимално оптерећењу,
- растерећење,
- задржавање при нултом оптерећењу.

Подешена вриједност за максимално оптерећење од 500 mN (табела 6.1) представља највећу могућу силу коју овај уређај може да примјени. Максимална дубина продирања за свих девет извршених експеримената креће се у границама између $19\text{ }\mu\text{m}$ и $22,87\text{ }\mu\text{m}$. Средња вриједност максималне дубине продирања је $20,16\text{ }\mu\text{m}$, при стандардној девијацији $1,25\text{ }\mu\text{m}$.

Друга област по реду на слици 6.6, настаје као посљедица задржавања врха

Табела 6.2: Средње вриједности појединих параметара добијене након девет експерименталних

Параметар	Вриједност
Јангов модул [GPa]	1,488
тврдоћа [GPa]	0,063
измјерена сила при максималном оптерећењу [mN]	484,644
максимална дубина [μm]	20,16

утискивача под максималним оптерећењем у трајању од 1 s. Уочљиво је да се дубина продирања повећава при константном оптерећењу, што представља појаву која се назива, у недостатку одговарајућег превода, енглеском ријечју: *creep*. Трећа област криве представља растерећење заштитног слоја. До престанка дјеловања притиска утискивача на површину материјала долази при дубини продирања од око 15 μm . Током периода задржавања при нултом оптерећењу, материјал се опоравља све до око 10 μm , што у ствари представља трајну деформацију површине.

У сврху лакшег формирања закључака, резултати добијени механичком карактеризацијом заштитног слоја силицијумског ИК скупљени су у табели 6.2. Због прегледности, дате су средње вриједности измјерених параметара.

Након спроведеног експеримента те анализе добијених резултата, закључује се да је заштитни материјал, у условима описане врсте лабораторијског тестирања, успјешно заштитио ИК.

Сажетак поглавља

У овом, шестом по реду, поглављу представљена су основна механичка својства материјала, те параметри који се користе за њихов опис. Потом су представљени основи метода инструментализованог мјерења утискивања, те основни принципи рада уређаја *G200*. Користећи управо тај наноиндентер, испитана су механичка својства непознатог материјала од којег је сачињен заштитни слој силицијумског ИК описаног у поглављу 5. Тако су снимљене криве оптерећења-растерећења, а резултати су приказани графички и табеларно, те коментарисани.

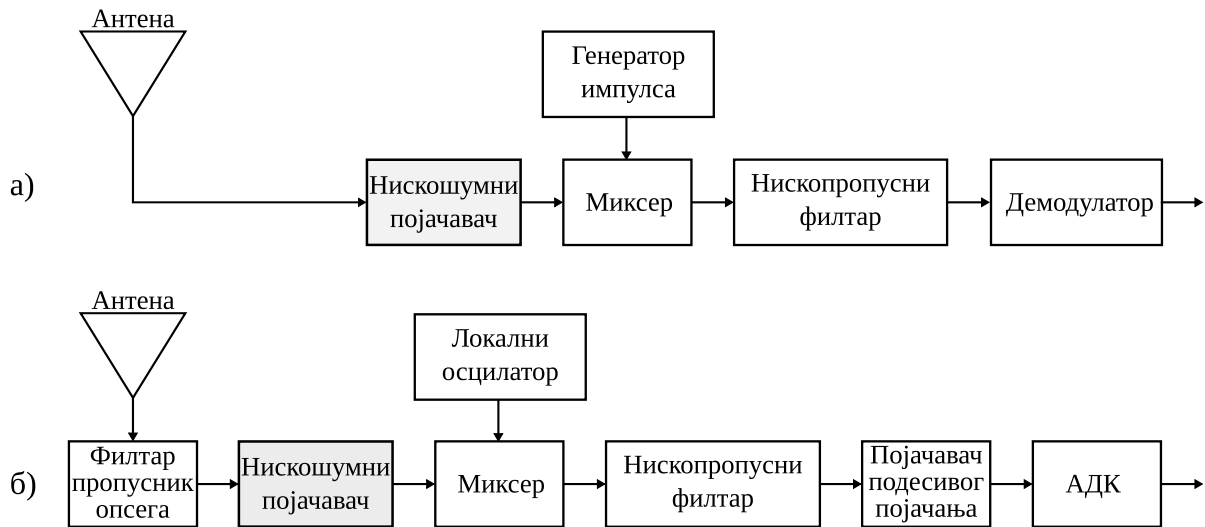
Поглавље 7

Пројектовање и карактеризација нискошумног појачавача

Са аспекта реализације два су приступа пројектовању комуникационих система који користе предности широкопојасног стандарда (оквирно описаног у поглављу 2.2): импулсни широкопојасни приступ (енгл. *impulse-radio ultra-wideband - IR-UWB*), приказан на слици 7.1а; и пренос са фреквенцијским мултиплексирањем вишеструких ортогоналних носилаца (енгл. *Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing - MB-OFDM*), приказан на слици 7.1б. У првом случају пренос података се заснива на веома кратким импулсима, чиме се покрива читав доступни опсег или подопсег. У другом случају, доступни опсег дијели се на одређен број канала [70].

Независно од архитектуре система, широкопојасни нискошумни појачавач је обавезан први степен сваког пријемника [7]. Такав појачавач мора да испуни неколико веома стриктних захтјева, као што су широкопојасно прилагођење улаза, довољно велики степен појачања на широком опсегу учестаности, низак ниво шума, итд [7],[71]. Током посљедње двије деценије, показано је на много примјера да стандардна технологија монолитних ИК представља стандард за реализацију система намијењених за рад у РФ опсезима [1],[24]-[25]. Стога је избор стандардне 130 nm технологије монолитних ИК за реализацију нискошумног појачавача потпуно оправдан.

У одјелјку 7.1 укратко су представљене физичке величине које се користе за спецификацију, али и опис перформанси широкопојасних кола. Материјал изложен у том одјелјку се, у одређеној мјери, надовезује на појмове размотрене у погла-



Слика 7.1: Архитектура комуникационих система у ултра-широкопојасној технологији: а) импулсни широкопојасни приступ и б) *OFDM*

вљу 3. Резултати тренутно актуелних истраживања на тему широкопојасних нискошумних појачавача изложени су у одјелку 7.2. У остатку овог поглавља дат је опширнији преглед истраживања на тему пројектовања нискошумног појачавача за широкопојасне примјене, први пут објављеног у [72]. Приступ пројектовању описан је у одјелку 7.3, а поступак и резултати карактеризације у одјелку 7.4. Коначно, резултати мјерења су упоређени са резултатима симулације након екстракције паразита, анализирани и коментарисани у одјелку 7.5.

7.1 Величине кориштене за опис перформанси нискошумног појачавача

Да би се специфицирале перформансе широкопојасног појачавача користе се слични појмови како код ускопојасних појачавача [73], као што су појачање, фактор шума и прилагођење на улазу. Суштинска разлика лежи у чињеници да сви ти захтјеви морају да буду испоштовани у значајном већем опсегу фреквенција [1]. На примјер, према Боде-Фаноовом критеријуму [59] није могуће обезбиједити произвољно малу вриједност коефицијента рефлексије $\Gamma(\omega)$ унутар произвољно широког фреквенцијског опсега ако постоји реактивна компонента у колу оптерећења. Из овог разматрања слиједи да широкопојасни појачавач карактерише већа вриједност коефицијента рефлексије у односу на ускопојасни при истим димензијама транзистора. Због тога се у овој области пројектовања ИК за опис перформанси

користе величине преузете из микроталасне технике [1],[23]. Наравно, нешто другачије вриједности тих величина представљају стандард у случају широкопојасне технологије [74].

7.1.1 Параметри расијања

У одјелку 5.1.1 дефинисана је матрица расијања на примјеру двопрístupне мреже. С обзиром да појачавач представља управо двопрístupну мрежу, матрица расијања димензија 2×2 потпуно описује његово понашање у опсегу учестаности од интереса:

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}. \quad (7.1)$$

У контексту нискошумног појачавача, поједини чланови матрице расијања добијају физичко значење како слиједи:

- S_{11} - прилагођење импедансе на улазу појачава,
- S_{12} - мјера унилатералности склопа, тј. колико варијације на излазу узроковане спољним ефектима утичу на улаз,
- S_{21} - појачање - напона или снаге, у зависности од тога простирање кроз коло које од те двије величине се разматра. У сваком случају, с обзиром да се ради о односу излаза и улаза, овај параметар представља „неку врсту појачања” [23].
- S_{22} - прилагођење импедансе на излазу појачавача.

Општи захтјеви за вриједностима у случају нискошумног појачавача су такви да S_{11} , S_{12} и S_{22} треба да буду што мањи, а појачање које се огледа у S_{21} треба да буде што веће.

Чешће кориштени, логаритамски, облик ових параметара добија се у складу са једначином 5.10.

7.1.2 Фактор шума

Излазни сигнал представља суперпозицију сигнала очекиваног на излазу и интерно генерисаног шума. Дакле, разлика између сигнала који се на основу прилагођења и појачања очекује на излазу и сигнала који се заиста добија на излазу јесте посљедица свеприсутности шума. Шум који потиче из околине могуће је одређеним техникама свести на занемарљив ниво. Шум који настаје интерно, као

посљедица физичких процеса унутар самих компонената поставља доњу границу минималне амплитуде сигнала који се може појачати. Три значајна извора шума у електричним уређајима су термички (бијели), Шоткијев (енгл. *shot*) и тзв. енгл. *flicker* шум [23].

За разлику од често коришћеног односа сигнал-шум, за потребе пројектовања РФ ИК, параметар који се користи за представљање информације о интерно генерисаном шуму јесте фактор шума (енгл. *noise factor*), обично означен са F . Фактор шума представља однос између односа сигнал-шум на излазу мреже и односа сигнал-шум на улазу мреже:

$$F = \frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{output}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{input}}. \quad (7.2)$$

Логаритамски облик фактор шума (енгл. *noise figure*) се обиљежава са NF , и дефинише се на следећи начин:

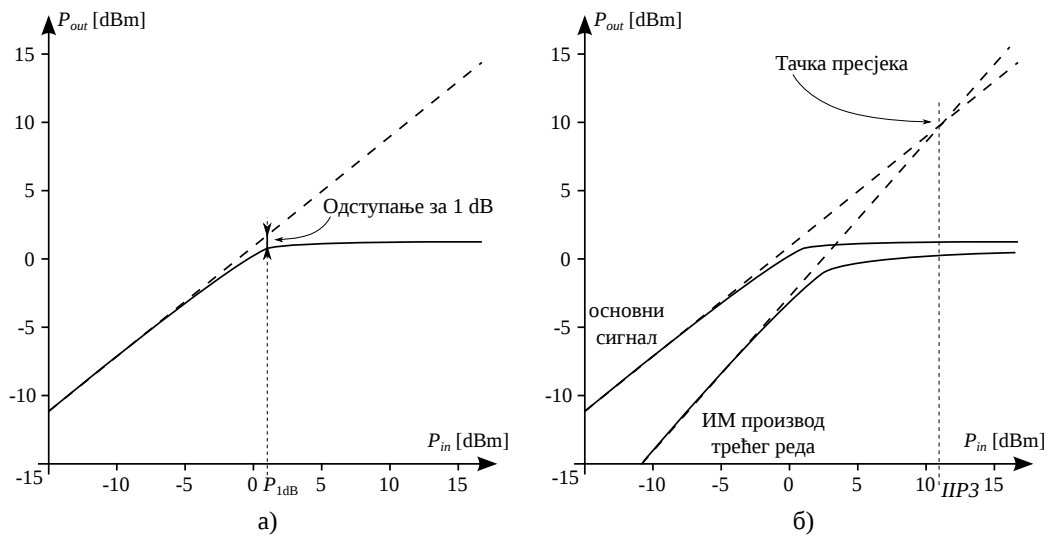
$$NF = 10 \cdot \log(F). \quad (7.3)$$

Овај, децибелски, облик се чешће користи.

7.1.3 Линеарност

Како му је намјена појачање сигнала веома малих амплитуда, при појави већих амплитуда на улазу нискошумног појачавача може доћи до засићења излаза кола. Неопходно је, дакле, да се обезбиди да радна тачка склопа буде у линеарној области преносне карактеристике. Наравно, овако нешто је могуће само до одређене границе, тј. до неке граничне вриједности. Стога је интересантно дефинисати максималну амплитуду сигнала при којој склоп задржава константно појачање.

У ову сврху користе се два параметра: тачка слабљења појачања нелинеарног система за 1 dB (енгл. *1 dB compression point* - P_{1dB}) и тачка пресека интермодулацијских производа трећег реда и корисног сигнала посматрана на улазу (енгл. *input-referred third order intermodulation intercept point* - $IIP3$). Први параметар представља формализацију концепта изложеног у претходном пасусу, с обзиром да представља горњу границу снаге улазног сигнала за коју се на излазу појачавача добија очекивани излазни сигнал. Наиме, како радна тачка појачавача прелази у област засићења преносне карактеристике, степен појачања почиње да опада. Као граница између линеарне и области засићења преносне карактеристике узима



Слика 7.2: Примјери одређивања вриједности мјера линеарности: а) P_{1dB} и б) $IIP3$ [1]

се она снага улазног сигнала за коју је снага добијеног излазног сигнала мања од снаге очекиваног излазног сигнала за тачно 1 dB. Примјер одређивања P_{1dB} је приказан на слици 7.2а.

Други параметар, $IIP3$, је неопходан како би се током пројектовања, а касније и карактеризације, у обзир узео утицај интермодулацијских (ИМ) производа (енгл. *intermodulation products* - *IM*). Наиме, као последица присуства два простопериодична сигнала блиских учестаности, f_1 и f_2 , на улазу кола јављају се ИМ производи, тј. сигнали на учестаностима $m \cdot f_1 \pm n \cdot f_2$, при чему важи: $m, n = \{0, 1, 2, \dots\}$. ИМ производи другог реда се лако филтрирају, међутим производи трећег реда: $2 \cdot f_1 - f_2$ и $2 \cdot f_2 - f_1$ - падају унутар опсега од интереса и потенцијално представљају озбиљан проблем у погледу линеарности. Вриједност параметра $IIP3$ добија се на сљедећи начин. Прво се два простопериодична сигнала блиских учестаности суперпонирана доведу на улаз кола. Затим се прикаже излазна снага сигнала на основној учестаности за коју се врши мјерење у зависности од улазне снаге. На истом графику се прикаже и излазна снага ИМ производа трећег реда. Екстраполацијом те двије криве добија се тачка пресека. Очитавањем вриједности улазне снаге у тачки пресека добија се вриједност $IIP3$. Примјер одређивања $IIP3$ приказан је на слици 7.2б.

Ове двије величине приближно су повезане релацијом [1]:

$$IIP3 - P_{1dB} = 9.6 \text{ dB}, \quad (7.4)$$

под условом да се све нелинеарности реда већег од 3 могу занемарити.

7.1.4 Стабилност

Још један режим рада у који појачавач никако не смије да уђе јесте осциловање. Због тога је потребно обратити пажњу на стабилност кола. Могуће је одржавати коло стабилним за произвољно висок ниво снаге на улазу - што је познато као безусловна стабилност (енгл. *unconditional stability*). Постоји много различитих мјера стабилности кола, али у оквиру истраживања спроведених за потребе ове дисертације кориштени су геометријски параметри μ и μ' . Први параметар представља удаљеност од средишта Смитовог дијаграма до области у којој долази до нестабилности узроковане оптерећењем. Рачуна се на сљедећи начин [59]:

$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta S_{11}^*| + |S_{12}S_{21}|}, \quad (7.5)$$

гдје је:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (7.6)$$

Други параметар, μ' , представља удаљеност од средишта до области у којој долази до нестабилности узроковане генератором улазног сигнала. Рачуна се на сљедећи начин:

$$\mu' = \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta S_{22}^*| + |S_{12}S_{21}|}. \quad (7.7)$$

Двоприступна мрежа је безусловно стабилна ако вриједи $\mu > 1$ и $\mu' > 1$ [59].

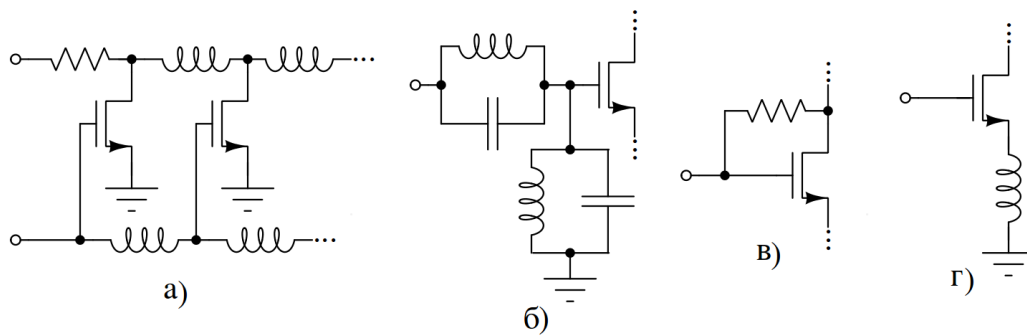
7.2 Преглед литературе

Основни захтјев сваког широкопојасног пријемника, па самим тим и сваког нискошумног појачавача - с обзиром на разматрања изложена у уводу овог поглавља - јесте рад у фреквенцијском опсегу значајне ширине. У зависности од избора архитектуре, опсег у којем нискошумни појачавач треба да ради најчешће је приближно један од сљедећих:

- 3.1 - 5 GHz,
- 6 - 10.6 GHz, или
- 3.1 - 10.6 GHz.

Нискошумни појачавачи се могу разврстати и по топологији примјењеној за пројектовање кола којим би се задовољили потребни захтјеви. У литератури је присутна груба подјела на појачаваче [75]:

- добијене расподијељеним приступом,
- са филтрима на улазу,



Слика 7.3: Подјела нискошумних појачавача према топологији [75]: појачавачи а) добијени расподијељеним приступом, б) са филтрима на улазу, в) са повратном спрегом, г) у споју са заједничким гејтом

- са повратном спрегом, и
- у споју са заједничким гејтом.

Наведене четири врсте реализације приказане су на слици 7.3 на највишем нивоу апстракције. Појачавачи добијени расподијељеним приступом, слика 7.3а, обезбјеђују широкопојасне карактеристике, али количина дисипације снаге је по правилу велика. Наиме, због расподијељене природе више појачавачких степени, укупна струја поларизације је велика. Такође, како би се омогућила расподијељена природа неопходан је већи број индуктивних елемената унутар ИК, па је озбиљан недостатак ове топологије и велика површина коју заузима [75].

На слици 7.3б дат је основни приказ топологије са LC филтром пропусником опсега на улазу појачавача. Сврха филтра јесте да обезбједи прилагођење улаза на излаз антене од 50Ω у довољно широком фреквенцијском опсегу. У овом случају, улазна импеданса појачавача постаје један од елемената филтра. Оваква реализација је показала добре перформансе у погледу појачања и прилагођења, те малу потрошњу. Ипак, већи број реактивних елемената у путањи сигнала узрокује пораст фактора шума, те значајно повећање потребне површине силицијума [75].

На сликама 7.3в и 7.3г, приказане су основне идеје топологија појачавача са повратном спрегом и у споју са заједничким гејтом. Појачаваче реализоване топологијом приказаном на слици 7.3в карактерише висок степен прилагођења, те мала варијација степена појачања у опсегу. С друге стране, недостаци укључују веће вриједности фактора шума и снаге дисипације [75].

У случају приказаном на слици 7.3г, код појачавача са заједничким гејтом, улазна карактеристика зависи од геометрије транзистора и индуктивних елемената у колу генератора, тј. антене. И један и други параметар могуће је подесити тако да се добије широкопојасно прилагођење [75].

У [76] пројектован је широкопојасни нискошумни појачавач у 180 nm технологији монолитних ИК. Примјењена је топологија са RC повратном спрегом, те техника побољшања појачања. Појачавач садржи само једну индуктивну компоненту и читаво коло заузима површину од $0,91 \text{ mm}^2$. Приликом карактеризације добијени су сљедећи резултати. Трорецибелски опсег учестаности је од 1,1 до 5,6 GHz, при чему је добијена максимална вриједност S_{21} од 10,15 dB. Оба коефицијента рефлексије, и улазни и излазни, су мања од -10 dB у опсегу, а S_{12} је мањи од -25,5 dB. Резултати симулације након екстракције паразита су P_{1dB} вриједност од -10,5 dB на учестаности 3 GHz, те минимална вриједност NF од 4,05 dB на учестаности 4,92 GHz. Потрошња кола је измјерена и износи 28,54 mW, при чему је напон напајања 1,8 V.

Нискошумни појачавач описан у [77] омогућава избор активног опсега учестаности. Кориштена топологија је глобална или локална повратна спрега или комбинација, у зависности од подешавања. Повратна спрега је реализована кориштењем монолитних индуктора. Појачавач је пројектован у 90 nm технолошком процесу посебно намијењеном за РФ ИК и заузима површину силицијума од $0,56 \text{ mm}^2$. Карактеризацијом је утврђено да је радни опсег кола од 3,5 до 9,25 GHz. Појачање је у опсегу $15 \pm 3 \text{ dB}$, NF је $2,4 \pm 0,8 \text{ dB}$, а вриједности P_{1dB} су $-17,5 \pm 2,5 \text{ dBm}$. Напон напајања је 0,8 V, а измјерена је потрошња од 9,6 mW.

У [78] пројектован је двостепени нискошумни појачавач у споју са заједничким сорсом, при чему је примијењена позитивна поларизација подлоге (енгл. *forward body bias* - *FBB*) сваког од n -каналних транзистора. Кориштен је 90 nm стандардни процес. Опсег радних учестаности овог кола покрива скоро читав доступан UWB опсег, тачније од 3,5 до 10 GHz. На нивоу шеме, остварено је појачање $S_{21} > 20 \text{ dB}$ при потрошњи од 12,6 mW из извора напајања од 0,6 V. Такође, резултати симулације су и минимална вриједност NF од 1,7 dB, S_{11} мањи од -10 dB, те $IP3$ вриједност од -8 dBm.

Аутори су у [79] такође користили *FBB* технику, као и топологију са повратном везом - с тим да је у овом случају повратна веза активна. Основни циљ овог пројекта је веома мала потрошња, што је и постигнуто с обзиром да је дисипација свега 250 μW , при напону напајања од 0.5 V. Коло је пројектовано и произведено у стандардној 130 nm технологији, при чему заузима површину силицијума од $0,39 \text{ mm}^2$. Резултати карактеризације су: појачање 14 dB, NF минимално 4 dB, $IP3$ 10 dBm, а све то у радном опсегу од 0,6 до 4,2 GHz.

Радни опсег кола пројектованог у [80] је од 50 MHz до 10 GHz при чему је

кориштена топологија са резистивном повратном спрегом и π -мрежом за улазно прилагођавање. Потребно је нагласити да су аутори посебан труд посветили прилагођавању постојећих индуктора 130 nm технологије како би проширили опсег до наведених 10 GHz. Карактеризацијом је утврђено да су и S_{11} и S_{22} бољи од -10 dB, те да је појачање варијабилно од 10,32 до 13,28 dB. Мјерење фактора шума даје вриједности у опсегу од 3,29 до 6 dB, док су вриједности $IP3$ промјенљиве у опсегу од -3,2 до 6 dBm. Физичка реализација кола заузима површину силицијума од 0,77 mm². Измјерена је потрошња од 31,2 mW при напону напајања од 1,2 V.

На основу података представљених у претходних неколико пасуса и имајући у виду датуме објављивања референци које су послужиле као извори (2014-2017), може се закључити да широкопојасна примјена ИК представља активну област истраживања, веома интересантну са становишта пројектовања РФ ИК. Конкретно, пројектовање нискошумног појачавача намијењеног широкопојасној примјени као што је UWB је проблем на чијем рјешењу ради велики број истраживача широм свијета. Примјењују се различите технологије, топологије и приступи у покушају оптимизације перформанси и задовољења бројни и, често, опречних захтјева. Ти се захтјеви разликују од случаја до случаја, од примјене до примјене, па није могуће директно поредити појачаваче међусобно. Дакле, не постоји нека заједничка мјера, него је неопходно сагледати свако пројектовано коло у контексту конкретне примјене.

7.3 Поступак пројектовања

У наредних одјелјцима описан је поступак пројектовања нискошумног појачавача кориштењем алата компаније *Cadence Design Systems*[®]. Прво је размотрена топологија, а затим сваки од два појачавачка степена. Представљен је поступак цртања физичке реализације, те резултати постигнути симулацијама након екстракције паразитних елемената. Појачавач је произведен у стандардној 130 nm *CMOS* технологији.

7.3.1 Избор топологије

Захтјеви за перформансама ИК уопште су бројни, а као што је образложено у одјелјцима 7.1 и 7.2 број величина од интереса расте у случају широкопојасних примјена. Додатни проблем представља и чињеница да су многи од тих

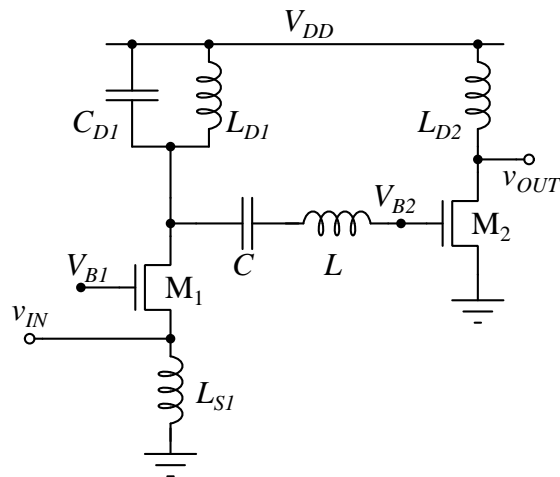
захтјева противрјечни. На примјер, да би појачавач био линеаран у што ширем опсегу, потребно је обезбиједити веће вриједности напона поларизације гејта (енгл. *overdrive*), тј. $V_{OD} = V_{GS} - V_T$. У том случају долази до пораста струја дрејна, па самим тим и потрошње из извора за напајање. Очигледно да су линеарност и мала потрошња опречни захтјеви. Аналогно, слични закључци се могу извести и за друге величине представљене у одјелку 7.1. Дакле, компромис између појединих захтјева игра значајну улогу када је процјена успјешности кола у питању. Због тога је флексибилност такође важна особина сваког склопа предвиђеног за производњу у технологији ИК.

У том контексту, од топологија укратко представљених у одјелку 7.2 најинтересантније су појачавач са резистивном повратном спрегом, слика 7.3в, и појачавач у споју са заједничким гејтом, слика 7.3г. Обје ове топологије омогућавају широкопојасно прилагођење улазног приступа, те пружају више степени слободе за потребе компромиса између великог броја опречних спецификација. У погледу захтјева за великим појачањем, перформансе ова два приступа реализацији су веома слични. Суштинска разлика између њих се јавља на вишим учестаностима гдје излазна капацитивност, C_L , има значајан утицај на улаз појачавача са повратном спрегом, што није случај код појачавача са заједничким гејтом, [7].

С друге стране, топологија заједничког гејта не може да пружи довољно квалитетне резултате по питању фактора шума у опсегу од интереса, а у највећем броју случаја ни производ појачање-опсег не одговара захтјевима. Због тога се ова топологија узима као први степен појачавача, а на њен излаз се, као други степен појачавача, додаје топологија заједничког сорса побољшана техником проширења опсега помоћу индуктора.

Предложена топологија је приказана на слици 7.4. Због једноставнијег објашњења, принцип рада је изложен у наредним одјелцима. Сваки од њих је посвећен по једном од основних кола која се уочавају на приложеној шеми: појачавач у споју са заједничким гејтом (први степен), филтар пропусник опсега (међустепен) и појачавач у споју са заједничким сорсом (други степен).

Два чвора која директно утичу на поларизацију појачавачких транзистора доступна су споља. На тај начин је омогућена прилагодљивост овог нискошумног појачавача и након фабрикације. Те везе нису приказане на слици 7.4 због једноставности шеме, али омогућавају фино подешавање радних тачака транзистора M_1 и M_2 постављањем напона V_{B1} и V_{B2} , респективно. Сврха овог корака је да се омогући компензација последица евентуалних процесних варијација.



Слика 7.4: Топологија пројектованог нискошумног појачавача

Подлога сваког од појачавачких транзистора је уземљена, али преко отпорника велике отпорности - тзв. техника пливајућег супстрата (енгл. *body floating*). На овај начин смањује се утицај супстратних струја на дрејн, чиме се укупни NF смањује за око 0.5 dB [74].

7.3.2 Први степен - појачавач са заједничким гејтом

Први степен појачавача састоји се од транзистора M_1 у споју са заједничким гејтом, индуктора L_{S1} у колу сорса и RLC резонантног кола у дрејну. За ову топологију приближно важи [20]:

$$Z_{in} \approx \frac{1}{g_m}, \quad (7.8)$$

гдје g_m представља транскондуктансу транзистора. Дакле, геометрија транзистора M_1 је подешена тако да, заједно са индуктором L_{S1} обезбиједи широкопојасно прилагођење улазног приступа, односно S_{11} , на 50 Ω . Тиме су избјегнуте рефлексије сигнала са улаза појачавача, као и утицај на РФ филтар који му евентуално претходи [20].

Напонско појачање транзистора у споју са заједничким гејтом дато је са [1]:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m \cdot r_{out} + 1}{2 \cdot \left(1 + \frac{r_{out}}{R_{D1}}\right)}, \quad (7.9)$$

гдје је r_{out} излазна отпорност транзистора, а R_{D1} представља отпорност у колу дрејна. Једначина (7.9), наравно, није егзактна, али је довољно добра апроксима-

ција за први прорачун, односно почетак итеративног процеса симулација. Отпорник R_{D1} није приказан на слици 7.4 зато што се у ствари састоји од паразитних отпорности садржаних у индуктору L_{D1} , кондензатору C_{D1} и металним везама између тих елемената. Иако је у почетку био предвиђен као посебна компонента, током итеративног процеса пројектовања је утврђено да ће екстраховане паразитне отпорности бити довољне.

Овај појачавачки степен служи и да подеси радну учестаност кола. Резонантно коло у дрејну које се састоји од реактивних елемената L_{D1} и C_{D1} , те паразитног отпорника R_{D1} омогућава подешавање резонантне учестаности. Самим тим је појачање представљено једначином (7.9) остварено у опсегу око те резонантне учестаности. Иако се у овом одјелку наводи независно, због једноставности излагања, неопходно је имати у виду да RLC коло није одвојено од остатка појачавача, те да на његов рад утичу како излазна импеданса транзистора M_1 , тако и улазна импеданса филтра пропусника опсега. Укључујући све ове елементе, резонантна учестаност је подешена на 5.8 GHz.

Приликом рада у области засићења, спектрална густина шума канала MOS транзистора дата је са [23]:

$$\overline{i_d^2} = 4 \cdot kT \cdot \gamma \cdot g_{d0} \cdot \Delta f, \quad (7.10)$$

гдје је g_{d0} кондуктанса између дрејна и сорса при $V_{DS} = 0$, а γ представља параметар (експериментално утврђене вриједности $\frac{2}{3}$) којим се моделује ова величина. Претходним изразом дат је доминантан извор шума у колу.

За случај нижих учестаности и доброг улазног прилагођења, фактор шума појачавача са заједничким гејтом рачуна се на сљедећи начин:

$$F = 1 + \gamma + 4 \frac{R_S}{R_L}, \quad (7.11)$$

што, даље, према једначини (7.3), даје и вриједност NF .

Важно је примјетити сљедећу зависности: повећањем отпорности у колу оптерећења, фактор шума асимптотски тежи вриједности $1 + \gamma$, при чему се овдје подразумијева постојање L_{S1} . Индуктор у колу сорса је неопходан, зато што би употреба резистивне компоненте довела до повећања фактора шума [1],[7],[23].

Примарна улога L_{S1} , дакле, јесте смањење фактора шума и због тога његова вриједност мора бити прецизно подешена. Да би се постигао довољан ниво прецизности, потребно је поновити поступак у неколико итерација. Почетна вриједност се одређује прелиминарним прорачуном, који је заснован на очигледној чињеници

да се разматрана пасивна мрежа састоји од L_{S1} и укупне капацитивности која се види из сорса M_1 . Еквивалентни кондензатор се састоји од: капацитивности стопице преко које се доводи улазни сигнал, C_{pad} ; паразитне капацитивности транзистора M_1 , C_{SB1} и C_{GS1} ; и паразитне капацитивности индуктора, C_{LS1} . Апроксимација првог реда даје [1]:

$$L_{S1} = \frac{2\pi f_{res}}{C_{pad} + C_{SB1} + C_{GS1} + C_{LS1}}, \quad (7.12)$$

гдје је са f_{res} означена учестаност на којој се резонанса јавља. У овом случају, једнака је резонантној учестаности RLC кола у дрејну транзистора M_1 , тј. 5,8 GHz.

Наравно, није могуће унапријед знати тачне вриједности, па је то разлог зашто је примјена израза (7.12) тек први корак. Коначна вриједност индуктивности L_{S1} добија се симулацијама у неколико итерација.

7.3.3 Други степен - појачавач са заједничким сорсом

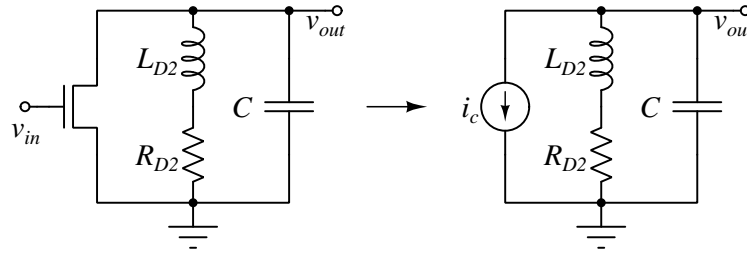
Други, излазни, степен појачавача састоји се од транзистора M_2 у споју са заједничким сорсом и његовог оптерећења, индуктора L_{D2} . Као и у претходном случају, и овдје је резонантно коло искориштено за подешавање радне учестаности, с тим да је овај пут реализовано помоћу присутног индуктора. Да би се појаснила улога индуктора у овом колу, позовимо се на одјељак 3.1, у којем је показано да је појачање резистивно оптерећеног транзистора у споју са заједничким сорсом дато производом транскондуктансе и отпорности отпорника у колу дрејна. Наиме, такав резултат се добија ако се претпостави $r_{out} \rightarrow \infty$ у једначини 3.3, што је оправдано у случају идеалног транзистора. Узимањем у обзир и капацитивности присутне на излазу кола са слике 3.3а у једначину 3.3, појачање кола добија и пол који узрокује опадање појачања са порастом учестаности:

$$A(s) = g_m \cdot \left(R \parallel \frac{1}{sC} \right). \quad (7.13)$$

јер, истовремено, и импеданса кондензатора опада.

Додавањем индуктора у коло, у једначину 7.13 уноси се нула, с обзиром да је индуктор компонента чија импеданса са порастом учестаности расте. Прецизним одабиром одговарајуће индуктивности могуће је постићи да укупна импеданса кола буде константна за шири опсег учестаности, тј. и за један дио учестаности већих од учестаности пола.

Такав приступ је познат као техника проширења пропусног опсега помоћу индуктора (енгл. *shunt-peaking technique* [23]). Нека је излазна капацитивност тран-



Слика 7.5: Еквивалентно коло другог степена појачавача

зистора M_2 са слике 7.4 урачуната у укупну капацитивност C , која представља и капацитивност наредног степена, те паразите индуктивности L_{D2} . Нека су омски губици индуктора представљени отпорником R_{D2} , па се еквивалентно коло другог степена пројектованог појачавача за наизмјеничне сигнале може приказати као на слици 7.5.

Под условом да је транзистор идеалан, преносна функција кола са слике 7.5 у ствари је преносна функција резонантног кола $R_{D2}L_{D2}C$, тј. дата је једначином:

$$Z(s) = (sL_{D2} + R_{D2}) \parallel \frac{1}{sC} = \frac{R_{D2} \left(s \frac{L_{D2}}{R_{D2}} + 1 \right)}{s^2 L_{D2} C + s R_{D2} C + 1} \quad (7.14)$$

Сада је појачање склопа са слике 3.3б, које и даље остаје једнако производу транс-кондуктансе и оптерећења у колу дрејна, могуће написати у фреквенцијском домену:

$$A = g_m \cdot Z(j\omega) = R_{D2} \sqrt{\frac{\left(\omega \frac{L_{D2}}{R_{D2}} \right)^2 + 1}{(1 - \omega^2 L_{D2} C)^2 + (\omega R_{D2} C)^2}} \quad (7.15)$$

За разлику од случаја када је транзистор био оптерећен RC колом, у случају када је оптерећење RLC коло, у једначини понашања постоји нула, односно један члан бројиоца једначине (7.15) је директно пропорционалан порасту учестаности. Такође, члан имениоца, $(1 - \omega^2 LC)$ доприноси порасту магнитуде импедансе Z за учестаности мање од резонантне, тј. $1/\sqrt{LC}$.

На овај начин, могуће је добити равну карактеристику појачања у опсегу ширем и до 70 %, у односу на случај када је оптерећење комбинација резистивне и капацитивне природе. Како се ради о широкопојасном појачавачу, Q -фактор индуктора не треба да буде велика вриједност [23].

Осим образложеног утицаја на појачање, L_{D2} директно одређује и коефицијент рефлексије на излазу, S_{22} . У комбинацији са паразитном капацитивношћу појачавачког транзистора, индуктор чини излазну импедансу појачавача. Подешавањем ове двије компоненте се, дакле, одређује у којој мјери је излаз прилагођен на потребних 50 Ω .

7.3.4 Филтар пропусник опсега

Прилагођење импедансе између два појачавачка степена обезбијеђено је реализацијом филтра пропусника опсега који се састоји од индуктора L и кондензатора C . Улога овог кондензатора је истовремено и раздвајање два степена за ниске учестаности, чиме је омогућена поларизација транзистора M_2 посебним колом (које није приказано на слици 7.4, због једноставности). Имајући у виду и ову другу на-мјену капацитивног елемента, те узевши у обзир утицај свих осталих компонената, филтар је пропусник опсега око централне учестаности 9.5 GHz.

Као и у претходна два одјелка, вриједности компонената L и C није могуће знати на основу самог прорачуна. Наиме, да би се постигла жељена резонантна учестаност, потребно је имати у виду да се наведена резонантна учестаност добија добро познатом једначином:

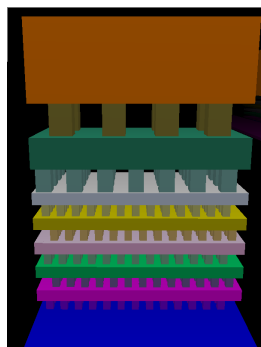
$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{ekv}}} \quad (7.16)$$

само ако се умјесто C уврсте све остале присутне капацитивност. Тек на тај начин формираном капацитивношћу C_{ekv} , кроз више итерација симулација, долази се до тачних вриједности компонената L и C .

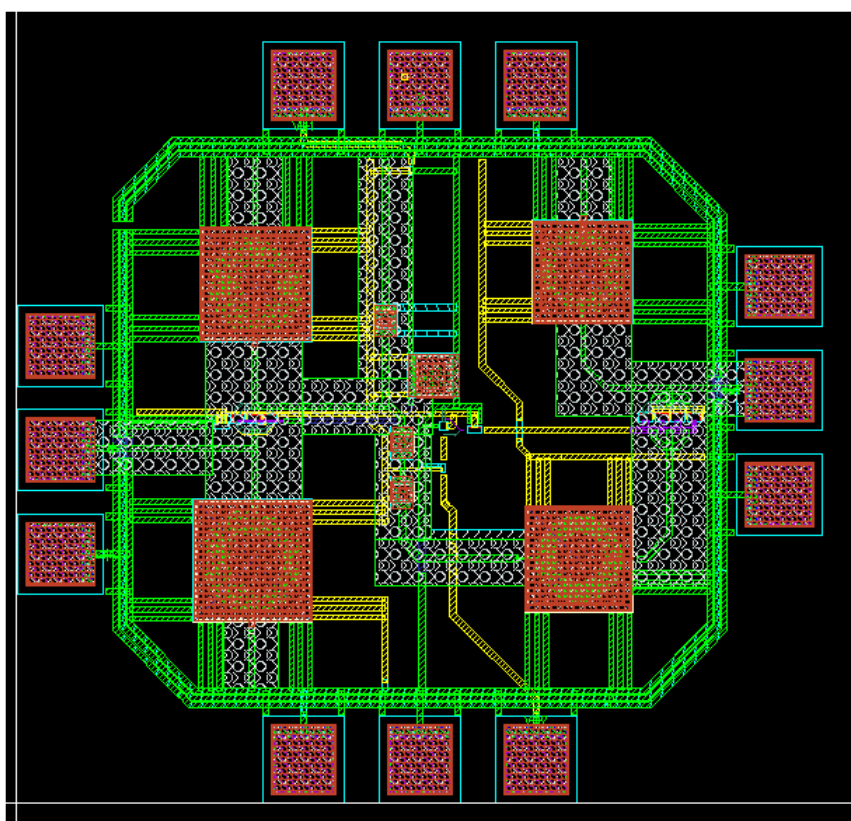
7.3.5 Физичка реализација

Кориштена 130 nm технологија има осам металних слојева, при чему су слојеви метала 7 и 8 нешто дебљи од осталих, као што се види на слици 7.6. Метали су на овој слици, као и свим сљедећим, нумерисани одоздо нагоре, тј. слој први одоздо је означен бројем 1 (слој 1), а метал први одозго бројем 8 (слој 8).

На слици 7.7 приказана је завршена физичка реализација онако како изгледа у



Слика 7.6: Слојеви метала кориштене технологије, тј. метализација - BEOL дио процеса



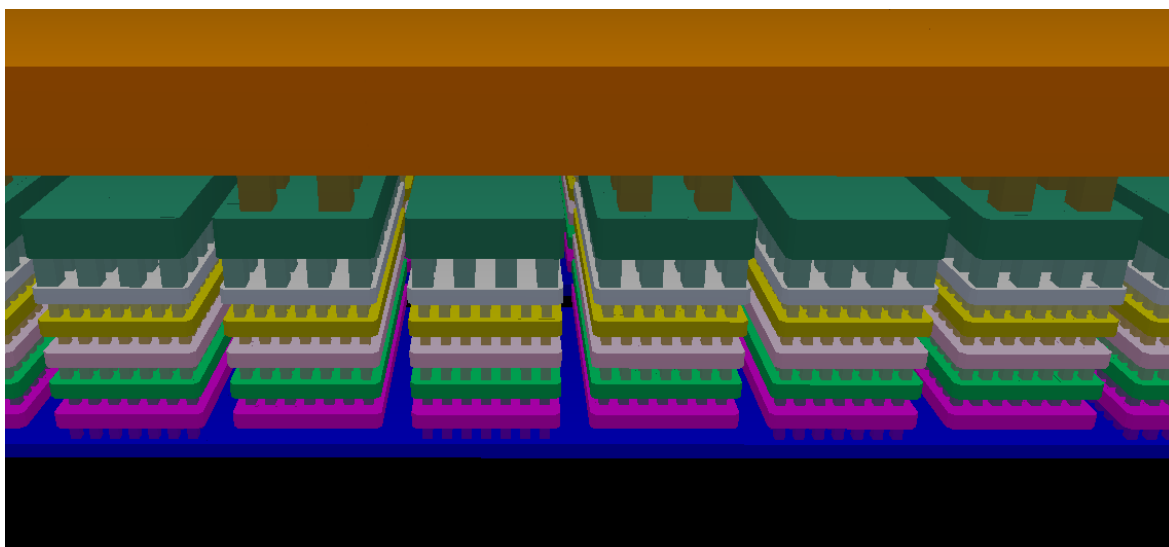
Слика 7.7: Нацрти маске за фабрикацију нискошумног појачавача (енгл. *layout*)

софтверу за цртање. Доминантна обиљежја су четири кориштена индуктора, два наест стопица и велики кондензатор који окружује појачавачко коло, формиран као вертикално учешљана структура слојева метала 1 и 8.

Четири кориштена индуктора су стандардни спирални индуктори, од којих је један и приказан на слици 4.6.

Тродимензиони приказ једног дијела учешљаног кондензатора приказан је на слици 7.8. Ова структура представља капацитивност спојену између напона напајања (слој 8) и референтне тачке, тј. масе (слој 1), а примарна намјена му је филтрирање сметњи у облику наглих промјена у напону напајања.

Већ током симулација на нивоу шеме, утицај стопица на перформансе нискошумног појачавача (поготово коефицијенте рефлексије) узет је у обзир, иако ни оне нису приказане на слици 7.4. На слици 7.7 уочљиве су четири групе од по три стопице. Лијева и десна тројка представљају улазни и излазни приступ појачавача, и обје су распореда маса-сигнал-маса. Тројке које се налазе испод и изнад кола су распореда напајање-маса-логички улаз (енгл. *power-ground-logic - PGL*).



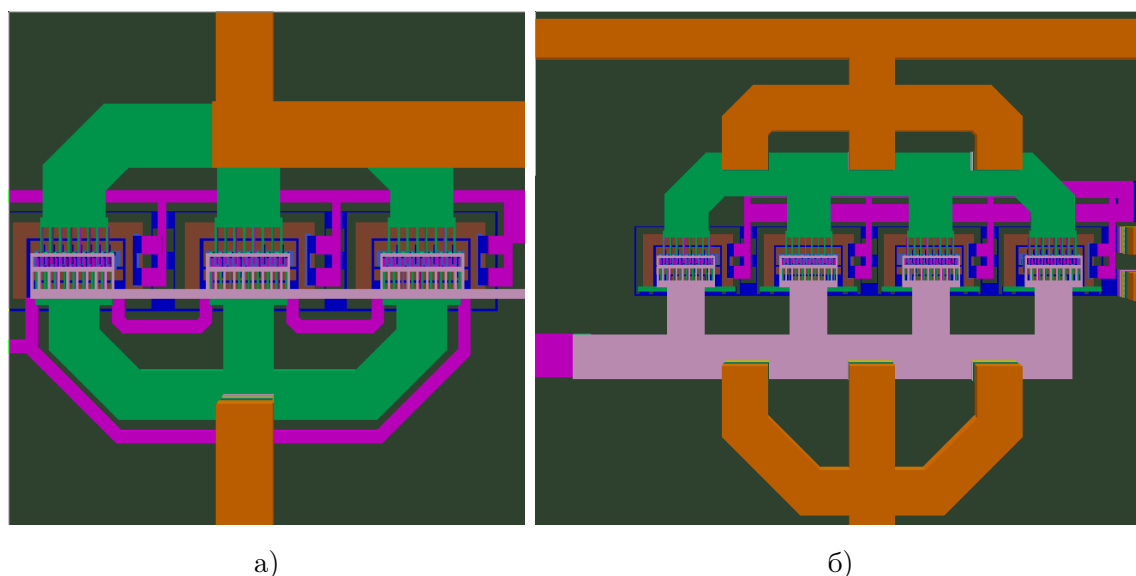
Слика 7.8: Вертикално учешљана структура између слојева метала 1 и 8 - кондензатор спојен између напона напајања и масе

То значи да је средња стопица у оба случаја спојена на масу, те да се преко лијеве колу доводи напон напајања. Десна стопица је искориштена за довођење одговарајућег напона поларизације за транзистор M_1 , односно M_2 . Дакле, подешавање улазног напона на ова два мјеста, могуће је мијењати положај радне тачке појачавачких транзистора. Напон напајања је спојен на двије супротне стране кола како би се осигурала равномјерна расподјела напонског нивоа у свим проводницима појачавача.

Оба појачавачка транзистора су реализована као паралелна веза више транзистора. Тако је обезбијеђен већи број канала, чиме је смањена ефективна отпорност гејта [22],[74]. Увећани приказ транзистора M_1 и M_2 дат је на слици 7.9.

Како су чињенице разматране у одјелјцима 3.1-3.2 узете у обзир током пројектовања овог појачавача, на слици 7.7 су уочљиве празне површине између компонента. Ипак, у складу са разматрањима изложеним у одјелјку 4.3, такву структуру не би било могуће произвести. Да би се задовољила ограничења у погледу густине метала у сваком од слојева, ове области су испуњене изолованим острвима.

У случају транзистора M_1 дошло је до ситуације коментарисане у одјелјку 4.3, тзв. ефекта антене. Транзистор је, будући први појачавачки степен који истовремено служи и за прилагођење, лоциран у непосредној близини стопице преко које се доводи улазни сигнал, дакле у лијевом дијелу слике 7.7. Да би уопште било могуће довести контакт на стопицу преко које се доводи једносмјерни напон V_{B1} за



Слика 7.9: Физичка реализација појачавачких транзистора: а) M_1 , и б) M_2

поларизацију овог транзистора, та се стопица налази у горњем дијелу слике 7.7. Услијед овакве ситуације било је неопходно реализовати изузетно дугу проводну линију од стопице V_{B1} до гејта транзистора. Због тога је дио те проводне линије, у непосредној брзини спорног гејта, реализован у вишем слоју, како је и приказано на слици 7.10. На тај начин је избјегнута описана опасност од превеликог потенцијала услијед прикупљених јона.

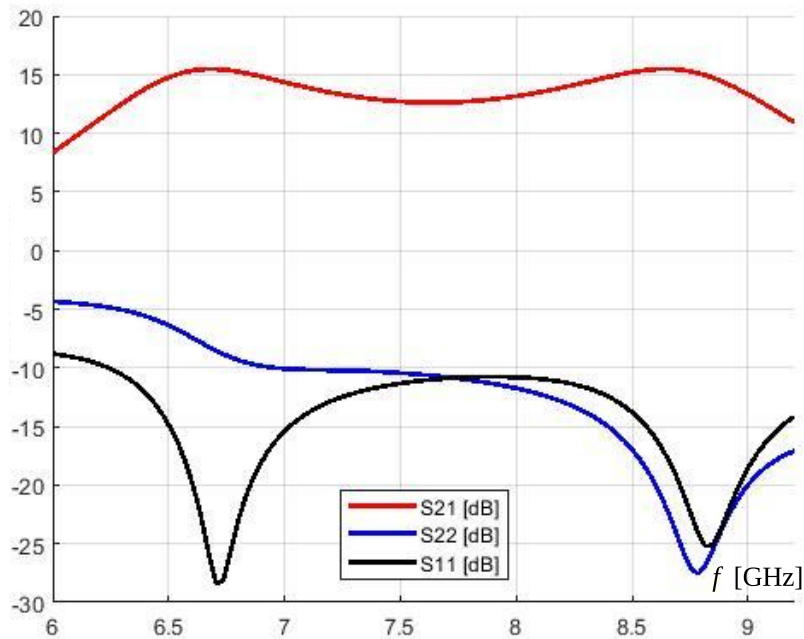
Површина комплетне структуре са слике 7.7 износи $0,89 \text{ mm}^2$, при чему велики дио тог простора чине стопице. Појачавач заузима површину од $0,66 \text{ mm}^2$.



Слика 7.10: Реализација заштите од ефекта антене

7.3.6 Резултати симулације након екстракције паразита

Посљедњи резултати параметара расијања и фактора шума прије фабрикације приказани су на сликама 7.11 и 7.12. У овом случају, номиналном, поларизација појачавачких транзистора је подешена на следећи начин. Напон на гејту транзистора M_1 износи $V_{B1} = 570 \text{ mV}$. Транзистор M_2 поларисан је посредством струјног огледала, чија је референтна грана спојена тако да $V_{B2} = 1,2 \text{ V}$ фактички представља њен напон напајања.

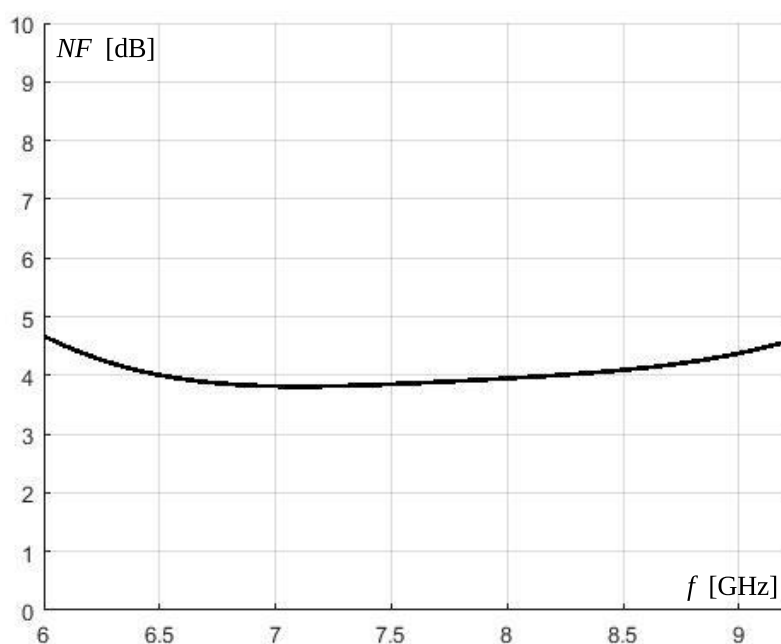


Слика 7.11: Параметри расијања, резултати симулације након екстракције паразита

Тродецибелски опсег је од 6,31 до 9,07 GHz, а максимално појачање унутар тог опсега износи 15,48 dB. Улазно прилагођење је мање од -10 dB за читав опсег, док је излазно прилагођење у једном дијелу опсега нешто изнад те вриједности. Ипак, у случају S_{22} ради се о прихватљивим вриједностима [74].

На слици 7.11 јасно су уочљиве двије резонантне учестаности, на око 6,6 GHz и 8,7 GHz. Овакво понашање последица је избора топологије, те прецизног подешавања вриједности компонената, како је објашњено у одјељцима 7.3.2–7.3.4.

Минимална вриједност фактора шума је 3,8 dB на учестаности 7,10 GHz. Потрошња кола је 18,41 mW, за напон напајања од 1,2 V. Мјере линеарности су приказане у табели 7.1.



Слика 7.12: Логаритамски фактор шума, NF , резултати симулације након екстракције паразита

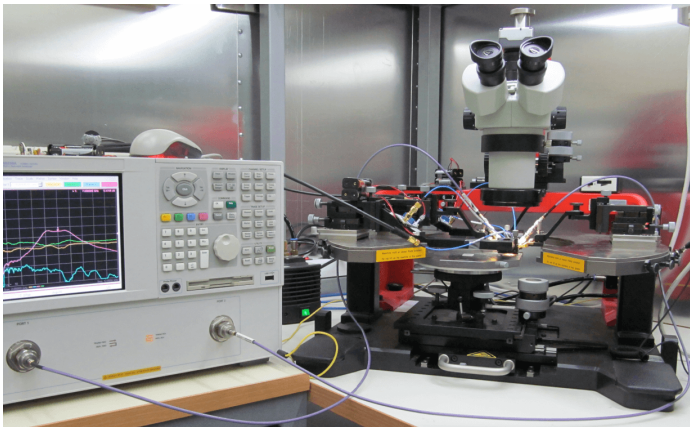
Табела 7.1: Линеарност појачавача добијена симулацијама након екстракције паразита

f [GHz]	6.4	7	7.6	8.2	8.8
$IIP3$ @ 50 MHz [dBm]	0.38	1.33	3.18	2.38	0.95
$IIP3$ @ 200 MHz [dBm]	0.92	1.27	3.25	2.59	1.00
P_{1dB} [dBm]	-8.68	-8.33	-6.35	-7.01	-8.6

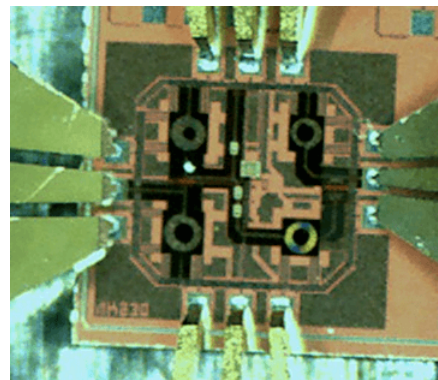
7.4 Карактеризација

Карактеризација је извршена директним приступом чипу опремом описаном у одјелку 5.4. Блок шема мјерне поставке је иста као на слици 5.10. Разлика се огледа у додатне двије сонде кориштене за напон напајања, те контролу радне тачке појачавачких транзистора, слика 7.13. Као и у случају карактеризације индуктора топологије меандар, прво је извршена калибрација мјерних уређаја, и то *SOLT* методом, такође описаном у одјелку 5.4.

На слици 7.14 приказана је фотографија појачавача током мјерења. За разлику од слике 7.7, овдје су острва метала којима је попуњаван празан простор видљива.



Слика 7.13: Мјерна поставка током карактерзације нискошумног појачавача



Слика 7.14: Фабриковани нискошумни појачавач под микроскопом - контакт остварен сондама

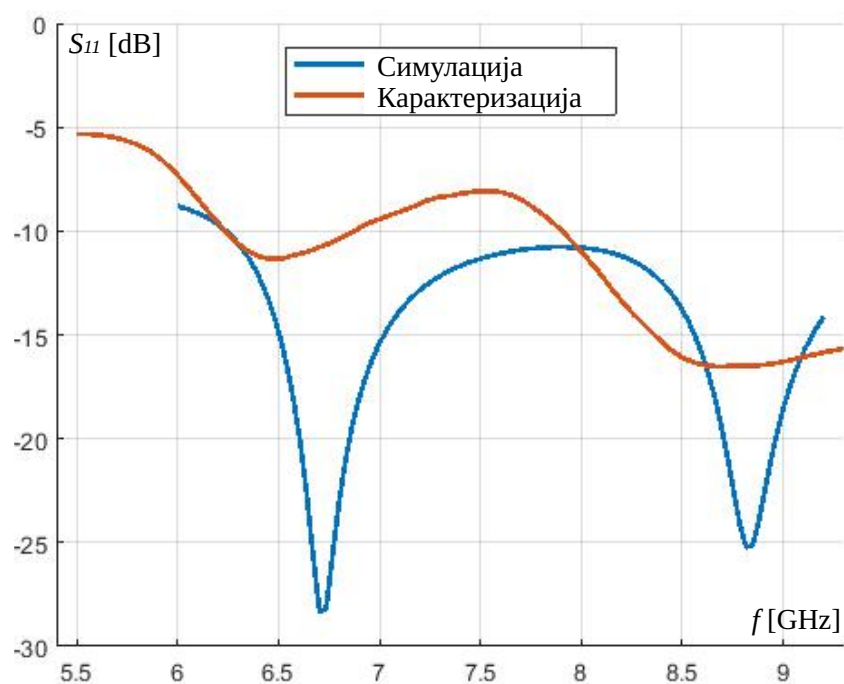
На сликама 7.15–7.17 представљени су резултати мјерења параметара расијања при вриједностима напона поларизације транзистора као што је наведено у одјелку 7.3.6 у поређењу са резултатима добијеним симулацијом након екстракције (већ виђеним на слици 7.11). Видљиво је одступање за мање од 10 % централне учестаности на све три карактеристике, то помјерањем према нижим учестаностима.

У номиниалном случају, слика 7.15, улазно прилагођење је нешто веће од -10 dB за средње учестаности (око 7.54 GHz), али задржава вриједност испод -10 dB у осталим дијеловима опсега. Са слике 7.16 може се очитати да је тродецибелски опсег у случају резултата карактеризације од 5.74 до 8.14 GHz, те да је максимална вриједност појачања смањена на 12,33 dB. Коефицијент рефлексије на излазу приказан је на слици 7.17 и резултати карактеризације и у овом случају одступају од резултата симулације, с тим да је овај параметар и даље у прихватљивим границама.

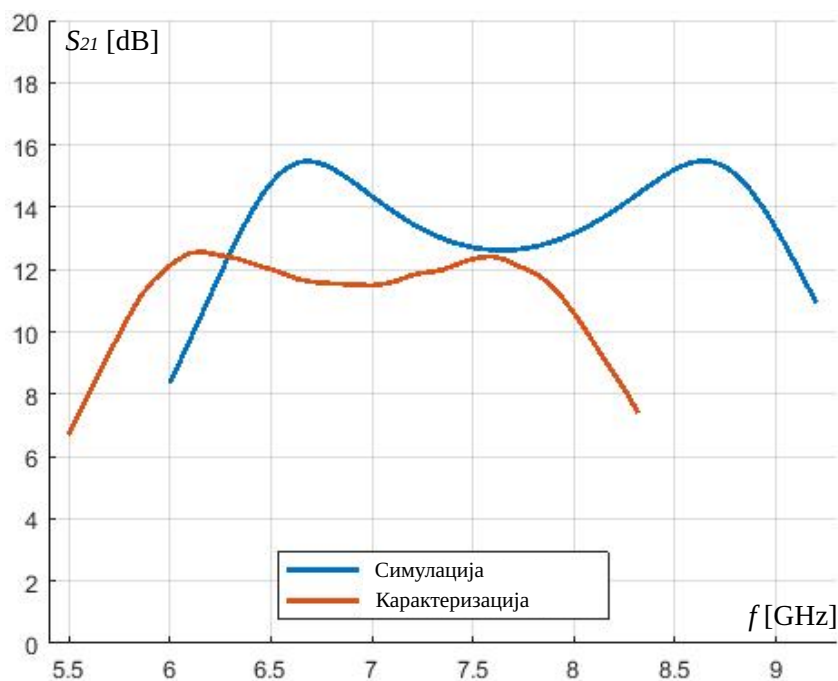
На слици 7.18 приказани су резултати мјерења линеарности, одакле се види да је вриједност снаге улазног напона при којој појачање одступа од очекиваног за 1 dB дата са $P_{1dB} = -4.5$ dBm.

Коначно, на сликама 7.15 и 7.16 приказан је утицај положаја радне тачке транзистора M_1 на улазно прилагођење и појачање, тј. S_{11} и S_{21} , респективно.

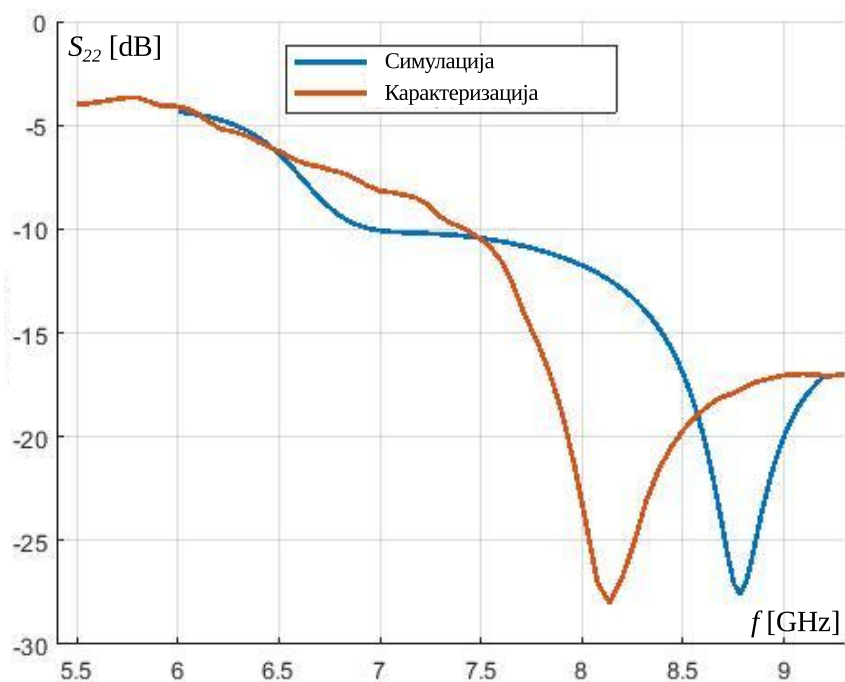
Узроци одступања резултата су анализирани детаљно у наредном одјелку, гдје су предочени и начини за превазилажење оваквих недостатака у будућем раду.



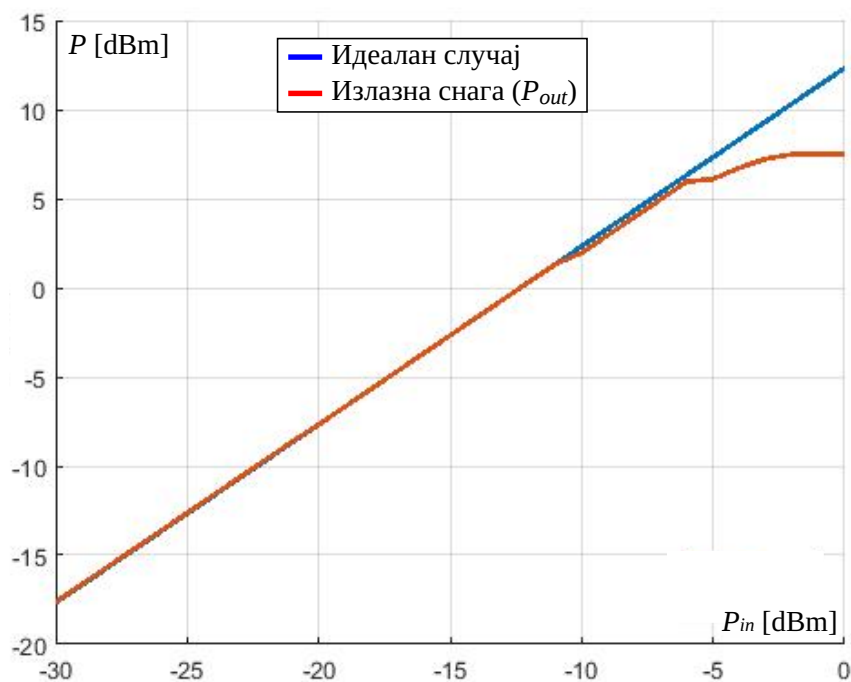
Слика 7.15: Улазно прилагођење S_{11} - резултати карактеризације (црвеном бојом) у поређењу са резултатима симулације након екстракције (плавом бојом)



Слика 7.16: Појачање S_{21} - резултати карактеризације (црвеном бојом) у поређењу са резултатима симулације након екстракције (плавом бојом)



Слика 7.17: Излазно прилагођење S_{22} - резултати карактеризације (црвеном бојом) у поређењу са резултатима симулације након екстракције (плавом бојом)



Слика 7.18: Резултати мјерења за параметар P_{1dB}

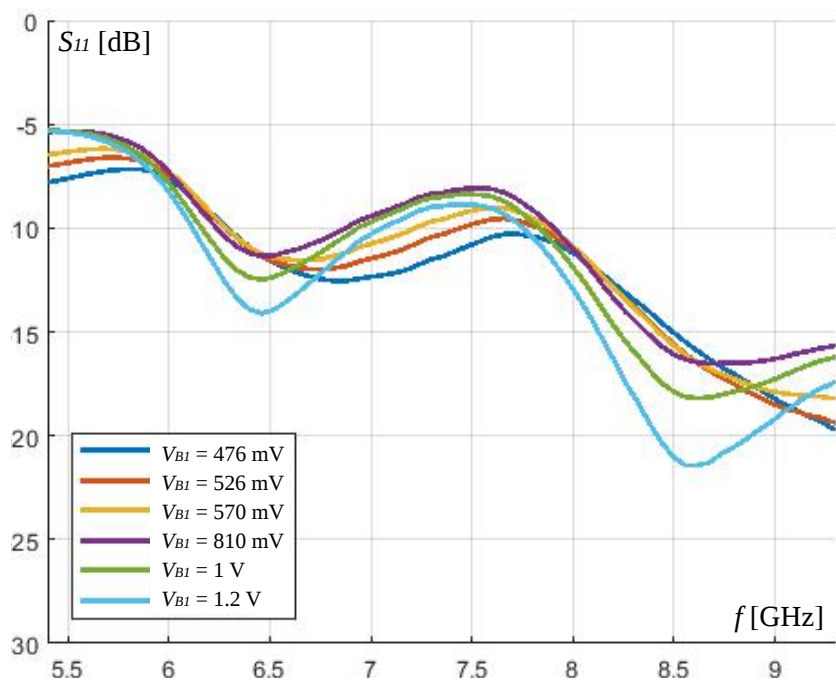
7.5 Анализа добијених резултата

Резултати карактеризације, на основу слика 7.15-7.17, одступају од резултата симулације након екстракције паразита у погледу фреквенције за мање од 10 % централне учестаности. Одступање важи и за пропусни опсег, тако да тродецибелске учестаности, доња и горња, износе 5,74 и 8,14 GHz респективно. Даље, појачање је умањено за 3 dB, с обзиром да је током симулација износило 15,48 dB, а мјерењем је утврђена максимална вриједност од 12,33 dB. Као последица ове девијације P_{1dB} је бољи него што је предвиђено табелом 7.1. Наиме, с обзиром да је појачање смањено, појачавач ће задржати радну тачку у линеарној области преносне карактеристике за нешто веће снаге улазног сигнала. Тако је умјесто очекиване вриједности од око -7 dBm, за параметар P_{1dB} измјерена вриједност од -4,5 dBm. У околини средишње учестаности измјереног пропусног опсега, параметар S_{11} је изнад нивоа -10 dB. Коначно, параметар S_{22} такође одступа од очекиване криве, али у дозвољеним границама. Унутар пропусног опсега, његова вриједност не прелази -5 dB.

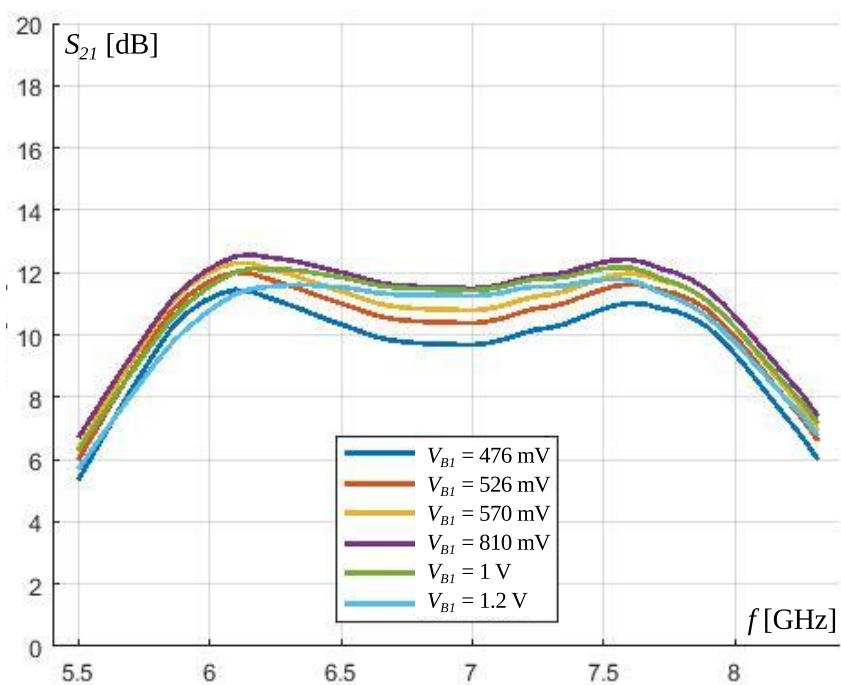
Помјерање карактеристике ка нижим учестаностима и нешто мања вриједност S_{21} упућују на увећану паразитну компоненту резистивне природе код проводника [10]. У складу са разматрањима изложеним у одјелку 3.6.1 у вези са површинским ефектом, може се извести закључак да се овдје ради управо о томе. Наиме, површина попречног пресека проводника којим тече струја се смањује са порастом фреквенције, што даље доводи до повећања површинске отпорности тог проводника. Овим је понашање мјерених параметара расијања теоријски објашњено.

На сликама 7.19 и 7.20 приказан је утицај V_{B1} на перформансе кола. Два пара резонантних учестаности су уочљива на слици 7.15. Један пар је исти за вриједности V_{B1} од 476, 526 и 576 mV, а други пар је исти за вриједности од 810 mV, 1 V и 1.2 V. Узрок тако фундаменталне промјене понашања криве S_{11} лежи у последици промјене области рада транзистора M_1 . Наиме, за вриједности 476, 526 и 576 mV, радна тачка транзистора је у области слабе инверзије, док је за вриједности 810 mV, 1 V и 1.2 V радна тачка у области јаке инверзије.

Све паразитске капацитивности, осим капацитивности гејт-супстрат, C_{gb} , су блиске нули у режиму слабе инверзије. С друге стране, у режиму јаке инверзије, примјетан је пораст њихових вриједности, посебно у случају капацитивности гејт-сорс и супстрат-сорс, C_{gs} и C_{bs} [81]. Стога, како напон на гејту расте, тран-



Слика 7.19: Зависност улазног прилагођења од вриједности напона V_{BI}



Слика 7.20: Зависност појачања од вриједности напона V_{BI}

зистор M_1 прелази у област јаке инверзије, што доводи до пораста паразитних капацитивности и помјерања резонантне учестаности улијево.

Већ је поменуто да у номиналном случају, слика 7.15, S_{11} прелази циљну вриједност од -10 dB за један дио пропусног опсега. Ипак, са слике 7.19 закључује се да је овај недостатак могуће превазићи постављањем одговарајуће вриједности напона V_{B1} . Тачније за $V_{B1} = 476$ mV, добија се $S_{11} > -10$ dB у читавом радном опсегу.

Девиијацију S_{21} није тако лако потпуно отклонити. Ипак, могуће је утицати на тродецибелски опсег и максималну варијацију S_{21} у том опсегу, као што се види на слици 7.20. Тако се, на примјер, за вриједност $V_{B1} = 476$ mV добија најшири опсег, али је и варијација највећа (у сваком случају мања од 3 dB). За вриједност $V_{B1} = 1.2$ V добија се најмања варијација, али је и радни опсег најужи.

Током карактеризације, мјерен је и утицај промјене V_{B2} на перформансе кола. Ипоставило се да је утицај на S_{22} занемарљив, што значи да је овај параметар доминантно одређен вриједношћу индуктора L_{D2} .

У табели 7.2 дат је преглед перформанси нискошумног појачавача, пројектованог, фабрикованог и карактерисаног у склопу истраживања спроведеног у оквиру ове докторске дисертације, заједно са још неколико цитираних научних радова из исте области.

Табела 7.2: Преглед перформанси више реализованих нискошумних појачавача

	овај рад	[76]	[77]	[79]	[80]
технологија [nm]	130	180	90	130	130
S_{21MAX} [dB]	12,33	10,15	15	14	13,28
3 dB опсег [GHz]	5,74-8,14	1,1-5	3,5-9,25	0,6-4,2	0,05-10
S_{11} [dB]	< -10	< -10	< -10	< -10	< -10
S_{22} [dB]	< -5	< -10	< -10	< -10	< -10
NF_{min} [dB]	3,8	4,05	2,4	4	3,29
P_{1dB} [dBm]	-4,5	-9,5	-17,25	-19,6	3,6
V_{DD} [V]	1,2	1,8	0,8	0,5	1,2
P_{DD} [mW]	18,41	28,54	9,6	0,25	31,2
површина [mm ²]	0,66	0,35	0,56	0,39	0,77

Сврха ове табеле ни у ком случају није да утврди који од наведених појачавача је бољи или лошији од оних других. Тако нешто није ни могуће, пошто је свако од кола пројектовано са различитим циљевима на уму. Табела се прилаже једино из разлога да посвједочи да су резултати постигнути овдје представљеним пројектом истог реда величине као резултати других тимова који се данас баве сличном тематиком.

Сажетак поглавља

У овом, последњем, поглављу темељно је описан процес пројектовања нискошумног појачавача. Након фабрикације и успјешне карактеризације, утврђено је да су одступања у перформансама мања од 10 % у односу на очекиване вриједности. Детаљном анализом резултата, уочена је корелација ових девијација са последицама површинског ефекта. Другим ријечима, може се претпоставити да узрок одступања лежи у недовољно квалитетном моделовању површинског ефекта током екстракције паразита. Резултати карактеризације доказују да је пројектовано коло одговарајуће за широкопојасну примјену. У даљем истраживачком раду оптимизација је неопходна, како би се симулацијама ЕМ поља правилно узели у обзир и ефекти за које је утврђено да су узрок постојећим одступањима.

Поглавље 8

Закључак

У оквиру истраживања спроведеног током израде докторске дисертације „Пројектовање и карактеризација индуктора и нискошумног појачавача у технологији монолитних интегрисаних кола за широкопојасне примјене” развијена је једна пасивна индуктивна компонента и један активни појачавачки склоп. Обје структуре су пројектоване и фабриковане у стандардној 130 nm технологији монолитних интегрисаних кола. Конкретно, ради се о индуктору топологије меандар и нискошумном појачавачу намијењеном за рад у нижем европском опсегу широкопојасне технологије, при чему су сви ови појмови дефинисани, разматрани и објашњени у претходним поглављима.

Током истраживања кориштени су различити приступи пројектовању интегрисаних кола у зависности од нивоа апстракције који одговара поједином случају. Тако је, између осталих алата, кориштен симулатор електричних кола за пројектовање нискошумног појачавача. Уз неке од тих алата, за пројектовање индуктора топологије меандар кориштен је и симулатор електромагнетског поља. Сви кориштени софтверски алати представљају индустријске стандарде компанија *Cadence Design Systems*, *Mentor* и *Keysight Technologies*. И индуктор и појачавач су карактерисани директним приступом чипу одговарајућим мјерним поставкама, а након аквизиције података, резултати су изложени у овом документу. Кориштене су сонде, каблови и радна станица компаније *Cascade Microtech*, векторски анализатор мреже произвођача *Keysight Technologies* и профилометар компаније *Huvtz*. Утврђено је да су структуре успјешно пројектоване, те да показују предвиђене особине у контексту широкопојасних примјена. Утврђено је, такође, да су у случају нискошумног појачавача присутна одступања мања од 10 % у односу на резултате симулације након екстракције паразита. Одјелјак 7.5 посвећен је објашњењу ових

резултата кроз теоријска образложења. Укратко, током дисеминације резултата испоставило се да се тенденција девијација поклапа са посљедицама површинског ефекта, описаног у одјелку 3.6.1. Осим што су понуђена објашњења, предложена су и практична рјешења како се ова ситуација не би поновила у будућем истраживачком раду.

Објављени научни радови који су уско везани за тему докторске дисертације су:

- A. Pajkanovic, M. Videnovic-Misic, G. M. Stojanovic, “Design and Characterization of a 130 nm CMOS Ultra-Wideband Low-Noise Amplifier”, *Informacije MIDEM – Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, **IF=0.478**, vol. 47, no. 2, pp. 59-70, 2017.
- A. Pajkanovic, G. M. Stojanovic, and S. M. Djuric, “Performance Analysis of Meander-Type Inductor in Silicon and Flexible Technology”, *Microelectronics Journal*, **IF=1.163**, vol. 56, no. 10, pp. 57–64, 2016.
- A. Pajkanovic and M. Videnovic-Misic, “A 3-10 GHz Ultra Wideband 130 nm CMOS Low Noise Amplifier”, in *Proc. 29th International Conference on Microelectronics (MIEL 2014)*, 2014.
- A. Pajkanovic and M. Videnovic-Misic, “An Ultra Wideband, 6-9 GHz, 130 nm CMOS Low Noise Amplifier”, in *Proc. of the 21st Telecommunications forum TELFOR 2013*, 2013, pp. 620–623.
- A. Pajkanovic and M. Videnovic-Misic, “A 24 dB, 6-9 GHz, 130 nm CMOS Low Noise Amplifier”, in *Proc. of 57 ETRAN conference*, 2013, EL2.2.1–6.

Објављени научни радови који припадају широј области теме дисертације су:

- B. Dokic and A. Pajkanovic, “Conventional and Sub-threshold Operation Regimes of CMOS Digital Circuits”, *Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, **IF=0.380**, vol. 57, no. 3, pp. 782–792, 2016.
- A. Pajkanovic, “A 130 nm Operational Amplifier: Design and Schematic Level Simulation”, in *7th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks (CICSyN)*, 2015, pp. 249–254.
- A. Pajkanovic and V. Malbasa, “Opamp Based Bandgap Voltage Reference in 130 nm: Design and Schematic Level Simulation”, in *The 38th International ICT Convention – MIPRO 2015*, 2015, pp. 62–67.
- A. Pajkanovic and V. Malbasa, “Bandgap Voltage Reference in 130 nm: Design and Schematic Level Simulation”, in *X International Symposium on Industrial Electronics INDEL 2014*, 2014, pp. 89–93.

Рјечник појмова

На следећих неколико страница сабрани су појмови специфични за област израчунавања пројектовања интегрисаних кола са објашњењима, који су кориштени у овој дисертацији. Иако се најчешће у говору између инжењера, па и у писању, користе енглески изрази, у појединим случајевима ипак постоје одговарајући изрази српског језика. Овај одјељак дисертације представља покушај сакупљања тих израза на једном мјесту, како би се створила почетна тачка за стварање формалног и далеко обимнијег техничког рјечника у области пројектовања интегрисаних кола.

Наиме, према ауторовим (скромним) сазнањима, последње издање које се детаљно бавило електроником из овог угла појавило се 1988 године [89]. Каснија издања техничких рјечника из области електротехнике и рачунарства, углавном су третирали питања рачунарске технике и модерног корисничког окружења за рад на рачунарима. Очигледно је, дакле, да постоји потреба за оваквом иницијативом. Стога, аутор позива све заинтересоване да допринесу било предлагањем другачијих, повољнијих превода ниже наведених термина, било додавањем нових.

Након појма, слиједи објашњење, које завршава бројем или низом више бројева - ти бројеви представљају странице дисертације на којима се појам може сусрести.

микроталасни опсег У овом случају префикс *микро-* не значи да се ради о учестаностима чије су таласне дужине реда величине микрометара, него да се ради о таласним дужинама мањим него у домену радио комуникација - гдје оне износе више метара или више десетина метара. 5

широкопојасна технологија стандард који је 2002. године дефинисала СКК у САД, којим је предвиђен пренос података у до тада најширем опсегу, енгл. *Ultra Wideband - UWB*. 2, 6

нискошумни појачавач Улазно коло пријемника чија је сврха да појача долазни сигнал, али тако да ниво шума задржи на минималном нивоу. 94, 95, 96

физичка реализација интегрисана кола се добијају понављањем серије поступака над силицијумском основом за сваки од слојева технологије (метал,

силицијум диоксид, итд). Сваки од тих слојева израђује се на основу маске коју пројектант црта у предвиђеном софтверу. Скуп свих маски једног технолошког процеса назива се физичка реализација, енгл. *layout*. 37, 61

de-embedding Понекад није могуће мјерним инструментом непосредно приступити објекту мјерења. Ипак, тачне податке о објекту могуће је добити ако је познат утицај околине којој мјерни инструмент приступа. Један од начина да инжењер дође до података о околини објекта од интересе јесте да формира саму ту околину, без објекта, те на тој околини изврши исто мјерење, истим инструментом, под истим условима. Тако направљена и за ту сврху околина објекта назива се *de-embedding* структура. 61

параметри расијања познати и као *S*-параметри (скраћено од енгл. *scattering*), су математички начин представљања снаге улазних, излазних и рефлектованих таласа линеарног система. Врло уобичајене величине у микроталасној техници, не користе се у пројектовању аналогних кола на нижим учестаностима. 53, 54, 55, 61, 66

расподијељени параметри (енгл. *distributed*) параметри омогућавају да се постулати теорије електричних кола примјене на инфинитезимално мале дијелове кола чије су димензије велике у електричном смислу. 23

радио таласи електромагнетски таласи произвољне ширине опсега и учестаности до учестаности 3 ТHz, према дефиницији *International Telecommunications Union (ITU)*. 1

via проводна веза између два слоја метала у интегрисаној технологији, али и у другим вишеслојним планарним процесима. 36

chip тј. чип је популаран назив за ИК. 4

планарни процес технолошки процес израде интегрисаних кола на полупроводничкој подлози тако да су двије димензије за неколико редова величине доминантне у односу на трећу. 34

скалирање скуп правила сразмјерног смањивања димензија *MOS* транзистора, тако да повећање степена интеграције има за посљедицу и глобално побољшање карактеристика - не само смањивање физичке димензије. 34

waffer тј. подлога на којој се спроводи планарни процес, у случају *CMOS* технологије то је силицијумски диск пречника до 30 cm и дебљине неколико стотина μm . 35

бит цифра бинарног бројног система, енгл. *binary digit = bit*. 13

преслушавање сметње које сигнали изазивају један код другог ако се преносе сусједним проводницима, енгл. *cross-coupling, crosstalk*. 15, 30, 47, 49

- бочна капацитивност** паразитна капацитивност којом се моделује присуство силница електричног поља изван области између двије паралелне проводне плоче, енгл. *fringe capacitance*. 30
- правила пројектовања физичке реализације** скуп правила која дефинише произвођач, на основу којих инжењер може да одреди које су структуре физички изводљиве, а које не у датом технолошком процесу, енгл. *DRC*. 39, 60
- жица за повезивање ИК са кућиштем** проводна веза, најчешће златна или алуминијумска (у посљедње вријеме и бакарна) између стопица ИК и кућишта, енгл. *bondwire*. 42, 43
- површински ефекат** појава да се густина струје, са порастом учестаности, повећава на површини проводника а смањује у унутрашњости. 9, 27, 46, 48
- ефекат близине** појава да се временски промјенљива струја у једном проводнику утиче на расподјелу струје у другом. 29, 47
- фактор шума** мјера интерно генерисаног шума. 92
- логаритамски фактор шума** логаритамска мјера интерно генерисаног шума. 92, 95, 96, 98, 100
- тачка слабљења појачања нелинеарног система за 1 dB** мјера линеарности кола у контексту максимално дозвољене амплитуде улазног сигнала. 92, 95, 96
- тачка пресека интермодулацијских производа трећег реда и корисног сигнала посматрана на улазу** мјера линеарности кола у контексту појаве сигнала на улазу чија је основна учестаност блиска учестаности улазног сигнала. 92, 93, 96
- безусловна стабилност** услови при којима је обезбјеђена стабилност кола при произвољно високом нивоу снаге улазног сигнала. 93, 94
- геометријски параметри стабилности μ и μ'** мјере стабилности кола. 93
- интермодулацијски производи** сигнали основних учестаности из скупа могућих: $m \cdot f1 \pm n \cdot f2$, при чему важи: $m, n = \{0, 1, 2, \dots\}$. 93
- ефекат антене** појава да током производног процеса ИК, једна од металних структура дјелује као антена и прикупи већи број јона чиме јој расте потенцијал. Тај напон касније може довести до пробоја оксида гејта.. 39, 105
- струје помјераја** додатни члан којим је Максвел кориговао Амперов закон, енгл. *displacement currents*. 48
- штампане плоче** су непроводни чврсти материјали који служе као подлоге проводним линијама везе између компонената, при чему су те проводне везе

добијене нагризањем или наношењем проводног материјала хемијским или механичким путем, енгл. *Printed Circuit Board - PCB*. 57

каптон врста флексибилне подлоге на којој је могуће штампати електронске компоненте, енгл. *kapton*. 72, 74

GDS стандардни тип датотека за чување и размјену података у вези са нацртима појединих слојева интегрисаних кола, енгл. *Graphic Database System - GDS*. 63

SOLT метод калибрације векторског анализатора мреже, енгл. *short, open, load, thru*. 61, 64, 65

Инструментализовано мјерење утискивања метода механичког тестирања. 82, 83, 84, 85, 88

Литература

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*, 2nd ed. Prentice Hall, 2011.
- [2] A. Pajkanovic, G. M. Stojanovic, и S. M. Djuric, “Performance analysis of meander-type inductor in silicon and flexible technology”, *Microelectronics Journal*, vol. 56, no. 10, **IF=1.163**, pp. 57–64, 2016.
- [3] F. Maloberti и A. Davies, Eds., *A Short History of Circuits and Systems*, 1st ed. IEEE Circuits, Systems, и River Publishers, 2016.
- [4] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication”, *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379–423, 1948.
- [5] B. Klara и D. K. Chauhan, “A comparative study of mobile wireless communication network: 1G to 5G”, *International Journal of Computer Science and Information Technology Research*, vol. 2, pp. 430–433, 3 2014.
- [6] J. Rodriguez, Ed., *Fundamentals of 5G Mobile Networks*. Wiley и Sons, 2015.
- [7] R. Gharpurey и P. Kinget, *Ultra Wideband Circuits, Transceivers and Systems*. Springer, 2007.
- [8] A. Safarian и P. Heydari, *Silicon-based RF Front-ends for Ultra Wideband Radios*. Springer, 2008.
- [9] M. Ghavami, L. B. Michael, и R. Kohno, *Ultra Wideband Signals and Systems in Communicatio Engineering*. Wiley и Sons, 2004.
- [10] Д. Грујић, “Методи пројектовања монолитниг микроталасних интегрисаних кола предвиђених за рад са сигналина учестаности око 60 GHz”, докторска дисертација, Електротехнички факултет, Универзитет у Београду, Србија, 2014.

-
- [11] H. J. Ng, R. Feger, и A. Stelzer, “A fully-integrated 77-GHz UWB pseudo-random noise radar transceiver with a programmable sequence generator in sige technology”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Regular Papers*, vol. 61, pp. 2444–2455, 8 2014.
- [12] S. Kundu и J. Paramesh, “A compact, supply-voltage scalable 45–66 GHz baseband-combining CMOS phased-array receiver”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, pp. 527–542, 2 2015.
- [13] N. Saputra и J. R. Long, “A fully integrated wideband fm transceiver for low data rate autonomous systems”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, pp. 1165–1175, 5 2015.
- [14] S. Geng, D. Liu, Y. Li, H. Zhuo, W. Rhee, и Z. Wang, “A 13.3 mW 500 Mb/s IR-UWB transceiver with link margin enhancement technique for meter-range communications”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, pp. 669–678, 3 2015.
- [15] J. Charthad, M. J. Weber, T. C. Chang, и A. Arbabian, “A mm-sized implantable medical device (IMD) with ultrasonic power transfer and a hybrid bi-directional data link”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 50, pp. 1741–1753, 8 2015.
- [16] A. Agarwal и J. Lang, *Foundations of Analog and Digital Electronic Circuits*. Elsevier и Morgan Kaufmann Publishers, 2005.
- [17] P. Allen и D. Holberg, *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University Press, 2002.
- [18] J. Baker, *CMOS Circuit - Design, Layout and Simulation*, 3rd ed. McGraw-Hill Education, 2010.
- [19] Б. Докић и Т. Пешић-Брђанин, *Линеарна интегрисана кола*. Академска мисао, Београд и Електротехнички факултет, Бања Лука, 2012.
- [20] B. Razavi, *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*, 2nd ed. McGraw Hill Education, 2016.
- [21] Б. Поповић, *Електромагнетика*. Грађевинска књига, 1986.
- [22] A. Hastings, *Art of Analog Layout*, 2nd ed. Prentice Hall, 2005.
- [23] T. H. Lee, *The Design of CMOS RF Integrated Circuits*. Cambridge University Press, 1998.
- [24] A. M. Niknejad, *Electromagnetics for High-Speed Analog and Digital Communication Circuits*. Cambridge University Press, 2007.
-

-
- [25] S. Voinigescu, *High-Frequency Integrated Circuits*. Cambridge University Press, 2013.
- [26] K. Popper, Ed., *The Logic of Scientific Discovery*, 1st ed. 1959.
- [27] I. Lakatos и A. Musgrave, Eds., *Criticism and the Growth of Knowledge*, 1st ed. 1965.
- [28] T. S. Kuhn, Ed., *The Structure of Scientific Revolutions*, 2nd ed. 1970.
- [29] L. M. Lederman и D. Teresi, Eds., *The God Particle*, 1st ed. 1993.
- [30] V. Colvin и D. Mittleman, *Nanotechnology: The basics*, Coursera, 2013.
- [31] A. Ђорђевић и Д. Тошић, *Микроталасна техника*. Академска мисао и Електротехнички факултет, Београд, 2006.
- [32] A. Sedra и Smith, *Microelectronic Circuits, 6th*. Wiley и Sons, 2010.
- [33] B. Razavi, *Fundamentals of Microelectronics, 2nd*. Wiley и Sons, 2013.
- [34] T. Sarkar и A. Djordjevic, “Wideband electromagnetic analysis of finite - conductivity cylinder”, *Progress in Electromagnetic Research*, vol. 16, pp. 153–173, 1997.
- [35] A. Niknejad, *Asitic*, Приступљено: 11.03.2017. доступно на адреси: <http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/asitic.html>.
- [36] Y. C. G. W. S. Ban Wong Anurag Mittal, *Nano-CMOS Circuit and Physical Design*, 1st ed. Wiley-Interscience, 2004.
- [37] XFAB. (). 0.35 Micron modular analog mixed signal technology with RF capability and HV extensions. Приступљено: 05.04.2017., доступно на адреси: https://www.xfab.com/fileadmin/X-FAB/Download_Center/Technology/Datasheet/XH035_Datasheet.pdf.
- [38] G. Avenier, M. Diop, P. Chevalier, G. Troillard, N. Loubet, J. Bouvier, L. Depoyan, N. Derrier, M. Buczko, C. Leyris, S. Boret, S. Montusclat, A. Margain, S. Pruvost, S. T. Nicolson, K. H. K. Yau, N. Revil, D. Gloria, D. Dutartre, S. P. Voinigescu, и A. Chantre, “0.13 μm sige bimos technology fully dedicated to mm-wave applications”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 9, pp. 2312–2321, 2009.
- [39] S. Djuric, G. Stojanovic, M. Damnjanovic, и E. Laboure, “Analysis of the coupling effect in different meander-type winding planar transformers”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 49, no. 7, pp. 3993–3996, 2013, ISSN: 0018-9464.
-

-
- [40] F. Kahlouche, K. Youssef, M. Bechir, S. Capraro, A. Siblini, J. Chatelon, C. Buttay, и J. Rousseau, “Fabrication and characterization of a planar interleaved micro-transformer with magnetic core”, *Microelectronics Journal*, vol. 45, no. 7, pp. 893–897, 2014, ISSN: 0026-2692.
- [41] X.-N. Wang, X.-L. Zhao, Y. Zhou, X.-H. Dai, и В.-С. Cai, “Fabrication and performance of novel {rf} spiral inductors on silicon”, *Microelectronics Journal*, vol. 36, no. 8, pp. 737–740, 2005, ISSN: 0026-2692.
- [42] Н.-М. Hsu, “Investigation on the layout parameters of on-chip inductor”, *Microelectronics Journal*, vol. 37, no. 8, pp. 800–803, 2006, ISSN: 0026-2692.
- [43] С. Wang и N.-Y. Kim, “Analytical optimization of high-performance and high-yield spiral inductor in integrated passive device technology”, *Microelectronics Journal*, vol. 43, no. 3, pp. 176–181, 2012, ISSN: 0026-2692.
- [44] *Речник српскога језика*. Матица српска, 2011.
- [45] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*. Artech House, 2003.
- [46] В. Цвекић, *Електроника I - Полупроводнички елементи*. Научна књига, Београд, 1991.
- [47] Н. Wakiwaka, Н. Nishizawa, S. Yanase, и О. Maehara, “Analysis of impedance characteristics of meander coil”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 27, no. 5, pp. 4332–4334, 1996, ISSN: 0018-9464.
- [48] J. E. Acuna, J. L. Rodriguez, и F. Obelleiro, “Design of meander line inductors on printed circuit boards”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 11, no. 4, pp. 219–230, 2001.
- [49] К. Hao, S. Huang, W. Zhao, и R. Duan, “Analytical calculation and analysis for meander-coil electromagnetic acoustic transducers”, у *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), 2011 IEEE*, 2011, pp. 1–4.
- [50] S. Djuric, G. Stojanovic, M. Damjanovic, M. Radovanovic, и E. Laboure, “Design, modeling, and analysis of a compact planar transformer”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 4135–4138, 2012, ISSN: 0018-9464.
- [51] S. Djuric и G. Stojanovic, “A compact planar transformer with an improved winding configuration”, *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, pp. 1–4, 2014, ISSN: 0018-9464.
- [52] Г. Стојановић, “Оптимизација монолитних индуктивних микроструктура”, докторска дисертација, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду, Србија, 2005.
-

-
- [53] G. Stojanović, L. Živanov, и M. Damnjanović, “Compact form of expressions for inductance calculation of meander inductors”, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 1, no. 3, pp. 57–68, 2004.
- [54] G. Stojanović, M. Damnjanović, V. Desnica, L. Živanov, R. Raghavendra, P. Bellew, и N. McLoughlin, “High-performance zig-zag and meander inductors embedded in ferrite material”, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 297, no. 2, pp. 76–83, 2006, ISSN: 0304-8853.
- [55] G. Stojanović, L. Živanov, и M. Damnjanović, “Novel efficient methods for inductance calculation of meander inductor”, *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, vol. 25, no. 4, pp. 916–928, 2006.
- [56] G. Stojanović и L. Živanov, “Novel efficient method for inductance calculation of inductors with optimized layout”, *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 16, no. 5, pp. 463–469, 2006.
- [57] N. Jeranče, D. Vasiljević, N. Samardžić, и G. Stojanović, “A compact inductive position sensor made by inkjet printing technology on a flexible substrate”, *Sensors*, vol. 12, pp. 1288–1298, 2012.
- [58] Keysight. (). Momentum. Приступљено: 30.05.2017., доступно на адреси: <http://www.keysight.com/main/editorial.jsp?cc=BA&lc=eng&ckey=1936424&nid=-33748.0.08&id=1936424>.
- [59] D. M. Pozar, *Microwave Engineering, 2nd Ed.* Wiley и Sons, 1997.
- [60] M. S. Damnjanovic, L. D. Zivanov, S. M. Djuric, A. M. Maric, A. B. Menicanin, G. J. Radosavljevic, и N. V. Blaz, “Characterization and modelling of miniature ferrite transformer for high frequency applications”, *Microelectronics International*, vol. 29, no. 2, pp. 83–89, 2012.
- [61] K. Okada и K. Masu, “Modeling of spiral inductors”, у *Advanced Microwave Circuits and Systems*, V. Zhurbenko, Ed., InTech, 2010.
- [62] T.-H. Fang, W.-J. Chang, и C.-M. Lin, “Nanoindentation and nanoscratch characteristics of Si and GaAs”, *Microelectronics Engineering*, vol. 77, pp. 389–398, 2005.
- [63] A. C. Fischer-Cripps, *Nanoindentation*, 3rd ed. Springer, 2014.
- [64] С. Којић и Г. Стојановић, *Практикум*. Техничке науке, Нови Сад, 2017.
- [65] F. Zeng, Y. Gao, L. Li, D. Li, и F. Pan, “Elastic modulus and hardness of cu–ta amorphous films”, *Journal of Alloys and Compounds*, vol. 389, pp. 75–79, 2005.
-

-
- [66] M. L. Trunov, S. N. Dub, P. M. Nagy, и S. Kokeneyesi, “Photoplasticity of As_2Se_3 films investigated with combined nanoindentation and AFM methods”, *Journal of Physics and Chemistry of Solids*, vol. 68, no. 5-6, pp. 1062–1068, 2007.
- [67] O. Borrero-Lopez, M. Hoffman, A. Bendavid, и P. J. Martin, “A simple nanoindentation based methodology to assess the strength of brittle thin films”, *Acta Materialia*, vol. 56, pp. 1633–1641, 2008.
- [68] Н. Лечић, “Планарни симетрични шестофазни индуктор са спрегнутим фазама за примене у DC/DC конверторима”, докторска дисертација, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду, Србија, 2015.
- [69] Keysight. (). U9820A keysight nano indenter G200, доступно на адреси: <http://www.keysight.com/en/pd-1675520-pn-U9820A/agilent-nano-indenter-g200?pm=PL&nid=-34000.901863&cc=BA&lc=eng> (приступљено: 07/22/2017).
- [70] T. Zwick, W. Wiesbeck, J. Timmermann, и G. Adamiuk, *Ultra-wideband RF System Engineering*. Cambridge University Press, 2013.
- [71] C. F. Liu и L. S. I., “A broadband noise-canceling CMOS LNA for 3.1-10.6 GHz UWB receivers”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 2, pp. 1–16, 2007.
- [72] A. Rajkanovic, M. Videnovic-Misic, и G. M. Stojanovic, “Design and Characterization of a 130 nm CMOS Ultra-Wideband Low-Noise Amplifier”, *Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, **IF=0.378**, vol. 47, no. 2, pp. 59–70, 2017.
- [73] J. Li, S. Song, X. Chen, H. Nian, и W. Shi, “Design and implementation of a novel directional coupler for UHF RFID reader”, *Electronics Journal*, vol. 20, no. 1, pp. 22–26, 2016.
- [74] Y. T. Lo и J. F. Kiang, “Design of wideband LNAs using parallel-to-series resonant matching network between common-gate and common-source stages”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 9, pp. 2285–2294, 2011.
- [75] А. Ђугова, “Нова конфигурација широкопојасног ниско-шумног појачавача у CMOS технологији”, докторска дисертација, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду, Србија, 2016.
-

-
- [76] A. Djugova, J. Radic, M. Videnovic-Misic, B. Goll, и 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.
- [77] S. Bagga, A. L. Mansano, W. A. Serdijn, J. R. Long, K. V. Hartingsveldt, и K. Philips, “A frequency-selective broadband low-noise amplifier with double-loop transformer feedback”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 61, no. 6, pp. 1883–1891, 2014.
- [78] S. Pandey и J. Singh, “A 0.6 V, low-power and high-gain ultra-wideband low-noise amplifier with forward-body-bias technique for low-voltage operations”, *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 9, no. 8, pp. 728–734, 2015.
- [79] M. Parvizi, K. Allidina, и M. N. El-Gamal, “Short channel output conductance enhancement through forward body biasing to realize a 0.5 V 250 uW 0.6-4.2 GHz current-reuse CMOS LNA”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 51, no. 3, pp. 574–586, 2016.
- [80] Y. Y. Tey, H. Ramiah, N. M. Noh, и U. R. Jagedheswaran, “A 50 MHz-10 GHz 3.3 dB NF, +6 dBm IIP3 resistive feedback common source amplifier for cognitive radio application”, *Microelectronics Journal*, vol. 61, no. 3, pp. 89–94, 2017.
- [81] Y. Tsvividis и C. McAndrew, *Operation and Modeling of the MOS Transistor, 2nd Ed.* Oxford University Press, 2011.
- [82] A. Pajkanovic и M. Videnovic-Misic, “A 3-10 GHz ultra wideband 130 nm CMOS low noise amplifier”, у *Proc. 29th International Conference on Microelectronics (MIEL 2014)*, 2014.
- [83] A. Pajkanovic и M. Videnovic-Misic, “An ultra wideband, 6-9 GHz, 130 nm CMOS low noise amplifier”, у *Proc. of the 21st Telecommunications forum TELFOR 2013*, 2013, pp. 620–623.
- [84] A. Pajkanovic и M. Videnovic-Misic, “A 24 dB, 6-9 GHz, 130 nm CMOS low noise amplifier”, у *Proc. of 57 ETRAN conference*, 2013, EL2.2.1–6.
- [85] B. Dokic и A. Pajkanovic, “Conventional and sub-threshold operation regimes of CMOS digital circuits”, *Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, **IF=0.380**, vol. 57, no. 3, pp. 782–792, 2016.
-

- [86] A. Pajkanovic, “A 130 nm operational amplifier: Design and schematic level simulation”, у *7th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks (CICSyN)*, 2015, pp. 249–254.
- [87] A. Pajkanovic и V. Malbasa, “Opamp based bandgap voltage reference in 130 nm: Design and schematic level simulation”, у *The 38th International ICT Convention – MIPRO 2015*, 2015, pp. 62–67.
- [88] A. Pajkanovic и V. Malbasa, “Bandgap voltage reference in 130 nm: Design and schematic level simulation”, у *X International Symposium on Industrial Electronics INDEL 2014*, 2014, pp. 89–93.
- [89] Б. Краут, *Стројарски приручник*. Техничка књига, Загреб, 1988.

Библиографија кандидата

Дипломски рад

- [1] А. Пајкановић, “Примјена *Wii* уређаја за интеракцију са рачунарским системом”, дипломски рад, Електротехнички факултет, Универзитет у Бањој Луци, 2009.

Завршни рад другог циклуса

- [1] А. Пајкановић, “Контрола инвалидских колица покретима главе”, завршни рад другог циклуса - мастер, Електротехнички факултет, Универзитет у Бањој Луци, 2012.

„Пупинова награда” Матице српске за најбољи завршни рад из области техничких наука у периоду 2011-2014. у конкуренцији свих техничких факултета и виших школа са српског говорног подручја.

Саопштења на домаћим конференцијама

- [1] А. Аврамовић, С. Савић, и А. Пајкановић, “Компресија напонских и струјних сигнала приликом мјерења квалитета електричне енергије”, у *Зборник радова VII симпозијума Индустијска електроника - ИНДЕЛ 2008*, 2008, pp. 175–178.

-
- [2] А. Пајкановић, Б. Докић, и М. Кнежић, “Управљање роботском руком кориштењем *Wii mote* контролера”, у *Зборник радова Конференције ИНФОТЕХ-ЈАХОРИНА 2010*, 2010, pp. 96–100.
- [3] А. Пајкановић, “Прорачун поузданости система електричног напајања *Aerospatiale Gazelle SA 341/342*”, у *Зборник радова VIII симпозијума Индустриска електроника – ИНДЕЛ 2010*, 2010, pp. 226–230.
- [4] А. Пајкановић, Б. Докић, и З. Ивановић, “Приједлог алгоритма за бежично управљање инвалидским електричним колицима на основу покрета главе”, у *Зборник радова 55. Конференције за ЕТРАН*, 2011, pp. 2.5–1–4.
- [5] А. Пајкановић, Б. Докић, М. Кнежић, и З. Ивановић, “Реализација алгоритма за управљање инвалидским колицима покретима главе”, у *Зборник радова Конференције ИНФОТЕХ-ЈАХОРИНА 2012*, 2012, pp. 16–20.
- [6] А. Пајкановић и Б. Докић, “Микроконтролерски систем управљања инвалидским колицима покретима главе”, у *Зборник радова 56. Конференције за ЕТРАН*, 2012.
- [7] А. Рајкановић и М. Виденовић-Мисић, “A 24 dB, 6-9 GHz, 130 nm CMOS low noise amplifier”, у *Proc. of 57 ETRAN conference*, 2013, EL2.2.1–6.

Рад [6] награђен је као најбољи рад младог истраживача у Секцији за електронику, Конференција за ЕТРАН 2012.

Саопштења на међународним конференцијама

- [1] А. Рајкановић и V. Ризојевић, “Classification of handwritten digits using structural similarity index”, у *Proc of ERK'2011*, 2011, B:329–332.
- [2] А. Рајкановић, Т. Ј. Казмијски, и В. Докић, “Adiabatic digital circuits based on sub-threshold operation of pass-transistor and slowly ramping signal”, у *Proceedings of the Small Systems Simulation Symposium 2012*, 2012, pp. 48–53.
- [3] В. Докић, Т. Песић-Брдјанин, и А. Рајкановић, “Full-swing low voltage BiCMOS / CMOS Schmitt trigger”, у *Proceedings of the Small Systems Simulation Symposium 2012*, 2012, pp. 54–57.
- [4] А. Рајкановић, Т. Ј. Казмијски, и В. Докић, “Minimum energy point of sub-threshold operated pass-transistor circuits”, у *Proceedings of the Forum on specification and Design Languages*, 2012.

- [5] B. Dokic и A. Pajkanovic, “Low power CMOS sub-threshold circuits”, у *The 36th International ICT Convention – MIPRO 2013*, 2013, pp. 66–71.
- [6] A. Pajkanovic и M. Videnovic-Misic, “An ultra wideband, 6-9 GHz, 130 nm CMOS low noise amplifier”, у *Proc. of the 21st Telecommunications forum TELFOR 2013*, 2013, pp. 620–623.
- [7] A. Pajkanovic и M. Videnovic-Misic, “A 3-10 GHz ultra wideband 130 nm CMOS low noise amplifier”, у *Proc. 29th International Conference on Microelectronics (MIEL 2014)*, 2014.
- [8] A. Pajkanovic и V. Malbasa, “Bandgap voltage reference in 130 nm: Design and schematic level simulation”, у *X International Symposium on Industrial Electronics INDEL 2014*, 2014, pp. 89–93.
- [9] A. Pajkanovic и M. Videnovic-Misic, “A temperature stable 130 nm CMOS current source”, у *2014 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering 2014*, 2014.
- [10] A. Pajkanovic и V. Malbasa, “Opamp based bandgap voltage reference in 130 nm: Design and schematic level simulation”, у *The 38th International ICT Convention – MIPRO 2015*, 2015, pp. 62–67.
- [11] A. Pajkanovic, “A 130 nm operational amplifier: Design and schematic level simulation”, у *7th International Conference on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks (CICSyN)*, 2015, pp. 249–254.
- [12] A. Pajkanovic, “The design and characterisation of selected UWB CMOS active and passive devices”, у *Senseiver Project Final Conference Proceedings - A Monograph*, 2015, pp. 14–19.
- [13] A. Pajkanovic, “Knowledge and technology transfer between industrial and academic sectors - benefits for young researchers - senseiver itn”, у *WBCInno International Conference 2015*, invited lecture, 2015.
- [14] A. Pajkanovic, “On the application of free CAD software to electronic circuit curricula”, у *Proceedings of 3rd International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN 2016*, 2016, ELI1.3.1–4.

Чланци објављени у домаћим часописима

- [1] A. Pajkanovic и B. Dokic, “Wheelchair control by head motion”, *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 10, no. 1, pp. 135–151, 2013.

Чланци објављени у међународним часописима

- [1] A. Pajkanovic, G. M. Stojanovic, и S. M. Djuric, “Performance analysis of meander-type inductor in silicon and flexible technology”, *Microelectronics Journal*, vol. 56, no. 10, **IF=1.163**, pp. 57–64, 2016.
- [2] B. Dokic и A. Pajkanovic, “Conventional and sub-threshold operation regimes of CMOS digital circuits”, *Automatika – Journal for Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, **IF=0.380**, vol. 57, no. 3, pp. 782–792, 2016.
- [3] A. Pajkanovic, M. Videnovic-Misic, и G. M. Stojanovic, “Design and Characterization of a 130 nm CMOS Ultra-Wideband Low-Noise Amplifier”, *Journal of Microelectronics, Electronic Components and Materials*, **IF=0.378**, vol. 47, no. 2, pp. 59–70, 2017.

Биографија кандидата

Александар Пајкановић (1986) је дипломирао (2009) и одбранио завршни рад другог циклуса студија (2012) на Електротехничком факултету Универзитета у Бањој Луци (ЕТФ БЛ). Одмах након дипломирања запослио се у Дирекцији за цивилно ваздухопловство Босне и Херцеговине и наредних петнаест мјесеци радио на одржавању рачунарског система и рачунарске мреже на позицији системског и мрежног администратора.

Марта 2011. године запослио се на ЕТФ БЛ као стручни сарадник – млади истраживач у оквиру пројекта Министарства науке и технологије Републике Српске под називом: „Примјена бежичних технологија у медицинским помагалима”, а који је координисао проф. др Бранко Докић. У оквиру пројекта, а за потребе последиједипломског студија другог циклуса, Александар је развио алгоритам за управљање електричним и валидским колицима покретима главе, а затим га и реализовао у виду микроконтролерског система. Његов завршни рад другог циклуса, под називом „Контрола инвалидских колица покретима главе” награђен је марта 2014. године „Пушиновом наградом” Матице српске, као најбољи завршни рад у области техничких наука за период 2011-2014, у конкуренцији свих техничких факултета и виших школа са српског говорног подручја.

Октобра 2012. уписао је академске студије трећег циклуса на Факултету техничких наука Универзитета у Новом Саду (ФТН НС), истовремено отпочевши рад на позицији младог истраживача (енгл. *early stage researcher*) у оквиру *FP7* пројекта финансираног кроз Марија Склодовска-Кири акције *Initial Training Network* под називом *Senseiver*, а који је координисао проф. др Горан Стојановић. Александар је примарно радио на пројектовању интегрисаних кола за потребе широкопојасних примопредајника (енгл. *ultra wideband* - веома (ултра) широк пропусни опсег (*UWB*)). Тако је, кориштењем стандардног 130 nm *CMOS* технолошког процеса пројектовао, фабриковао и карактерисао нискошумни појачвач намијењен за рад у опсегу од 6 до 9 GHz. Такође, пројектовао је, фабриковао и карактерисао

широкопојасни индуктор топологије меандар у истој технологији. Био је члан Организационог одбора конференције *Senseiver - Final Conference*, одржане у Новом Саду, октобра 2015. године.

Током пројекта *Senseiver* Александар је стекао искуство у раду са индустријским стандардима по питању алата за пројектовање интегрисаних кола (*Cadence Design Systems*, *Agilent* и *Mentor Graphic* алати), те софистицираном мјерном опремом (*RF Probe Station*, као и разне сонде компаније *Microtech*).

Александар је провео два мјесеца (август-септембар 2012) у студијској посјети Универзитету у Саутемптону, гдје је сарађивао на развоју логичких кола мале потрошње. Затим, у оквиру пројекта *Senseiver*, Александар је радио по два мјесеца у институцијама - члановима конзорцијума: компанија *TES Electronics Solutions GmbH*, Штутгарт, Њемачка (јун-јул 2014) и Факултет инжењерства Универзитета у Порту, Порто, Португалија (јун-јул 2015). Током посјета Александар је имао прилике да стекне искуство у индустријском окружењу, карактерише готова интегрисана кола у кућишту, ради на електромагнетским симулацијама компонената, карактеризацији антена и користи машину за бондовање.

Током професионалне каријере, посебно у оквиру пројекта *Senseiver*, Александар је имао прилику да учествује у раду више радионица, семинара и конференција. По значају стеченог практичног искуства у струци издвајају се радионице: на тему производног процеса у *LTCC* технологији (Краков, септембар 2013), затим радионица на тему пројектовања штампаних плоча (Јаши, октобар 2014), на тему *Verilog* језика за опис хардвера (Порто, фебруар 2015) и на тему пројектовања аналогних интегрисаних кола специфичне намјене по поруџбини (*semi-ASIC*) (Краков, јун 2015). Осим стручног, значајне прилике за усавршавање имао је и у вези са питањима важним за сваког истраживача, као што су интелектуална својина и писање пројеката за конкурсе Европске уније (Краков, септембар 2013). Александар је присуствовао и значајним међународним догађајима као што су конференције *ESOF* (Копенхаген, јун 2014) и *Future of the Doctorate* (Рига, мај 2015), те годишњи састанак корисника софтверских алата компаније *Cadence Design Systems*, тзв. *CDN Live* (Минхен, април 2015). Аутор је или коаутор два чланка у међународним часописима са *SCI* листе, једног у часопису од националног значаја, те тринаест саопштења на међународним и седам на домаћим конференцијама. Имао је прилику да одржи предавање по позиву на тему: „*Knowledge and technology transfer between industrial and academic sectors - benefits for young researchers - Senseiver ITN*”, у оквиру конференције *WBCInno* (Нови Сад, септембар 2015).

Александар Пајкановић је двоструки стипендиста Фонда „др Милан Јелић”, те студентски члан организације *IEEE*, друштва *Circuits and Systems*. Тренутно, од новембра 2015. године, запослен је на ЕТФ БЛ у звању вишег асистента Катедре за електронику, гдје изводи (или је изводио) вјежбе из предмета: Основи рачунарске технике, Увод у електронику, Линеарна електроника, Импулсна електроника, Дигитална електроника, Аналогна интегрисана кола, Пројектовање интегрисаних кола, те РФ и микроталасна електроника. Такође, активан је члан Организационог одбора симпозијума ИНДЕЛ чији је домаћин ЕТФ БЛ, а који се одржава сваке двије године новембра мјесеца, а посљедњи пут 2016. године. Александар је и члан редакције часописа *Electronics* који излази два пута годишње, а издаје га ЕТФ БЛ од 1997. године.