УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Бранко М. Буквић

РЕКОНФИГУРАБИЛНИ И ПОДЕСИВИ ЕФИКАСНИ ПОЈАЧАВАЧИ СНАГЕ ЗА ПРЕДАЈНИКЕ ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОНИХ УРЕЂАЈА

докторска дисертација

Београд, 2016.

UNIVERSITY OF BELGRADE SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Branko M. Bukvić

RECONFIGURABLE AND TUNABLE EFFICIENT POWER AMPLIFIERS FOR TRANSMITTERS IN TELECOMMUNICATION DEVICES

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2016.

Ментор:

др Милан Илић, ванредни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Чланови комисије:

др Антоније Ђорђевић, редовни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

> др Ђурађ Будимир, reader University of Westminster, London

др Наташа Нешковић, ванредни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Лазар Сарановац, ванредни професор Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Датум одбране:_____

Захвалница

Ова докторска дисертација је настала као резултат мог вишегодишњег настојања да разумем и савладам основне концепте у пројектовању микроталасних појачавача снаге, да усвојена знања искористим за развој новог појачавача побољшаних перформанси у односу на постојећа решења, као и да у свом раду на правилан начин користим напредне технике нумеричке анализе сложених микроталасних кола које значајно скраћују времена пројектовања уређаја. Успешно савладавање наведених концепата и висок квалитет постигнутих истраживачких резултата не би били могући без изузетног ангажовања ментора в. проф. др Милана Илића, на чему сам му веома захвалан.

У делу докторске дисертације који се бави пуноталасним нумеричким моделовањем и анализом сложених микроталасних кола, велику помоћ ми је пружила и др Анђелија Илић, научни сарадник Института за физику Универзитета у Београду. Др Илић је значајно допринела и мом разумевању могућности и ограничења примене нових дводимензионих материјала на високим учестаностима, чиме се бави један део дисертације. Заједнички рад и консултације резултовали су високим квалитетом публикованог истраживања из ове области. Стога се посебно захваљујем др Анђелији Илић.

Током докторских студија, добио сам и искористио прилику да две године проведем на University of Westminster, London, у Великој Британији. У том периоду су настављена моја истраживања у вези са микроталасним колима, али и отпочета истраживања могуће примене графена у микроталасној техници. На сарадњи и свему што сам научио током боравка у склопу међу-универзитетске размене, захваљујем се проф. др Ђурађу Будимиру, руководиоцу Групе за истраживање бежичних телекомуникација. Такође сам захвалан и академику Антонију Ђорђевићу на консултацијама и многим корисним саветима које ми је дао у току докторских студија, као и в. проф. др Наташи Нешковић, која је отпочела руковођење мојим студијским радом, а затим ме је несебично упутила на ментора који би могао да руководи темом истраживања из уже области коју сам изабрао.

Коначно, колегама из компаније ИМТЕЛ Комуникације се захваљујем на пруженој подршци и разумевању, а на изузетној подршци захваљујем се породици и пријатељима.

У Београду, 23. јула 2016.

РЕКОНФИГУРАБИЛНИ И ПОДЕСИВИ ЕФИКАСНИ ПОЈАЧАВАЧИ СНАГЕ ЗА ПРЕДАЈНИКЕ ТЕЛЕКОМУНИКАЦИОНИХ УРЕЂАЈА

Резиме

Дисертација се бави унапређењем телекомуникационих система и у њој су предложена решења која се могу искористити у садашњим и будућим телекомуникационим системима.

Након кратког увода у основне класе рада појачавача на микроталасним фреквенцијама, представљена су три појачавача снаге. Сва три појачавача су намењена модерним телекомуникационим системима. Ближе речено, сва три појачавача су конципирана и направљена да раде у више фреквенцијских опсега. У дизајнирању појачавача, акценат је био стављен на ефикасност појачавача. Стога су прва два појачавача дизајнирана и реализована да раде у класи АБ. Код првог, реконфигурабилног, појачавача једна од две могуће радне фреквенције бира се помоћу укључења/искључења PIN диоде у улазном колу за прилагођење. Други, подесиви (тјунабилни), појачавач је дизајниран и реализован тако да може континуално да мења фреквенцију рада, између две удаљене фреквенције, адекватном поларизацијом варикап диоде смештене у улазно коло за прилагођење. Трећи појачавач је дизајниран и реализован да ради у класи Ј. У вези с њим је најпре представљена теорија која се до сада није могла наћи у литератури. Та теорија представља допуну постојеће теорије везане за појачаваче у класи Ј. У оквиру новоразвијене теорије предложен је начин дизајнирања појачавача, где се на почетку одређују параметри појачавача за унапред задату ефикасност. Пратећи предложену теорију, дизајниран је и реализован појачавач у класи Ј. Резултати добијени симулацијом и мерени резултати су се одлично поклопили, што је верификовало ваљаност предложене теорије. На крају су дати резултати симулација нелинераности пројектованог појачавача у случају да му се на улаз доведу неки од сигнала који се користе у модерним телекомуникационим системима. Добијени резултати, који пружају увид у линеарност појачавача, су поредиви са резултатима из литературе и тиме су додатно потврдили употребљивост предложене теорије.

Још један могућих побољшања карактеристика ОЛ начина телекомуникационих система у будућности је примена графена у микроталасним колима. Иако је највећи део данашњих истраживања примене графена посвећен колима која раде на фреквенцијама реда THz и у оптичком спектру, у дисертацији су дата два примера потенцијалне примене графена у микроталасном опсегу фреквенција. Након краћег увода који описује карактеризације електричних особина графена, дат је пример реконфигурабилног појачавача у коме је уместо PIN диоде везан графенски прекидач. У том примеру графенски прекидач се контролише електричним поларизационим пољем. Такав прекидач би могао да ради на далеко вишим фреквенцијама од оних на којима је тренутно могућ рад PIN диоде. Такође, из приказаних електричних особина графена које задржавају константност карактеристика у ширем фреквенцијском опсегу, закључује се да би прекидач могао да се користи у широкопојасним колима без већих проблема. На крају је дат још један пример прекидачког елемента, код кога се контрола прекидања обавља преко магнетског поља, а цела структура је дизајнирана у технологији копланарних таласовода. Сви резултати у вези са колима с графеном добијени су рачунарским симулацијама.

Кључне речи: класа J, висока ефикасност, појачавачи снаге, реконфигурабилни појачавачи, подесиви појачавачи, моделовање елемената еквивалентним електричним колом, пуноталасна анализа, деембединг параметризованих модела, сложена микроталасна кола, електрично поларизовани графенски прекидачи, магнетско поларизовани графенски резонатори.

Научна област: Електротехника и рачунарство

Ужа научна област: Микроталасна техника

УДК број: 621.3

RECONFIGURABLE AND TUNABLE EFFICIENT POWER AMPLIFIERS FOR TRANSMITTERS IN TELECOMMUNICATION DEVICES

Abstract

This dissertation addresses the improvement of telecommunication systems. The proposed solutions can be implemented in both present and future telecommunication systems.

After a brief introduction regarding the classes of amplifiers operating at microwave frequencies, three power amplifiers are presented. All three amplifiers are designed for modern telecommunication systems. More precisely, they are able to operate in several frequency bands. In the process of the amplifier design, the focus was set on the amplifier efficiency. Hence, the first two amplifiers are designed and fabricated to operate in class AB. In the first, reconfigurable amplifier, one of two possible operating frequencies can be chosen by switching on or off a PIN diode in the input matching network. The second, tunable, amplifier is designed and fabricated in such a way that the operating frequency can be continuously changed, between the lower and upper frequency boundaries. This is achieved by controlling the bias of the varicap diode, positioned in the input matching network. The third amplifier is designed and fabricated to operate in class J. Firstly, a novel theory describing the operation and design procedure of a class-J power amplifier is presented as an extension of the existing theory given in the literature. In the process, novel simple formulas are derived which govern the amplifier efficiency. An amplifier in class J is designed and fabricated following the proposed theory. Results obtained by numerical simulations and measurements on fabricated prototypes are in excellent agreement, thus verifying the proposed theory. Finally, simulation results are presented that characterize the amplifier performance when it is excited by some of the wideband signals used in modern telecommunication systems. The obtained results, which give insight in the linearity of the designed amplifier, are comparable with other results published in the literature, thus they additionally validate the applicability of the newly proposed theory.

Another possible way of improving characteristics of telecommunication systems in the future is utilization of graphene in microwave circuits. Although the biggest portion of today's research regarding the application of graphene is focused towards circuits which operate in the terahertz region and optical frequencies, given in this dissertation are two examples of potential utilization of graphene in circuits operating at microwave frequencies. After a brief introduction, which explains electrical properties of graphene, an example of graphene-based switch, implemented in a reconfigurable power amplifier, is given. The designed power amplifier uses the graphene-based switch instead of a PIN diode. In this example, the graphene-based switch is controlled by an electric bias field. Such a switch could be used to operate at frequencies much higher than operational frequencies of PIN diodes. In addition, the presented electrical characteristics of the switch are very constant in a wide frequency range; hence the extension of utilization of the switch in wideband circuits should be straightforward. Finally, an additional design example of a graphene-based switching element, controlled by a magnetic bias field, is given. This switch is designed in coplanar waveguide technology. All results regarding the utilization of graphene are obtained by means of numerical simulations.

Keywords: class J, high efficiency, power amplifiers, reconfigurable amplifiers, tunable amplifiers, circuit-based modeling, full-wave analysis, de-embedded parameterized models, complex microwave circuits, electrically biased graphene switches, magnetically biased graphene resonators.

Scientific area: Electrical and Computer Engineering

Scientific subarea: Microwave Techniques

UDC number: 621.3

Садржај

| <u>1. УВОД</u> | | |
|----------------|---|------------|
| 2. T | ЕОРИЈСКА АНАЛИЗА МИКРОТАЛАСНИХ ПОЈАЧАВАЧА СНАГ | E 4 |
| 2.1. | Увод | 4 |
| 2.2. | КЛАСЕ МИКРОТАЛАСНИХ ПОЈАЧАВАЧА | 7 |
| 2.2.1. | Појачавачи у класи А | 8 |
| 2.2.2. | Појачавачи у класи Б | 12 |
| 2.2.3. | Појачавачи у класи Ф | 15 |
| 2.2.4. | Појачавачи у класи Е | 19 |
| 2.2.5. | Појачавачи у класи Ј | 24 |
| <u>3. П</u> | ОЈАЧАВАЧИ СНАГЕ ЗА МИКРОТАЛАСНЕ ФРЕКВЕНЦИЈЕ | 29 |
| 3.1. | Увод | 29 |
| 3.2. | РЕКОНФИГУРАБИЛНИ ПОЈАЧАВАЧ СНАГЕ | 31 |
| 3.3. | Тјунабилни појачавач снаге | 38 |
| 3.3.1. | Симулације тјунабилног појачавача комбинованим коришћењем МWO и Н | HFSS |
| . . | софтверских алата | 43 |
| 3.4. | ПОЈАЧАВАЧИ СНАГЕ У КЛАСИ Ј | 48 |
| 3.4.1. | Теоријска анализа | 49 |
| 3.4.2. | Практична реализација | 57 |
| 3.4.3. | Симулације нелинеарности | 69 |
| 3.5. | Резиме | 71 |
| <u>4.</u> П | РИМЕНА ГРАФЕНА У МИКРОТАЛАСНИМ КОЛИМА | 73 |
| 4.1. | Увод | 73 |
| 4.2. | Контролисање електричне проводности графена | 74 |
| 4.3. | Електрична поларизација графена | 77 |
| 4.4. | Магнетска поларизација графена | 80 |
| 4.5. | Резиме | 83 |
| <u>ЗАК</u> | ЉУЧАК | 85 |
| <u>лит</u> | ТЕРАТУРА | <u>90</u> |
| БИО | ОГРАФИЈА АУТОРА | 95 |

1. Увод

Убрзани развој мобилне телефоније довео је до повећања количине података која се преноси између корисника, првенствено бежичним путем. То је узроковало загушење ресурса за пренос података, а то су време преноса и заузети фреквенцијски спектар. Како би се омогућио даљи развој телекомуникационих система, било је потребно дефинисати нове стандарде који би на ефикаснији начин управљали наведеним ресурсима и омогућили коришћење нових ресурса као што су секвенце кодова. Софтверски дефинисани радио (software-defined radio) и когнитивни радио (cognitive radio), тј. когнитивни радио са становишта реконфигурабилности, [1.1]-[1.3] cy стандарди који дефинишу телекомуникационе системе намењене, пре свега, мобилној телефонији. Главна идеја тих стандарда је да се целокупна обрада сигнала пребаци у дигитални домен. Развој специјализованог хардвера за дигиталну обраду сигнала (нпр. digital signal processor, DSP или field programmable gate array, FPGA) омогућио је имплементацију веома сложених алгоритама, укључујући и компликоване модулационе технике, што је обезбедило пренос обраде сигнала из аналогног домена у дигитални домен.

Рад модерног телекомуникационог система се своди на извршавање програма на, за то предвиђеном, специјализованом хардверу. То значајно смањује цену одржавања и надоградње система јер се све промене унете у систем извршавају простом изменом програма, док се хардвер не модификује. Систем је робуснији и могуће га је модификовати током рада, тј. адаптиван је. На тај начин управљачки програм може да расподељује ресурсе за пренос података за сваког корисника понаособ и да у току рада мења одређене параметре (додељени фреквенцијски канал, модулацију или брзину којом се преносе подаци). Такође, могуће је ослушкивати лиценциране фреквенцијске канале и, уколико су слободни, могуће их је привремено заузети и пренети одређену количину података преко њих. Остваривањем те идеје, цео телекомуникациони систем је конципиран тако да ради на више фреквенцијских опсега, као и да подржава више модулационих техника и стандарда за пренос података.

Ипак, и поред одличне идеје да се обрада сигнала пребаци у дигитални домен и да се извршава на специјализованом хардверу, постоје делови хардвера који, бар за сада, не могу бити замењени софтвером, а обрада одговарајућих сигнала мора остати у аналогном домену. Типични примери таквог хардвера су антене, малошумни линеарни појачавачи и појачавачи снаге. Поменуте хардверске компоненте морају бити пројектоване тако да раде на више фреквенцијских опсега. Осим тога, због преноса великих количина података, заузети фреквенцијски канали су доста широки (за системе четврте генерације мобилне телефоније предвиђени су канали ширине до 100 MHz), па и набројане хардверске компоненте морају бити широкопојасне. Одређене модулационе технике, због своје сложености, имају веома строге захтеве за линеарност појачавача снаге, па то отежава њихово пројектовање. С једне стране, линеарни малошумни појачавачи морају имати што мањи фактор шума у радним фреквенцијским опсезима, како би остатак пријемника телекомуникационог система што лакше издвојио користан сигнал. С друге стране, посебан проблем у савременим телекомуникационим системима представља ефикасност појачавача снаге. Због потребе преноса све већих количина података, користе се веома сложене модулационе технике које имају велики вршни фактор (crest factor) који се креће до 12 dB. Такви сигнали налажу рад појачавача снаге далеко од засићења (рад у back-off режиму), где појачавач има малу ефикасност (типичне вредности су око 5% за сигнале коришћене у трећој и четвртој генерацији мобилне телефоније). Све то значајно усложњава хардвер који обрађује сигнал у аналогном домену и стога је потребно његово даље усавршавање [1.4]. У дисертацији ће, као главна тема, бити представљена унапређења појачавача снаге која омогућавају њихово што ефикасније коришћење у савременим и будућим телекомуникационим системима.

Поред унапређења рада појачавача снаге, у дисертацији ће бити изложени примери примене новог материјала, графена, у циљу даљег развоја

2

телекомуникационих система [1.5]. Графен је тренутно један од најпознатијих дводимензионих материјала, чије се особине интензивно проучавају у циљу имплементације у модерним телекомуникационим системима. У поређењу са другим стандардним материјалима, графен поседује неке необичне особине (механичке, термичке, оптичке и електромагнетске) и то, пре свега, због своје специфичне структуре на атомском нивоу. Истраживања се изводе како у примени графена у пасивним колима (антене, филтри, прекидачи...), тако и у активним колима (транзистори на бази графена). Сматра се да ће графен имати велику улогу у пројектовању електричних кола која ће радити у фреквенцијском опсегу који је између микроталасних и оптичких фреквенција. Електромагнетске особине графена, исказане преко тензора површинске проводности, су контролабилне, што отвара могућност за пројектовање реконфигурабилних и подесивих (тјунабилних) кола на бази графена. У овој дисертацији биће дати примери коришћења графена на микроталасним фреквенцијама, и то у колу за прилагођење код реконфигурабилног појачавача снаге и у копланарном таласоводу. У оба случаја графенска структура има улогу прекидача, а резултати су добијени рачунарским симулацијама.

2. Теоријска анализа микроталасних појачавача снаге

2.1. Увод

Микроталасни појачавачи снаге су активна кола која врше појачавање наизменичног (*alternating current*, AC) сигнала. У идеалној ситуацији, сигнал на улазу појачавача се у истом облику јавља на његовом излазу, с тим да је снага сигнала на излазу већа него на улазу. Снага потребна за појачање узима се из једносмерног (*direct current*, DC) извора за напајање.

Главни део сваког микроталасног појачавача снаге је његов активни елемент, транзистор или електронска цев. У даљем делу текста биће разматрани само транзисторски појачавачи. Остатак кола појачавача се најчешће састоји од линеарних пасивних елемената: отпорника, кондензатора, калемова и огранака водова. Доста ређе се у појачавач додају и други нелинеарни елементи. Као пример, то могу да буду пин (PIN) диода или варикап диода уколико је потребно направити појачавач који може да мења радни режим или фреквенцију. Посебно, активни нелинеарни елементи могу се налазити и у колу за напајање главног транзистора, али се у то овде нећемо упуштати.

Почетна анализа појачавача је доста поједностављена. У њој се подразумева да је појачавач идеалан, односно да је линеаран и да нема губитке. У почетној анализи рада појачавача идеализује се транзистор. Шематски приказ идеализованог (поједностављеног) модела транзистора приказан је на слици 2.1, где се посматрани транзистор састоји из улазне импедансе Z_{in} , напонски контролисаног струјног извора струје i_g и излазне импедансе Z_{out} .



У поједностављеном моделу, улазна импеданса транзистора, Z_{in} , се моделује отпорношћу велике вредности. То важи и за излазну импедансу транзистора, Z_{out} , тако да струјни генератор сву снагу предаје излазном колу. Преносна карактеристика транзистора дата је односом излазне струје транзистора и улазног напона транзистора, као на слици 2.2.



Слика 2.2. Преносна карактеристика идеализованог транзистора.

Транзистори са ефектом поља (*field effect transistor*, FET) су доста ближи идеализованом моделу од биполарних транзистора, па је с тог становишта реализација појачавача са FET-овима лакша него са биполарним транзисторима.

Код микроталасних појачавача користи се неколико типова FET и биполарних транзистора. Овде ће бити описани неки најчешће коришћени. Транзистори за микроталасне фреквенције праве се од различитих материјала и њихове физичке структуре се међусобно разликују. То доводи до одређених специфичности у карактеристикама транзистора и резултује специјализацијом намене сваког од типова транзистора. Силицијумски LDMOS (*silicon laterally diffused metal oxide*

semiconductor, Si LDMOS) је транзистор израђен на подлози од силицијума. Употреба силицијума држи цену тих транзистора значајно мањом у односу на цену транзистора са другим супстратима, тако да се они често користе у појачавачима снаге у базним станицама мобилне телефоније. Највећи недостаци тих транзистора су њихова немогућност рада са сигналима ширег опсега и веома велика еквивалентна паразитна капацитивност између дрејна и сорса. Максимална фреквенција рада LDMOS транзистора је негде између 3 и 3.5 GHz, што за будуће системе неће бити адекватно јер ће код њих пренос сигнала бити на вишим фреквенцијама. Галијум арсенид HEMT (gallium arsenide high electron mobility transistor, GaAs HEMT) су транзистори базирани на смеси галијума и арсеника. Тај материјал је већ познат као материјал чији носиоци имају велику покретљивост, па су идеални кандидати за високе фреквенције, потенцијално до око 250 GHz. Иако могу да раде са сигналима ширег опсега него Si LDMOS транзистори, раде добро до снага око 50 W. У великој мери се користе у војним применама, али и у цивилним, нпр. код појачавача у мобилним телефонима или код појачавача који се користе у кабловској телевизији. Галијум нитрид (gallium nitride, GaN) НЕМТ су транзистори на подлози од галијум нитрида. За сада су најбољи кандидати који треба да попуне празнину која постоји услед недостатака Si LDMOS и GaAs HEMT транзистора, гледајући фреквенције рада и снаге транзистора. GaN транзистори се праве на базној подлози од силицијум карбида (silicon carbide, SiC) који има прилично добру топлотну проводност, што омогућава лако одвођење топлоте и рад са већим снагама. Могу да поднесу напоне до око 80 V, могу да раде са снагама од неколико десетина вати, а процењена максимална радна фреквенција им је до око 200 GHz. Пошто су прилично отпорни на јонизујућа зрачења, GaN транзистори су погодни за сателитске примене. Хетероспојни биполарни транзистор (heterojunction bipolar transistor, HBT) је брз микроталасни биполарни транзистор који може да се користи на фреквенцијама до око 150 GHz.

Остатак кола појачавача користи се за постављање мирне радне тачке (поларизација транзистора), за стабилизацију и за прилагођење импеданси. Кола за прилагођење се код дискретних појачавача на микроталасним фреквенцијама најчешће реализују помоћу дистрибуираних елемената. Ипак, тамо где је то неопходно, могу се користити кондензатори, калемови и отпорници у облику пасивних компоненти са концентрисаним параметрима (*lumped elements*). Дискретни појачавачи на микроталасним фреквенцијама најчешће се реализују у микротракастој (*microstrip*) технологији и у технологији копланарних таласовода (*coplanar waveguide*, CPW). Осим тога, појачавачи се на микроталасним фреквенцијама доста производе и у интегрисаној технологији. У интегрисаној технологији се кола за прилагођење, због недостатка простора, реализују и помоћу пасивних компоненти са концентрисаним параметрима.

Поред снаге и радне фреквенције, ефикасност и линеарност су такође важни параметри појачавача. Те две особине веома зависе од класе рада појачавача. Од почетка употребе појачавача до данас описано је много класа рада појачавача. Неке класе дају доста добру ефикасност, док друге дају велику линеарност. Најчешће су та два захтева контрадикторна, па се између њих мора тражити компромис. Постоје различити начини за описивање линеарности појачавача. Неки од најчешће коришћених су анализа интермодулационих (*intermodulation*, IM) продуката која се користила код ускопојасних појачавача и ACPR (*adjacent channel power ratio*) анализа која се користи код новијих система који се базирају на 3 G сигналима (сигнали проширеног спектра примењени у 3. генерацији мобилне телефоније), као и на OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*) сигналима. Ефикасност се израчунава на основу снага сигнала на улазу и излазу појачавача и снаге извора за напајање.

У овом поглављу биће приказани кратак теоријски опис рада појачавача у класама А, Б, Ф, Е и Ј, као и анализа ефикасности појачавача у датим класама. Дате класе су изабране јер су оне најчешће коришћене за реализацију појачавача на микроталасним фреквенцијама.

2.2. Класе микроталасних појачавача

Опис рада сваке класе почиње идеализовањем модела транзистора, као што је описано у претходном одељку. У овом поглављу подразумеваће се да је појачавачу на улазу доведен неизобличен синусни сигнал, да је преносна карактеристика транзистора идеална (осим код појачавача у класи Е) и да је излазна импеданса транзистора бесконачно велика. У зависности од поларизације транзистора, побудног сигнала, као и од кола за прилагођење које је везано на излаз транзистора, зависиће и класа рада појачавача. У анализи класа подразумеваће се да је идеализовани транзистор FET, тако да ће одговарајући пинови бити обележени са гејт, сорс и дрејн.

2.2.1. Појачавачи у класи А

Идеализована шема за анализу рада појачавача у класи А приказана је на слици 2.3.



Слика 2.3. Идеализована шема појачавача у класи А.

У анализи појачавача у класи А поћи ће се од следећих претпоставки:

- Побудни генератор напона v_g даје чист простопериодичан сигнал v_g = V_m sin(θ) нормализоване амплитуде чија је максимална вредност V_{m,max} = 1 V, где су θ = ωt и ω = 2πf фаза и кружна фреквенција, редом. Амплитуда напона на побудном генератору дефинише се као V_m = p V_{m,max}, где је 0 ≤ p ≤ 1.
- Ради нормализације, подразумеваће се да је транскондуктанса напонски контролисаног струјног генератора струје i_{g} , k = 1 S.
- Отпорност потрошача је $R = 1 \Omega$.

- Капацитивност кондензатора *C* и индуктивност калема *L* су бесконачни, чиме је обезбеђена идеална изолација DC и AC сигнала, респективно.
- Поларизација транзистора у класи А, за нормализоване вредности напона и струја, подразумева да је DC струја дрејна 1 А и да је напон напајања 1 V.

Временски дијаграми релевантних сигнала за напонске побуде на улазу транзистора када је p = 0,5 (црвене криве) и када је p = 1 (плаве криве), приказани су на слици 2.4.



Слика 2.4. Временски дијаграми релевантних сигнала и динамичка радна крива код појачавача у класи А: (а) напон побудног генератора v_{g} , (б) струја дрејна i_{d} , (в) струја потрошача i_{p} , (г) напон потрошача v_{p} , (д) напон дрејна v_{d} и (ђ) динамичка радна крива.

За максималну амплитуду побудног напона v_g , минималан потребан напон извора за напајање једнак је DC вредности напона дрејна, $V_{b,max} = 1$ V. Струја извора за напајање једнака је DC вредности струје дрејна, $I_{DC,max} = 1$ A. Снага извора за напајање је

$$P_{\rm DC} = V_{\rm b} I_{\rm DC}, \qquad (2.1)$$

па је за максималну амплитуду побудног напона, снага извора за напајање $P_{\text{DC,max}} = 1$ W. Амплитуда напона потрошача је $V_{\text{p,max}} = 1$ V, док је амплитуда струје $I_{\text{p,max}} = 1$ А. Изрази за средњу снагу сигнала на потрошачу су:

$$P_{\rm AC} = \frac{1}{2} V_{\rm p} I_{\rm p}, \ P_{\rm AC} = \frac{1}{2} \frac{V_{\rm p}^2}{R}$$
или $P_{\rm AC} = \frac{1}{2} R I_{\rm p}^2.$ (2.2)

За максималну амплитуду побудног напона, средња снага сигнала на потрошачу је *P*_{AC,max} = 1/2 W. Ефикасност дрејна (колектора) дефинише се као:

$$\eta = \frac{P_{\rm AC}}{P_{\rm DC}} \tag{2.3}$$

и при максималној амплитуди побудног напона износи $\eta_{max} = 1/2$. У даљем тексту овог поглавља реч ефикасност ће се односити на ефикасност дрејна.

Када амплитуда побудног напона није максимална, $V_{\rm m} = p V_{\rm m,max}$, тада су струја и напон на потрошачу *R* скалирани истим фактором *p*, па је снага потрошача скалирана фактором p^2 . Снага извора за напајање не зависи од амплитуде побудног напона јер се ни напон, ни струја извора за напајање не мењају у зависности од амплитуде побудног напона. Зависност ефикасности од амплитуде побудног напона дата је изразом $\eta(p) = p^2 \eta_{max}$ и приказана је на слици 2.5.



Слика 2.5. Зависност ефикасности од нормализоване амплитуде напона побуде код појачавача у класи А.

Сигнал на излазу појачавача у класи А има компоненту само на основној учестаности. Због тога, али и због поларизације транзистора која је на средини

линеарне динамичке радне криве, линеарност појачавача у класи А је највећа у поређењу са свим осталим класама рада појачавача.

2.2.2. Појачавачи у класи Б

Идеализована шема за анализу рада појачавача у класи Б приказана је на слици 2.6.



Слика 2.6. Идеализована шема појачавача у класи Б.

Код анализе појачавача у класи Б подразумеваће се следеће претпоставке:

- Побудни генератор напона v_g даје чист простопериодичан сигнал $v_g = V_m \sin(\theta)$ нормализоване амплитуде чија је максимална вредност $V_{m,max} = 1$ V, где су $\theta = \omega t$ и $\omega = 2\pi f$. Амплитуда напона на побудном генератору дефинише се као $V_m = p V_{m,max}$, где је $0 \le p \le 1$.
- Транскондуктанса напонски контролисаног струјног генератора струје i_g је k = 1 S.
- Отпорност потрошача $R = 1 \Omega$.
- Капацитивност кондензатора *C* и индуктивност калема *L* су бесконачни, због изолације DC и AC сигнала, респективно.
- Поларизација појачавача у класи Б подразумева да је DC вредност струје дрејна 0 у одсуству побудног сигнала *v*_g.
- Паралелно резонантно коло, сачињено од калема L_r и кондензатора C_r,
 је подешено на основну фреквенцију, при чему се сматра да

резонантно коло сигнале било које друге фреквенције кратко спаја на масу.

Временски дијаграми релевантних сигнала за напонску побуду на улазу када је p = 0,5 (црвене криве) и за побуду када је p = 1 (плаве криве), приказани су на слици 2.7.



Слика 2.7. Временски дијаграми релевантних сигнала и динамичка радна крива код појачавача у класи Б: (а) напон побудног генератора $v_{\rm g}$, (б) струја дрејна $i_{\rm d}$, (в) струје $i_{\rm p1}$ и $i_{\rm p2}$, (г) струја потрошача $i_{\rm p}$ и напон потрошача $v_{\rm p}$, (д) напон дрејна $v_{\rm d}$ и (ђ) динамичка радна крива.

За максималну амплитуду побудног напона v_g , минималан потребан напон извора за напајање једнак је DC вредности напона дрејна, $V_{b,max} = 1/2$ V. Струја

извора за напајање једнака је DC вредности струје дрејна, $I_{DC,max} = 1/\pi A$. Снага извора за напајање је $P_{DC,max} = 1/2\pi W$. Амплитуда напона потрошача је $V_{p,max} = 1/2 V$, док је амплитуда струје $I_{p,max} = 1/2 A$. Снага сигнала на потрошачу је $P_{AC,max} = 1/8 W$. За максималну амплитуду побудног сигнала, ефикасност је $\eta_{max} = P_{AC,max} / P_{DC,max} = \pi/4$.

Када амплитуда побудног напона није максимална, $V_{\rm m} = p V_{\rm m,max}$, тада су струја и напон на потрошачу *R* скалирани истим фактором *p*, па је снага потрошача скалирана фактором p^2 . Снага извора за напајање се тада скалира фактором *p*, јер се напон извора за напајање не мења у зависности од амплитуде побуде, али се мења струја извора за напајање – скалирана је фактором *p*. Зависност ефикасности од амплитуде побудног напона дата је изразом $\eta(p) = p \eta_{\rm max}$ и приказана је на слици 2.8.



Слика 2.8. Зависност ефикасности од нормализоване амплитуде напона побуде код појачавача у класи Б.

Линеарност појачавача у класи Б је лошија од појачавача у класи А. Главни узрок томе је постепено укључење транзистора када на његов гејт почне да наилази позитивна полупериода сигнала. Такође, код овог појачавача израженији су виши хармоници сигнала на потрошачу. То је последица несавршености паралелног осцилаторног кола, L_r и C_r , због чега оно не може потпуно да потисне више хармонике струје i_{p2} . Због резонантног кола, појачавачи у овој класи имају коначну ширину опсега фреквенција у којима могу да раде.

2.2.3. Појачавачи у класи Ф

Главна разлика појачавача у класи Φ у односу на класу Б је у излазном колу за прилагођење. Тим колом постиже се таласно обликовање сигнала (*waveform engineering*) тако да напон на дрејну транзистора буде поворка правоугаоних импулса, што ће резултирати да ефикасност буде 100%. Амплитудски спектри струје дрејна, *i*_d, и напона дрејна, *v*_d, дати су на слици 2.9.



Слика 2.9. Амплитудски спектри струје дрејна, i_d , и напона дрејна, v_d , појачавача у класи Φ .

Иако би било идеално да појачавач у класи Φ може на дрејну да има напон облика идеалне поворке правоугаоних импулса, то се у пракси никада не постиже јер је за то потребно контролисати импедансе на бесконачно много хармонијских компоненти. Контрола импеданси се најчешће ради само до друге и треће хармонијске компоненте сигнала. Са слике 2.9 јасно се види да импеданса на другом хармонику треба да је 0, а импеданса на трећем бесконачно велика. Иако бесконачно велика импеданса са струјом која је 0 може да проузрокује било који напон, у пракси је импеданса на трећем хармонику коначна, а струја није 0, већ се фино подешава (тјунује) благим померањем мирне радне тачке транзистора.

За коначан број контролисаних хармонијских компоненти најчешћи начин подешавања напона дрејна је његова апроксимација коначним бројем компоненти поворке правоугаоних импулса добијених Фуријеовим развојем. Таква апроксимација не даје максималну могућу ефикасност, али се због своје једноставности често примењује у теоријским објашњењима и моделовањима рада у класи Ф. Идеализована шема појачавача у класи Ф дата је на слици 2.10. Блок на слици означен са Z обезбеђује нулте импедансе на парним хармоницима и бесконачне импедансе на непарним хармоницима, као и то да сигнал на основној фреквенцији пропусти ка потрошачу.



Слика 2.10. Идеализована шема појачавача у класи Ф.

У анализи рада класе Φ подразумеваће се претпоставке:

- Побудни генератор напона v_g даје чист простопериодичан сигнал $v_g = V_m \sin(\theta)$ нормализоване амплитуде чија је максимална вредност $V_{m,max} = 1$ V, где су $\theta = \omega t$ и $\omega = 2\pi f$. Амплитуда напона на побудном генератору дефинише се као $V_m = p V_{m,max}$, где је $0 \le p \le 1$.
- Транскондуктанса напонски контролисаног струјног генератора струје i_g је k = 1 S.
- Отпорност потрошача је $R = 4/\pi \Omega$.
- Капацитивност кондензатора *C* и индуктивност калема *L* су бесконачни, због изолације DC и AC сигнала, респективно.
- Поларизација појачавача у класи Φ подразумева да је DC вредност струје дрејна 0 у одсуству побудног сигнала v_g.
- Напон на дрејну је апроксимиран коначним Фуријеовим редом добијеним из поворке идеалних правоугаоних импулса напона, при чему је узето првих пет чланова тога реда. Такође, ради упрошћења анализе, допуштено је појављивање негативног напона на дрејну услед

риплова сигнала проузрокованих коришћењем коначног броја чланова Фуријеовог развоја.

Временски дијаграми релевантних сигнала за напонску побуду на улазу када је p = 0,5 (црвене криве) и за побуду када је p = 1 (плаве криве) приказани су на слици 2.11. На последња два графика, слика 2.11 (д) и (ђ), доцртан је случај када је на дрејну идеалан правоугаони напон (зелене криве).



Слика 2.11. Временски дијаграми релевантних сигнала и динамичка радна крива код појачавача у класи Ф: (а) напон побудног генератора v_g , (б) струја дрејна i_d , (в) струја потрошача i_p , (г) напон потрошача v_p , (д) напон дрејна v_d и (ђ) динамичка радна крива.

За максималну амплитуду побудног напона v_g , минималан потребан напон извора за напајање једнак је DC вредности напона дрејна, $V_{b,max} = 1/2$ V. Струја извора за напајање једнака је DC вредности струје дрејна, $I_{DC,max} = 1/\pi$ A. Снага извора за напајање је $P_{DC,max} = 1/2\pi$ W. Амплитуда напона потрошача је $V_{p,max} = 2/\pi$ V, док је амплитуда струје $I_{p,max} = 1/2$ A. Снага сигнала на потрошачу је $P_{AC,max} = 1/2\pi$ W. За максималну амплитуду побудног сигнала, ефикасност је $\eta_{max} P_{AC,max} / P_{DC,max} = 1$. Када амплитуда побудног напона није максимална, $V_{\rm m} = p V_{\rm m,max}$, тада су струја и напон на потрошачу *R* скалирани истим фактором *p*, па је снага потрошача скалирана фактором p^2 . Снага извора за напајање се сада скалира фактором *p* јер се напон извора за напајање не мења у зависности од амплитуде побуде, али се струја извора за напајање мења – скалирана је фактором *p*. Зависност ефикасности од амплитуде побудног напона дата је изразом $\eta(p) = p \eta_{\rm max}$ и приказана је на слици 2.12.



Слика 2.12. Зависност ефикасности од нормализоване амплитуде напона побуде код појачавача у класи Ф.

Линеарност појачавача у класи Φ је слична линеарности појачавача у класи Б. Оно што класу Φ битније разликује од класе Б је њена немогућност рада са сигналима ширег опсега. Коло на слици 2.10 означено са Z се веома тешко реализује и веома је ускопојасно. Због тога су појачавачи у класи Φ ускопојасни и нису погодни за појачавање широкопојасних сигнала који се користе у модерним телекомуникационим системима.

2.2.4. Појачавачи у класи Е

Идеализована шема појачавача у класи Е приказана је на слици 2.13. Блок означен са X је чист реактивни елемент (калем или кондензатор), који подешава компоненту напона на дрејну која је у квадратури са струјом потрошача i_p . Појачавачи у класи Е имају реактивни елемент, у овом случају кондензатор C, постављен паралелно напонски контролисаном струјном генератору. Код појачавача у класи Е транзистор се понаша као идеални напонски контролисани прекидач, где се подразумевају следеће претпоставке:

- Отпорност при затвореном прекидачу је 0.
- Отпорност при отвореном прекидачу је бесконачно велика.
- Транзиционо време преласка из једног у друго стање прекидача је 0.



Слика 2.13. Идеализована шема појачавача у класи Е.

Индуктивност калема L је бесконачна, тако да у њему постоји само DC струја I_{DC} . Подразумева се да редно осцилаторно коло, сачињено од кондензатора C_p и калема L_p , пропушта само сигнал основне фреквенције, тако да је струја ка потрошачу

$$i_{\rm p}(\theta) = I_{\rm pm} \cos(\theta) \,. \tag{2.4}$$

Збир струја паралелне гране транзистора и кондензатора С је

$$i_{\rm d}(\theta) + i_{\rm c}(\theta) = I_{\rm DC} - I_{\rm pm}\cos(\theta).$$
(2.5)

Код појачавача у класи Е, струја I_{DC} је увек мања од I_{pm} , тако да је струја $i_d(\theta) + i_c(\theta)$ увек и позитивна и негативна на интервалу једне периоде. Када је та струја позитивна, она постоји у транзистору или кондензатору *C*, а када је негативна, она постоји само у кондензатору *C*. У зависности од угла укључивања транзистора, α , одредиће се сви потребни параметри у вези са појачавачем у класи Е. Угао укључења транзистора, α , добија се из тренутка када је струја $i_d(\theta) + i_c(\theta)$ једнака нули,

$$I_{\rm DC} - I_{\rm pm} \cos(\alpha) = 0, \qquad (2.6)$$

и почиње да буде позитивна. Тај тренутак је намерно одабран јер је најмање стресан за укључивање транзистора у рад, тј. почетак провођења. При углу искључења транзистора, β , струја $i_d(\theta) + i_c(\theta)$ мора бити позитивна. Разлика ова

два угла, γ = β – α, је угао провођења. Додатна једначина која даје довољно података за нумеричко израчунавање параметара рада појачавача добија се из биланса DC вредности струја у чвору дрејна:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} (i_{\rm d}(\theta) + i_{\rm c}(\theta)) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} (I_{\rm DC} - I_{\rm pm} \cos(\theta)) d\theta \cdot$$
(2.7a)

DC вредност струје кондензатора i_c и струје потрошача i_p је нула, па је:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} i_{\rm d}(\theta) \mathrm{d}\theta = I_{\rm DC} \,. \tag{2.76}$$

Струја дрејна је различита од нуле само на интервалу угла θ од α до β. Уврштавањем једначине (2.5) у једначину (2.76), за интервал када је струја дрејна различита од нуле, добија се:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (I_{\rm DC} - I_{\rm pm} \cos(\theta)) d\theta = I_{\rm DC} \cdot$$
(2.7B)

Даљим сређивањем и уврштавањем једначине (2.6) добија се:

$$(2\pi - \beta + \alpha)I_{\rm pm}\cos(\alpha) = I_{\rm pm}(\sin(\alpha) - \sin(\beta)). \qquad (2.7\Gamma)$$

Ова једначина се решава нумерички, тј. за задато α израчунава се β . Сада се све потребне величине могу изразити преко задатог угла α . Напон на дрејну се изражава преко интегралне једначине која описује струју и напон кондензатора. Компоненте у фази и у квадратури напона на дрејну добијају се из Фуријеовог развоја напона. Отпорност потрошача *R* израчунава се на основу односа компоненте у фази амплитуде напона на дрејну и амплитуде струје потрошача. Реактанса *X* се израчунава на основу односа компоненте у квадратури односа компоненте у квадратури амплитуде струје потрошача. Напон напајања *V*_b одређује се из DC вредности напона на дрејну. Графици одређивања нормализованих вредности при пројектовању појачавача у класи Е дати су на слици 2.14. Подразумеване нормализоване вредности су:

- Капацитивност кондензатора је C = 1 F.
- Кружна фреквенција је $\omega = 1$ rad/s.
- Амплитуда струје у грани са потрошачем R је $I_{pm} = 1$ А.



Слика 2.14. Одређивање нормализованих параметара код појачавача у класи Е у зависности од угла укључивања транзистора α: (а) угао искључивања транзистора β, (б) угао провођења транзистора γ = β – α, (в) амплитуда напона на дрејну, (г) отпорност потрошача *R*, (д) реактанса *X* и (ђ) напон извора за напајање *V*_b.

Временски дијаграми релевантних сигнала за случај када је угао провођења транзистора $\beta - \alpha = \pi$ rad, тј. када је задати угао укључења $\alpha \approx 1,004$ rad, и за случај када је угао провођења транзистора $\beta - \alpha = \pi/2$ rad (црвене криве), тј. када је задати угао укључења $\alpha \approx 1,397$ rad (плаве криве), дати су на слици 2.15.



Слика 2.15. Временски дијаграми релевантних сигнала и динамичка радна крива код појачавача у класи Е: (а) струја дрејна i_d , (б) струја кондензатора i_c , (в) напон дрејна v_d , (г) струја потрошача i_p , (д) напон потрошача v_p и (ђ) динамичка радна крива.

Ефикасност појачавача у класи Е је 100% без обзира на одабрани угао укључивања транзистора. Иако је анализа појачавача у класи Е нешто компликованија од анализе претходно поменутих класа (А, Б и Ф), појачавачи у класи Е се лако пројектују и имају велику имуност на толеранцију употребљених компоненти. Због тога је и рад ових појачавача са широкопојасним сигналима добар. Оно што је највећа мана ових појачавача је што не могу да појачавају сигнале којима се анвелопа мења, тако да нису погодни за новије типове модулација, нпр. OFDM.

2.2.5. Појачавачи у класи Ј

Појачавачи у класи Ј раде у линеарном режиму, као и појачавачи у класи А, Б и Ф. Појачавачи у класи Б и Ф су линеарни у смислу да ако се на улазу појачавача сигнал повећа неколико пута и сигнал на излазу појачавача ће се повећати исто толико пута, иако транзистор ради у нелинеарном режиму (у смислу да пола периоде не проводи). За разлику од поменутих појачавача, појачавачи у класи Ј имају реактивну компоненту на потрошачу на основној фреквенцији, слично као код класе Е. Такође, оно што је још слично са класом Е је постојање кондензатора C који је везан паралелно напонски контролисаном струјном генератору струје i_g . Шема идеализованог кола појачавача у класи Ј приказана је на слици 2.16.



Слика 2.16. Идеализована шема појачавача у класи Ј.

Код класе Ј компоненте напона дрејна, v_d , и струје дрејна, i_d , постоје на истим фреквенцијама које су веће од основне, али су те компоненте у квадратури, тако да не уносе губитке. Најчешће је довољно подесити излазно коло за прилагођење на основној фреквенцији и на фреквенцији другог хармоника (то коло за прилагођење обухвата и кондензатор *C*). Струја дрејна, i_d , је полуталасна исправљена синусоида. Напон на дрејну, v_d , покушава да апроксимира идентичан облик, само померен да предњачи за угао $3\pi/4$, слика 2.17. Ако је фазна разлика између напона дрејна, v_d , и струје дрејна, i_d , на основној фреквенцији, $\alpha = 3\pi/4$, онда је фазна разлика између напона дрејна, v_d , и струје ка потрошачу, $-i_d$, на основној фреквенцији, $\alpha = -\pi/4$. То значи да је излазно коло за прилагођење претежно капацитивно и да у себи лако може да садржи кондензатор *C* са слике 2.16. На другом хармонику, фазна разлика између напона и струје дрејна је $3\pi/2$, а трећи хармоник не постоји. Више хармонијске компоненте се не разматрају.



Слика 2.17. Временски облици струје дрејна и напона дрејна у код појачавача у класи Ј у случају бесконачно много хармонијских компоненти у напону дрејна (овакав пар таласних облика напона и струје је немогућ јер имплицира постојање негативних отпорности на одређеним хармоницима).

Код анализе појачавача у класи Ј подразумеваће се следеће претпоставке:

- Побудни генератор напона v_g даје чист простопериодичан сигнал $v_g = V_m \sin(\theta)$ нормализоване амплитуде чија је максимална вредност $V_{m,max} = 1$ V, где су $\theta = \omega t$ и $\omega = 2\pi f$. Амплитуда напона на побудном генератору дефинише се као $V_m = p V_{m,max}$, где је $0 \le p \le 1$.
- Транскондуктанса напонски контролисаног струјног генератора струје i_g је k = 1 S.
- Отпорност потрошача је $R = 2 \Omega$.
- Капацитивност кондензатора *C*_b и индуктивност калема *L* су бесконачни, због изолације DC и AC сигнала, респективно.
- Кондензатор *C* има коначну капацитивност која се одређује из анализе рада појачавача у класи J.

- Поларизација појачавача у класи Ј подразумева да је DC вредност струје дрејна 0, у одсуству побудног сигнала *v*_g.
- Напон на дрејну је v_d = 1 + cos(θ) sin(θ) 1/2sin(2θ). Овај израз добро апроксимира полуталасну исправљену синусоиду која предњачи за угао 3π/4 и даје нешто боље резултате за ефикасност; апроксимирана полуталасна исправљена синусоида (која садржи чланове до другог хармоника) има и негативне вредности које би се елиминисале подизањем напона напајања, док је предложени таласни облик увек ненегативан, па је бољи за практичну реализацију појачавача.

Временски дијаграми релевантних сигнала за напонску побуду на улазу када је p = 0,5 (црвене криве) и за побуду када је p = 1 (плаве криве), приказани су на слици 2.18.



Слика 2.18. Временски дијаграми релевантних сигнала и динамичка радна крива код појачавача у класи J: (а) напон гејта v_g , (б) струја дрејна i_d , (в) струја потрошача i_p , (г) напон потрошача v_p , (д) напон дрејна v_d и (ђ) динамичка радна крива.

За максималну амплитуду побудног напона v_g , минималан потребан напон извора за напајање једнак је DC вредности напона дрејна, $V_{b,max} = 1$ V. Струја извора за напајање једнака је DC вредности струје дрејна, $I_{DC,max} = 1/\pi$ A. Снага извора за напајање је $P_{DC,max} = 1/\pi$ W. Амплитуда напона потрошача је $V_{p,max} = 1$ V,
док је амплитуда струје $I_{p,max} = 1/2$ А. Снага сигнала на потрошачу је $P_{AC,max} = 1/4$ W. За максималну амплитуду побудног сигнала, ефикасност је $\eta_{max} = \pi/4$.

Када амплитуда побудног напона није максимална, $V_{\rm m} = p V_{\rm m,max}$, тада су струја и напон на потрошачу *R* скалирани истим фактором *p*, па је снага потрошача скалирана фактором p^2 . Снага извора за напајање се сада скалира фактором *p* јер се напон извора за напајање не мења у зависности од амплитуде побуде, али се струја извора за напајање мења – скалирана је фактором *p*. Зависност ефикасности од амплитуде побудног напона дата је изразом $\eta(p) = p \eta_{\rm max}$ и приказана је на слици 2.19.



Слика 2.19. Зависност ефикасности од нормализоване амплитуде напона побуде код појачавача у класи Ј.

Линеарност појачавача у класи J је слична линеарности појачавача у класи Б. Оно што даје предност класи J је велика имуност на толеранцију вредности параметара употребљених компоненти. То такође имплицира да појачавачи у класи J могу да раде са сигналима ширег опсега него појачавачи у класи Б, па је то и главни разлог за избор класе J за реализацију појачавача у овој дисертацији.

3. Појачавачи снаге за микроталасне фреквенције

3.1. Увод

Софтверски дефинисани радио (software-defined radio) [3.1] и когнитивни радио (cognitive radio), пре свега са становишта реконфигурабилности [3.2], су стандарди који дефинишу телекомуникационе системе намењене, пре свега, мобилној телефонији. Главна идеја тих стандарда је да се целокупна обрада сигнала пребаци у дигитални домен, тј. на дигитализацији примопредајника и на приближавању AD/DA конвертора антени. Тада се рад целог система своди на извршавање програма на специјализованом хардверу за дигиталну обраду сигнала (нпр. DSP или FPGA). То значајно смањује цену одржавања и надоградње система јер се све промене унете у систем извршавају простом изменом програма, док се хардвер не модификује. Такође, пребацивањем модулатора у дигитални домен отворило је могућности имплементирања изузетно комплексних модулационих техника. Ово је омогућило значајно повећавање капацитета система, за исту ширину радио канала.

Нажалост, цена описаних промена плаћа се у виду повећања сложености хардвера који је остао да обрађује сигнал у аналогном домену. Најизраженији пример таквог хардвера je појачавач снаге. У горе поменутим телекомуникационим системима, појачавачи снаге морају да имају могућност да раде на више фреквенцијских опсега и да појачавају различите типове сигнала (добијених различитим модулационим техникама). Због велике динамике сигнала у временском домену, линеарност појачавача мора бити што је могуће већа. Динамика у временском домену је изражена преко вршног фактора (crest factor) који иде и до 12 dB код сигнала у системима 4. генерације мобилне телефоније. Овакав сигнал узрокује да појачавач ради далеко од тачке компресије од 1 dB, тј. ради у back-off режиму у зони веома мале ефикасности. Велика динамика у временском домену резултира широким опсегом у фреквенцијском домену, тако да појачавачи морају радити са широкопојасним сигналима.

Постоји неколико начина пројектовања појачавача за рад у више фреквенцијских опсега:

- Пројектовање широкопојасног (wideband) појачавача који ће покривати све захтеване фреквенцијске опсеге. Ово је најмање ефикасан начин јер омогућава рад појачавача и на фреквенцијским опсезима који нису пожељни. Такође, у случају да су захтевани фреквенцијски опсези међусобно доста удаљени у спектру, такав појачавач не може бити реализован.
- Пројектовање више-фреквенцијског (*multiband*) појачавача који може да ради на више фреквенцијских опсега, међусобно удаљених. Такав појачавач нема могућност за селекцију жељеног фреквенцијског опсега, па је потребно филтрирати сигнал пре довођења на улаз појачавача. За случај када постоји више од два фреквенцијска опсега, реализација појачавача је тешка.
- Пројектовање реконфигурабилног појачавача је оптимално решење када се захтева рад у различитим фреквенцијским опсезима. Такав појачавач у једном тренутку може да ради само у једном од фреквенцијских опсега за које је пројектован. Одабирање жељеног фреквенцијског опсега врши се помоћу прекидачког елемента смештеног у коло појачавача.
- Пројектовање тјунабилног (подесивог) појачавача подразумева да појачавач може у једном временском тренутку да ради у само једном фреквенцијском опсегу, али да може континуално да мења рад од најнижег до највишег задатог фреквенцијског опсега. Уколико су крајњи опсези међусобно доста удаљени, реализација појачавача је тешка.

У следећим одељцима биће показани пројектовање и реализација реконфигурабилног и тјунабилног појачавача, оба у класи АБ. Код тих појачавача

промена фреквенцијских опсега постиже се помоћу улазног кола (мреже) за прилагођење (*input matching network*, IMN) које у себи садржи реконфигурабилни или тјунабилни елемент (Р/Т елемент). Излазно коло (мрежа) за прилагођење (*output matching network*, OMN) код оба појачавача нема могућност промене фреквенцијске карактеристике. Такав дизајн има неколико предности:

- Снаге на улазу појачавача су мање, што даје већи избор Р/Т елемената који се могу употребити.
- Уколико се за Р/Т елемент употребљава нелинеарни елемент, нпр. диода, због мањих снага линеарност је већа.
- Појачавач је осетљивији на промену параметара у OMN, тако да стављањем Р/Т елемента у IMN олакшава пројектовање појачавача.

У последњем одељку овог поглавља биће приказани дизајн и реализација широкопојасног појачавача у класи Ј и биће дата основна објашњена везана за нови приступ у пројектовању појачавача у класи Ј који се предлаже у овој дисертацији.

3.2. Реконфигурабилни појачавач снаге

Реконфигурабилни појачавачи у својим колима за прилагођење имају један или више реконфигурабилних елемента. То су најчешће PIN диоде [3.3], [3.4], [3.5], [3.6] или MEMC (*micro-electromechanical systems*, MEMS) прекидачи [3.7], [3.8], али могу бити и оптички силицијумски прекидачи [3.6] или други елементи.

Реконфигурабилни појачавач, чији је дизајн овде изложен, има једну PIN диоду у IMN (слика 3.1). Улазно коло за прилагођење је оптимизовано како би обезбедило највеће могуће појачање (*gain*) на задатим фреквенцијама, док је OMN оптимизовано како би обезбедило највећу могућу ефикасност додате снаге (*power added efficiency*, PAE), дефинисану као

$$\eta_{\text{PAE}} = \frac{P_{\text{OUT}} - P_{\text{IN}}}{P_{\text{DC}}},$$
(3.1)

где је P_{OUT} снага AC сигнала на излазу појачавача, P_{IN} је снага AC сигнала на улазу појачавача и P_{DC} је снага извора за напајање. На нижој фреквенцији, 2,95 GHz, PIN диода је укључена и ефективна дужина паралелног вода у IMN (слика 3.1) је приближно L1 + L2. На фреквенцији 2,95 GHz, IMN је пројектовано тако да, са укљученом диодом и паралелним водом дужине L1 + L2, трансформише импедансу улазног порта од 50 Ω у одговарајућу импедансу на гејту. На вишој фреквенцији, 3,25 GHz, PIN диода је искључена и ефективна дужина паралелног вода је приближно L1. На фреквенцији 3,25 GHz, IMN је пројектовано тако да, са искљученом диодом и паралелним водом дужине L1, трансформише импедансу улазног порта од 50 Ω у одговарајућу импедансу на гејту. Излазно коло за прилагођење је широкопојасно и оно трансформише 50 Ω излазног порта у одговарајуће импедансе на дрејну, за обе фреквенције, 2,95 GHz и 3,25 GHz.



Слика 3.1. Принципска шема реконфигурабилног појачавача.

Транзистор коришћен у реализацији овог појачавача је CGH40010 [3.9], фирме Cree. То је GaN HEMT транзистор предвиђен за линеаран режим рада до излазних снага које су око 10 W. Фреквенцијски опсег је 0–6 GHz. PIN диода је BAP65-02 [3.10], фирме NXP Semiconductors. Та диода је предвиђена за рад до фреквенција око 3 GHz. Појачавач је реализован у микротракастој технологији на супстрату Rogers RT Duroid 5880 [3.11], фирме Rogers Corporation. Релативна пермитивност диелектрика је $\varepsilon_r = 2,2$, тангенс угла губитака је tan $\delta = 0,0009$, дебљина диелектрика је 1,58 mm и дебљина метализације је 17 µm. Фреквенцијски опсези за које је појачавач пројектован су 2,95 GHz и 3,25 GHz. Поларизација је извршена тако да појачавач ради у дубокој класи АБ (мирна струја дрејна је мања од 10% максималне струје дрејна). Напон напајања гејта је -2,8 V, а напон напајања дрејна је 28 V. Пројектовање појачавача је урађено у софтверу базираном на моделовању електричних кола (*circuit-based*) MWO (*microwave office*) [3.12]. Додатне симулације су урађене у пуноталасном (*full-wave*) електромагнетском симулатору Sonnet [3.13].

На слици 3.2 приказани су резултати *source pull* и *load pull* анализе транзистора за фреквенцију 2,95 GHz, када је снага на улазу 20 dBm. На слици 3.3 приказани су резултати *source pull* и *load pull* анализе транзистора за фреквенцију 3,25 GHz, када је снага на улазу 20 dBm. На истим сликама дати су и одговарајући коефицијенти рефлексије на гејту и на дрејну, за IMN и OMN, респективно.



(a)



Слика 3.2. *Source pull* и *load pull* дијаграми транзистора CGH40010 за реконфигурабилни појачавач за улазну снагу 20 dBm на 2,95 GHz: (a) *source pull* и (б) *load pull*.







Слика 3.3. *Source pull* и *load pull* дијаграми транзистора CGH40010 за реконфигурабилни појачавач за улазну снагу 20 dBm на 3,25 GHz: (a) *source pull* и (б) *load pull*.

Нелинеарни модел диоде ВАР65-02 није коришћен у симулацијама, већ је уместо њега узет линеаризован модел за свако стање диоде: проводи (ON) и не проводи (OFF). Одговарајући модели приказани су на слици 3.4.



Слика 3.4. Линеаризовани модели PIN диоде BAP65-02 за: (а) ON и (б) OFF стање.

Димензије микротракастих елемената у лејауту (*layout*) реализованог појачавача дате су на слици 3.5. Резултати симулације и мерења *S*-параметара појачавача приказани су на слици 3.6. Фотографија реализованог појачавача приказана је на слици 3.7.



Слика 3.5. Шема реконфигурабилног појачавача са димензијама (лејаутом) микротракастих водова и параметрима пасивних дискретних компоненти; димензије су дате у милиметрима у формату ширина вода/дужина вода, а елементи нацртани на шеми нису приказани у размери.







Слика 3.6. *S*-параметри за реконфигурабилни појачавач добијени симулацијом и мерењем када је: (а) PIN диода у ON стању и (б) PIN диода у OFF стању.



Слика 3.7. Фотографија реализованог реконфигурабилног појачавача.

Са слике 3.6 види се одлично слагање резултата симулације и резултата добијених мерењем у лабораторији на фабрикованом прототипу, као и то да појачавач са диодом у ON и OFF стању ради као што је захтевано.

3.3. Тјунабилни појачавач снаге

Тјунабилни (подесиви) појачавач изложен овде има варикап диоду у IMN (слика 3.8). Улазно коло за прилагођење је оптимизовано како би обезбедило највеће могуће појачање, док је OMN оптимизовано како би обезбедило највећу могућу ефикасност (PAE). Мењањем инверзног напона поларизације на варикап диоди мења се капацитивност диоде. То мења импедансу која се види са гејта у импедансе које су потребне за рад појачавача у задатом фреквенцијском опсегу. Излазно коло за прилагођење је широкопојасно и оно трансформише 50 Ω са излазног порта у одговарајуће импедансе на дрејну, за задати фреквенцијски опсег.



Слика 3.8. Принципска шема тјунабилног појачавача.

Транзистор коришћен у реализацији овог појачавача је СGH40010 [3.9], фирме Сгее. Варикап диода је BB179 [3.14], фирме NXP Semiconductors. Та диода је предвиђена за рад до фреквенција око 3 GHz. Појачавач је реализован у микротракастој технологији на супстрату Rogers RT Duroid 5880 [3.11], фирме Rogers Corporation. Релативна пермитивност диелектрика је $\varepsilon_r = 2,2$, тангенс угла губитака је tan $\delta = 0,0009$, дебљина диелектрика је 1,58 mm и дебљина метализације је 17 µm. Задати фреквенцијски опсег рада појачавача је 1,4–2,0 GHz. Поларизација је извршена тако да појачавач ради у дубокој класи AБ (мирна струја дрејна је мања од 10% максимално могуће струје дрејна). Напон напајања гејта је –2,8 V, напон напајања дрејна је 28 V. Пројектовање појачавача је урађено у софтверу MWO [3.12]. Додатне симулације су урађене у пуноталасном електромагнетском симулатору HFSS [3.15].

Source pull и *load pull* симулације су рађене на транзистору са колом за стабилизацију и поларизацију. На слици 3.9 приказани су резултати *source pull* и *load pull* анализе транзистора за задате фреквенцијске опсеге, када је снага на улазу 20 dBm. На истим сликама дати су и одговарајући коефицијенти рефлексије на гејту и на дрејну за IMN и OMN, респективно.



Слика 3.9. (a) *source pull* и (б) *load pull* симулације транзистора са колом за поларизацију и стабилизацију за тјунабилни појачавач; ЕМ је ознака за симулације добијене комбиновањем резултата из MWO и HFSS, а Vd означава инверзни напон поларизације варикап диоде.

У симулацијама тјунабилног појачавача коришћен је нелинеарни модел диоде ВВ179 који је допуњен паразитима кућишта, као на слици 3.10.



Слика 3.10. Нелинеарни модел диоде ВВ179 са паразитима кућишта.

Димензије појачавача дате су на слици 3.11. Резултати симулације и мерења *S*параметара приказани су на слици 3.12. Фотографија реализованог појачавача приказана је на слици 3.13.



Слика 3.11. Шема тјунабилног појачавача са димензијама микротракастих водова и параметрима пасивних концентрисаних елемената; димензије су дате у милиметрима у формату ширина вода/дужина вода, а елементи на шеми нису приказани у размери.



(a)



Слика 3.12. *S*-параметри добијени симулацијом и мерењем за тјунабилни појачавач (Vd означава инверзни напон поларизације варикап диоде): (a) *S*₂₁- параметар и (б) *S*₁₁-параметар.



Слика 3.13. Фотографија реализованог тјунабилног појачавача.

Са слике 3.12 може се закључити да постоји одлично слагање резултата симулације и резултата добијених мерењем у лабораторији на фабрикованом прототипу, као и то да се променом напона инверзне поларизације варикап диоде везане у улазном колу за прилагођење обезбеђује тјунабилност у опсегу 1,4–2 GHz.

3.3.1. Симулације тјунабилног појачавача комбинованим коришћењем MWO и HFSS софтверских алата

Важна напомена у вези са резултатима са слике 3.12 је да је веома тешко добити добро слагање резултата симулације и резултата добијених мерењем. Главни узроци за то су лош нелинеарни модел транзистора и диоде, али и коришћење резултата који су добијени искључиво у софтверским алатима који се ослањају на анализу кола.

У дизајнирању тјунабилног, али и осталих појачавача у дисертацији, коришћена је техника комбиновања софтверских алата за анализу кола, MWO, са софтверским алатима који анализирају кола на основу пуноталасне електромагнетске анализе, HFSS, [3.16] и [3.17]. MWO је коришћен за анализу нелинеарних кола, посебно транзистора и диоде, али и целог кола појачавача. MWO је такође коришћен за почетни дизајн пасивних компоненти појачавача; то су микротракасти водови и дискретне пасивне компоненте са концентрисаним параметрима (кондензатори и отпорници). Због велике брзине рада симулатора кола, у њему је коришћена оптимизација како би се димензије микротракастих водова, капацитивности кондензатора и отпорности отпорника довеле на одговарајуће вредности. Пасивни делови кола појачавача су сматрани линеарним и стога су додатно анализирани у софтверском алату за електромагнетску анализу, HFSS. Резултати пуноталасне анализе су, у облику прорачунатих *S*-параметара еквивалентне вишепортне мреже, враћени назад у MWO, мрежа је поново повезивана са транзистором и диодом и тако добијено коло је поново симулирано. На слици 3.14 дат је шематски приказ комбиновања софтверских алата MWO и HFSS.



Слика 3.14. Шематски приказ комбиновања софтверских алата MWO и HFSS.

На сликама 3.15 и 3.16 дати су резултати симулације и мерења параметра S_{21} дизајнираног појачавача. На првој слици резултати симулације су добијени коришћењем МWO софтверског алата, док су на другој слици резултати симулације добијени комбиновањем софтверских алата MWO и HFSS.



Слика 3.15. Параметар S₂₁ тјунабилног појачавача добијен симулацијом и мерењем. Симулација параметра S₂₁ је урађена у МWO софтверском алату.



Слика 3.16. Параметар S₂₁ тјунабилног појачавача добијен симулацијом и мерењем. Симулација параметра S₂₁ је урађена комбиновањем MWO и HFSS софтверских алата.

Са слика се види да је комбиновање MWO и HFSS дало значајно боље резулате. Међутим, може се приметити да долази до благог одступања између резултата симулације и резултата мерења на вишим фреквенцијама. Те фреквенције одговарају инверзној поларизацији варикап диоде од преко 20 V. Узрок неслагања резултата је нетачан нелинеарни модел диоде за вредности напона преко 20 V. Како би се кориговали ти резултати, нелинеарни модел диоде је замењен еквивалентним линеарним моделом, где је капацитивност диоде уврштена у МWO ручном дискретизацијом графика са слике 3.17, који испоручује произвођач.



Слика 3.17. График капацитивности варикап диоде NXP BB 179 у зависности од примењеног инверзног напона поларизације. На графику је означена област где нелинеаран *Spice* модел диоде престаје да важи. График је преузет из [3.14].

Модели диоде коришћени у симулацијама приказани су на слици 3.18, а резултати симулација и измерени параметар S_{21} , када је уместо *Spice* модела диоде везан еквивалентни RC модел кола (са дискретизованом кривом са слике 3.17), дати су на слици 3.19.



еквивалентног модела (RC коло).



Слика 3.19. Параметар *S*₂₁ код тјунабилног појачавача добијен симулацијом и мерењем. Параметар *S*₂₁ добијен симулацијом добијен је комбинованим симулирањем кола појачавача у MWO и HFSS софтверским алатима. Диода је еквивалентирана RC колом где су вредности R и C преузете из [3.14].

Са слике 3.19 јасно се види да се резултати симулација, добијени комбинацијом моделовања коришћењем симулатора за анализу кола и симулатора

за пуноталасну анализу, уз тачне моделе нелинеарних компоненти, најбоље слажу са резултатима добијеним мерењем на лабораторијском прототипу. Додатно, можемо закључити да је у пракси изузетно важно знати тачност модела појединих компоненти различитих произвођача, односно да при пројектовању треба користити познате компоненте и одговарајуће моделе. У противном, препоручује се провера тачности модела поређењем са мерењима на једноставним префабрикованим колима.

3.4. Појачавачи снаге у класи Ј

Познато је да повећавање броја хармоника који се контролишу у излазној струји или напону појачавача повећава ефикасност појачавача [3.18], [3.19] и [3.20]. Појачавачи у класи Ј се пројектују са контролом импедансе на основној фреквенцији и на другом хармонику [3.21]. Појачавачи у класи Ј задржавају ефикасност појачавача у класи Б, могу да раде са сигналима ширег опсега и имају већу имуност на толеранцију употребљених елемената [3.22] и [3.23]. У последњих неколико година, појачавачи у класи Ј интензивно су проучавани ради примене у савременим телекомуникационим системима: утицај нелинеарног излазног кондензатора описан је у [3.24], повећање ефикасности тјуновањем импедансе на другом и трећем хармонику приказано је у [3.25], [3.26] и [3.27], док је проучавање топологије која омогућава примену код сигнала велике ширине опсега дато у [3.28]. У наведеним радовима, појачавачи се пројектују по већ дефинисаној методологији представљеној у [3.22]. Такав начин пројектовања се ослања на анализу сигнала на дрејну (колектору) транзистора, а у анализи се узимају компоненте сигнала на фундаменталној фреквенцији и на другом хармонику, као и DC сигнал.

Међутим, у [3.21] је дат кратак увод у класу Ј где је подразумевана анализа која обухвата бесконачан број хармонијских компоненти на дрејну. Та анализа није изведена детаљно и стиче се утисак да је такав приступ класи Ј веома слабо заступљен.

У наставку ће бити описан нови начин анализе и пројектовања појачавача у класи Ј који до сада није описан у доступној литератури. Нови начин анализе се ослања на постојећу анализу рада појачавача у класи Е [3.21] и делом је објављен у [3.29]. Разуме се, битна разлика у пројектовању је та што је класа Е прекидачка класа рада појачавача. Ипак, резултати који следе из новог начина анализе показују неке сличности између две поменуте класе: рад са широкопојасним сигналима, имуност на толеранцију параметара употребљених елемената при реализацији појачавача и релативно једноставно пројектовање појачавача у датој класи (уз услов да се добро познају унутрашњи паразитни елементи употребљеног транзистора).

3.4.1. Теоријска анализа

Пођимо од принципске шеме излазног кола појачавача, приказане на слици 3.20. Транзистор у шеми моделован је као идеални напонско контролисан струјни генератор. У паралели са тим генератором налази се кондензатор коначне капацитивности *C*. Коло појачавача се напаја извором за напајање кроз идеалан калем бесконачне индуктивности *L*. Блок означен са LC је идеална пасивна мрежа без губитака. Она пропушта сигнал на основној фреквенцији са 1:1 трансформацијом импеданси. Све остале хармонијске компоненте сигнала, укључујући и DC, су блокиране.



Слика 3.20. Идеализовано излазно коло појачавача у класи Ј.

Појачавач је поларисан као и појачавач у класи Б, где је струја транзистора, *i*_t, исправљена полуталасна синусоида описана изразом

$$i_{\rm t} = I_{\rm m} \frac{\sin(\theta) + |\sin(\theta)|}{2}, \qquad (3.2)$$

где је θ тренутна фаза струје i_t , $\theta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$, где су ω и f угаона фреквенција и фреквенција, респективно и где t означава време. Струја у калему L мора бити једносмерна и она је једнака DC компоненти струје i_t :

$$I_{\rm DC} = \frac{I_{\rm m}}{\pi}.\tag{3.3a}$$

Струја потрошача, i_p , има једино компоненту на фундаменталној фреквенцији и у општем случају та струја није у фази са струјом i_t , тако да се она изражава као

$$i_{\rm p}(\theta) = I_1 \cos(\theta + \varphi),$$
 (3.3b)

где је I_1 ($I_1 \ge 0$) амплитуда, а φ почетна фаза струје i_p . Струја кондензатора, i_c , дата је изразом:

$$i_{\rm c} = I_{\rm DC} - i_{\rm t} - i_{\rm p},$$
 (3.4a)

$$i_{\rm c}(\theta) = \frac{I_{\rm m}}{\pi} - I_{\rm m} \frac{\sin(\theta) + |\sin(\theta)|}{2} - I_{\rm 1}\cos(\theta + \varphi).$$
(3.4b)

Напон на кондензатору, *v*_c, је у ствари напон на транзистору, *v*_t, и може се наћи преко интегралне релације:

$$v_{t}(\theta) = \frac{1}{\omega C} \int_{0}^{\theta} i_{c}(\tau) d\tau + V_{c,0} , \qquad (3.5a)$$

где је $V_{c,0}$ тренутна вредност напона кондензатора за $\theta = 0$. Даље је

50

$$v_{t}(\theta) = \frac{1}{\omega C} \int_{0}^{\theta} (\frac{I_{m}}{\pi} - I_{m} \frac{\sin(\tau) + |\sin(\tau)|}{2} - I_{1} \cos(\tau + \phi)) d\tau + V_{c,0} .$$
(3.5b)

Напон $V_{c,0}$ је део DC компоненте напона v_t . Укупна DC вредност напона v_t биће модификована како би се минимум напона v_t поставио на вредност 0.

Како би се одредиле оптималне (у смислу да проузрокују максималну ефикасност) вредности амплитуде I_1 и импедансе потрошача Z, напон на транзистору v_t и струја потрошача i_p ће се анализирати у фреквенцијском домену помоћу Фуријеових редова. Компоненте напона v_t на фундаменталној фреквенцији дате су као

$$V_{\rm tl,cos} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} (v_{\rm t}(\theta)\cos(\theta)) d\theta, \qquad (3.6a)$$

$$V_{\rm tl,cos} = \frac{I_{\rm m} - 2I_{\rm l}\sin(\phi)}{2\omega C},\tag{3.6b}$$

$$V_{t1,sin} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} (v_t(\theta) \sin(\theta)) d\theta, \qquad (3.6c)$$

$$V_{\rm tl,sin} = -\frac{I_1 \cos(\varphi)}{\omega C}.$$
(3.6d)

Компоненте струје $i_{\rm p}$ дате су као

$$I_{\rm pl,cos} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} (i_{\rm p}(\theta)\cos(\theta)) d\theta, \qquad (3.7a)$$

$$I_{\rm pl,cos} = I_{\rm l} \cos(\varphi), \qquad (3.7b)$$

$$I_{\text{pl,sin}} = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} (i_{\text{p}}(\theta) \sin(\theta)) d\theta, \qquad (3.7c)$$

$$I_{\text{pl,sin}} = -I_1 \sin(\varphi). \tag{3.7d}$$

Дозвољавајући да импеданса потрошача може да има и реалну, и имагинарну компоненту, Z = R + jX, могуће је изједначити компоненте на основној фреквенцији напона на транзистору и напона на потрошачу. То се постиже решавањем система једначина:

$$V_{t1,cos} = R \cdot I_{p1,cos} + X \cdot I_{p1,sin},$$
(3.8a)

$$V_{\rm tl,sin} = R \cdot I_{\rm pl,sin} - X \cdot I_{\rm pl,cos}, \qquad (3.8b)$$

$$\tan(\alpha) = \frac{X}{R}.$$
 (3.8c)

Једначина (3.8с) је додата како би се добио систем из којег се могу изразити три непознате. Сада се R, X и I_1 могу узети као параметри који се могу изразити као функције углова α и ϕ

$$R = \frac{1}{\omega C} \frac{\cos(\alpha)\cos(\varphi)}{\sin(\alpha + \varphi)}, R \ge 0, \qquad (3.9a)$$

$$X = \frac{1}{\omega C} \frac{\sin(\alpha)\cos(\phi)}{\sin(\alpha + \phi)},$$
(3.9b)

$$I_1 = \frac{1}{2} I_m \frac{\sin(\alpha + \varphi)}{\cos(\alpha)}, I_1 \ge 0,$$
(3.9c)

при чему важи $-\pi/2 \le \alpha \le \pi/2$ и $-\pi \le \phi \le \pi$. Овде су I_m и ωC усвојени као независне константе.

Пошто напон транзистора v_t не може да буде мањи од 0, нумерички нађен минимум, $V_{t,min}$, се поставља на 0. То се постиже подешавањем DC вредности напона v_t тако да је

$$V_{t,DC} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} v_t(\theta) d\theta - V_{t,min}.$$
 (3.10)

Напон $V_{t,DC}$ је такође и напон извора за напајање V_b :

$$V_{\rm b} = V_{\rm t,DC}.\tag{3.11}$$

Нормализацијом $I_{\rm m} = 1$ A и $1/\omega C = 1$ Ω, ефикасност дрејна или колектора (у наставку текста ефикасност) може бити нумерички израчуната за скуп вредности углова α и φ . Снага извора за напајање се рачуна као

$$P_{\rm DC} = V_{\rm b} \frac{I_{\rm m}}{\pi} \,. \tag{3.12}$$

Снага на потрошачу се рачуна преко обрасца:

$$P_{\rm out} = R \frac{I_1^2}{2}, \qquad (3.13)$$

тако да је ефикасност дата са

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{DC}}} = \frac{\pi}{2} \frac{R I_1^2}{V_{\text{b}} I_{\text{m}}},$$
(3.14a)

$$\eta = \frac{\pi}{8} \frac{1}{\omega C} \frac{I_{\rm m}}{V_{\rm b}} \frac{\cos(\varphi) \cdot \sin(\alpha + \varphi)}{\cos(\alpha)}.$$
 (3.14b)

Ефикасност се рачуна систематским одабирањем свих могућих комбинација углова α и φ. На сликама 3.21 и 3.22 дати су графици ефикасности дрејна за све могуће вредности углова α и φ. Слика 3.21 је приказана као тродимензиони (3-D) график, док је слика 3.22 приказана као дводимензиони (2-D) график.

Чак и при ограничењу вредности α , $-\pi/2 \le \alpha \le \pi/2$, отпорност потрошача R може да буде негативна, из обрасца (9а). У целој области, на сликама 3.21 и 3.22, која даје негативно R, ефикасност је постављена на нулу (љубичаста област), иако та област физички постоји и све изведене формуле су у њој валидне. Такође, пошто је амплитуда струје потрошача I_1 дефинисана као позитивна величина, у области негативне струје I_1 , добијене из обрасца (9с), ефикасност је постављена на нулу, а област такође обојена љубичасто.

Са слика 3.21 и 3.22 види се да постоји велика област где је ефикасност веома велика (изнад 60%). То омогућава, из образаца (9а)–(9с), широки избор одговарајућих параметара R, X и I_1 , као и ωC и I_m . Алтернативно, ако су ти параметри тачни и константни, онда се висока ефикасност може остварити у широком фреквенцијском опсегу. На тај начин се објашњава велика имуност појачавача у класи J на толеранцију употребљених компоненти, као и могућност рада са сигналима релативно велике ширине опсега [3.22]. Додатно, такво понашање је доста слично појачавачима у класи Е који припадају прекидачким класама [3.30]. Максимална ефикасност добијена у описаној анализи је $\pi/4$, што се разликује од резултата из [3.18] и [3.20]. Различите максималне ефикасности се лако објашњавају другачијим приступима и другачијим постављањем проблема решавања ефикасности. У поменутим радовима узет је коначан број хармонијских компоненти, што доводи до другачијих таласних облика напона и струја транзистора, а шта за последицу има другачије DC вредности напона и струја, тј. снаге извора за напајање и ефикасности.



Слика 3.21. Ефикасност дрејна за све могуће комбинације углова α и φ: 3-D график.



Слика 3.22. Ефикасност дрејна за све могуће комбинације углова α и φ: 2-D график.

Користећи се графицима са слика 3.21 и 3.22 као дизајн кривама, могуће је пројектовати појачавач одабиром адекватних углова α и φ ; пар углова α и φ одабран са слике 3.21 дефинише ефикасност појачавача. Ефикасност појачавача одговара нормализованим вредностима $I_{\rm m} = 1$ А и $1/\omega C = 1$ Ω. Треба нагласити да напон извора за напајање, $V_{\rm b}$, није нормализован већ се и он нумерички израчунава за одабрани пар углова α и φ . За било коју другу вредност амплитуде

струје потрошача, *I*_{m,new}, и напона извора за напајање, *V*_{b,new}, фактор 1/ω*C* треба денормализовати према формули:

$$\frac{1}{\omega C}\Big|_{\text{new}} = \frac{V_{\text{b,new}}}{V_{\text{b}}} \frac{I_{\text{m}}}{I_{\text{m,new}}} \cdot 1\Omega.$$
(3.15)

То аутоматски денормализује све остале импедансе у колу појачавача; R и X су зависни од фактора 1/ ωC , што следи из (3.9а) и (3.9б).

Спектралне компоненте напона транзистора, v_t , такође је могуће додатно анализирати уврштавањем једначине (3.9c) у (3.6b) и (3.6d). Компоненте напона v_t на фундаменталној фреквенцији су

$$V_{\rm tl,cos} = \frac{I_{\rm m}}{2} \frac{1}{\omega C} \frac{\cos(\varphi)}{\cos(\alpha)} \cos(\alpha + \varphi) , \qquad (3.16a)$$

$$V_{\rm t1,sin} = -\frac{I_{\rm m}}{2} \frac{1}{\omega C} \frac{\cos(\varphi)}{\cos(\alpha)} \sin(\alpha + \varphi). \tag{3.16b}$$

Напон v_t има бесконачно много парних хармонијских компоненти које постоје захваљујући присуству бесконачно много парних компоненти струје транзистора, i_t , које постоје у кондензатору *C*. Стога следи:

$$V_{t(2n+1),\cos} = 0,$$
 (3.16c)

$$V_{t(2n+1),\sin} = 0, \qquad (3.16d)$$

$$V_{t(2n),\cos} = 0$$
, (3.16e)

$$V_{t(2n),\sin} = \frac{I_{\rm m}}{\omega C} \frac{2}{\pi} \frac{1}{2n} \frac{1}{(2n)^2 - 1},$$
(3.16f)

где je *n* = 1, 2, 3,...

Из формула (3.16а) и (3.16b), фазна разлика измећу напона v_t и струје *i*_t на фундаменталној фреквенцији износи:

$$\arg(v_t, i_t) = \arctan\left(\frac{\sin(\alpha + \varphi)}{\cos(\alpha + \varphi)}\right) + \frac{\pi}{2}, \qquad (3.17a)$$

ang
$$(v_t, i_t) = \alpha + \varphi + \frac{\pi}{2}$$
. (3.17b)

Могуће вредности фазне разлике напона v_t и струје i_t на фундаменталној фреквенцији за максималну ефикасност су израчунате нумерички, сортиране и нацртане на слици 3.23.



Слика 3.23. Сортиране вредности $ang(v_t, i_t)$ за максималну ефикасност (приказану зеленом линијом на сликама 3.21 и 3.22).

Са слике 3.23 се види да постоје парови α и φ који дају ang $(v_t, i_t) = -\pi$. Иако је та ситуација веома слична ситуацији када је у питању класа Б, ang $(v_t, i_t) = \pm \pi$, потребно је нагласити да се не ради о истом случају. Угао $\alpha = 0$ код приказане класе Ј никад не даје максималну ефикасност од 78,53%, као што је то типичан случај са појачавачима у класи Б. За фазне разлике ang (v_t, i_t) , које су веома близу вредности $-\pi$ (крајњи леви део на слици 3.23), максимална ефикасност се добија када је угао α веома близу $\pi/2$ (крајњи десни део зелене линије на слици 3.22). То указује на веома малу отпорност R и веома велику реактансу X потрошача Z. Детаљнија анализа струје i_p и струје i_c показује да је $i_p \approx i_c$ (тачно су једнаке у граничном случају, када је $\alpha = \pi/2$). Тада кондензатор C и реактанса потрошача X формирају паралелно резонантно коло са веома малим губицима (велики Q-фактор). У том екстремном случају резонантна фреквенција датог кола одређена је LC мрежом (LC блоком са слике 3.20). Такође, из обрасца (9b) следи да на резонантној фреквенцији реактанса потрошача X и реактанса кондензатора C имају једнаке модуле, али су супротних знакова.

На крају, у поређењу са претходним радовима, опсег фазних разлика напона и струје транзистора у [3.22] је $\pi/4$, где је фазна разлика дефинисана као ang(v_t , $-i_t$). У [3.23] тај опсег је повећан на скуп вредности од $-\pi/4$ до $\pi/4$. У овоме раду одговарајући опсег углова је од 0 до 0,75 rad.

3.4.2. Практична реализација

Изложена нова теоријска анализа искоришћена је за пројектовање новог појачавача велике ефикасности. Нови појачавач је пројектован са транзистором CGH40010, фирме Cree [3.9]. Централна радна фреквенција је 1,5 GHz, напон извора за напајање је $V_b = 20$ V и максимална струја транзистора је $I_m = 1$ A. Поларизација појачавача је идентична као за дубоку класу АБ (мирна струја дрејна је мања од 10% максималне струје дрејна), а напон гејта је $V_g = -2,8$ V.

Како би се олакшало пројектовање појачавача и како би се обезбедило најтачније оптерећење на напонски контролисаном струјном генератору за захтевану класу J, веома је важно проучити еквивалентно унутрашње коло транзистора [3.31], [3.32]. Екстраховање паразита, који чине унутрашње коло транзистора, изведено је помоћу додатних симулација у програму МWO [3.12]. Одличан нелинеарни модел транзистора обезбеђен је од стране компаније Cree, тако да су обављене симулације веома добро предвиделе мерене резултате [3.9]. Све урађене симулације су пратиле процедуру која је описана у [3.31]. Као резултат спровођења наведених симулација добијен је скуп почетних вредности паразитних елемената. Те вредности су затим оптимизоване како би се фреквенцијске карактеристике еквивалентног унутрашњег кола и реалног транзистора што боље поклопиле. Затим су сви паразити чија вредност није зависила од вредности напона и струја на њима избачени из еквивалентног кола (de-embedding). Након тога, извршене су додатне симулације како би се нашла нелинеарна зависност преосталих елемената еквивалентног унутрашњег кола од излазних напона и струја [3.32]. Ти резултати су дали бољи увид у еквивалентно унутрашње коло транзистора и добро су проценили вредности паразитних елемената и њихову зависност од излазних напона и струја. На крају, модел унутрашњег кола транзистора је упрошћен до кола које се састоји из једног кондензатора C_p и једног калема L_p , као на слици 3.24.



Слика 3.24. Упрошћена шема еквивалентног унутрашњег кола транзистора CGH40010.

Екстрахована индуктивност $L_p = 0,65$ nH је прилично константна, што се не може рећи за капацитивност C_p која зависи од напона дрејн-сорс, V_{ds} , [3.24]. И поред тога, та капацитивност је апроксимирана константном вредношћу, $C_p = 2,4$ pF. Пошто капацитивност C_p ефективно мења капацитивност C са слике 3.20, те две капацитивности би требало да буду сличне (идеално би било да буду једнаке). Чак и ако је $C_p < C$, реализација излазног кола за прилагођење је могућа. Према графицима са слика 3.21 и 3.22, одабрани су углови $\alpha = 1$ гаd и $\varphi = 1$ гаd. Тај пар углова даје скоро максималну ефикасност од 78,53%, при чему у исто време узима у обзир услов одређен капацитивношћу кондензатора C_p . Сада је капацитивност кондензатора са слике 3.20, C = 2,42 pF, из (3.16), док је $C_p = 2,4$ pF, што су скоро идентичне вредности. Индуктивност L_x , која потиче од реактансе потрошача, $X = \omega L_x$, већа је од индуктивности L_p , што је погодно за додавање индуктивности L_p у излазно коло. Одговарајући нормализовани и денормализовани параметри излазног кола са слике 3.20 дати су у табели 3 I.

Табела 3 I

| T 1 | r | | | | | • | | |
|------------|--------|--------|-----|--------|-----|-------------|--------|------|
| 1/ | DNOIN | TIOTIA | TOP | 10110T | nu | Π Ω1 | OTTODO | OTTO |
| r i | ISDAAN | /нати | mai | Jamer | ии. | пот | ачавс | іча |
| | , | | | | - | | | |

| Нормализоване вредности | | | | | | | | | |
|---------------------------|-------|----|---|--|--|--|--|--|--|
| I _{m,norm} | 1 | А | напомена | | | | | | |
| $V_{ m b,norm}$ | 0,455 | V | | | | | | | |
| R _{norm} | 0,32 | Ω | | | | | | | |
| $X_{ m norm}$ | 0,5 | Ω | | | | | | | |
| $1/\omega C_{\rm norm}$ | 1 | Ω | | | | | | | |
| $I_{1,\text{norm}}$ | 0,84 | А | | | | | | | |
| Денормализоване вредности | | | | | | | | | |
| Im | 1 | А | напомена | | | | | | |
| $V_{ m b}$ | 20 | V | | | | | | | |
| R | 14,10 | Ω | Пошто је реактанса | | | | | | |
| X | 21,96 | Ω | X > 0, она је реализована као калем $L_{x} = X/\omega$ | | | | | | |
| $L_{\rm x}$ | 2,33 | nH | $- \mathbf{R} \mathbf{M} \mathbf{M} \mathbf{M} \mathbf{M} \mathbf{M} \mathbf{M} \mathbf{M} M$ | | | | | | |
| $1/\omega C$ | 43,96 | Ω | | | | | | | |
| С | 2,42 | pF | | | | | | | |
| I_1 | 0,84 | A | | | | | | | |

Таласни облици струје и напона транзистора, као и динамичка радна крива, дати су на слици 3.25. Ти таласни облици одговарају идеалном појачавачу где су одабрани углови $\alpha = 1$ rad и $\varphi = 1$ rad и где су све импедансе у колу денормализоване на напон извора за напајање $V_{\rm b} = 20$ V и на максималну струју транзистора $I_{\rm m} = 1$ A.



Слика 3.25. Таласни облици идеалног појачавача у класи Ј за углове $\alpha = 1$ rad и $\varphi = 1$ rad и за напон извора за напајање $V_b = 20$ V и максималну струју транзистора $I_m = 1$ A: (a) струја транзистора, (б) напон транзистора и (в) динамичка радна крива.

Упрошћена шема излазног кола појачавача са паразитима C_p и L_p приказана је на слици 3.26. На истој слици означени су релевантни чворови, као и струја i_p и напон v_t , који ће бити коришћени у даљем тексту.



Слика 3.26. Излазно коло појачавача са паразитним елементима С_р и L_р.

Улазно коло за прилагођење је пројектовано да обезбеди најбоље прилагођење на улазу, да омогући DC напајање гејта, да спречи RF (*radio frequency*) сигнал да прође ка извору за напајање и да изврши стабилизацију појачавача. DC напајање је реализовано помоћу четвртталасног вода који је добро уземљен са стране извора за напајање преко кондензатора релативно велике капацитивности. Укупно су направљена два IMN кола. Прво коло је пројектовано тако да се добије условно стабилан појачавач (појачавач I). Тај појачавач има веће појачање, али може да ради само са сигналима који су ужег опсега у поређењу са другим појачавачем. Друго IMN коло је пројектовано тако да се добије безусловно стабилан појачавач има опсег од појачавач I.

Излазно коло за прилагођење обезбеђује DC напајање дрејна и спречава да RF сигнал прође ка извору за напајање. То је урађено на исти начин као и са IMN. Оно што је важније је да OMN, укључујући паразитну индуктивност L_p , трансформише отпорност излазног порта од 50 Ω у импедансу која је потребна како би појачавач радио у класи J на 1,5 GHz. Та импеданса, гледана са чвора A, са слике 3.26, је $Z = (14,10 + j21,96) \Omega$. Излазно коло за прилагођење је реализовано као стандардно нископропусно коло за прилагођење које потискује све хармонијске компоненте, као што је и захтевано од LC мреже са слике 3.20. DC сигнал је изолован од потрошача помоћу кондензатора. Исто OMN је коришћено у оба појачавача.

Оба појачавача су првобитно пројектована у програму МWO [3.12] користећи Сгее-ов нелинеарни модел транзистора. Додатно су урађене пуноталасне 3-D

електромагнетске симулације свих линеарних микротракастих кола у програму ANSYS HFSS [3.15] како би се добили тачнији модели тих кола. Сва улазна и излазна кола за прилагођење су урађена на Rogers Duroid RT 5880 супстрату чија је релативна пермитивност $\varepsilon_r = 2,2$, тангенс угла губитака tan $\delta = 0,0009$, дебљина диелектрика 1,575 mm и дебљина метализације 17 µm. Слике шема појачавача I и II, са димензијама микротракастих водова и параметрима концентрисаних пасивних елемената, приказане су на слици 3.27. Фотографије фабрикованих појачавача I и појачавача II) приказане су на слици 3.28.



Слика 3.27. Шеме појачавача у класи Ј са димензијама микротракастих водова и параметрима пасивних дискретних елемената; димензије су дате у милиметрима у формату ширина вода/дужина вода, а елементи на шеми нису у размери: (а) шема појачавача I и (б) шема појачавача II.



(a)



Слика 3.28. Фотографије фабрикованих појачавача: (а) појачавач I и (б) појачавач II.
Додатне симулације су спроведене у циљу упоређивања резултата идеалног појачавача са слике 3.26 и пројектованих појачавача I и II. Упрошћено ОМN коло реалног појачавача приказано је на слици 3.29. Чвор С физички не постоји код реалног појачавача, али може бити екстрахован у симулацији. Са слике 3.26 види се да је импеданса која се види из чвора В, гледајући надесно, $Z - j\omega L_p$. Такође, са слике 3.26, импеданса која се види из чвора С, гледајући надесно, је $R = 14,10 \Omega$ (из табеле 4 I). Стога, да би се из чвора В дошло до чвора С, реактанса која се види из чвора В мора се одузети. Ово је графички приказано на слици 3.29.



Слика 3.29. Упрошћена шема OMN реалног појачавача са паразитним елементима *L*_p и *C*_p и колом за екстракцију чвора С.

Таласни облици струје потрошача i_p и напона на транзистору v_t добијени су из симулација и приказани су на сликама 3.30 и 3.31, респективно. На обе слике приказани су сигнали идеалног појачавача са слике 3.26 и одговарајући екстраховани сигнали добијени из реалних појачавача (појачавача I и II) који су представљени на слици 3.29.

Слика 3.30 приказује струју i_p која постоји у чвору С. Та струја одговара струји кроз отпорност потрошача $R = 14,10 \Omega$. Плава линија (маркирана квадратићима) је струја у R, односно кроз чвор С са слике 3.26. Зелена линија (маркирана кружићима) и црвена линија (маркирана троуглићима) су струје појачавача I и II кроз чвор С са слике 3.29, респективно. Те две струје имају додату DC компоненту која није могла бити одстрањена из симулације и она је заправо једнака DC вредности струје транзистора. Због различитих појачања, појачавачи су побуђени сигналима различитих амплитуда. То је урађено како би се добиле исте амплитуде струје и напона на одговарајућим чворовима и како би се максимизовала ефикасност. Такође, због различитих IMN, фазе струја су различите.



Слика 3.30. Таласни облици струје *i*_p за идеални појачавач (слика 3.26) и реалне појачаваче I и II (слика 3.29).

Слика 3.31 приказује напоне (прецизније речено потенцијале у односу на масу) у транзистору, на чвору А. Као што је већ објашњено за струју i_p , амплитуде сигнала на улазу појачавача су подешене да дају максималну ефикасност. Као и резултати приказани на слици 3.30, плава линија (маркирана квадратићима) је напон на чвору А за појачавач са слике 3.26. Зелена линија (маркирана кружићима) и црвена линија (маркирана троуглићима) представљају напоне на чвору А за појачаваче I и II, респективно, приказане на слици 3.29. Са слике се види да се напони разликују више него што је то био случај са струјама. Разлози за то су променљива капацитивност C_p , недовољно тачан модел паразита и чињеница да је описана процедура за пројектовање појачавача форсирала једнакост струја у отпорнику отпорности $R = 14,10 \Omega$.



Слика 3.31. Таласни облици напона *v*_t за идеални појачавач (слика 3.26) и реалне појачаваче I и II (слика 3.29).

Фабриковани појачавачи су измерени у лабораторији и резултати мерења су упоређени са резултатима симулацијама. *S*-параметри добијени симулацијом и мерењем (за мале сигнале) за појачаваче I и II дати су на слици 3.32. Благи фреквенцијски померај код мереног S_{11} -параметра за појачавач II је највероватније узрокован коришћењем кондензатора за DC изолацију у IMN, који има толеранцију 5%. Остале компоненте са концентрисаним параметрима коришћене код оба појачавача имају толеранцију 1%.



Слика 3.32. *S*-параметри добијени симулацијом и мерењем: (а) појачавача I и (б) појачавача II.

Резултати добијени симулацијом и мерењем везани за појачање, излазну снагу и ефикасност дрејна код оба појачавача (I и II), за различите снаге сигнала на улазу, дати су на слици 3.33. Оба појачавача су мерена на пројектованој радној фреквенцији, f = 1.5 GHz, и у њеној околини. Са слика се може видети веома добро слагање између резултата симулација и резултата мерења код сва три приказана параметра: појачање, излазна снага и ефикасност дрејна. Тачка 1 dB компресије је на 35,6 dBm излазне снаге за појачавач I, при чему је одговарајућа измерена ефикасност дрејна 55,2%. За појачавач II, тачка 1 dB компресије је за излазну снагу од 36 dBm, а одговарајућа измерена ефикасност дрејна је 58%. Тачка 2 dB компресије за појачавач I наступа при излазној снази од 38 dBm, а измерена ефикасност дрејна за исту снагу је 70%. За појачавач II, тачка 2 dB компресије наступа за излазну снагу 38 dBm, а измерена ефикасност дрејна је тада 71.7%. Ови резултати су задовољавајући уколико се упореде са 70% ефикасношћу дрејна на 2 dB компресије из [3.22] и [3.26]. Такође, максимална ефикасност дрејна из [3.25] је око 65% за 38 dBm излазне снаге, али је ту радна фреквенција појачавача знатно виша, 3,5 GHz. Оба појачавача из [3.28], која раде на опсезима 1,9-2,5 GHz и 0,8-1,6 GHz, имају ефикасност дрејна испод 70% за снагу на којој се јавља тачка 2 dB компресије.



Слика 3.33. Резултати симулације и резултати мерења појачања (Gain), излазне снаге (Pout) и ефикасности дрејна (DE) за различите снаге на улазу (Pin) за оба појачавача: (а) појачавач I и (б) појачавач II.

За улазни сигнал на фреквенцији 1,5 GHz, спектар излазног сигнала је измерен и приказан на слици 3.34, за оба појачавача. Нивои снаге приказани на сликама су умањени за 30 dB јер је, при мерењу, на излаз појачавача везан атенуатор ради заштите анализатора спектра. Као што се може видети са слике 3.34, компонента сигнала на другом хармонику за оба појачавача је мања од компоненте на трећем хармонику. То је и очекивано јер је OMN коло пројектовано да има нулу функције преноса на 3 GHz како би на тај начин најснажнију хармонијску компоненту потиснуло највише. Разлике у нивоима снага између компоненте сигнала на основној фреквенцији и на другом хармонику су приближно 49,3 dB и 50,4 dB за појачавач I и II, респективно. Разлике у нивоима снага између компоненте сигнала на основној фреквенцији и на трећем хармонику су приближно 49,3 dB и 50,4 dB за појачавач I и 37,2 dB за појачавач II. Оба појачавача су приликом мерења држана у тачки која је близу 1 dB компресије појачања.



Слика 3.34. Измерени спектри сигнала на излазу појачавача за случај када је додатно стављен ослабљивач од 30 dB за: (а) појачавач I при 17 dBm улазне снаге и (б) појачавач II при 23 dBm улазне снаге.

Иако појачавачи нису пројектовани да буду широкопојасни (у смислу да имају велику ефикасност у широком фреквенцијском опсегу), као крајњи резултат на слици 3.35 представљени су резултати мерења ефикасности дрејна у зависности од фреквенције. Фреквенцијски опсег мерења је 1,2–1,8 GHz. Ефикасности су измерене у тачки 2 dB компресије за оба појачавача, са фреквенцијском резолуцијом од 0,1 GHz. На истим сликама додатно су приказани и одговарајуће излазне снаге и појачања. Као што се види са слика, појачавач II има нешто шири фреквенцијски опсег у коме је ефикасност дрејна висока. То је и очекивани резултат с обзиром на пројектовано IMN коло, а што се могло видети и са слике 3.32. Оба појачавача имају ефикасност дрејна већу од 60% у фреквенцијском опсегу 1,3–1,74 GHz.



Слика 3.35. Резултати мерења ефикасности дрејна (DE), излазне снаге (Pout) и појачања (Gain) за оба појачавача у тачки 2 dB компресије.

3.4.3. Симулације нелинеарности

Резултати симулација нелинеарности приказани су упоредно за оба појачавача (појачавач I и појачавач II). На слици 3.36 приказани су резултати анализе интермодулационих продуката трећег реда (ИМЗ) добијени симулацијама са двотонском побудом.



Слика 3.36. Симулације ИМЗ за: (а) појачавач I и (б) појачавач II.

Фреквенцијска разлика између два тона је 1 МНz. Појачавач I има пресечну тачку фундаменталног продукта и ИМЗ за улазну снагу од 17,56 dBm, што одговара излазној снази од 39,26 dBm. Појачавач II има пресечну тачку

фундаменталног продукта и ИМЗ на улазној снази од 27,21 dBm, што одговара излазној снази од 42,08 dBm.

На сликама 3.37 и 3.38 приказани су резултати симулација када се на улаз појачавача доведу QAM16 и OFDM сигнал, редом. У оба случаја улазни сигнал је на централној фреквенцији 1,5 GHz и ширине 10 MHz. Нелинеарност изобличава сигнал који се појачавај, а резултат је "загађење" суседних радио канала, односно ширење спектра (*spectrum regrowth*), па самим тим и грешке у детекцији на пријему. У дисертацији нелинеарност се карактерише разликом нивоа снага сигнала у опсегу и највеће снаге нежељеног корисног сигнала у суседном радио каналу. У даљем тексту у дисертацији ова разлика нивоа снага ће бити обележена са ΔP .



Слика 3.37. Сигнали на улазу (плаво) и излазу (црвено) појачавача када је на улаз доведен QAM16 сигнал ширине 10 MHz за: (а) појачавач I и (б) појачавач II.

Код појачавача I, са слике се види да је ΔP око 20,5 dB када је средња вредност снаге сигнала на излазу 37,7 dBm. Код појачавача II, ΔP је веће од 32 dB када је средња снага на излазу појачавача 33,8 dBm. Код оба појачавача снага QAM16 сигнала на улазу је 20 dBm.



Слика 3.38. Сигнали на улазу (плаво) и излазу (црвено) појачавача када је на улаз доведен OFDM сигнал ширине 10 MHz за: (а) појачавач I и (б) појачавач II.

Код појачавача I, ΔP је око 16 dB, када је средња вредност снаге сигнала на излазу 36,4 dBm. Код појачавача II, ΔP је око 20,3 dB, када је средња снага на излазу појачавача 32 dBm. Код оба појачавача снага OFDM сигнала на улазу је 18,2 dBm.

Поређења ради, референца [3.24] даје пример када је излазна снага појачавача 34,2 dBm, сигнал ширине 10 MHz и ΔP око 20 dB. У референци [3.25] LTE сигнал је ширине 10 MHz, просечна излазна снага је 38 dBm, а разлика између снага сигнала и бочног опсега је око 25 dB. У референци [3.26] коришћен је WCDMA сигнал ширине 3,84 MHz и ΔP је око 25 dB. У референцама [3.24] и [3.26] коришћени су идентични транзистори, CGH40010, као и у овој дисертацији, док је у референци [3.25] коришћен GaN транзистор који може да обезбеди сигнал снаге 60 W на свом излазу.

3.5. Резиме

У овоме поглављу дати су примери реализације појачавача који се могу применити у савременим телекомуникационим системима. Коришћењем сличне технике (везивањем Р/Т елемента у IMN) реализована су два појачавача: реконфигурабилни и тјунабилни појачавач. Појачавачи су реализовани у класи АБ и приликом њиховог пројектовања коришћена је *source/load pull* техника. Ти појачавачи су послужили за развијање методологије пројектовања која подразумева коришћење комбиноване симулације; симулације базиране на анализи кола и пуноталасне симулације. Спроведена мерења реализованих појачавача верификовала су исправност развијене методологије. Део тог истраживања објављен је и у [3.5], [3.6], [3.16] и [3.17].

У последњем делу поглавља дата је теоријска анализа појачавача у класи Ј. Изнети приступ у анализи класе Ј није објашњен у литератури и тиме доприноси како бољем разумевању појачавача у класи Ј, тако и широј слици о појачавачима који користе таласно обликовање сигнала у циљу повећавања ефикасности. На крају су реализована два појачавача, на којима је, мерењем најважнијих параметара, потврђена развијена теоријска анализа. Карактеризација нелинеарности појачавача при побуди QAM16 и OFDM сигналима спроведена је симулацијама. Део истраживања у вези са овом темом, описаног у дисертацији, објављен је и у [3.29].

4. Примена графена у микроталасним колима

4.1. Увод

Графен је први откривени дводимензиони (2-D) материјал [4.1]. Његова структура се може представити као мрежа, која је у једној равни, сачињена од шестоуглова, где се у сваком чвору шестоугла налази атом угљеника. Због своје специфичне структуре, особине које поседује графен могу се сматрати готово невероватним у односу на друге стандардне тродимензионе (3-D) материјале

- Механичке особине: Графен је један од најтврђих материјала у природи. Тврдоћа графена је око 100 пута већа од тврдоће челика, а приближно је једнака тврдоћи дијаманта. Узимајући у обзир то да је графен веома танак материјал (дебљина му је једнака пречнику једног атома угљеника, што је приближно 0,33 nm), квадрат димензија 1 m пута 1 m начињен од таквог материјала могао би да издржи масу од неколико килограма постављену у његово средиште.
- Термалне особине: Графен се сматра једним од најбољих топлотних проводника, а његова топлотна проводност приближно је једнака топлотној проводности дијаманта.
- Оптичке особине: Због мале дебљине од једног атома угљеника (приближно 0,33 nm), графен је транспарентан материјал. Ипак, он се може видети под обичним оптичким микроскопом уз примену једноставних оптичких филтара. То је веома значајна особина јер се, приликом фабриковања кола са графеном, у веома простом експерименту могу утврдити тачна позиција и димензије графена.
- Електричне особине: Електричне особине су најзанимљивије са становишта теме која је проучавана у овој дисертацији. Електричне

особине графена могу се најједноставније описати преко електричне проводности графена. Још важније је да се електрична проводност графена може контролисати и мењати у одређеном опсегу вредности. Још једна важна електрична особина графена је подношење великих густина струје. То може да отвори пут коришћењу графена у електричним колима великих снага.

До сада су графен проучавали физичари, али у последње време он је постао интересантан материјал за употребу у електротехници. Графен се теоријски проучава за примене код печ (*patch*) антена [4.2]-[4.3], умножача фреквенције [4.4], транзистора [4.5], прекидачких структура [4.6] и других направа.

4.2. Контролисање електричне проводности графена

Површинска проводност, о, дефинише се помоћу формула добијених из физике материјала [4.7]. То је тензор другог реда који се представља матрицом димензија (2 пута 2).

$$\overset{=}{\sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_{d} & \sigma_{o} \\ -\sigma_{o} & \sigma_{d} \end{bmatrix}$$
 (4.1a)

или

$$\stackrel{=}{\sigma}_{d}\hat{x}\hat{x} + \sigma_{o}\hat{x}\hat{y} - \sigma_{o}\hat{y}\hat{x} + \sigma_{d}\hat{y}\hat{y}, \qquad (4.16)$$

при чему су $\hat{\mathbf{x}}$ и $\hat{\mathbf{y}}$ јединични вектори.

Елементи матрице σ_d и σ_o дефинишу се као:

$$\sigma_{d}(\mu_{c}(E_{0}),B_{0}) = \frac{q_{e}^{2}v_{f}^{2}|q_{e}B_{0}|(\omega-j2\Gamma)\hbar}{-j\pi} \times \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{f_{d}(M_{n}) - f_{d}(M_{n+1}) + f_{d}(-M_{n+1}) - f_{d}(-M_{n})}{(M_{n+1} - M_{n})^{2} - (\omega-j2\Gamma)^{2}\hbar^{2}} \times (1 - \frac{\Delta^{2}}{M_{n}M_{n+1}}) \frac{1}{M_{n+1} - M_{n}} + \frac{f_{d}(-M_{n}) - f_{d}(M_{n+1}) + f_{d}(-M_{n+1}) - f_{d}(M_{n})}{(M_{n+1} + M_{n})^{2} - (\omega-j2\Gamma)^{2}\hbar^{2}} \times (1 + \frac{\Delta^{2}}{M_{n}M_{n+1}}) \frac{1}{M_{n+1} + M_{n}} \right\}$$

$$(4.2a)$$

И

$$\sigma_{o}(\mu_{c}(E_{0}), B_{0}) = -\frac{q_{c}^{2} v_{f}^{2} q_{c} B_{0}}{\pi} \times \sum_{n=0}^{\infty} \{f_{d}(M_{n}) - f_{d}(M_{n+1}) + f_{d}(-M_{n+1}) - f_{d}(-M_{n})\} \times \{(1 - \frac{\Delta^{2}}{M_{n}M_{n+1}}) \frac{1}{(M_{n+1} - M_{n})^{2} - (\omega - j2\Gamma)^{2}\hbar^{2}} + (1 + \frac{\Delta^{2}}{M_{n}M_{n+1}}) \frac{1}{(M_{n+1} + M_{n})^{2} - (\omega - j2\Gamma)^{2}\hbar^{2}} \}$$

$$(4.26)$$

M_n је дефинисано као:

$$M_n = \sqrt{\Delta^2 + 2nv_{\rm f}^2 |\mathbf{q}_{\rm e} B_0|\hbar} \ . \tag{4.2B}$$

Ферми-Диракова расподела (Fermi-Dirac distribution), fd, je дефинисана као

$$f_{\rm d}(\varepsilon) = \frac{1}{e^{\frac{\varepsilon - \mu_{\rm c}}{K_{\rm B}T}} + 1} \cdot$$
(4.2r)

У наведеним формулама, ј означава имагинарну јединицу, ω је угаона фреквенција, μ_c је хемијски потенцијал, E_0 је примењено поларизационо електрично поље, B_0 је примењена поларизациона магнетска индукција, q_e је апсолутна вредност наелектрисања електрона, а Δ је екситонски енергетски процеп (*excitonic energy gap*), при чему се за собне температуре, које су реда око 300 K, ова вредност може апроксимирати нулом. Фермијева брзина v_f је за графен $v_f \approx 10^6$ m/s, а Γ је феноменолошка брзина расипања (*phenomenological scattering rate*). Феноменолошка брзина расипања је дефинисана преко формуле $\Gamma = 1/2\tau$, где је τ просечна брзина релаксације (*average relaxation rate*). Редукована Планкова константа, \hbar , је дефинисана као $\hbar = h/2\pi$, где је h Планкова константа (*Planck's constant*). К_в је Болцманова константа (*Boltzmann's constant*), T је температура и ε је енергија.

Суме у формулама (4.2а) и (4.2б) су конвергентне и представљене су на слици 4.1 за различите фреквенције, поларизационе магнетске индукције B_0 и хемијске потенцијале μ_c .



Слика 4.1. Зависност конвергенције $|\sigma_d|$ и $|\sigma_o|$ од реда суме (уколико није назначено на слици, подразумева се f = 10 GHz, $B_0 = 0.5$ T, $\mu_c = 0.5$ eV, као и T = 300 K и $\Gamma = 10^{12}$): (а) конвергенција $|\sigma_d|$ за различите фреквенције, (б) конвергенција $|\sigma_o|$ за различите фреквенције (в) конвергенција $|\sigma_d|$ за различита поларизационе магнетске индукције B_0 , (г) конвергенција $|\sigma_o|$ за различите поларизационе магнетске индукције B_0 , (д) конвергенција $|\sigma_d|$ за различите хемијске потенцијале μ_c и (ђ) конвергенција $|\sigma_o|$ за различите хемијске потенцијале μ_c .

У одсуству поларизационе магнетске индукције ($B_0 = 0$), површинска проводност, σ , је скалар. Када је графен на собној температури ($T \approx 300$ K), када је $\Delta = 0$ и у случају ниских фреквенција (испод 1 THz), формуле (4.1а)–(4.2г) могу се упростити. Коначно, површинска проводност графена, σ_{intra} , рачуна се као

$$\sigma_{intra} = -j \frac{q_e^2 K_B T}{\pi \hbar^2 (\omega - j2\Gamma)} (\frac{\mu_e}{K_B T} + 2\ln(e^{-\frac{\mu_e}{K_B T}} + 1)) \cdot$$
(4.3)

4.3. Електрична поларизација графена

Слика 4.2 приказује реални и имагинарни део σ у зависности од фреквенције, за различите вредности μ_c . Површинска проводност, σ , је израчуната према формули (4.3).



Слика 4.2. Површинска проводност графена за различите вредности параметра μ_c ($B_0 = 0, T = 300 \text{ K}, \Gamma = 20*10^{12}$): (а) реални део и (б) имагинарни део.

Слика 4.2 показује да је имагинарни део σ за ред величине мањи од реалног дела. Стога ће у даљем тексту имагинарни део бити занемарен. Са слике се види да се повећањем μ_c површинска проводност графена повећава неколико пута (од приближно 0,1 mS до приближно 2,9 mS). Помоћу поларизационог електричног поља E_0 , може се утицати на параметар μ_c и на тај начин мењати проводност графена. У оквиру овог истраживања то је искоришћено како би се добио прекидач који се може користити у микроталасним колима израђеним у микротракастој техници [4.8] или таласоводној техници [4.9]. Додатно, графен је искоришћен и за дизајнирање таласоводних тјунабилних резонатора на неколико стотина GHz и резултати су публиковани у [4.10]. Прекидачка структура (графенски прекидач) са означеним димензијама приказана је на слици 4.3. Графенска плочица (димензија *L* и *W*) смештена је у процеп између два проводника микротракастог вода. Правилним избором димензија плочице могуће је постићи да се, мењајући јачину поља E_0 , цела структура понаша као прекидач. Прекидач је затворен (ON стање) када је $\mu_c = 1$ eV и отворен (OFF стање) када је $\mu_c = 0$.



Слика 4.3. Изглед микротракасте прекидачке структуре са графеном (графенски прекидач) са означеним релевантним димензијама. (Слика није цртана у размери.)

Цела прекидачка структура је на супстрату Rogers RT Duroid 5880 [3.11] са дебљином диелектрика $H = 1575 \,\mu\text{m}$ и дебљином метализације $M = 17 \,\mu\text{m}$. Релативна диелектрична константа је $\varepsilon_r = 2,2$ и тангенс угла губитака је tan $\delta = 0,0009$. Ширина графенске плочице и уједно ширина металне линије је $W = 2 \,\text{mm}$, а дужина графенске плочице је $L = 0,075 \,\text{mm}$. Дужине металних линија су по $D = 300 \,\mu\text{m}$ тако да цела структура има дужину 675 μm . Цела структура је симулирана комбинујући програме Sonnet [3.13] и МАТLAB [4.11]. Резултати *S*-параметара приказани су на слици 4.4.



Слика 4.4. *S*-параметри прекидачке структуре добијени симулацијом ($B_0 = 0$, T = 300 K, $\Gamma = 20 \cdot 10^{12}$) када је прекидач у (a) OFF стању ($\mu_c = 0$) и (б) ON стању ($\mu_c = 1$ eV).

Како би се што боље демонстрирале прекидачке особине структуре са слике 4.3, реконфигурабилни појачавач са PIN диодом (представљен у одељку 3.2) је измењен, при чему је за реконфигурабилни елемент узета поменута прекидачка структура. Такође, унете су мале промене у димензијама микротракастих водова у IMN како би се добили жељени резултати. Додатне симулације су урађене како би се појачавач са графенским прекидачем упоредио са идентичним појачавачем који има идеални прекидач. Код идеалног прекидача у ОN стању, уместо графенске плочице постављена је метална плочица истих димензија, а у OFF стању графенска плочица је уклоњена и у процепу је само ваздух. На слици 4.5 приказани су резултати комбинованих симулација, MWO [3.12] и Sonnet [3.13], за случај графенског и идеалног прекидача. На слици 4.6 приказана је шема реконфигурабилног појачавача са димензијама микротракастих водова и параметрима пасивних дискретних елемената. У случају симулације са графенским прекидачем, на ред са прекидачем, ближе транзистору, стављен је кондензатор капацитивности 3,3 pF као DC блок који спречава да поларизација графена поремети поларизацију транзистора. Тај кондензатор је изостављен из симулација са идеалним прекидачем и није приказан на слици 4.6.



Слика 4.5. *S*-параметри реконфигурабилног појачавача добијени симулацијом са графенским и идеалним прекидачем: (а) прекидач је у ON стању и (б) прекидач је у OFF стању.



Слика 4.6. Шема реконфигурабилног појачавача са димензијама микротракастих водова и параметрима пасивних концентрисаних елемената (димензије су дате у милиметрима у формату ширина вода/дужина вода; елементи нацртани на шеми нису у размери).

4.4. Магнетска поларизација графена

У одсуству поларизационог електричног поља и одсуству примеса, хемијски потенцијал је $\mu_c = 0$. За тај случај површинска проводност графена, σ , је скалар. Коришћењем формула (4.1а)–(4.2г) могу се израчунати површинска проводност и површинска отпорност графена. Зависност реалног и имагинарног дела површинске отпорности графена, ρ , од фреквенције приказани су на слици 4.7.

Слика 4.7 показује да је имагинарни део σ за ред величине мањи од реалног дела. Стога ће у даљем тексту имагинарни део бити занемарен. Са слике се види да се са повећањем B_0 површинска отпорност графена повећава неколико пута (од приближно 0 до приближно 190 kΩ). У оквиру овог истраживања то је искоришћено како би се добио прекидач који се може употребити у микроталасним колима израђеним у техници копланарног таласовода (*coplanar waveguide*, CPW), а резултати су публиковани у [4.12], [4.13].



Слика 4.7. Површинска проводност графена за различите вредности параметра B_0 ($\mu_c = 0, T = 300 \text{ K}, \Gamma = 0.167 \cdot 10^{12}$): (а) реални део и (б) имагинарни део.

Прекидачка структура (графенски прекидачки резонатор) са означеним димензијама приказана је на слици 4.8. Графенске плочице (димензија L и W) смештене су у канал између врућег проводника СРW вода и његових маса. Правилним избором димензија графенских плочица могуће је постићи да се, мењајући B_0 , цела структура понаша као прекидач (резонатор на ред са прекидачем). Прекидач је затворен (ON стање) када је $B_0 = 0$, а прекидач је отворен (OFF стање) када је B_0 веће од 0.



Слика 4.8. Изглед СРW прекидачке структуре са графеном (графенски прекидачки резонатор) са означеним релевантним димензијама. (Слика није цртана у размери.)

Цела структура је на супстрату галијум-арсенида са дебљином диелектрика $H = 150 \ \mu\text{m}$ и дебљином метализације $M = 2 \ \mu\text{m}$. Релативна диелектрична константа је $\varepsilon_r = 12,9$ и тангенс угла губитака је tan $\delta = 0,006$. Ширина графенске плочице је $W = 800 \ \mu\text{m}$, а њена дужина је $L = 25000 \ \mu\text{m}$. Дужине додатних металних линија врућег вода су по $D = 2400 \ \mu\text{m}$. Ширина процепа код врућег вода је $G = 50 \ \mu\text{m}$. Ширина врућег вода је $W_m = 3200 \ \mu\text{m}$, а ширине маса су $W_g = 11800 \ \mu\text{m}$. Цела структура је симулирана комбинујући програме Sonnet [3.13] и МАТLAB [4.11]. Резултати *S*-параметара који су добијени симулацијом, за различите вредности B_0 приказани су на слици 4.9.



Слика 4.9. *S*-параметри графенског прекидачког резонатора добијени симулацијом ($\mu_c = 0, T = 300 \text{ K}, \Gamma = 0.166 \cdot 10^{12}$) када је поларизациона магнетска индукција: (а) $B_0 = 0.01 \text{ T},$ (б) $B_0 = 0.20 \text{ T},$ (в) $B_0 = 0.50 \text{ T}$ и (г) $B_0 = 1.20 \text{ T}.$

4.5. Резиме

У овом поглављу представљене су две микроталасне структуре које користе графен као прекидачки елемент. У првој структури, објављеној у [4.8], контрола проводности графена је вршена помоћу поларизационог електричног поља E_0 . Коришћена метода имплементације графена је веома једноставна и може се лако применити у много других микроталасних структура: нпр. у [4.9] идентичан принцип је примењен у дизајнирању реконфигурабилног таласоводног микроталасног резонатора. Правилним димензионисањем графенске плочице постигнути су симетрични *S*-параметри прекидача. Мењањем димензија структуре (графенске плочице), могуће је фаворизовати једно стање прекидача. На пример, уколико је потребна већа проводност у ОN стању, онда је потребно

повећати ширину и/или смањити дужину графенске плочице. То се, наравно, ради на штету OFF стања, коме се повећава проводност. Применом графена, могу се добити фреквенцијске карактеристике микроталасних структура које су веома равне у широком фреквенцијском опсегу, као што је показано код прве структуре. То је корисна особина за примену графена код савремених и будућих телекомуникационих система који ће радити у широким фреквенцијским опсезима. Потрошња енергије за контролу стања прекидача је минимална јер се поларизационо електрично поље, E_0 , ствара захваљујући кондензатору чију једну плочу чини графенска плочица, а другу метализација на доњем лејеру (*layer*). Код друге структуре приказане у овој дисертацији, а која је објављена у [4.12], контрола проводности је извршена помоћу поларизационе магнетске индукције B_0 . На исти начин, правилним димензионисањем графенских плочица, могуће је постићи одговарајући одзив микроталасне структуре. У том примеру показан је микроталасни резонатор, али то би могла бити и било која друга микроталасна структура. Анализа сличне структуре (СРW вода) објављена је у [4.13].

Формуле које су коришћене за анализу проводности графена могу се примењивати без ограничења до фреквенција од неколико THz, што је показано на примеру тјунабилног таласоводног резонатора у [4.10], где је тјунабилни таласоводни резонатор дизајниран да ради на неколико стотина GHz. То отвара могућности коришћења поменутих фреквенцијских опсега у будућим телекомуникационим системима.

Закључак

У првом, уводном, поглављу дисертације описана је мотивација за обављени истраживачки рад. Она је превасходно заснована на стварно присутној потреби за унапређењем аналогних кола, као што су појачавачи снаге, у модерним и будућим телекомуникационим системима. Та потреба настаје као последица увођења комплекснијих модулационих техника и техника мултиплексирања које за последицу имају да су коришћени сигнали изразито динамични у временском домену, тј. широкопојасни у фреквенцијском домену. Динамичност сигнала у временском домену (изразито динамична анвелопа) повећава вршни фактор (*crest factor*) због чега појачавач ради у режиму мале ефикасности. Повећање фреквенцијске ширине радио канала који сигнал заузима доводи до захтева да и појачавач ради у ширем фреквенцијском опсегу.

У другом поглављу дат је преглед најчешћих класа рада појачавача на микроталасним фреквенцијама, који је неопходан у циљу поступног увођења у детаље класе рада за коју ова дисертација даје главни допринос. На почетку су дате две најраспрострањеније и најважније класе рада појачавача: класа A и класа Б. Приликом приказа класе Ф уведен је појам "таласно обликовање сигнала" и дат је пример на који начин се таласним обликовањем сигнала може повећати ефикасност рада појачавача. Та метода за повећање ефикасности појачавача снаге је касније искоришћена у дисертацији. У наставку је описана класа E која је, као прекидачка класа рада, високо ефикасна. По свом раду, класа E је доста специфична, а у дисертацији је приказана јер су полазне основе у теоријском објашњењу сличне полазним основама у објашњавању рада класе J, изнетом у 3. поглављу дисертације. Нова теорија рада класе J изнета у том поглављу представља један од главних доприноса ове дисертације. За разлику од тога, класа J, која је описана у 2. поглављу, већ је сада широко коришћена због својих предности које има у односу на класу Б или класу Ф (може да ради са сигналима ширег опсега и имунија је на толеранцију вредности параметара елемената у појачавачу). Додатно, класа Ј је још један пример коришћења таласног обликовања сигнала на излазу појачавача у циљу повећања ефикасности.

Треће поглавље даје приказ реализације три појачавача снаге. Сва три појачавача су намењена модерним телекомуникационим системима. Међутим, сва три појачавача на другачији начин приступају захтеву да раде на више фреквенција; дизајнирани су и реализовани су, редом, као реконфигурабилни, тјунабилни и широкопојасни појачавач. Реконфигурабилни појачавач и тјунабилни појачавач раде у класи АБ, где је мирна струја дрејна мања од 10% максималне струје дрејна. То је класа АБ која је доста блиска теоретској класи Б (транзистор је на граници искључења). Параметри тих појачавача су измерени и добијени резултати су упоређени с резултатима добијеним симулацијама, при чему је установљено добро слагање та два сета резултата. На овоме месту дат је и кратак осврт на моделовање микроталасних кола коришћењем комбинације софтверских алата заснованих на методи анализе електричних кола и на методи пуноталасне електромагнетске анализе. Приказане су и типичне разлике између резултата добијених мерењем и симулацијама када се користи један или други тип анализе целог појачавачког кола, као и разлике које могу настати услед дискретних компоненти произвођачи. нетачности модела које дају Широкопојасни појачавач који ради у класи Ј представља главни допринос ове дисертације. Рад тог појачавача је теоретски објашњен на потпуно нов начин. Прорачунат је и приказан нови дијаграм (дизајн крива) из кога се одређују потребне нормализоване вредности параметара појачавача за унапред задату ефикасност. Увођењем нормализованих параметара појачавача, где је максимална јачина струје дрејна 1 А, угаона фреквенција рада 1 гаd и капацитивност кондензатора дрејн-сорс 1 F, поједностављено је пројектовање појачавача. Нормализовани параметри појачавача се затим, променом свих импеданси у колу, премештају на оперативну фреквенцију (у овом случају на микроталасни опсег), а максимална струја дрејна и напон напајања скалирају се на вредности које одговарају номиналним параметрима изабраног транзистора. Почетне поставке у новоприказаној теорији везане за овај појачавач доста су сличне као код појачавача у класи Е. Имплементирајући описани развијени теоријски модел, дизајниран је и реализован нови појачавач у класи Ј. Дат је и приказ резултата симулације и резултата мерења параметара фабрикованог појачавача. Сви приказани резултати у потпуности верификују развијену теорију, како симулацијама, тако и мерењима на лабораторијским прототиповима. С обзиром на то да је намена развијеног појачавача рад у модерним телекомуникационим системима, у дисертацији су симулиране и карактеристике овога појачавача у раду са модерним широкопојасним сигналима. Квалитет добијених резултата је поредив или бољи од резултата објављених у доступној литератури. Услед недоступности адекватне мерне опреме, овај део анализе појачавача урађен је само на нивоу рачунарских симулација.

Последње поглавље у дисертацији односи се на употребу графена у телекомуникационим уређајима. Графен је због своје дводимензионе структуре веома необичан материјал који се може наћи у природи. У овоме раду, циљ је био да се испита могућност примене графена у микроталасном опсегу фреквенција. У дисертацији је најпре дат кратак преглед електромагнетских особина графена и њихове контролабилности помоћу спољног непроменљивог електричног или магнетског поља, састављен на основу резултата преузетих из литературе. Ти резултати су коришћени у дисертацији при дизајнирању два прекидачка микроталасна кола. Прво коло је дизајнирано у микротракастој технологији и користи електричну поларизацију, тј. стање прекидача се мења помоћу електричног поларизационог поља. То коло је везано у реконфигурабилни појачавач уместо PIN диоде, како би, као прекидачки елемент, мењао радну фреквенцију појачавача. Појачавач је у симулацијама дао добре резултате, доста сличне онима са диодом. Друго коло је у дисертацији дизајнирано у технологији копланарних таласовода и код њега се стање прекидача контролише помоћу поларизационог магнетског поља. Сви приказани резултати у вези са графеном добијени су рачунарским симулацијама. Развијени метод коришћен у дизајнирању тих кола је једноставан и лако се може користити у другим колима у којима је потребно користити графен. Основа развијеног метода је једноставно одређивање димензија графенских плочица, како би се добили задовољавајући параметри. Уколико графенска плочица има проводност већу него што је предвиђено, онда је

треба продужити и/или сузити. У супротном, плочицу треба скратити и/или проширити. Предложени метод је робустан и може се лако имплементирати при великим толеранцијама карактеристика графена. Такође, фреквенцијска карактеристика електричних особина графена дозвољава његово коришћење у веома широком фреквенцијском опсегу. С друге стране, електричне особине графена повољније су за коришћење на вишим фреквенцијама; са повећањем фреквенције однос имагинарног и реалног дела површинске импедансе се повећава, што смањује губитке и повећава тјунабилност. Све то отвара велике могућности у реализацији будућих телекомуникационих система за које можемо да претпоставимо, са великом сигурношћу, да ће радити са широкопојасним сигналима и да ће бити смештени на вишим фреквенцијама од данашњих.

Оно што није посебно наглашено у дисертацији, изузев неколико резултата датих на крају поглавља 3.3, а што је узело велики део времена и захтевало велики труд, је развој методологије пројектовања микроталасних кола која обезбеђује добијених одлично слагање резултата нумеричким симулацијама И експерименталних резултата добијених мерењем лабораторијским на прототиповима. Због транзистора и диода било је потребно радити са софтверским алатима који могу да симулирају нелинеарна кола. У ту групу алата спадају готово сви они који свој рад заснивају на анализи електричних кола. Софтверски алат из ове групе који је коришћен у дисертацији је Microwave Office. Иако он пружа могућност рада са микротракастим водовима, који су саставни део разматраних појачавача на микроталасним фреквенцијама, софтверски алати за пуноталасне електромагнетске симулације, који решавају Максвелове једначине, коришћени су у завршној фази дизајна за финије подешавање димензија микротракастих водова. Све симулације у вези са графеном рађене су у програмским пакетима тог типа. Коришћени програми из те групе су Sonnet EM, CST и HFSS. У оквиру рада на дисертацији развијена је методологија комбинованог коришћења софтверских алата из обе групе, како би се што брже и лакше добио завршни дизајн, за који се с великом поузданошћу може рећи да ће резултати симулација одлично одговарати резултатима добијеним мерењима у лабораторији.

У наставку истраживања требало би надоградити теорију у вези са појачавачем у класи J, и то тако да се контролише други хармоник излазног сигнала. Разуме се, и тај појачавач би требало фабриковати и верификовати његове параметре мерењем у лабораторији. Оно што је веома актуелно и што би могло бити укључено у наставак истраживања је развијање нелинеарног модела транзистора, а прецизни и тачни модели транзистора су неизоставни у пројектовању појачавача који користе таласно обликовање сигнала. Треба напоменути да је компанија Cree, чији је транзистор коришћен у реализацији сва три појачавача у дисертацији, обезбедила одличан нелинеарни модел, што није случај са свим произвођачима. Уколико се желе користити транзистори других произвођача, моделовање транзистора је готово обавезано. Развијање модела пасивних компоненти је још један део истраживања који је дотакнут у овој дисертацији, иако није експлицитно наведен. То је такође веома популарна тема за развој и већ сада постоје компаније којима је моделовање пасивних и активних компоненти примарна делатност (нпр. Modelithics). Тренутни рад кандидата у компанији ИМТЕЛ управо је везан за развој прецизних модела пасивних компоненти (кондензатора, отпорника, калемова и балуна). Идеја је да се врши мерење и деембединг (*de-embedding*) пасивних компоненти, пре свега компоненти малих димензија, као нпр. кондензатора и отпорника. Такви деембедовани резултати би се уврстили у симулацију заједно са колом у које би се такве компоненте имплементирале. На крају би требало да се резултати целог кола добијени симулацијом поклапају са мереним резултатима фабрикованог кола. Истраживање графена је тренутно остављено по страни, пре свега због неприступачности технологије за реализацију и мерење тако дизајнираних кола. Ова област је још увек у зачетку и у њеном развоју још увек физичари имају примат. Ипак, ускоро треба очекивати усавршавање производње графена и пад његове цене, што ће довести до постепеног пребацивања истраживања у вези са применом графена из области физике у област електротехнике.

Литература

[1.1] J. Mitola, "The software radio architecture," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 33, no. 5, pp. 26–38, May 1995.

[1.2] J. Mitola, G. Q. Maguire, "Cognitive radio: Making software radios more personal," *IEEE Pers. Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 13–18, Aug. 1999.

[1.3] R. Muzammil, M. S. Beg, M. M. Jamali, M. W. Majid, "Design and testing of a Software Defined Radio based transceiver on a Graphics Processing Unit," 2012 Conference Record of the Forty Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR), Pacific Grove, CA, pp. 1107–1110, 2012.

[1.4] F. H. Raab *et al.*, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3, pp. 814–826, Mar. 2002.

[1.5] M. Dragoman *et al.*, "Graphene for Microwaves," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 7, pp. 81–86, Dec. 2010.

[3.1] F.M. Ghannouchi, "Power amplifier and transmitter architectures for software defined radio systems," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 10, no. 4, pp. 56–63, Fourthquarter 2010.

[3.2] D. Cabric, M. S. W. Chen, D. A. Sobel, Jing Yang, R. W. Brodersen, "Future wireless systems: UWB, 60GHz, and cognitiveradios," *Proceedings of the IEEE 2005 Custom Integrated Circuits Conference*, vol., no., pp. 793–796, 21–21 Sep. 2005.

[3.3] H. M. Nemati, J. Grahn, C. Fager, "Band-reconfigurable LDMOS power amplifier," *European Microwave Conference (EuMC)*, vol., no., pp. 978–981, 28–30 Sep. 2010.

[3.4] U. Kim, S. Kang, J. Woo, Y. Kwon, J. Kim, "A Multiband Reconfigurable Power Amplifier for UMTS Handset Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 8, pp. 2532–2542, Aug. 2012.

[3.5] B. Bukvic, D. Budimir, N. Neskovic, "Reconfigurable matching networks for wireless transmitters," *Antennas and Propagation Society International Symposium* (*APSURSI*), Orlando FL, USA, pp. 796–797, 7–13 Jul. 2013.

[3.6] B. Bukvic, N. Neskovic, D. Budimir, "Reconfigurable RF power amplifiers for wireless transmitters," *20th Telecommunications Forum (TELFOR)*, Belgrade, Serbia, pp. 373–375, 20–22 Nov. 2012.

[3.7] A. Fukuda, H. Okazaki, S. Narahashi, "A Novel Compact Reconfigurable Quadband Power Amplifier Employing RF-MEMS Switches," *36th European Microwave Conference*, vol., no., pp. 344–347, 10–15 Sep. 2006.

[3.8] Y. Lu, D. Peroulis, S. Mohammadi, L. P. B. Katehi, "A MEMS reconfigurable matching network for a class AB amplifier," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 13, no. 10, pp. 437–439, Oct. 2003.

[3.9] *Datasheet* транзистора CGH40010, доступан на сајту: http://cree.com/

[3.10] *Datasheet* диоде BAP65-02, доступан на сајту: http://www.nxp.com/

[3.11] *Datasheet* супстрата Rogers RT Duroid 5880, доступан на сајту: https://www.rogerscorp.com/

[3.12] Програмски пакет NI AWR Design Environment: Microwave Office, cajr: http://www.awrcorp.com/

[3.13] Програмски пакет Sonnet Suites TM, cajт: http://www.sonnetsoftware.com/

[3.14] *Datasheet* диоде BB179, доступан на сајту: http://www.nxp.com/

[3.15] Програмски пакет ANSYS HFSS v15.0, доступан на: http://www.ansys.com/

[3.16] B. Bukvić, A. Ilić, M. M. Ilić, "Comparison of approximate and full-wave electromagnetic numerical modeling of microstrip matching networks," *Proceedings of the 2015 International Conference on Electromangetics in Advanced Applications (ICEAA 2015)*, Torino, Italy, pp. 76-79, 7-11 Sep. 2015.

[3.17] В. Bukvić, A. Ilić, M. M. Ilić, "Discrete Component, Circuit-Based, and Full-Wave Electromagnetic Modeling Specifics in Accurate Design of Hybrid Active Microwave Circuits," *International Journal of Electronics and Communications*, рад послат на рецензију.

[3.18] F. H. Raab, "Class-E, Class-C, and Class-F power amplifiers based upon a finite number of harmonics," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 8, pp. 1462–1468, Aug. 2001.

[3.19] J. D. Rhodes, "Output universality in maximum efficiency power amplifiers," *Int. J. Theor. Appl*, vol. 31, pp. 385–405, 2003.

[3.20] M. Roberg, Z. Popovic, "Analysis of High-Efficiency Power Amplifiers With Arbitrary Output Harmonic Terminations," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 8, pp. 2037–2048, Aug. 2011.

[3.21] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Artech House, 1999.

[3.22] P. Wright, J. Lees, P. J. Tasker, J. Benedikt, S. C. Cripps, "An efficient, linear, broadband class-J-mode PA realised using RF waveform engineering," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09*, vol., no., pp. 653–656, 7–12 Jun. 2009.

[3.23] S. C. Cripps, P. J. Tasker, A. L. Clarke, J. Lees, J. Benedikt, "On the Continuity of High Efficiency Modes in Linear RF Power Amplifiers," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 19, no. 10, pp. 665-667, Oct. 2009.

[3.24] J. Moon, J. Kim, B. Kim, "Investigation of a class-J power amplifier with a nonlinear cout for optimized operation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 11, pp. 2800–2811, Nov. 2010.

[3.25] J. H. Kim, S. J. Lee, B. H. Park, S. H. Jang, J. H. Jung, C. S. Park, "Analysis of high-efficiency power amplifier using second harmonic manipulation: inverse class-F/J amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 8, pp. 2024–2036, 2011.

[3.26] P. Wright, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker, S. C. Cripps, "A Methodology for Realizing High Efficiency Class-J in a Linear and Broadband PA," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 12, pp. 3196–3204, Dec. 2009.

[3.27] N. Tuffy, A. Zhu, T. J. Brazil, "Class-J RF power amplifier with wideband harmonic suppression," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest* (*MTT*), vol., no., pp. 1–4, 5–10 Jun. 2011.

[3.28] K. Mimis, K. A. Morris, S. Bensmida, J. P. McGeehan, "Multichannel and Wideband Power Amplifier Design Methodology for 4G Communication Systems Based on Hybrid Class-J Operation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 8, pp. 2562–2570, Aug. 2012.

[3.29] B. Bukvić, M. Ilić, "Simple Design of a Class-J Amplifier with Predetermined Efficiency," *IEEE Microwaves and Wireless Components Letters*, volume 26, issue 9, 2016. DOI: 10.1109/LMWC.2016.2597228.

[3.30] F. H. Raab, "Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 13, no. 2, pp. 239–247, Apr. 1978.

[3.31] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez, "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 7, pp. 1151–1159, Jul 1988.

[3.32] M. Berroth, R. Bosch, "Broad-band determination of the FET small-signal equivalent circuit," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 7, pp. 891–895, Jul. 1990.

[4.1] A. K. Geim, K. S. Novoselov, "The rise of graphene," *Nature Materials*, vol. 6, pp. 183–191, 2007.

[4.2] L. Pierantoni, M. Dragoman, D. Mencarelli, "Analysis of a microwave graphenebased patch antenna," *European Microwave Conference (EuMC)*, vol., no., pp. 381–383, 6–10 Oct. 2013.

[4.3] I. Llatser *et al.*, "Characterization of graphene-based nano-antennas in the terahertz band," *6th European Conference on in Antennas and Propagation (EUCAP)*, vol., no., pp. 194–198, 26–30 Mar. 2012.

[4.4] H. Wang, D. Nezich, J. Kong, T. Palacios, "Graphene Frequency Multipliers," *IEEE in Electron Device Letters*, vol. 30, no. 5, pp. 547–549, May 2009.

[4.5] J. S. Moon, M. Antcliffe, H. C. Seo, S. C. Lin, A. Schmitz, I. Milosavljevic, K. McCalla, D. Wong, D. K. Gaskill, P. M. Campbell, K. M. Lee, P. Asbeck, "Graphene transistors for RF applications: Opportunities and challenges," *International in Semiconductor Device Research Symposium (ISDRS)*, vol., no., pp. 1–2, 7–9 Dec. 2011.

[4.6] J. S. Gómez-Díaz, J. Perruisseau-Carrier, "Graphene-based plasmonic switches at near infrared frequencies," *Optics Express*, vol. 21, issue 13, p. 15490, Jul. 2013.

[4.7] G. W. Hanson, "Dyadic Green's Functions for an Anisotropic, Non-Local Model of Biased Graphene," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 3, pp. 747–757, Mar. 2008.

[4.8] B. Bukvic, D. Budimir, "Reconfigurable matching networks for RF amplifiers," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, issue 6, pp. 1487–1491, 27 Mar. 2015. DOI: 10.1002/mop.29126.

[4.9] N. Mohottige, B. Bukvic, D. Budimir, "Reconfigurable E-plane waveguide resonators for filter applications," *44th European Microwave Conference (EuMC)*, Rome, Italy, pp. 299–302, 6–9 Oct. 2014.

[4.10] A. Ž. Ilić, B. Bukvić, M. M. Ilić, D. Budimir, "Graphene-based waveguide resonators for submillimeter-wave applications," *Journal of Physics D: Applied Physics*, vol. 49, Jul. 2016, 325105 (14pp).

[4.11] Програмски пакет MATLAB, сајт:

http://www.mathworks.com/

[4.12] B. Bukvic, D. Budimir, "Magnetically Biased Graphene-Based Switches for Microwave Applications," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 57, issue 12, pp. 2956–2958, Dec. 2015. DOI: 10.1002/mop.29468.

[4.13] B. Bukvic, U. Jankovic, D. Budimir, "A magnetically biased graphene based CPW switch for microwave applications," 2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, pp. 1656–1657, 19–24 Jul. 2015.

Биографија аутора

Бранко М. Буквић је рођен 14. марта 1986. године у Чачку. Основну школу је завршио у Лучанима, одакле је и родом, а средњу електротехничку школу у Чачку, обе као носилац Вукове дипломе.

Електротехнички факултет Универзитета у Београду уписао је 2005. године. Дипломирао је 14. октобра 2009. године на Одсеку за електронику, са просечном оценом 9,54, по четворогодишњем студијском програму. Дипломски рад под насловом "Пренос сигнала помоћу *Zig bee* standarda" одбранио је са оценом 10.

Дипломске академске – мастер студије на Одсеку за електронику, на Електротехничком факултету Универзитета у Београду уписао је 2009. године. Мастер студије је завршио 14. септембра 2011. године са просечном оценом 10,0, по једногодишњем студијском програму. Мастер рад под насловом "Развој мрежног комуникационог контролера за примену код система за контролу индустријских процеса" одбранио је са оценом 10.

Докторске академске студије Електротехнике и рачунарства, модул Телекомуникације, на Електротехничком факултету Универзитета у Београду уписао је 2011. године. Године 2012. отишао је на двогодишњу студентску размену у иностранство на University of Westminster у Лондону. Током тог периода на модулу Телекомуникације положио је све испите са просечном оценом 10,0. По доласку из иностранства прешао је на модул Микроталасна техника, где је положио све испитне обавезе са просечном оценом 10,0. Тренутно је запослен у Институту ИМТЕЛ где се бави проучавањем и пројектовањем микроталасних активних и пасивних кола.

До сада је објавио један рад у међународном часопису категорије M21, један рад у међународном часопису категорије M22, два рада у међународним часописима категорије M23, три рада на међународним конференцијама (M33) и два рада на домаћим конференцијама (M63).

Прилог 1.

Изјава о ауторству

6PAHKO 5VKBUT Потписани-а 12011 5021 број уписа

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

РЕКОНФИГАРАБИЛНИ И ПОДЕСИВИ ЕФИКАСНИ ПОЗАЧАВАЧИ СНАГЕ ЗА ПРЕДАЗНИКЕ ТЕЛЕКОЛУЧИКАЦИЗНИХ УРЕДАЗА

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда

У Београду, 29.11. 2016.

gringer tyx hu

Прилог 2.

r

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

| Име и презиме аутора | GRAHKO GYKBYT |
|--|---|
| Број уписа <u>5021 / 2011</u> | |
| Студијски програм <u>Еле</u> | KAPCTEXHUKA N PAYYHAPCTBO |
| РЕКОНЬИТУРА Наслов рада <u>телеконура</u> | андни и повестви свикасни позанавани снате за предазники ационих урёдна ZA |
| Ментор <u>Вр Ми</u> | AH UNUE |
| | |

изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу Дигиталног

Потписани Бранко буквић

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис докторанда

У Београду, 29.11.2016.

репозиторијума Универзитета у Београду.

Ganke Tychut

Прилог 3.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку "Светозар Марковић" да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

DELOHENTYPAKAANUN NEUELUBAEGUNACHA DOJAHOBAN (HATE 3A NPEDAJUNKE TEAEKOMYHUKAUNDHUX YPELA 7A

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство

2. Ауторство - некомерцијално

3. Ауторство – некомерцијално – без прераде

4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима

5. Ауторство - без прераде

6. Ауторство - делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

Потпис докторанда

У Београду, <u>29.11</u>, 2016.

And Ty chit

1. Ауторство - Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. Ауторство – без прераде. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.