

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ  
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Иво Љ. Марковић

ПРИМЈЕНА МЕМРИСТОРА У РЕАЛИЗАЦИЈИ  
МИКРОТАЛАСНИХ ПАСИВНИХ КОЛА

докторска дисертација

Београд, 2021.

UNIVERSITY OF BELGRADE  
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Ivo Lj. Marković

APPLICATION OF MEMRISTORS IN REALIZATION OF  
MICROWAVE PASSIVE CIRCUITS

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2021.

**Ментор:**

др Милка Потребих, редовни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

**Чланови комисије:**

др Дејан Тошић, редовни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Владимир Арсоки, ванредни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Анђелија Илић, виши научни сарадник  
Универзитет у Београду – Институт за физику

др Милош Вујисић, ванредни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Душан Грујић, доцент  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

**Датум одбране:**

\_\_\_\_\_ године.

## Захвалница

Захваљујем се својим менторима проф. др Милки Потребих и проф. др Дејану Тошићу на континуираној подршци, стрпљењу, драгоцјеним савјетима и правовременим смјерницама.

Члановима комисије и проф. др Братиславу Маринковићу, који су својим савјетима допринијели побољшању квалитета истраживачког рада и дисертације захваљујем на уложеном времену и добронамјерности.

Захваљујем Ивану Радоњићу за помоћ при цртању и графичкој обради, Ани Ивановић, Миливоју Милетићу и Павлу Динуловићу за језичке корекције приликом писања радова. Лазару Вурдељи, Драгану Живковићу и Александру Ризовском захваљујем за помоћ при набављању компонената и рјешавању проблема приликом израде лабораторијских прототипова.

Цвики Шхорију (צביקה שחורין), Гијому де Левис Мирепоа (Guillaume de Lévis Mirepoix), Ивици Богосављевићу и Милету Давидовићу, руководиоцима и вођама у фирмама у којима сам радио у току истраживања дугујем захвалност за разумијевање, подршку и омогућавање коришћења опреме.

Посебну захвалност дугујем својој породици, родитељима Љубу и Бранки, и брату Милошу, због којих је одрастање било безбрижно, а образовање више игра него обавеза. Мојим драгим Милицама, сестри и дјевојци, захваљујем што су увијек имале ријечи утјехе када је било потребно. Родбини, пријатељима и колегама хвала на разумијевању, подршци и одсуству сумње.

*Дисертацију посвећујем души тетке Наде.*

*Иво*

# Резиме

**Наслов:** Примјена мемристора у реализацији микроталасних пасивних кола

**Сажетак:** Предмет истраживања ове докторске дисертације је примјена мемристора у реализацији планарних микроталасних пасивних кола. У фокусу истраживања је микроталасни помјерач фазе остварен коришћењем мемристивних прекидача. Истраживање обухвата и реализацију микроталасних филтара са мемристорима.

Циљ истраживања је реализација микроталасног помјерача фазе који има боље карактеристике у односу на карактеристике одговарајућих помјерача фазе објављених у доступној отвореној литератури, а који користе традиционалне прекидаче као што су PIN диоде, микроелектромеханички прекидачи и CMOS. Такође, циљ истраживања представља и анализа могућих реализација микроталасних филтара коришћењем мемристора.

Доприноси дисертације су нов метод пројектовања помјерача фазе, коришћењем мемристора, а којим се смањује потрошња уређаја и поправља константност фазног помјераја у специфицираном фреквенцијском опсегу. При реализацији филтара, коришћењем мемристора потиснути су нежељени пропусни опсеги, реализован је реконфигурабилни филтар коришћењем мемристивних прекидача.

Поред тога, пројектован је хардвер за аутоматско програмирање комерцијално доступног мемристора компаније KnowM, развијен је алгоритам и софтвер микроконтролера који омогућава аутоматско програмирање, као и софтвер преносивог или удаљеног уређаја за контролу рада микроконтролера. Пројектована су електрична кола остварена коришћењем комерцијално доступног мемристора. Предложен је модел за фреквенцијску анализу комерцијално доступног мемристора на учестаностима до 1 MHz. Пројектован је активни филтар пропусник опсега, који има могућност подешавања централне фреквенције при радном режиму. За експерименталну верификацију рада програматора и електричних кола направљени су лабораторијски прототипови.

**Кључне ријечи:** Мемристор, мемристивни прекидач, помјерач фазе, реконфигурабилни филтар, филтар са укосницом.

**Научна област:** Електротехника и рачунарство

**Ужа научна област:** Микроталасна техника

**УДК број:** 621.3

# Abstract

**Title:** Application of memristors in realization of microwave passive circuits

**Abstract:** The scope of the research presented in this doctoral dissertation is the application of memristors in the realization of planar microwave passive circuits. The focus of the research was the microwave phase shifter realized using memristive switches. In addition, the research includes the realization of microwave filters by incorporating memristors.

The aim of the research is the realization of a microwave phase shifter with better characteristics compared to the characteristics of phase shifters available in the open literature, which use traditional switches like PIN diodes, microelectromechanical systems, and CMOS. Also, the aim of the research is the analysis of microwave filters with incorporated memristors.

The contribution of the doctoral dissertation is a novel method of designing microwave phase shifters - by using memristors which reduces the power consumption of the device and improves the constancy of the phase shift in the specified frequency range. By using memristors in the realization of filters, unwanted bandwidths are suppressed, and a reconfigurable filter is realized by using memristive switches.

In addition, hardware for the automatic programming of KnowM's commercially available memristors has been designed, an algorithm and microcontroller software that enables automatic programming have been developed, as well as software for a portable or remote device to control the operation of the microcontroller. Electrical circuits designed using the commercially available memristor were realized. A frequency analysis model of the commercially available memristor at frequencies of up to 1 MHz has been proposed. An active bandpass filter has been designed, which has the ability to tune the center frequency during operation. Laboratory prototypes were made for the experimental verification of the operation of programmers and electrical circuits.

**Key words:** Memristor, memristive switch, phase shifter, reconfigurable filter, hairpin filter.

**Scientific field:** Electrical and Computer Engineering

**Scientific subfield:** Microwave Engineering

**UDC number:** 621.3

# Садржај

Садржај.....	vi
Списак слика .....	viii
Списак табела .....	xii
1. Увод.....	1
2. Мемристори.....	4
2.1 Дефиниција и класификација мемристора .....	4
2.2 Особине мемристора и њихова примјена.....	6
2.3 Реализације неколико фабрикованих мемристора .....	7
2.3.1 НР мемристор .....	7
2.3.2 РФ/микроталасни мемристор .....	10
2.3.3 KnowM мемристор.....	11
2.3.4 Атомристори .....	15
2.4 Модели мемристора .....	16
2.4.1 Модели НР мемристора .....	16
2.4.2 Модели Пијевог РФ мемристора.....	19
3. Експериментална верификација параметара мемристора.....	21
3.1 Идентификација мемристора.....	21
3.2 Програмирање KnowM мемристора.....	23
3.2.1 Хардверско рјешење за програмирање KnowM мемристора .....	23
3.2.2 Софтверско рјешење за програмирање KnowM мемристора.....	26
3.2.3 Резултати програмирања мемристора коришћењем предложеног хардверско-софтверског рјешења.....	28
3.3 Програмирање KnowM мемристора при радном режиму .....	30
3.4 Верификација подесивости и одрживости стања мемристора .....	35
4. Поређење фреквенцијских карактеристика потенциометра и мемристора.....	37
4.1 Упоредна анализа кључних карактеристика мемристора и потенциометра .....	42
4.2 Могуће примјене мемристора у подесивим колима.....	44
4.2.1 Напонски раздјелник .....	45
4.2.2 Инвертујући појачавач.....	46
4.2.3 Филтар пропусник високих учестаности .....	49



4.2.4 Помјерач фазе .....	51
5. Примјена мемристора у реализацији микроталасних филтара .....	54
5.1 Филтар са ивичном спрегом .....	59
5.2 Филтар са укосницама .....	67
5.3 Реконфигурабилни филтар .....	74
6. Примјена мемристора у реализацији микроталасног помјерача фазе .....	81
6.1 Модели мемристора и PIN диоде на РФ/микроталасним учестаностима .....	81
6.2 Планарни помјерач фазе са мемристорима реализован прикључивањем огранака водова паралелно у главни вод .....	82
6.3 Имплементација помјерача фазе са огранцима паралелно везаним у главни вод и мемристорима као прекидачима .....	84
6.4 Промјена стања Биолековог иделног модела мемристора.....	89
7. Закључак .....	93
Литература .....	97

## Списак слика

Слика 2.1. Фундаментални елементи електричних кола: отпорник, кондензатор, калем и мемристор. Символи елемената су уоквирени правоугаоницима, при чему је подебљана страна ознака референтног поларитета сваког елемента. ....	5
Слика 2.2. Структура НР мемристора.....	7
Слика 2.3. Структура Пи-јевог РФ мемристора (преузето из [Pi15]).....	10
Слика 2.4. (а) BS-AF-W мемристори у DIP-16 паковању, (б) низ M+SDC мемристора, (в) и PCI-E 36 Breakout Board .....	12
Слика 2.5. Структура KnowM мемристора (преузето из [Campb17]).....	13
Слика 2.6. Доступне варијанте KnowM мемристора у зависности од материјала (преузето из [KnowMa]).....	15
Слика 2.7. Графичка репрезентација Биолековог модела НР мемристора (преузето из [Marko16]) .....	17
Слика 2.8. $i-v$ дијаграм: хистерезисна петља за Биолеков модел, на $f=10\text{ Hz}$ , и за $R_{on}=10$ , $R_{off}=2000$ и $R_{ini}=50$ . ....	18
Слика 2.9. Пијев модел РФ мемристора (а) ON стању и (б) OFF стању. ....	19
Слика 2.10. Wainstein-ов модел РФ мемристора у (а) ON стању и (б) OFF стању.....	20
Слика 3.1. Коло за формирање мемристора. ....	22
Слика 3.2. Лабораторијски прототип кола за формирање мемристора. ....	22
Слика 3.3. Лисажуова фигура мемристора са слике 3.1, за различите побудне фреквенције. “Ако формира осмицу, онда је мемристор” [Tetz14].....	22
Слика 3.4. Коло за програмирање мемристора: (а) Из OFF у ON; (б) из ON у OFF стање. ....	23
Слика 3.5. Коло за регулацију напона на 3,3 V.....	24
Слика 3.6. Хардверско рјешење за програмирање мемристора. ....	24
Слика 3.7. Лабораторијски прототип кола за програмирање мемристора.....	25
Слика 3.8. Дијаграм тока извршавања програма микроконтролера за програмирање мемристора.....	27
Слика 3.9. Кориснички интерфејс за програмирање мемристора на преносивом уређају..	28
Слика 3.10. Промјена напона на мемристор у током програмирања из ON у OFF стање. Црвена боја означава примијењени напон, плава боја означава напон на мемристор у.....	29
Слика 3.11. Промјена напона на мемристор у током програмирања из OFF у ON стање. Црвена боја означава примијењени напон, плава боја означава напон на мемристор у.....	30
Слика 3.12. Инвертујући појачавач са програматором мемристора. Овај појачавач нема могућност непрекидног рада приликом програмирања, због засићења оперативног појачавача.....	31
Слика 3.13. Активни филтар пропусник опсега. Филтар има могућност подешавања централне фреквенције при радном режиму. ....	31
Слика 3.14. Лабораторијски прототип активног филтра са слике 3.13. ....	32
Слика 3.15. Амплитудски одзив активног филтра са слике 3.15, са два стања мемристора. ....	33

Слика 3.16. Програмирање мемристора у току радног режима активног филтра. На уметцима у доњем дијелу приказани су кратки временски интервали за вријеме програмирања мемристансе, а у којима се уочава да излазни сигнал не садржи компоненту сигнала за програмирање, већ само користан сигнал. ....	34
Слика 3.17. Приказ резултата теста одрживости стања мемристора. [Marko21] .....	36
Слика 4.1. АС модел потенциометра.....	37
Слика 4.2. Напонски раздјелник са потенциометром. (а) Прикључци W и B су повезани на масу, док је прикључак A повезан са остатком кола. (б) На масу су повезани прикључци A и B, а прикључак W је повезан са остатком кола. ....	38
Слика 4.3. Коло за одређивање (а) импедансе мемристора и (б) импедансе сонде осцилоскопа.....	39
Слика 4.4. Лабораторијски прототип кола са слике 4.3а. ....	39
Слика 4.5. Поређење модула импеданси мемристора и потенциометра. Опсези иницијалних отпорности: (а) 400 $\Omega$ - 4500 $\Omega$ , (б) 400 $\Omega$ - 15 k $\Omega$ , (в) 1 k $\Omega$ - 1 M $\Omega$ за мемристор и 1 k $\Omega$ - 100 k $\Omega$ за потенциометар. Иницијалне импедансе су мјерене на 10 kHz за мемристор и на DC за потенциометар.....	41
Слика 4.6. Поређење симулације и експерименталних резултата за моду импедансе мемристора. Опсег иницијалног модула импедансе на 10 kHz: (а) 400 $\Omega$ - 4500 $\Omega$ , (б) 400 $\Omega$ - 15 k $\Omega$ , (в) 1 k $\Omega$ - 125 k $\Omega$ . ....	42
Слика 4.7. Поређење модула напонског појачања раздјелника напона са мемристором и потенциометром. Иницијалне вриједности импеданси су мјерене на 10 kHz за мемристор, односно на DC за потенциометре.....	45
Слика 4.8. Инвертујући појачавач у реализацији са (а) мемристором, и (б) потенциометром. ....	46
Слика 4.9. Лабораторијски прототип инвертујућег појачавача са мемристором.....	47
Слика 4.10. Поређење модула напонског појачања инвертујућег појачавача базираног на мемристор и потенциометру. Анализирани фреквенцијски опсези: (а) 10 kHz – 1 MHz, (б) 10 kHz – 200 kHz. Иницијалне вриједности импеданси су мјерене на 10 kHz за мемристор и на DC за потенциометре.....	48
Слика 4.11. Поређење модула напонског појачања инвертујућег појачавача базираног на мемристор и идеалном отпорнику. Одзив са идеалним отпорником је симулиран, док је одзив кола са мемристором измјерен. ....	49
Слика 4.12. Филтар пропусник високих учестаности са мемристором.....	50
Слика 4.13. Лабораторијски прототип кола са слике 4.12. ....	50
Слика 4.14. Поређење амплитудског одзива филтра пропусника високих фреквенција базираног на мемристор и потенциометру. Импедансе су мјерене на 10 kHz за мемристор и на DC за потенциометар.....	51
Слика 4.15. Помјерач фазе са мемристором.....	52
Слика 4.16. Лабораторијски прототип кола са слике 4.15. ....	52
Слика 4.17. Поређење фазног помјераја помјерача фазе са мемристором и потенциометром. Импедансе су мјерене на 10 kHz за мемристор, односно на DC за потенциометар. ....	53

Слика 5.1. Љествичаста шема.....	54
Слика 5.2. Општа шема реализације полиномског филтра помоћу импеданских инвертора. .....	57
Слика 5.3. Општа шема реализације полиномског филтра помоћу адмитанских инвертора. .....	57
Слика 5.4. Еквивалентне представе пара спрегнутих водова.....	59
Слика 5.5. Филтар са ивичном спрегом.....	60
Слика 5.6. Процјеп између микротракастих водова.....	60
Слика 5.7. Еквивалентна шема филтра са ивичном спрегом и мемристором у софтверу AWR Microwave Office. ....	62
Слика 5.8. Поређење $S$ -параметара филтра са ивичном спрегом за случај без мемристора, и за мемристансу вриједности од 5, 10, 15, 25, 50 и 100 $\Omega$ у (а) ширем и (б) ужем фреквенцијском опсегу. ....	63
Слика 5.9. Еквивалентна шема филтра са ивичном спрегом са кондензаторима у LTspice.....	64
Слика 5.10. Излазни напон филтра са ивичном спрегом за случај без мемристора, и са мемристором мемристансе од 10 $\Omega$ . ....	64
Слика 5.11. Излазни напон филтра са ивичном спрегом на интервалу од 40 ns, (а) без мемристора и (б) са мемристором мемристансе од 10 $\Omega$ . ....	65
Слика 5.12. Амплитудски спектар излазног сигнала филтра са ивичном спрегом, за случај филтра без мемристора, и са мемристором мемристансе од 10 $\Omega$ . Побудни сигнали су простопериодични амплитуде 2 V и фреквенција 6 и 12 GHz.....	66
Слика 5.13. Амплитудски спектар излазног сигнала филтра са ивичном спрегом, за случај са мемристором од 10 $\Omega$ , у опсегу од 5,2 GHz до 6,8 GHz. Побудни сигнали су простопериодични амплитуда 2 V, фреквенција 6 и 6,6 GHz.....	66
Слика 5.14. Филтар са укосницама.....	67
Слика 5.15. $Q$ -фактор оптерећеног резонатора са паралелно постављеним уводником у функцији ширине процјепа $s_0$ . ....	69
Слика 5.16. Коефицијент спреге $k$ два резонатора у функцији ширине процјепа $s_1$ . ....	69
Слика 5.17. Шема филтра са укосницама у програму LTspice. ....	70
Слика 5.18. Поређење $S$ -параметара филтра са укосницама за случај без мемристора, и са мемристором за различите вриједности мемристансе: 5, 10, 15, 25, 50 и 100 $\Omega$ у (а) ширем и (б) ужем опсегу учестаности. ....	71
Слика 5.19. Излазни напон филтра са укосницама за случај без мемристора, и са мемристором мемристансе од 10 $\Omega$ . ....	72
Слика 5.20. Излазни напон филтра са укосницама у интервалу од 500 ns, (а) без мемристора и (б) са мемристором мемристансе од 10 $\Omega$ . ....	73
Слика 5.21. Амплитудски спектар излазног сигнала филтра са укосницама, за случај без мемристора, и са мемристором мемристансе од 10 $\Omega$ . Побудни сигнали су простопериодични амплитуде 2 V и фреквенција 1 и 2 GHz. ....	74
Слика 5.22. Реконфигурабилни филтар пропусник два фреквенцијска опсега. ....	75
Слика 5.23. $S$ -параметри филтра за радне режиме: (а) H-BPF, (б) L-BPF, (в) L-BPF & H-BPF, и (г) NO-PASS.....	79

Слика 5.24. (а) Коло за програмирање мемристора, и (б) примијењени облик сигнала за програмирање мемристора.....	79
Слика 5.25. Резултати програмирања мемристора $M_2$ . Иницијално стање мемристора је ON. (а) Струја кроз мемристор $M_1$ и (б) напон на мемристору $M_1$ . (в) Струја кроз мемристор $M_2$ и (г) напон на мемристору $M_2$ .....	80
Слика 6.1. Еквивалентно коло PIN диоде при високим фреквенцијама у: (а) ON, (б) OFF стању.....	82
Слика 6.2. (а) Главни вод са укљученим реактивним елементима и (б) помјерач фазе са паралелно везаним огранцима паралелно везаним у главни вод и PIN диодама као прекидачима.....	83
Слика 6.3. Помјерач фазе за фиксну вриједност фазног помјераја: (а) приказ тродимензионалног модела [Marko18], и (б) еквивалентна електрична шема.....	85
Слика 6.4. Помјерач фазе издијељен у блокове. Један начин повезивања помјерача фазе са другим дјеловима система.....	86
Слика 6.5. Фазни одзив (у степенима) у фреквенцијском опсегу од 5 до 5,6 GHz. Пуним линијама означени су одзиви помјерача фазе са мемристорима, а испрекиданим линијама са PIN диодама као прекидачима.....	88
Слика 6.6. Фазни одзив (у степенима) у фреквенцијском опсегу од 5 до 5,6 GHz. Пуна линија – мемристор као прекидач, са максималним вриједностима у ON и OFF стањима, као што је објављено у [Pi15]. Испрекидана линија – PIN диода као прекидач.....	88
Слика 6.7. Еквивалентно коло помјерача фазе за анализу у временском домену.....	90
Слика 6.8. Транзиција стања мемристора из (а) OFF у ON стање, (б) ON у OFF стање. Сигнал црвене боје представља напон на мемристор; док сигнал плаве боје представља струју кроз мемристор.....	91

## Списак табела

Табела 3.1. Режи́ми мемри́стора .....	25
Табела 4.1. Поређење: KnowM Мемри́стор vs. Потенциометар AD5270.....	43
Табела 5.1. Параметри филтра са ивичном спрегом.....	61
Табела 5.2. Параметри филтра са укосницама .....	68
Табела 5.3. Параметри реконфигурабилног филтра пропусника два опсега учестаности. 77	
Табела 5.4. Радни режи́ми филтра у зависности од стања мемри́стора. ....	78
Табела 6.1. Параметри помјерача фазе.....	87

# 1. Увод

Ново доба поставља прохтјеве који захтијевају нове уређаје, а за чију реализацију је неопходно развити нове технологије. Ствари „морају“ да буде брже, мање, лакше и интуитивније за коришћење. За човјека рођеног у прошлом вијеку, данашњи свијет је у домену научне фантастике. За дијете рођено у претходној деценији, свијет без модерне технологије је тешко замислив.

Мобилни телефони су име добили због своје основне функције, која је временом постала само једна од функција ових уређаја који су данас много сложенији. Скоро сви кућни апарати, од клима уређаја, микроталасне пећи, усисивача, итд. постали су дио једне велике мреже. Повезани паметни уређаји (енг. Internet of Things – IoT), који су дио свакодневнице, подразумијевају међусобну размјену информација.

Због пораста броја корисника, али и самих уређаја који међусобно комуницирају, прибјегава се коришћењу виших фреквенција, чиме се рјешава проблем искоришћености фреквенцијског спектра. Како уређаји имају батеријски извор напајања, потрошња директно утиче на вријеме аутономије, али и на гријање уређаја. Дакле, јавља се потреба за компонентама које могу да раде на вишим фреквенцијама, а да уз то имају што мању потрошњу енергије.

Једна од компоненти која се постепено намеће као одговор на све строже захтјеве је мемристор. Ова компонента представља, поред отпорника, кондензатора и калема, једну од четири фундаменталне компоненте. Њено постојање је теоријски предвиђено 1971. године [Chua71], а први пут је фабрикована 2008. године [Struk08]. Неке од погодности ове компоненте су нанометарске димензије, прекидачко понашање, брза промјена стања, нема потрошње у стационарном стању док је потрошња у прелазном режиму мала.

Предмет истраживања чији су резултати приказани у овој дисертацији је примјена мемристора у реализацији планарних микроталасних пасивних кола. У оквиру истраживања остварени су микроталасни помјерач фазе и реконфигурабилни микроталасни филтар који су базирани на мемристивним прекидачима. Поред тога, приказане су и реализације микроталасних филтара са мемристорима.

Основни циљ истраживања је реализација микроталасног помјерача фазе. Потребно је да реализовани помјерач фазе има боље карактеристике у односу на карактеристике одговарајућих помјерача фазе објављених у доступној отвореној литератури, а које користе конвенционалне прекидаче као што су PIN диоде, MEMS и CMOS. Критеријуми за поређење карактеристика укључују величину заузећа уређаја (односно прекидача), потрошњу уређаја (односно прекидача), брзину промјене стања прекидача и константност фазног помјераја у специфицираном фреквенцијском опсегу. Такође, циљ истраживања представља и анализа могућих реализација микроталасних филтара коришћењем мемристора у циљу потискивања нежељених пропусних опсега, као и могуће реконфигурабилности филтара коришћењем мемристивних прекидача.

У циљу експерименталне верификације, пројектован је хардвер за аутоматско програмирање комерцијално доступног мемристора (компаније KnowM [KnowM]), осмишљен алгоритам и софтвер микроконтролера који омогућава аутоматско програмирање, као и софтвер преносивог или удаљеног уређаја за контролу рада микроконтролера. Реализован је лабораторијски прототип програматора мемристора и верификован је његово рад. Поред тога, пројектовани су електрични уређаји остварених коришћењем комерцијално доступног мемристора, реализовани лабораторијски прототипови и верификован је њихов рад. Додатно, пројектовано је електрично коло које омогућава програмирање мемристора у режиму рада. Рад овог кола верификован је коришћењем лабораторијског прототипа.

Докторска дисертација је организована у седам поглавља, садржи списак назива слика, списак назива табела, као и списак коришћене литературе.

У другом поглављу представљени су мемристор. Након кратког историјског осврта, предочене су дефиниција и класификација мемристора. Приказане су неке особине мемристора, као и могуће примјене. Наведени су и укратко појашњени неки реализовани мемристор, а на којима се базира ово истраживање. Такође, дат је приказ модела мемристора који чине основу теоријског дијела дисертације [Marko19].

У трећем поглављу приказани су резултати експеримената којима је показано да коришћена компонента, компаније KnowM, задовољава све потребне критеријуме за класификацију у мемристор. Приказано је хардверско и софтверско рјешење пребацивања мемристора из проводног у непроводно стање, и обрнуто, што се још назива и програмирање мемристора. Приказани су резултати остварени коришћењем лабораторијског прототипа програматора мемристора. На основу резултата доступних у отвореној литератури урађена је анализа стабилности отпорности мемристора у области између проводног и непроводног стања. Додатно, реализован је лабораторијски прототип активног филтра пропусника учестаности. На том примјеру је приказано како се мемристанса може програмирати у току рада.

У четвртном поглављу комерцијално доступни мемристор је упоређен са дигиталним потенциометром [Marko21]. При анализи је коришћен потенциометар са толеранцијом од 1%, који је један од најбољих комерцијално доступних дигиталних потенциометара. Полазна идеја је приказати да мемристор може замијенити дигиталне потенциометре због бољих својстава као што су шири пропусни опсег, мања потрошња, итд. Приказани су резултати мјерења импеданси мемристора и потенциометра. Неколико лабораторијских прототипова је реализовано: напонски раздјелник, инвертујући појачавач, филтар пропусник високих учестаности и помјерач фазе. Упоређени су одговарајући одзиви анализираних кола на бази мемристора и потенциометра.

У петом поглављу изложено је неколико могућих примјена РФ/микроталасних мемристора у реализацији микроталасних филтара као што су филтар са ивичном спрегом, филтар са укосницама и реконфигурабилни филтар [Potre19, Hong11]. Код филтара са ивичном спрегом или укосницама, мемристор је једним крајем везан за средњи резонатор, а другим крајем за масу. На овај начин остварено је потискивање парних хармоника амплитудске карактеристике филтара, и стабилизација амвелопе излазног сигнала [Marko16]. Анализирани је реконфигурабилни филтар са четири стања у



конфигурацији: филтар пропусник 1) нижег фреквенцијског опсега, 2) вишег фреквенцијског опсега, 3) оба фреквенцијска опсега, као и 4) филтар непропусник опсега. Промјена стања филтра је омогућена прекидачким понашањем два мемристора. Такође, приказана је анализа утицаја програмирања једног мемристора на стање другог [Marko17].

У шестом поглављу изложен је нов метод пројектовања микроталасног помјерача фазе – у реализацији са мемристором [Marko18]. За дати помјерач фазе анализирана је промјена стања мемристора коришћењем модела идеалног мемристора. Коло за програмирање је узето у обзир приликом анализе перформанси помјерача фазе. Реализација са мемристором је упоређена са реализацијом заснованој на PIN диоди. Приказане су предности реализације са мемристором.

У седмом поглављу дат је осврт на доприносе тезе и закључак о постигнутим резултатима. Предложени су могући даљи правци истраживања.

## 2. Мемристори

Док је још био амбасадор у Паризу, Бенџамин Френклин је био свједок надметања Француске и Енглеске за технолошку и војну надмоћ. Тако је, једном приликом, посматрао једно од првих узлијетања балона са људском посадом. Неко га је тада упитао: „Каква је корист од балона?“, на шта је он одговорио: „А каква је корист од новорођенчета?!“ [Ричард Холмс, Доба чуда, ЗЗУ, стр. 150].

Сличан је животни ток већине новотарија, а мемристори нису изузетак. Леон Чуа их је постулирао, сада већ давне, 1971. године [Chua71]. Највећу пажњу мемристори су почели да привлаче од када се појавила прва објава о њиховој фабрикацији, и она датира из 2008. године [Struk08]. Група Стенлија Вилијамса је у НР (*Hewlett-Packard*) лабораторијама, покушавајући да створи нову врсту меморије, направила мемристор. До данашњег дана постоје два главна става о мемристорима – онај који покушава да унаприједи компоненту и да јој нађе примјену, и онај који настоји да негира употребљивост, па чак можда и класификацију компоненте.

У овом поглављу направљен је кратак осврт на дефиницију и класификацију (природу) мемристора. Наведене су неке од специфичних особина мемристора. Дат је кратак преглед употребе мемристора у разним областима електротехнике. Описано је неколико мемристора од значаја, односно оних на којим се базира већи дио овог истраживања. Наведено је и описано неколико модела коришћених мемристора.

### 2.1 Дефиниција и класификација мемристора

Израз мемристор потиче од кованице *memory resistor* на енглеском језику. Мемристор је четврта фундаментална компонента електричних кола. Четири једноприступна пасивна елемента електричних кола аксиоматски се дефинишу коришћењем конструктивних релација између парова промјенљивих у електричним колима [Adam14]. Четири основне промјенљиве су струја  $i(t)$ , напон  $v(t)$ , магнетни флуks  $\varphi(t)$ , и количина наелектрисања  $q(t)$ . По дефиницији, оне су повезане следећим релацијама:

$$i(t) = \frac{dq(t)}{dt}, \quad (2.1)$$

$$q(t) = \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau = q_0 + \int_{t_0}^t i(\tau) d\tau, \quad (2.2)$$

$$q_0 = \int_{-\infty}^{t_0} i(\tau) d\tau, \quad (2.3)$$

$q_0$  је почетно стање  $q(t)$  у почетном тренутку  $t = t_0$ ,

$$v(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad (2.4)$$

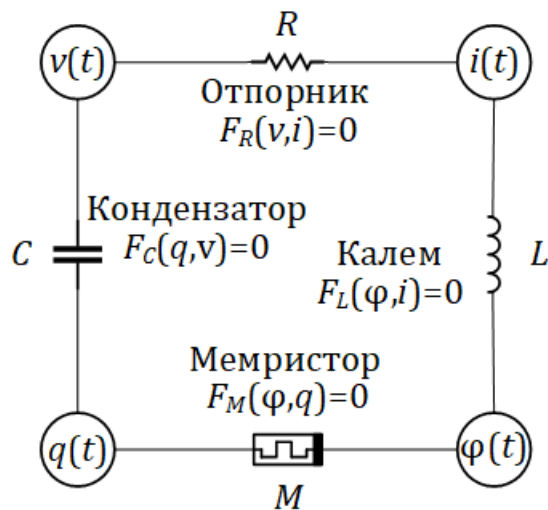
$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^t v(\tau) d\tau = \varphi_0 + \int_{t_0}^t v(\tau) d\tau, \quad (2.5)$$

$$\varphi_0 = \int_{-\infty}^{t_0} v(\tau) d\tau, \quad (2.6)$$

$\varphi_0$  је почетно стање  $\varphi(t)$  у почетном тренутку  $t = t_0$ .

Промјенљиве  $q(t)$  и  $\varphi(t)$  су временски интегрални промјенљивих  $i(t)$  и  $v(t)$ , респективно; и они се не морају нужно повезивати са стварном физичком количином наелектрисања и магнетним флуksom.

Аксиоматска дефиниција основних пасивних елемената електричних кола је приказана на слици 2.1.



**Слика 2.1.** Фундаментални елементи електричних кола: отпорник, кондензатор, калем и мемристор. Символи елемената су уоквирени правоугаоницима, при чему је подебљана страна ознака референтног поларитета сваког елемента.

Мемристор, који је контролисан количином наелектрисања, дефинише се конститутивном релацијом

$$\varphi = \Phi(q), \quad (2.7)$$

преко  $q$ -зависног Омовог закона

$$v(t) = M(q(t)) i(t), \quad M(q) = \frac{d\Phi(q)}{dq}, \quad (2.8)$$

гдје се  $M(q)$  назива мемристанса од  $q$ .  $\Phi(q)$  је континуална, дио по дио диференцијабилна, и ограничена функција. Мемристанса у сваком тренутку зависи од цијеле историје струјног кола. За мемристор постоји нелинеарна веза интеграла напона и интеграла струје

$$\int_{-\infty}^t v(\tau) d\tau = F(w) \int_{-\infty}^t i(\tau) d\tau, \quad (2.9)$$

при чему је  $w$  промјенљива стања која зависи од интеграла струје, односно од наелектрисања протеклог кроз мемристор до тренутка  $t$ :  $w=w(q)$ .

## 2.2 Особине мемристора и њихова примјена

Мемристор је елемент са једним приступом, тј. два прикључка, коме је могуће мијењати стање проводности у току рада, при чему је отпорност мемристора, позната и као мемристанса, одређена историјом примијењених напона и/или струја. Кључне особине мемристора су непромјенљивост стања након искључивања напајања и побуде, нанодимензије и подесивост отпорности у широком опсегу вриједности. Поред тога, мемристор су јако мали потрошачи пошто не захтијевају напајање за свој рад, вријеме потребно да би промијенили стање је веома кратко (у неким случајевима реда величине наносекунди и мање [Тогге11]), а енергија потребна за ту промјену је изузетно мала (у неким случајевима реда величине пикоцула [Pi15]).

Неки од произведених мемристора имају способност да мијењају отпорност између минималне и максималне мемристансе (ON и OFF стања), понашајући се као електронски прекидачи. У другим случајевима, вриједност мемристансе се може подешавати континуално између ON и OFF стања [Sassi16]. Задржавање у међустањима и брзина подешавања међустања је једно од и даље актуелних питања.

Ове одлике охрабриле су научнике и инжењере да предложи многе потенцијалне примјене мемристора. Мемристор са бинарним стањима се најчешће користе у реализацији мрежа за вјештачку интелигенцију. Кинеска група [Yao20] је објавила имплементацију конволуционе неуралне мреже на бази мемристора. Мемристор су компоненте компатибилне са CMOS технологијом [Jiang19] који се могу користити да би се побољшале перформансе процесора и реализовале апликације базиране на вјештачкој интелигенцији. Чињеница да су мемристор уређаји са два прикључка омогућава њихово коришћење у меморијским и процесорским блоковима истовремено.

Мемристивни РФ прекидачи [Pi15, Kim19] омогућавају реконфигурабилност микроталасних уређаја. Постоји много апликација гдје се мемристори користе у РФ/микроталасним колима [Grego15, Potre15] као што су филтри [Potre17, Potre18] и подесиви калемови [Pals19, Wains19].

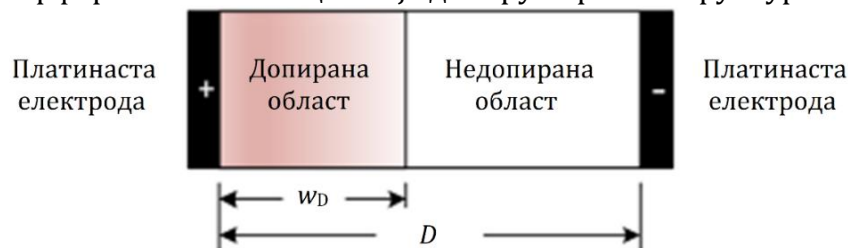
Мемристори са подесивим међустањима су предлагани за примјене у подесивим појачавачима [Park15], као и програмабилним филтрима [Ascol13, Zha17]. Такође, предлагани су и осцилатори на бази мемристора [Ascol17]. Подешавање мемристора на стабилна међустања је један од главних проблема у примјени мемристора у аналогним колима. Није једноставно постићи жељену отпорности брзо и тачно у исто вријеме. У неким скоријим истраживањима [Gomez19, Gomez19a, Gomez20, Ferna20] остварен је значајан напредак у том погледу.

## 2.3 Реализације неколико фабрикованих мемристора

У овом дијелу ће бити ријечи о неколико мемристора од значаја за ово истраживање: 1) НР мемристор – први направљени прототип, 2) мемристор за РФ/микроталасну примјену, 3) KnowM мемристор – први комерцијално доступни уређај, 4) атомристори – вјероватно будућност мемристора у домену РФ/микроталасне примјене. Прве три компоненте чине основу на којој се базира ово истраживање.

### 2.3.1 НР мемристор

Уређај направљен 2008. године од стране НР-а [Struk08] састоји се од двије области: допиране и недопиране, које су смјештене између електрода од платине. Област осиромашену кисеоником допираном (односно проводнијом) чини управо присуство шупљина кисеоника [Vujs10]. Допирана област има добру проводност која тежи проводности проводника, док недопирана област има особине сличне изолаторским. Први направљени уређај је од титанијум диоксида ( $\text{TiO}_2$ ), мада постоје и друге реализације које показују сличне перформансе. На слици 2.2 је дат груб приказ структуре мемристора.



Слика 2.2. Структура НР мемристора

Укупна отпорност мемристора једнака је збиру отпорности допиране и недопиране области. Када се на електроде од платине примијене одговарајући напонски нивои,

шупљине кисеоника (енг. *oxygen vacancies*) дрефтују на одређену страну, зависно од предзнака примијењеног напона. На тај начин се шири или сужава допирана област. Отпорност мемристора зависи од ширине допиране области. У случају ширења допиране области се смањује укупна отпорност мемристора, док се у случају сужавања допиране области повећава укупна отпорност мемристора. Математички запис ове формулације је

$$R(x) = x(t)R_{\text{on}} + [1 - x(t)]R_{\text{off}}, \quad (2.10)$$

гдје  $R_{\text{on}}$  представља отпорност мемристора када допирана област има највећу ширину, а  $R_{\text{off}}$  представља отпорност када је ширина недопиране области највећа. При томе је најчешће  $R_{\text{off}} \gg R_{\text{on}}$ . Промјенљива  $x(t)$  је ограничена на интервал  $[0,1]$ . То значи да је за  $x(t)=0$ ,  $R(x)=R_{\text{off}}$ , односно за  $x(t)=1$ ,  $R(x)=R_{\text{on}}$ . Извод по времену промјенљиве  $x$  је изабран тако да буде пропорционалан струји:

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{R_{\text{on}}}{\beta} i(t), \quad (2.11)$$

гдје је  $\beta$  параметар који се карактерише јединицом магнетног флукса. Имајући у виду релацију која повезује напон и струју, и релацију (2.10) може се писати:

$$v(t) = \{x(t)R_{\text{on}} + [1 - x(t)]R_{\text{off}}\}i(t). \quad (2.12)$$

Ако се однос отпорности  $R_{\text{on}}$  и  $R_{\text{off}}$  дефинише као  $r = \frac{R_{\text{off}}}{R_{\text{on}}}$ , и замијени израз за струју из релације (2.11) у релацију (2.12), тада је:

$$v(t) = \beta\{x(t) + r[1 - x(t)]\}\frac{dx(t)}{dt}. \quad (2.13)$$

Претходна једначина је диференцијална једначина првог реда. Имајући у виду да је флукс једнак

$$\phi = \int_{-\infty}^{\tau} v(t) dt, \quad (2.14)$$

као и правило извода по  $x$

$$x \frac{dx}{dt} = \frac{1}{2} \frac{(dx^2)}{dt}, \quad (2.15)$$

може се писати

$$\phi = \beta \left[ -\frac{r-1}{2} x^2 + rx + c \right]. \quad (2.16)$$

У претходној једначини  $c$  представља интеграциону константу. Вриједност ове константе зависи од почетне вриједности промјенљиве  $x$ . Рјешавањем претходне квадратне једначине по промјенљивој  $x$  добија се само једно физички прихватљиво рјешење

$$x(t) = \frac{r - \sqrt{r^2 - 2(r-1)\left(\frac{\phi}{\beta} - c\right)}}{r-1}. \quad (2.17)$$

Ако се претходно разматрање структуре мемристора стави у контекст стварних димензија и величина, добија се једначина облика

$$\frac{1}{D} \frac{dw_D(t)}{dt} = \mu_v \frac{R_{on}}{D^2} i(t), \quad (2.18)$$

при чему је  $D$  укупна дебљина двослојног оксида, које, као што се види са слике 2.2, износи свега неколико нанометара. Ширина допиране области означава се са  $w_D$ , а  $\mu_v$  представља мобилност допаната (у овом случају шупљине кисеоника). Из претходне једначине, након интегралења стиже се до

$$\frac{w_D(t)}{D} = \mu_v \frac{R_{on}}{D^2} q(t) + \frac{w_{D0}}{D}, \quad (2.19)$$

гдје  $q(t)$  представља количину наелектрисања, а  $w_{D0}$  је почетна вриједност ширине допиране области. Поређењем једначина (2.11) и (2.19), долази се до следећих идентитета

$$x = \frac{w}{D}; \quad (2.20)$$

$$\beta = \frac{D^2}{\mu_v}. \quad (2.21)$$

Користећи се изразима за флуks и извод просторне координате по времену, може се показати

$$\phi = -\frac{R_{on} \mu_v}{2D^2} \left( \frac{R_{off}}{R_{on}} - 1 \right) q^2 + R_{off} q. \quad (2.22)$$

Коначно, када се усвоји да је  $R_{off} \gg R_{on}$ , долази се до израза који дефинише отпорност мемристора

$$M(q) \equiv \frac{d\phi}{dq} = R_{off} \left( 1 - \frac{\mu_v R_{on}}{D^2} q \right). \quad (2.23)$$

Још један начин израчунавања мемристансе добија се замјеном израза (2.17) у израз (2.10)

$$M(t) = R_{on} \sqrt{r^2 - 2(r-1) \left( \frac{\phi}{\beta} - c \right)}, \quad (2.24)$$

при чему је вриједност константе  $c$ :

$$c = \frac{r-1}{2} \frac{w_{D0}^2}{D^2} - \frac{r w_{D0}}{D}. \quad (2.25)$$

За идеализовани модел мемристора, може се показати релација  $i$ - $v$  карактеристике [Vujs10]

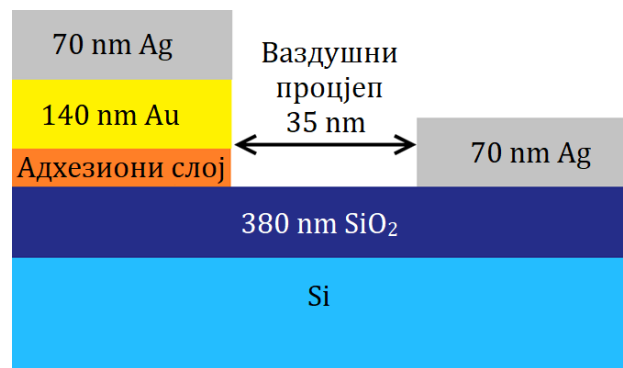
$$i(t) = \frac{v(t)}{R_0 \sqrt{1 \mp 2(R_{off} - R_{on}) \frac{\mu_v R_{on}}{D^2 R_0^2} \int_0^t v(\tau) d\tau}}, \quad (2.26)$$

при чему  $R_0$  представља отпорност из релације (2.10) у тренутку  $t=0$ . Знак минус у релацији (2.26) се примјењује када се допирана област шири, док се знак плус примјењује када се допирана област сужава.

НР мемристор се карактерише отпорностима у стањима мале отпорности, што се назива ON стање (око 1 k $\Omega$ ), односно велике отпорности, што се назива OFF стање (око 100 k $\Omega$ ). НР мемристори су пројектовани за употребу у вјештачкој интелигенцији (eng. *artificial intelligence* - AI) и рачунарству.

### 2.3.2 РФ/микроталасни мемристор

Фабрикација првог РФ/микроталасног мемристора објављена је 2015 [Pi15]. Серија мемристора је фабрикована на силицијумској (Si) подлози, на којој се налази 380 nm дебео слој силицијум диоксида (SiO<sub>2</sub>) добијен термичком оксидацијом. Један од прикључака је од сребра (Ag), док је други прикључак злато (Au) са танким слојем адхезиног слоја титанијума (Ti). Прикључци су раздвојени процјепом ширине од око 35 nm. Ова структура је графички представљена на слици 2.3.



Слика 2.3. Структура Пи-јевог РФ мемристора (преузето из [Pi15])

Процес фабрикации састоји се из три главна корака који реализују: контакте микро димензија, структуру копланарног таласовода и нанопроцјеп. Шаблон микро димензија је реализован коришћењем фотолитографије, односно ултраљубичастог зрачења таласне дужине 365 nm, а нанопроцјеп је реализован литографијом, електронским снопом. Адхезиони и златни слој такође су уобличени коришћењем електронског снопа.

Прекидачко понашање се остварује формирањем или нестајањем проводних нити (филамената) између електрода. У проводном стању, постоји бар једна проводна нит која узрокује малу отпорност. Отпорност у проводном стању је реда величине 3  $\Omega$ . У непроводном стању не постоји ниједна проводна нит између електрода. То даље значи да је ово стање доминантно дефинисано капацитивношћу између електрода. Примјеном одговарајућих напона (који су у овом случају око 0,4 V), формирају се, односно нестају проводне нити.

Аутори су анализирали перформансе око 30 произведених мемристора који се могу окарактерисати средњом вриједношћу отпорности у ON стању од 3,6  $\Omega$  и варира у опсегу од 2,1 до 6,9  $\Omega$ . У непроводном стању, мемристор се може окарактерисати средњом



вриједношћу капацитивности од око 1,4 fF која доминантно потиче од процјепе ширине од око 35 nm, а њена вриједност зависи и од ефективних диелектричних пермитивности супстрата и ваздуха.

Овај мемристор може се користити на фреквенцијама од 10 MHz до 110 GHz, при чему је унијето слабљење око 0,3 dB (на 40 GHz) у проводном стању, а изолација је око 30 dB (на 40 GHz) у непроводном стању. Гранична учестаност (енг. *cutoff frequency*) дефинише се као

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{ON} C_{OFF}}, \quad (2.27)$$

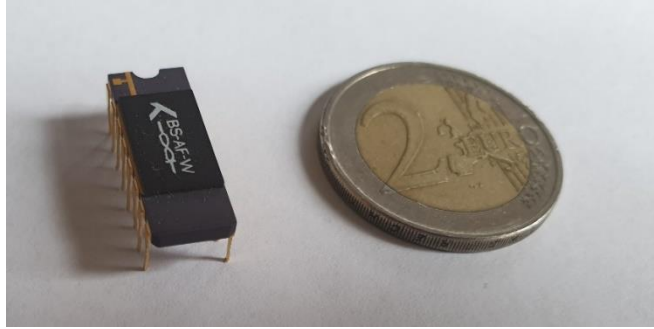
при чему је  $R_{ON}$  отпорност мемристора у проводном стању, а  $C_{OFF}$  је капацитивност мемристора у непроводном стању. Гранична учестаност у овом случају износи око 35 THz.

Један од проблема са којим се сусреће овај мемристор је нестабилност стања приликом примјене сигнала веће снаге. Примијећено је да на учестаности од 5 GHz не постоји тенденција промјене стања мемристора уколико је у OFF стању, уколико се не примјењује сигнал снаге веће од 21 dBm. Међутим, у ON стању, примијећена је промјена стања мемристора за нивое преко 17 dBm. Такође, што је отпорност у проводном стању већа, већи је и ниво снаге сигнала за који је мемристор и даље у стабилном стању. Примијећено је и да се смањењем вриједности отпорности у проводном стању повећава ниво снаге за који је компонента и даље у стабилном стању. Процјењује се да је овом технологијом могуће остварити стабилна проводна стања ако је снага сигнала до око 20 dBm.

### 2.3.3 KnowM мемристор

KnowM [KnowM] је тренутно једина компанија која производи комерцијално доступне мемристоре [KnowMa]. На слици 2.4 приказани су мемристори упаковани у DIP-16 и PCI-E 36 Breakout Board.

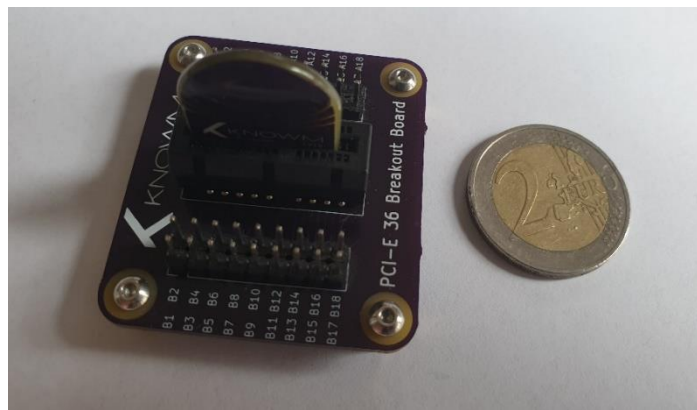
KnowM мемристори базирани су на истраживања професорке Кемпбел [Campb17]. Ови мемристори раде на принципу јонске проводљивости. Конкретно, ради се о кретању катјона сребра ( $Ag^+$ ) унутар канала са активним слојем. На тај начин се остварује промјена отпорности мемристора. Метал-каталитичке реакције које настају унутар активног слоја стварају стално проводне канале који садрже мјеста нагомилавања сребра ( $Ag$ ). Количина сребра ( $Ag$ ) унутар каналића одређује отпорност уређаја. Овај тип мемристора на енглеском језику се назива *self-directed channel* (скраћено SDC) мемристор, што би у грубом преводу значило мемристор са саморегулишућим каналићима.



(a)



(б)

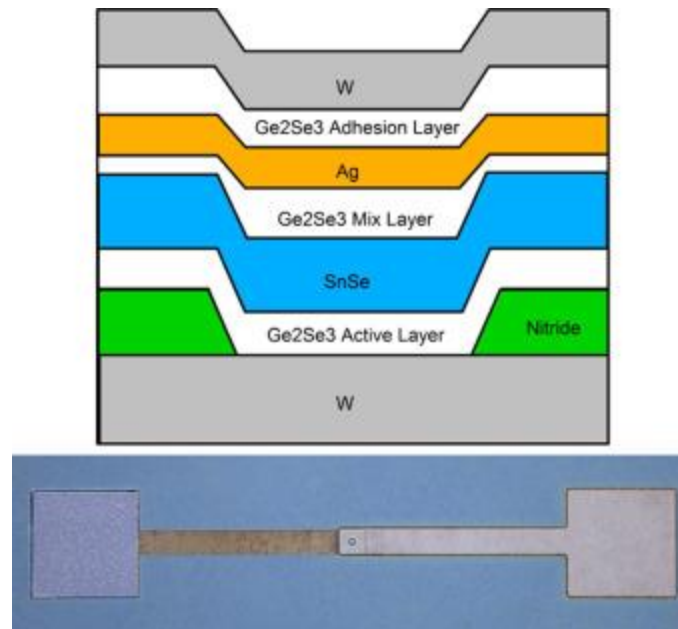


(в)

**Слика 2.4.** (а) BS-AF-W мемристори у DIP-16 паковању, (б) низ M+SDC мемристора, (в) и PCI-E 36 Breakout Board

Структура KnowM мемристора је приказана на слици 2.5. Користе се халкогенидна стакла богата германијумом (Ge) попут германијум триселенида ( $\text{Ge}_2\text{Se}_3$ ). Прекидачко понашање остварује се унутар активног слоја  $\text{Ge}_2\text{Se}_3$ . Кључна одлика овог материјала је присуство германијум – германијум (Ge-Ge) хомополарних веза. Три слоја која се састоје од  $\text{Ge}_2\text{Se}_3/\text{Ag}/\text{Ge}_2\text{Se}_3$ , одмах испод горње електроде од волфрама (W), мијешају се у току депозиције и заједно сачињавају изворни слој сребра (eng. *Ag-source*). Овај изворни слој сребра није у директном контакту са активним слојем. То омогућава да уређај има значајно веће температуре процесирања (изнад  $250\text{ }^\circ\text{C}$ ) и коришћења (барем  $150\text{ }^\circ\text{C}$ )

пошто сребро (Ag) не мигрира у активни слој на високим температурама. Другим ријечима, активни слој задржава високу температуру стакластог прелаза (~350 °C). Температуре процесирања и коришћења у овом случају су веће него у већини уређаја који раде на принципу халкогенида са јонском покретљивошћу, укључујући стакла базирана на сумпору (S), као на примјер германијум сумпор (GeS), који захтијева фотодопирање или термално каљење. Ради се о комбинацији фактора који омогућавају SDC уређајима да раде на високим температурама, укључујући и дуготрајну употребу на 150 °C. Слој калај селенида (SnSe) помаже приликом селективног уметања јона сребра у слој германијум селенида (Ge<sub>2</sub>Se<sub>3</sub>). Ово се постиже уметањем јона калаја (Sn) у току првог корака формирања уређаја, близу области везивања Ge-Ge хомополарних веза са слојем Ge<sub>2</sub>Se<sub>3</sub>.



**Слика 2.5.** Структура KnowM мемристора (преузето из [Campb17])

Важно је споменути и то да иако слојевита структура SDC уређаја изгледа компликовано због већег броја слојева, заправо је једноставна за фабрикацију. Цијела депозиција слојева филма, укључујући и горњу електроду, обавља се у једном кораку. Није потребно додатно вријеме неопходно за фотодопирање или каљење. Дебљине слојева нису критичне. Активни слој може се третирати као једини слој осјетљив на дебљину, али има широку маргину прихватљивих вриједности: између 30 nm и 50 nm. Из тог разлога, одржавање и калибрисање алата за производњу може се спроводити рјеђе, што омогућава дуготрајнију производњу без нарушавања специфицираних захтјева материјала. Због тога је принос за SDC тип обично преко 90%.

SDC уређаји су иницијално у стању велике отпорности (опсег MΩ–GΩ) након фабрикације. Када се уређај користи први пут, канал се формира примјеном позитивног напона између горње и доње електроде. Вриједност напона потребна за формирање канала је иста као и током нормалног коришћења уређаја. При овом процесу долази до помијерања јона калаја из калај селенида у активни слој германијум селенида. Теоријски прорачуни предвиђају да јони калаја олакшавају уметање сребра у активни слој на

мјестима спајања Ge-Ge димера. Ово се дешава у процесу са енергетским приносом, у којем електрони са доње (негативне) електроде улазе у активни слој, истовремено са формирањем јона калаја из слоја калај селенида, и омогућавају стварање пара самозаробљених електрона у активном слоју Ge<sub>2</sub>Se<sub>3</sub>, локализованог у близини Ge-Ge димера. Последица свега овога је да јони калаја помажу реакцију са енергетским приносом у којој сребро замјењује германијум унутар Ge-Ge споја. У току ове реакције, структура кристалне решетке стакла се нарушава, стварајући пролаз близу Ge-Ge димера. Отворени региони омогућавају добар приступ за катјоне сребра Ag<sup>+</sup> ка мјестима гдје има Ag-Ge и постају природни 'проводни канали' унутар активног слоја. Овај каналић је резултат природне структуре стакла, и прати локацију иницијалног Ge-Ge димера унутар стакла. Пошто сребро има тенденцију агрегације са другим атомима сребра, ова мјеста могу подстаћи агрегацију сребра у стаклу. Отпорност компоненте се мијења додавањем или уклањањем сребра са мјеста агрегације унутар генерисаних путања. Очекује се да се проводност може остварити између кластера сребра. Сходно томе, проводне нити не морају нужно садржати проводне металне слојеве који спајају двије електроде. То је једноставно канал који има различите концентрације сребра унутар себе на мјестима агрегације сребра. Концентрација сребра на одређеном мјесту агрегације, и дистанца између мјеста агрегације диктира отпорност уређаја. Отпорност је подесива на мање и веће вриједности помијерањем сребра у или изван мјеста агрегације примјеном позитивног или негативног напона на мемристор у.

Објављене димензије једне мемристорске ћелије су око 1  $\mu\text{m}$ . Мемристанса у OFF стању је бар 1 M $\Omega$  (ако није неповратно редукована на око 100 k $\Omega$  примјеном струје веће од дозвољене), док у ON стању износи око 400  $\Omega$ . Максимална дозвољена снага на којој компонента ради је око 3 mW (5 dBm). KnowM мемристори су пројектовани за употребу у вјештачкој интелигенцији (AI), али су по свој прилици употребљиви и за примјене у електричним колима.

Ови мемристори доступни су у неколико варијанти (слика 2.6), међу којима су: волфрам (W), калај (Sn), хром (Cr) и угљеник (C), што потиче од тога који тип допаната се уводи у активни слој у току фабрикације. Сваки уређај је доступан у засебном паковању.

W	Sn	Cr	C
W	W	W	W
Ge2Se3 Adhesion	Ge2Se3 Adhesion	Ge2Se3 Adhesion	Ge2Se3 Adhesion
Ag	Ag	Ag	Ag
Ge2Se3 Mix	Ge2Se3 Mix	Ge2Se3 Mix	Ge2Se3 Mix
SnSe	SnSe	SnSe	SnSe
Ge2Se3	Ge2Se3	Ge2Se3	Ge2Se3
W+Ge2Se3	Sn+Ge2Se3	Cr+Ge2Se3	C+Ge2Se3
Ge2Se3	Ge2Se3	Ge2Se3	Ge2Se3
W	W	W	W

**Слика 2.6.** Доступне варијанте KnowM мемристора у зависности од материјала (преузето из [KnowMa])

### 2.3.4 Атомристор

Новије РФ мемристор (прекидаче) развија група са Универзитета Остин. Иако нису непосредно коришћени у истраживању, овдје се спомињу због обећавајућих резултата и могућег даљег усавршавања и примјене. Аутори су објавили [Ge17] запажања о стабилном отпорничком прекидачу који не мијења стања када се искључи напајање. Прекидачко понашање остварено је коришћењем монослоја метал дихалкогенида као што су  $\text{MoS}_2$ ,  $\text{MoSe}_2$ ,  $\text{WS}_2$ ,  $\text{WSe}_2$ , који је уметнут између металних електрода. Механизам прекидања остварује се јонском дифузијом, као и оксидо-редукцијом проводних влакана и међуслојева унутар расутих оксида и електролита. Стабилност ове компоненте највјероватније је последица наслијеђене кристалне структуре која ствара оштре ивице и уклања тунел баријере које спречавају прекомјерено цурење. Ова компонента може се моделовати отпорником од око  $11 \Omega$  у ON стању, односно капацитивношћу од око  $7,7 \text{ fF}$  у OFF стању. Гранична учестаност процјењује се на око  $1,8 \text{ THz}$ . Резултати мјерења на учестаностима до  $50 \text{ GHz}$  показују да су губици у проводном стању око  $1 \text{ dB}$ , а да је изолација у непроводном стању око  $12 \text{ dB}$ . Процијењено је да је могуће остварити око  $10^6$  циклуса промјена стања, а очекује се да се та бројка може унаприједити допирањем. Максимална дозвољена снага ове компоненте је око  $10 \text{ dBm}$ .

Унапријеђено рјешење, базирано на једнослојном кристалном hBN (енг. *hexagonal boron nitride*) објављено је 2019. [Kim19]. Дебљина структуре је око  $0,33 \text{ nm}$ . ON стање карактерише се отпорношћу од око  $1,6 \Omega$ , а губици не прелазе  $0,2 \text{ dB}$ . OFF стање карактерише се капацитивношћу од око  $2,3 \text{ fF}$ , а изолација је  $15 \text{ dB}$  за фреквенције до  $110$

GHz. Максимална снага коју уређај толерише је за око 10 dB већа у односу на структуре попут MoS<sub>2</sub>, због већег енергетског процјепа између валентне и проводне зоне (око 6 eV), односно износи око 20 dBm. Гранична учестаност ове компоненте је око 43 THz. Радна фреквенција прелази 100 GHz. Латералне димензије ове компоненте су 0,5 μm x 0,1 μm. Вријеме прекидања је мање од 15 ns када је напон програмирања око 1 V. Имајући споменуто на уму, јасно је да је ова компонента добар кандидат за употребу у 5G технологијама.

## 2.4 Модели мемристора

У овом дијелу приказано је неколико модела мемристора. Најприје вриједи споменути неколико модела за анализу у временском домену. Мазати [Maza14] је предложио модел на бази 24 идеална прекидача (са тачно одређеним временима укључивања и искључивања). Према овом моделу добијају се криве облика осмице на  $i$ - $v$  дијаграму, што квалитативно одговара експерименталним резултатима. Међутим, проблем је што су параметри модела зависни од побуде. Другим ријечима, потребно је подешавати модел посебно приликом сваке промјене побудног сигнала. Још један интересантан модел развио је Амирсолеимани [Amir17], а направљен је на основу TiO<sub>2</sub> мемристора. Модел је направљен по узору на модел Шотки диоде и базира се на тунел ефекту. Коришћење овог модела захтијева попуњавање много детаља из процеса фабрикације мемристора. Као такав није нарочито једноставан за коришћење и захтијева веће процесорско вријеме у односу на остале моделе мемристора.

Модел који су коришћени у овом истраживању детаљније су објашњени у наставку овог поглавља. Прије свега, то су модели базирани на НР мемристор, као и модели Пијевог мемристора за примјену на РФ/микроталасним фреквенцијама.

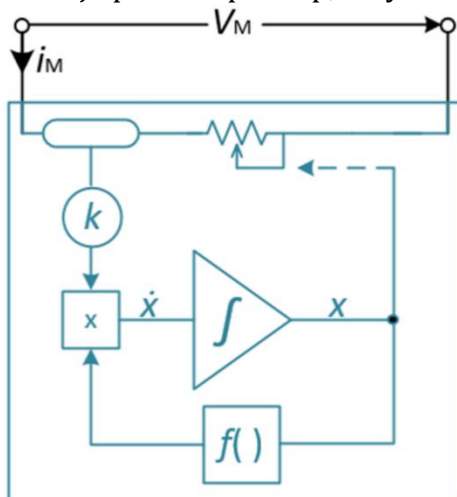
### 2.4.1 Модели НР мемристора

Полазна тачка је Биолеков модел из 2009. године [Biol09]. Укупна мемристанса зависи од иницијалних вриједности  $R_{on}$  и  $R_{off}$ , као и од односа ширине допирани области  $x$  у односу на укупну ширину мемристора  $D$ . Брзина промјене ширина допирани и недопирани области се може израчунати

$$\frac{dx(t)}{dt} = \frac{\mu_v R_{on}}{D^2} i_M(t) f(x) = k i_M(t) f(x), \quad (2.28)$$

гдје је  $k$  константа и важи  $k = \mu_v R_{on} / D^2$ ,  $i_M$  је струја кроз мемристор, а  $f(x)$  је такозвана прозорска функција. Сврха прозорске функције је да опише нелинеарни дрефт допаната. То је феномен који се манифестује када мали напони стварају јака електрична поља, која могу изазвати значајне нелинеарности у јонском транспорту. Ове нелинеарности се манифестују понајвише на ивицама области, гдје брзина промјене између допирани и недопирани области тежи ка нули. Овај модел је графички представљен на слици 2.7. Ефекат памћења мемристора је моделован коришћењем интегратора са повратном

спрегом. Интегратор похрањује податак о протеклом наелектрисању, и контролише однос ширина допираних и недопираних области. Нелинеарни дрефт, и остали микроефекти су моделовани граном повратне спреге, у којој фигурише прозорска функција. На тај начин се чувају информације о струји протеклој кроз мемристор, и чува се вриједност мемристансе.



**Слика 2.7.** Графичка репрезентација Биолоковог модела HP мемристора (преузето из [Marko16])

На основу оваквог резоновања, постаје јасно да се моделовање мемристора своди на моделовање прозорске функције. Неки од најзначајнијих радова из ове групе, поред Биолокових су и Joglekar [Jogle09], Yakopcic [Yakop11].

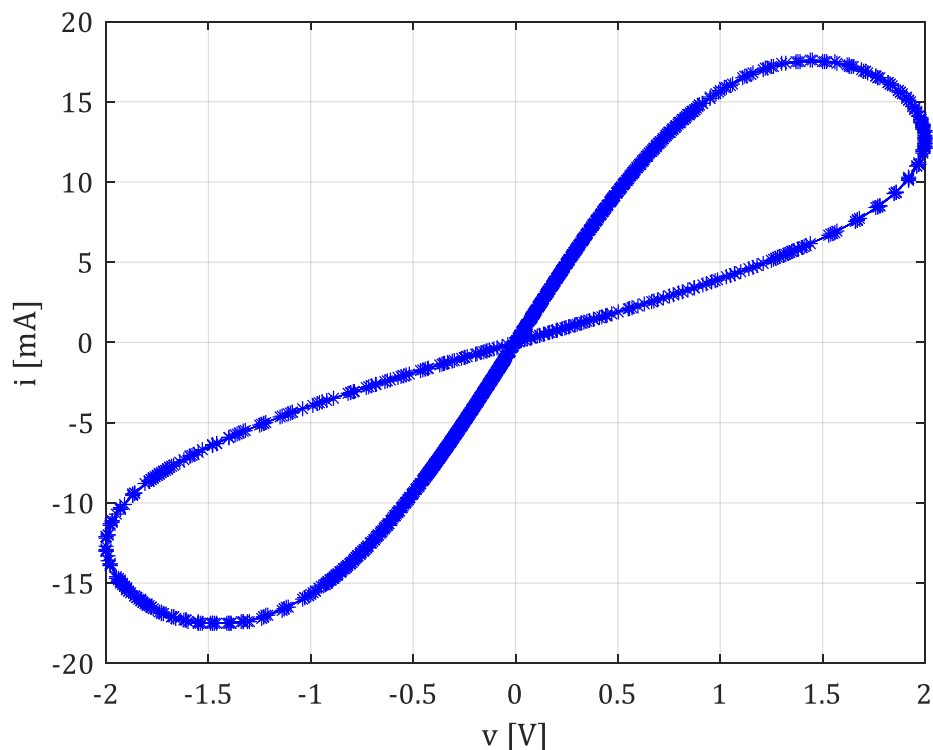
Биолоков модел из 2009. године [Bio109] базира се на минималној отпорности у ON стању и максималној отпорности у OFF стању -  $R_{ON}$ ,  $R_{OFF}$ , као и иницијалној отпорности  $R_{ini}$ ; мобилности носилаца  $\mu v$ ; као и растојању између платинастих електрода  $d$ . Овај модел користи Јоглекар-ову прозорску функцију

$$f(x) = 1 - (2x - 1)^{2p}, \quad (2.29)$$

при чему је  $p$  позитиван цио број. Повећавањем вриједности  $p$  се умањује разлика између модела линеарног и нелинеарног дрефта.

Као што је раније наведено, мемристанса се може израчунати на основу израза (2.10). Може се рећи да је  $R_{ini} = R$  за неко почетно стање  $x$ ,  $R = R_{OFF}$  када је  $x = 0$ , а  $R = R_{ON}$  када је  $x = 1$ .

Ово су вриједности које је потребно подесити да би модел исправно радио.  $R_{ON}$ ,  $R_{OFF}$ ,  $\mu v$  и  $d$  су вриједности које зависе од технолошких параметара процеса и структуре мемристора.  $R_{ON}$  и  $R_{OFF}$  треба разликовати од  $R_{on}$  и  $R_{off}$  из (2.10), и не треба их мијешати:  $R_{on} = x R_{ON}$ ,  $R_{off} = (1-x) R_{OFF}$ . Овај модел омогућава теоријска предвиђања за случај анализе струјно напонске карактеристике, као што је приказано на слици 2.8. Резултати су добијени коришћењем програма LTspice [LTspice].



**Слика 2.8.**  $i$ - $v$  дијаграм: хистерезисна петља за Биолеков модел, на  $f=10$  Hz, и за  $R_{on}=10$ ,  $R_{off}=2000$  и  $R_{ini}=50$ .

У Прилогу 1 је приложен изворни код Биолековог модела [Biol13] за PSpice и LTspice. Ради се о одличном моделу идеалног мемристора. Модел је резистиван, тако да се може користити као потврда замисли транзиционих процеса у идеализованим микроталасним колима. Једноставно коло са редном везом генератора и мемристора користи се за анализу прекидања из OFF у ON и обрнуто. Генератор генерише импулсно ширински модулисани сигнал (ИШМ – PWM), при чему је амплитуда напона  $\pm 2$  V, фреквенција 100 kHz, а висок напонски ниво траје 70% укупне периоде сигнала.

Резултати симулације указују да је вријеме транзиције реда величине пар секунди за обије промјене – из ON у OFF и из OFF у ON стање. Повећање амплитуде напона скраћује вријеме транзиције, али може оштетити мемристор. Повећање фреквенције такође утиче на смањење времена транзиције.

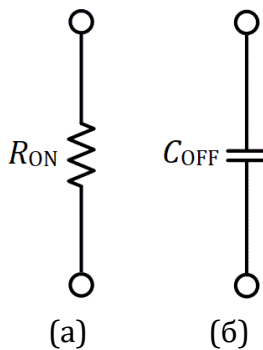
Биолеков тим публиковао је 2013. године унапријеђене моделе НР мемристора [Biol13], које су издијелили у неколико група. Први међу њима јесте модел идеалног мемристора. Овај модел превазилази проблеме модела из 2009. године [Biol09], који су углавном били последица начина репрезентације великих бројева на рачунару, као и самог начина рачунања. Из тог разлога, овај модел се може сматрати директним наследником модела из 2009. године. Поред тога, постоје и три додатна резистивна модела – биполарни модел са праговима, модел са фазним помјерајем и модел који се базира на изолатор – метал фазној транзицији. Поред резистивних, присутни су и индуктивни и капацитивни модели.



У сарадњи са Кватинским, Биолоков тим је недавно објавио још једно истраживање [Biol21]. Кватински је 2013. и 2015. објавио два модела мемристора под именима TEAM (eng. *ThrEshold Adaptive Memristor model*) [Kvat13] и VTEAM (*Voltage ThrEshold Adaptive Memristor model*) [Kvat15]. Први споменути модел представља струјно контролисане мемристоре, док је други базиран на напонски контролисаним мемристорима. Ова два модела развијена су на основу Pickett [Pick09] модела. Квантински је као циљеве поставио поједностављење модела, повећа робусности у алатима за анализу кола, генерализацију модела, постизање жељене тачности у симулацијама. Биолоков тим је математички оптимизовао TEAM и VTEAM моделе за употребу у SPICE окружењима [Biol21]. У овом истраживању ријешени су бројни нумерички проблеми, између којих и тзв. stick effect, који карактерише нагли скок вриједности након дужег периода уједначених вриједности. Овај ефекат је последица потребе симулације за дохватањем граничних вриједности модела. Располагање овим моделом омогућава употребу у симулацијама великих мрежа (преко милион чворова), а као примјер употребе дато је распознавање ивица на слици [Biol21]. Резултати су обећавајући с обзиром на тачност и вријеме извршавања симулације.

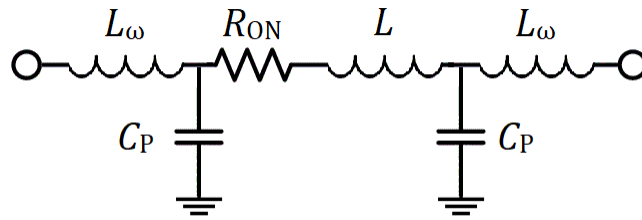
#### 2.4.2 Модел Пијевог РФ мемристора

На основу резултата мјерења фабрикованих уређаја, Пи и остали су предложили [Pi15] модел РФ мемристора који се понаша као отпорник у ON стању, односно као кондензатор у OFF стању, као што је приказано на слици 2.9. Усредњене вриједности отпорности и капацитивности фабриковане серије су:  $R_{ON} = 3,6 \Omega$ ,  $C_{OFF} = 1,37 \text{ fF}$ . Капацитивност потиче од ваздушног процјепца, и зависи од ефективне диелектричне константе. Капацитивност је константна у фреквенцијском опсегу од 10 MHz до 110 GHz. Додатно, аутори су процијенили да је максимална дозвољена снага око 20 dBm (17 dBm измјерено; 24 dBm израчунато). ON стање је критично. Са смањењем вриједности мемристансе у проводном стању, повећава се ниво снаге са којим уређај може да ради.

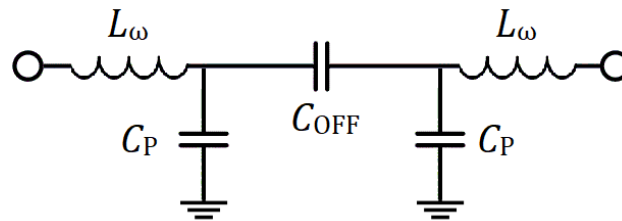


**Слика 2.9.** Пијев модел РФ мемристора (а) ON стању и (б) OFF стању.

Вејнштајн (Weinstein) и остали [Wains18] су анализирали понашање Пијевог модела мемристора и предложили нека унапређења. Узели су у обзир следеће ефекте: паразитна капацитивност  $\text{SiO}_2$  слоја; капацитивност Si супстрата, као и капацитивност између проводних нити и масе. Такође, у обзир су узете и индуктивност између проводних слојева и електрода. Овај модел је представљен на слици 2.10. Вриједности предложеног модела су:  $R_{ON} = 2,56 \Omega$ ,  $C_{OFF} = 1,168 \text{ fF}$ ,  $L = 52 \text{ fH}$ ,  $L_\omega = 3,1 \text{ pH}$ ,  $C_p = 1,15 \text{ fF}$ .



(a)



(b)

**Слика 2.10.** Wainstein-ов модел РФ мемристора у (а) ON стању и (б) OFF стању.

Испоставља се да Пијев и Wainstein-ов модел дају веома сличне резултате у колима попут помјерача фазе и филтара [Marko18, Marko16]. Wainstein-ов модел се можда може третирати као нешто тачнији, пошто у обзир узима више параметара. Међутим, у сложеним колима Пијев модел мемристора би допринио бржем добијању резултата симулација.

### 3. Експериментална верификација параметара мемристора

У овом поглављу су приказани резултати добијени експерименталном верификацијом мемристора. На почетку је приказана метода идентификације мемристора, односно показано је да компонента која се користи испуњава критеријуме потребне за класификацију у мемристоре. Пошто мемристори за рад на РФ/микроталасним учестаностима нису комерцијално доступни, користе се мемристори компаније KnowM, који су намијењени за област вјештачке интелигенције (енг. Artificial Intelligence - AI). Приказано је једно рјешење програмирања (промјена из ON у OFF стање и обрнуто) мемристора које подразумијева хардвер, софтвер микроконтролера и софтвер Андроид апликације за контролу цијелог процеса. Приказано је и рјешење програмирања мемристора при радном режиму (енг. *on the fly*), у посебно пројектованом колу - активном филтру пропуснику опсега учестаности. Приказани су резултати добијени употребом ових рјешења. Коришћењем резултата доступних у отвореној литератури, остварено је и подешавање мемристора у међустања (стања између ON и OFF), и урађена је анализа стабилности међустања [Marko21].

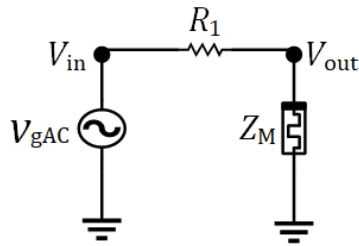
#### 3.1 Идентификација мемристора

Мемристор може бити практично идентификован на следећи начин:

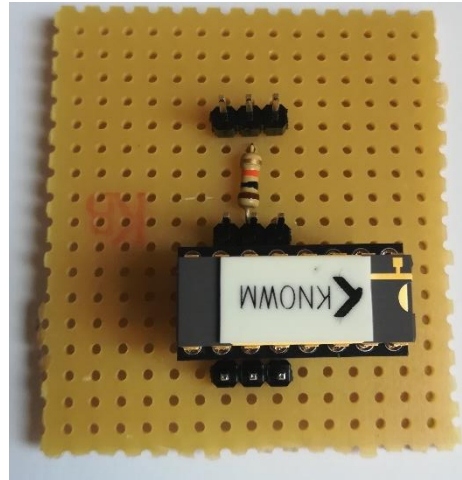
- 1) Претпоставе се произвољни почетни услови;
- 2) Мемристор се побуди периодичним биполарним напонем или струјом (средња вриједност мора бити нула, без DC компоненте);
- 3) Посматра се хистерезисна петља, Лисажуова фигура која пролази кроз центар правећи облике броја осам у првом и трећем квадранту  $i - v$  карактеристике;
- 4) Повећава се фреквенција побуде (теоријски до бесконачности) и посматра се како се хистерезисна “осмица” континуално скупља све док не постане дуж.

Према KnowM-у, сваки мемристор је потребно формирати прије даље употребе. Формирање се обавља простопериодичном побудом мемристора у трајању од неколико секунди (барем 20 циклуса): на фреквенцији од 100 Hz, амплитуде која се постепено повећава од 0,1 V до 2,5 V, док се очекивани хистерезисни облик (Лисажуова фигура) не појави.

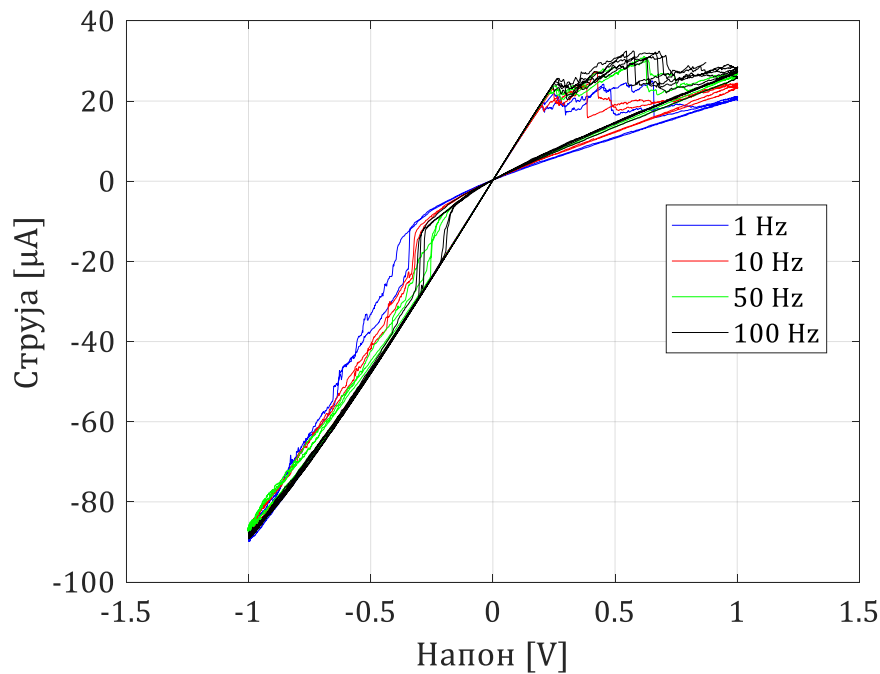
Коло за формирање мемристора приказано је на Слици 3.1. Отпорник од 47 k $\Omega$  служи за ограничавање струје кроз мемристор. Након формирања мемристора, отпорник за ограничавање струје замијењен је отпорником од 10 k $\Omega$ , а фреквенција генератора је варирана од 1 Hz до 100 Hz, да би се добила група Лисажуових фигура. На слици 3.2 је приказана фотографија имплементације лабораторијског прототипа кола за верификацију мемристора. Тест мемристора објашњен раније је илустрован мјерењима на KnowM мемристор, и одговарајуће хистерезисне “осмице”, слика 3.3 [Marko21].



Слика 3.1. Коло за формирање мемристора.



Слика 3.2. Лабораторијски прототип кола за формирање мемристора.

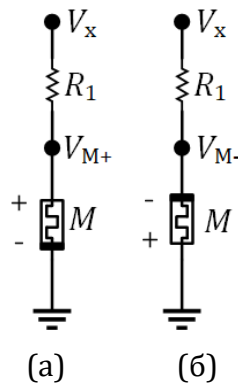


Слика 3.3. Лисажуова фигура мемристора са слике 3.1, за различите побудне фреквенције. “Ако формира осмицу, онда је мемристор” [Tetz14].

## 3.2 Програмирање KnowM мемристора

Слика 3.4а представља коло за програмирање мемристора из стања велике мемристансе (OFF стање) у стање мале мемристансе (ON стање). Знакови „+“ и „-“ представљају поларитет мемристора. Када се мемристор програмира из OFF стања у ON стање, потребно је примијенити напон  $V_x$ , који је у опсегу од 0,4 V до 1 V, на редну везу отпорника и мемристора, гдје је отпорност отпорника  $R_1$  око 5 k $\Omega$ . Трајање правоугаоног импулса је између 0,5 s до 3 s. Мемристанса у ON стању може имати вриједност од око 1 k $\Omega$ , а у неким случајевима може бити и 400  $\Omega$ .

Када се мемристор програмира из ON у OFF стање, потребно је примијенити напон  $V_x$ , који је у опсегу од 0,4 V до 1 V, али је промијењена оријентација мемристора, као што је приказано на слици 3.4б. Трајање правоугаоног импулса је око 0,5 s до 3 s. Мемристанса у OFF стању може имати максималну вриједност од око 1 M $\Omega$ .



Слика 3.4. Кола за програмирање мемристора: (а) Из OFF у ON; (б) из ON у OFF стање.

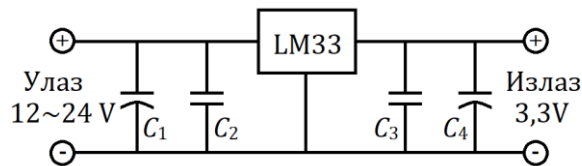
### 3.2.1 Хардверско рјешење за програмирање KnowM мемристора

Програматор мемристора најједноставније је реализовати коришћењем микроконтролера или развојне плочице [Marko19a]. Потребно је остварити комуникацију са преносивим уређајем (кога контролише корисник), као и са спољашњим периферијама (сензори, тајмери, дигитално аналогни конвертори, итд.). Након анализе комерцијално доступних уређаја изабрана је развојна плочица STM32VLDISCOVERY [STM32]. Развојна плочица садржи све компоненте и периферије (унутрашње и спољашње) неопходне за комуникацију и програмирање мемристора. Основне карактеристике развојне плочице су:

- ARM cortex M3 процесор који ради до фреквенције од 72 MHz,
- Напон напајања је 3,3 V или 5 V,
- Два дигитално-аналогна конвертера (eng. *digital-analog converters* - DAC) са резолуцијом 12 бита,
- Један аналогно-дигитални конвертер (eng. *analog-digital converter* - ADC) са резолуцијом 16 бита,

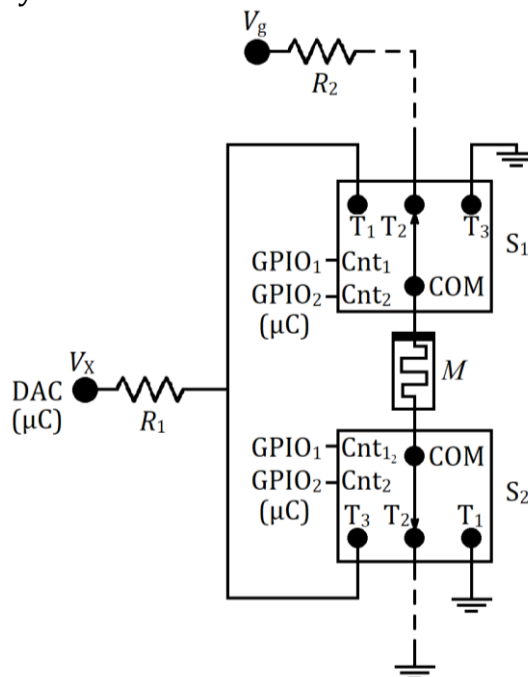
- Улазно / излазни пинови опште намјене (eng. *general purpose input output* - GPIO),
- Тајмери,
- Подршка за већину комуникационих протокола,
- LED индикатори, тастери.

Напони које је потребно примијенити на редну везу отпорника и мемристора, да би их испрограмирали из ON у OFF стање, и обрнуто, су око +1 V и -1 V. Извор напајања може бити AC-DC адаптер или батерије (10 V или више). Да би се избјегао утицај прекидања конвертера на микроконтролер и операциони појачавач, користи се напонски регулатор. На слици 3.5 приказано је коло са регулатором напона на 3,3 V. Као напонски регулатор користи се LM33. Вриједности преосталих компонената са слике 3.5 су:  $C_1=100\ \mu\text{F}$ ,  $C_2=100\ \text{nF}$ ,  $C_3=100\ \text{nF}$ ,  $C_4=100\ \mu\text{F}$ .



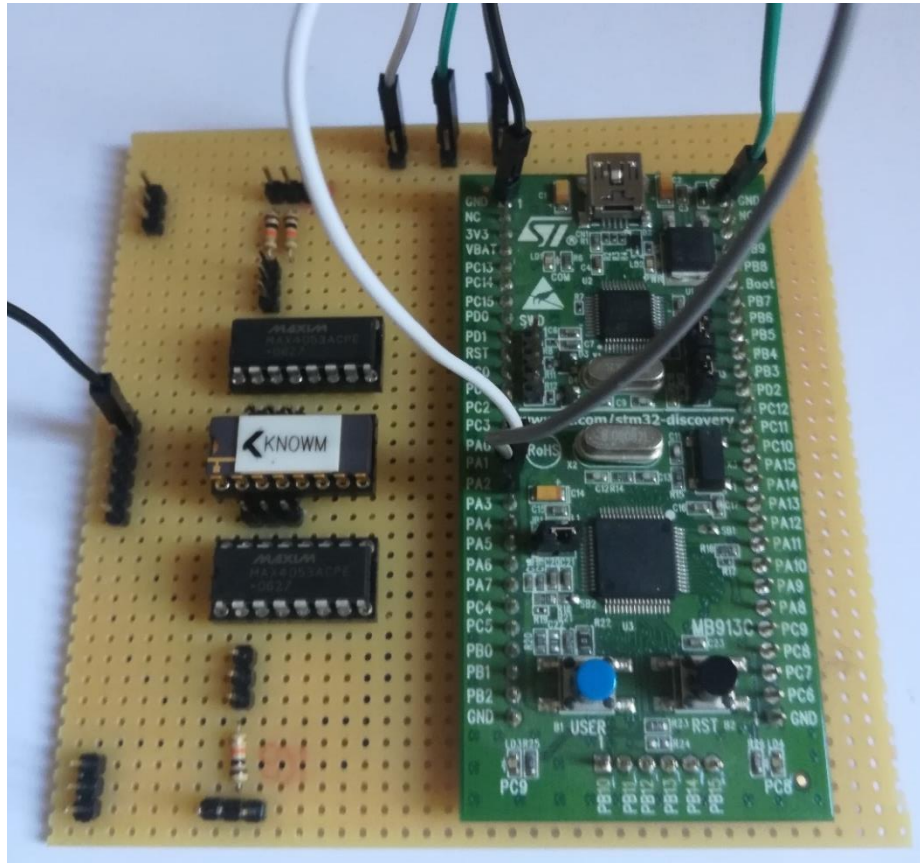
**Слика 3.5.** Коло за регулацију напона на 3,3 V.

На слици 3.6 приказано је хардверско рјешење за програмирање мемристора. Пин DAC-а потиче од развојне плочице STM32VLDISCOVERY. Радни опсег DAC-а је од 0 V до 3,3 V, са резолуцијом од 12 бита. У анализираном опсегу број напонских стања је  $2^{12}= 4095$ , што је довољно за ову намјену.



**Слика 3.6.** Хардверско рјешење за програмирање мемристора.

На слици 3.7 приказан лабораторијски прототип рјешења за програмирање мемристора.



**Слика 3.7.** Лабораторијски прототип кола за програмирање мемристора.

Отпорник  $R_1=5\text{ k}\Omega$  се користи као струјни лимитер, да би спречио могуће оштећење мемристора (за примијењене напоне до 5 V). GPIO пинови (слика 3.6) се користе да би се подесило стање SP3T (енг. Single-Pole Triple-Throw) прекидача  $S_1$  и  $S_2$ . Због комерцијалне расположивости, умјесто једног SP3T прекидача, коришћен је пар SP2T прекидача MAX4053 [MAX4053]. Постоје четири могуће конфигурације GPIO<sub>1</sub> и GPIO<sub>2</sub> пинова. Три стања омогућавају да прекидачи  $S_1$  и  $S_2$  буду подешени на: режим програмирања из ON у OFF стање, режим програмирања из OFF у ON стање, регуларан режим рада кола. Оријентација мемристора (поларизација) није критична у овом случају зато што су кола за програмирања симетрична. Табела 3.1 представља примјер који одговара нотацији са слике 3.6:

**Табела 3.1.** Режији мемристора.

GPIO <sub>1</sub>	GPIO <sub>2</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	Режим
0	0	T <sub>2</sub>	T <sub>2</sub>	Регуларни режим рада
1	0	T <sub>1</sub>	T <sub>1</sub>	Програмирање из ON у OFF
1	1	T <sub>3</sub>	T <sub>3</sub>	Програмирање из OFF у ON
0	1	Не користи се	Не користи се	Не користи се

На слици 3.6, испрекиданом линијом је означен остатак кола у коме се мемристор може наћи. Искоришћен је отпорник  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ . Други крај је везан на масу.

Комуникација са спољашњим уређајем је остварена помоћу HC-05 Bluetooth модула. Овај модул захтијева четири пина са микроконтролера, и то један за масу, један за  $V_{cc}$ , и још два пина за UART модул (Tx и Rx).

### 3.2.2 Софтверско рјешење за програмирање KnowM мемристора

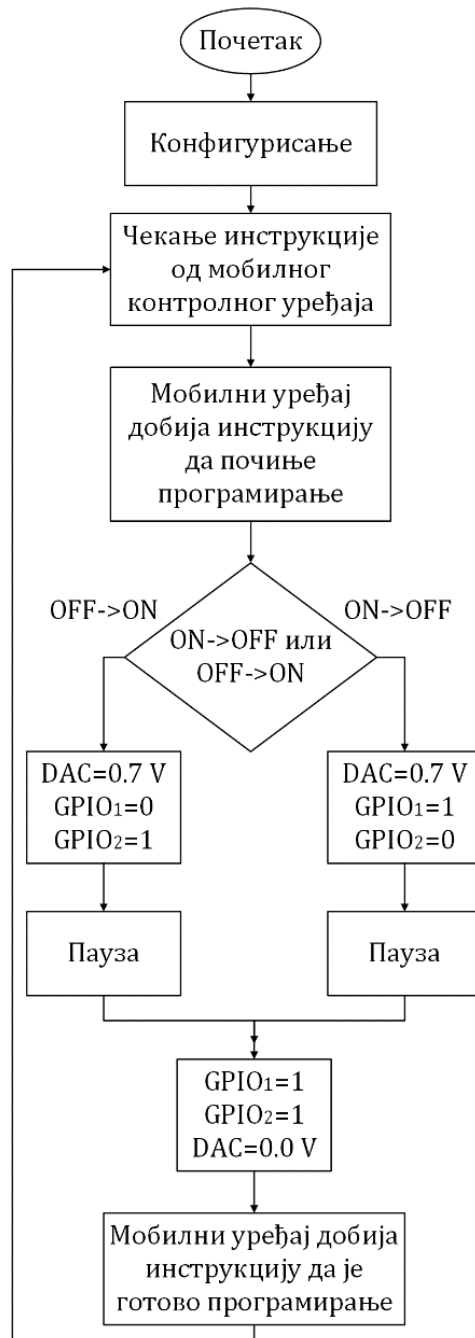
STM32VLDISCOVERY подржава мноштво комуникационих протокола, па се лако може конфигурирати за различите примјене. Приказано је рјешење за програмирање мемристора преко Андроид мобилне апликације, као и комуникација преко Bluetooth-а.

На слици 3.8 је приказан дијаграм тока извршавања програма микроконтролера. Прво се иницијализују унутрашње и спољашње периферије. Следећи корак је чекање инструкције од стране корисника (Андроид апликација): програмирај из ON у OFF стање, односно програмирај из OFF у ON стање. Када микроконтролер прими инструкцију, започиње програмирање и о томе обавјештава преносиви уређај који користи корисник.

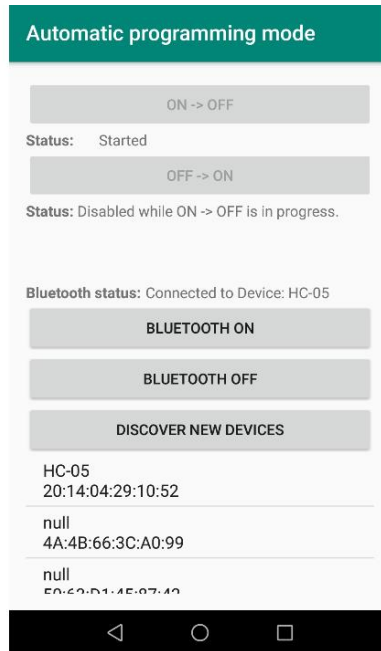
Програм микроконтролера провјерава да ли је потребно започети програмирање из ON у OFF стање, или обрнуто. Зависно од режима програмирања, DAC-а и GPIO пинови су подешени на одговарајуће напонске нивое. У следећем кораку се подешава трајање паузе. Пауза представља дужину трајања импулса за програмирање, и она може зависити од карактеристика мемристора. Најчешће је довољно 0,5 s да би се промијенило стање, али дужи импулс осигурава да ће мемристор бити стабилан у новом стању. Након тога, GPIO пинови и DAC се подешавају на одговарајуће напонске нивое. На крају, информација о завршетку програмирања се шаље уређају који врши контролу (преносиви уређај), и микроконтролер чека нове инструкције.

Апликација преносивог уређаја (са Android оперативним системом у овом случају) има неколико команди. Корисник може да укључи Bluetooth комуникацију на уређају, као и да детектује доступне уређаје у окружењу. Након избора HC-05 модула успоставља се конекција са микроконтролером (односно HC-05 модулом). Корисник може изабрати режим програмирања из ON у OFF стање или из OFF у ON стање. Није могуће прекинути процедуру програмирања док се иста не заврши.





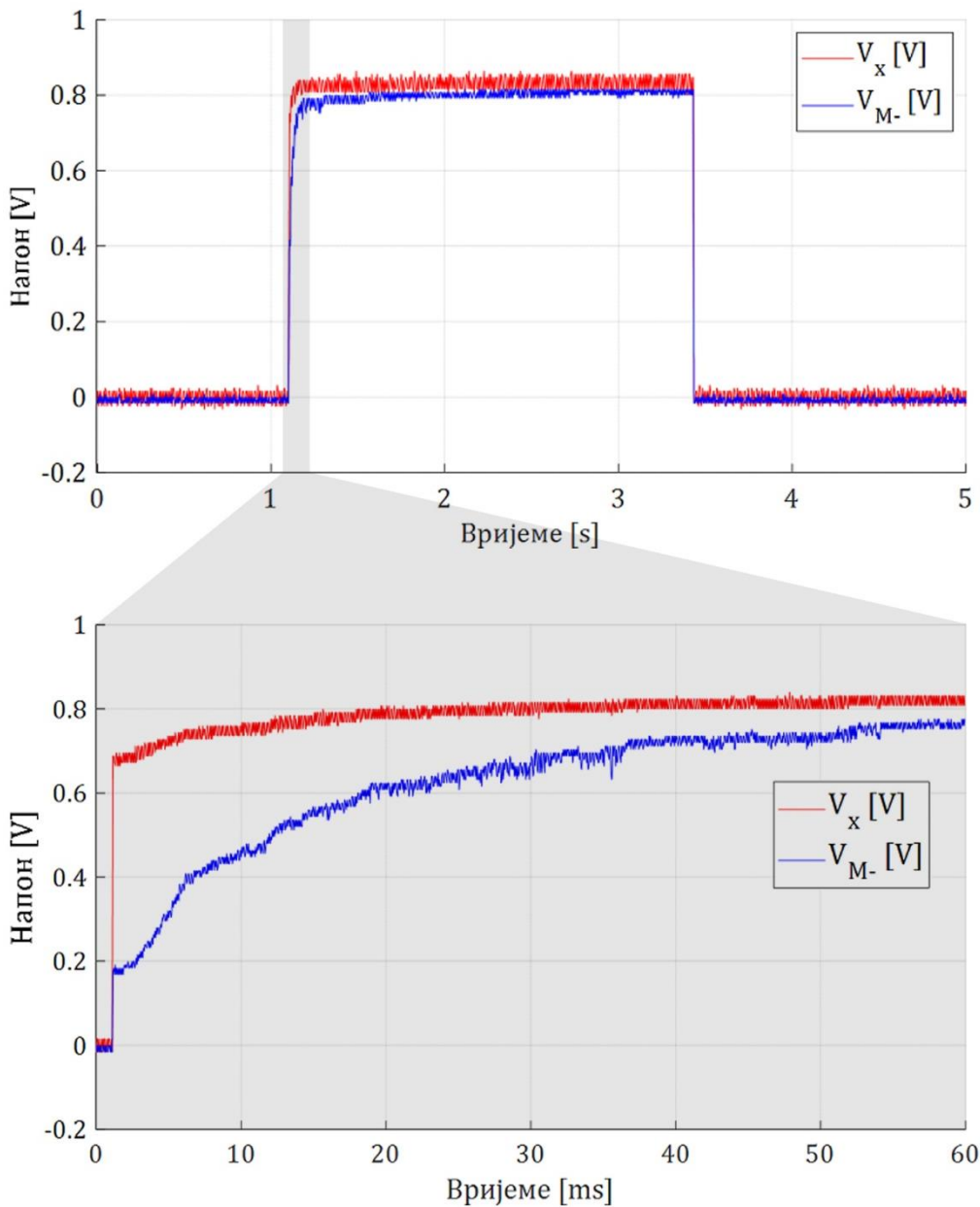
**Слика 3.8.** Дијаграм тока извршавања програма микроконтролера за програмирање мемристора.



Слика 3.9. Кориснички интерфејс за програмирање мемристора на преносивом уређају.

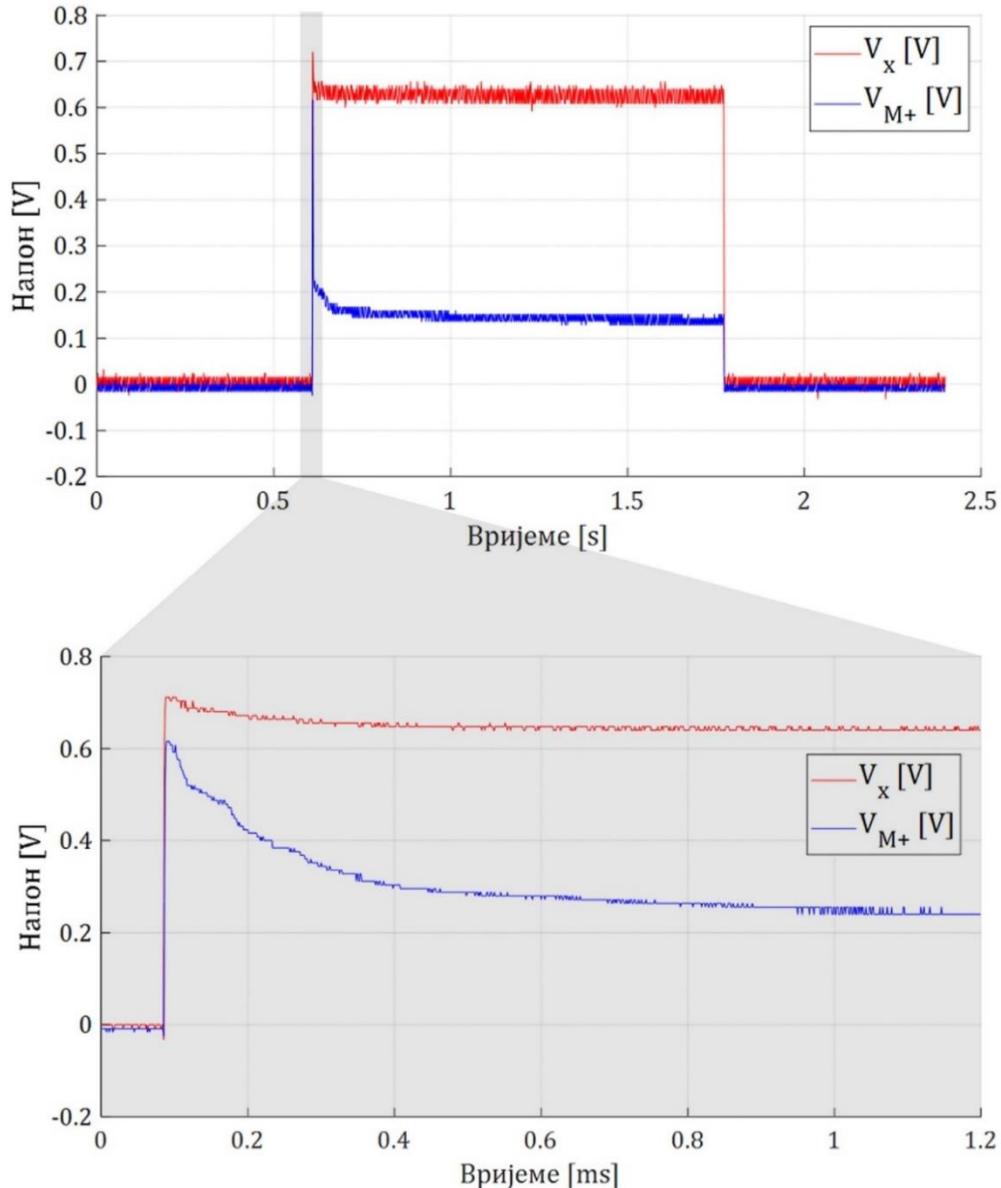
### 3.2.3 Резултати програмирања мемристора коришћењем предложеног хардверско-софтверског рјешења

На слици 3.10 приказани су резултати програмирања из ON у OFF стање. Црвена линија представља примијењени напон, а плава линија представља напон на мемристору. У горњем дијелу слике приказан је цио интервал сигнала за програмирање, а у доњем дијелу је приказан дио тог интервала, у трајању од 60 ms, у ком се доминантно одвија промјена мемристансе.



**Слика 3.10.** Промјена напона на мемристору током програмирања из ON у OFF стање. Црвена боја означава примијењени напон, плава боја означава напон на мемристору.

На слици 3.11 су приказани резултати програмирања из OFF у ON стање. Црвена линија представља примијењени напон, а плава линија представља напон на мемристору. Горњи дио слике приказује цио интервал сигнала за програмирање, док је на доњем дијелу приказан дио интервала у ком се дешава промјена мемристансе, а који у овом случају траје око 1 ms. Вријеме промјене мемристансе из OFF у ON стање је краће од промјене из ON у OFF што је и очекивано. Разлог се огледа у томе што се с промјеном мемристансе мијења и струја кроз мемристор. У првом случају, с повећањем струје још брже се дешава смањење мемристансе, док се у другом случају с повећањем мемристансе смањује струја кроз мемристор, па се мемристанса даље спорије повећава.



**Слика 3.11.** Промјена напона на мемристору током програмирања из OFF у ON стање. Црвена боја означава примијењени напон, плава боја означава напон на мемристору.

### 3.3 Програмирање KnowM мемристора при радном режиму

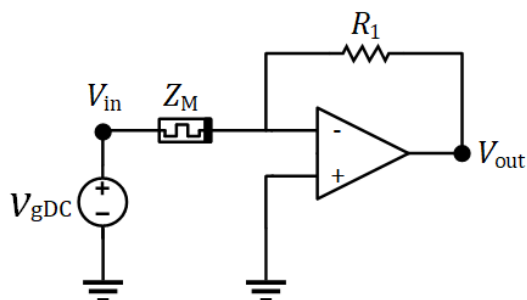
Још један начин програмирања мемристора је суперпонирање сигнала за програмирање са корисним сигналом, у току радног режима. При пројектовању кола које омогућава овај вид програмирања потребно је водити рачуна да сигнал за програмирање буде примијењен на мемристор, али да буде потиснут прије активних компоненти као на

примјер операционих појачавача. Конкретно, проблематика довођења правоугаоних импулса на улазне прикључке операционог појачавача доводи до засићења операционог појачавача, чиме се маскира користан сигнал.

На слици 3.12 приказан је инвертујући појачавач са мемристором. Управо се на овом примјеру види проблем засићења операционог појачавача. Преносна карактеристика овог кола је

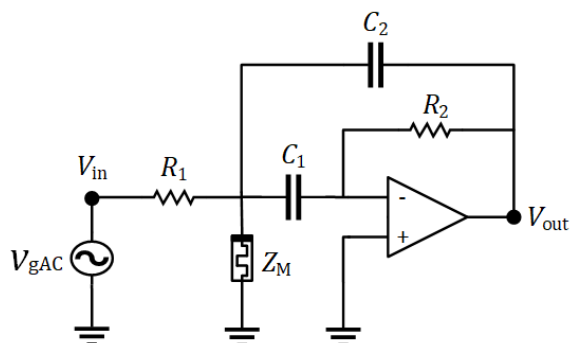
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_1}{M} \quad (3.1)$$

Наиме, појачава се не само користан сигнал, већ и сигнал за програмирање мемристора (правоугаони импулс). За вријеме трајања импулса за програмирање, сигнал на излазу се не може користити, што је недостатак овакве реализације.

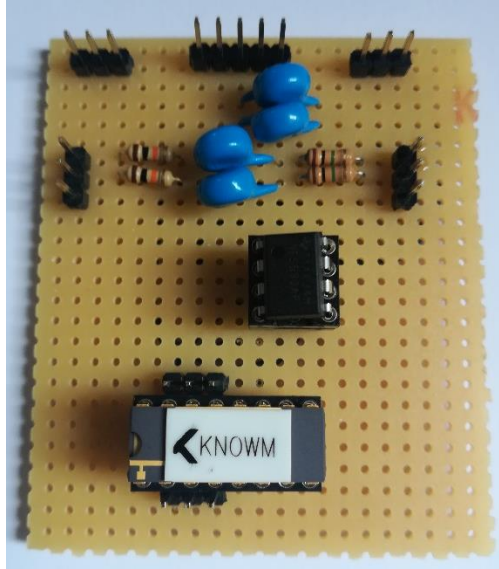


**Слика 3.12.** Инвертујући појачавач са програматором мемристора. Овај појачавач нема могућност непрекидног рада приликом програмирања, због засићења операционог појачавача.

У циљу елиминације сигнала за подешавање мемристансе, анализиран је примјер активног филтра пропусника опсега [Zumba12], слика 3.13. Лабораторијски прототип овог кола је приказан на слици 3.14. Вриједности компонената износе:  $C_1=200$  pF,  $C_2=200$  pF,  $R_1=5$  k $\Omega$ ,  $R_2=500$  k $\Omega$ , а коришћен је операциони појачавач NE5532P [NE5532P]. Промјеном мемристансе могуће је подешавати централну фреквенцију пропусног опсега активног филтра. Жељене централне фреквенције су око 20 kHz при мемристанси од 10 k $\Omega$ , односно око 26 kHz при мемристанси од 3 k $\Omega$ .



**Слика 3.13.** Активни филтар пропусник опсега. Филтар има могућност подешавања централне фреквенције при радном режиму.



**Слика 3.14.** Лабораторијски прототип активног филтра са слике 3.13.

Преносна карактеристика активног филтра дата је изразом

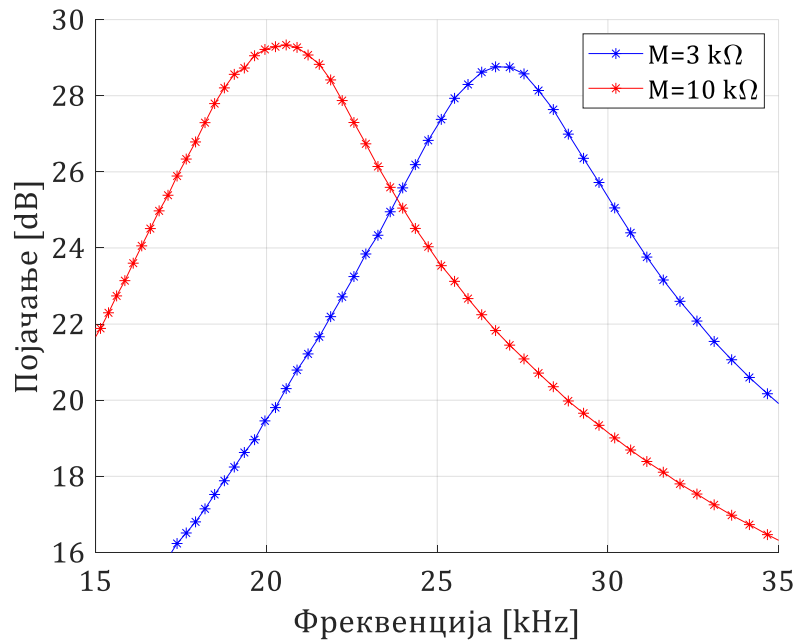
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-s \frac{1}{R_1 C_1}}{s^2 + s \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 R_2} + \frac{1}{C_1 C_2 R_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{M} \right)}. \quad (3.2)$$

Мјерења на лабораторијском прототипу урађена су коришћењем осцилоскопа Rigol DS1054Z [DS1054Z], као и развојног окружења Analog Discovery 2 (AD2) [AD2]. AD2 се повезује на рачунар преко USB порта, и посједује:

- Двоканални дигитални осцилоскоп,
- Двоканални генератор таласних облика,
- 16-канални дигитални логички анализатор,
- 16-канални генератор дигиталних сигнала,
- 16-канални виртуални дигитални улаз/излаз, укључујући тастере, прекидаче, дисплеје и LED диоде,
- Двоканални волтметар,
- Анализатор спектра,
- Анализатор комуникационих протокола,
- Два програмабилна извора напајања,
- Окружење за развој коришћењем JavaScript језика, као и могућност повезивања са развојним алатима за Python и C++ програмским језицима.

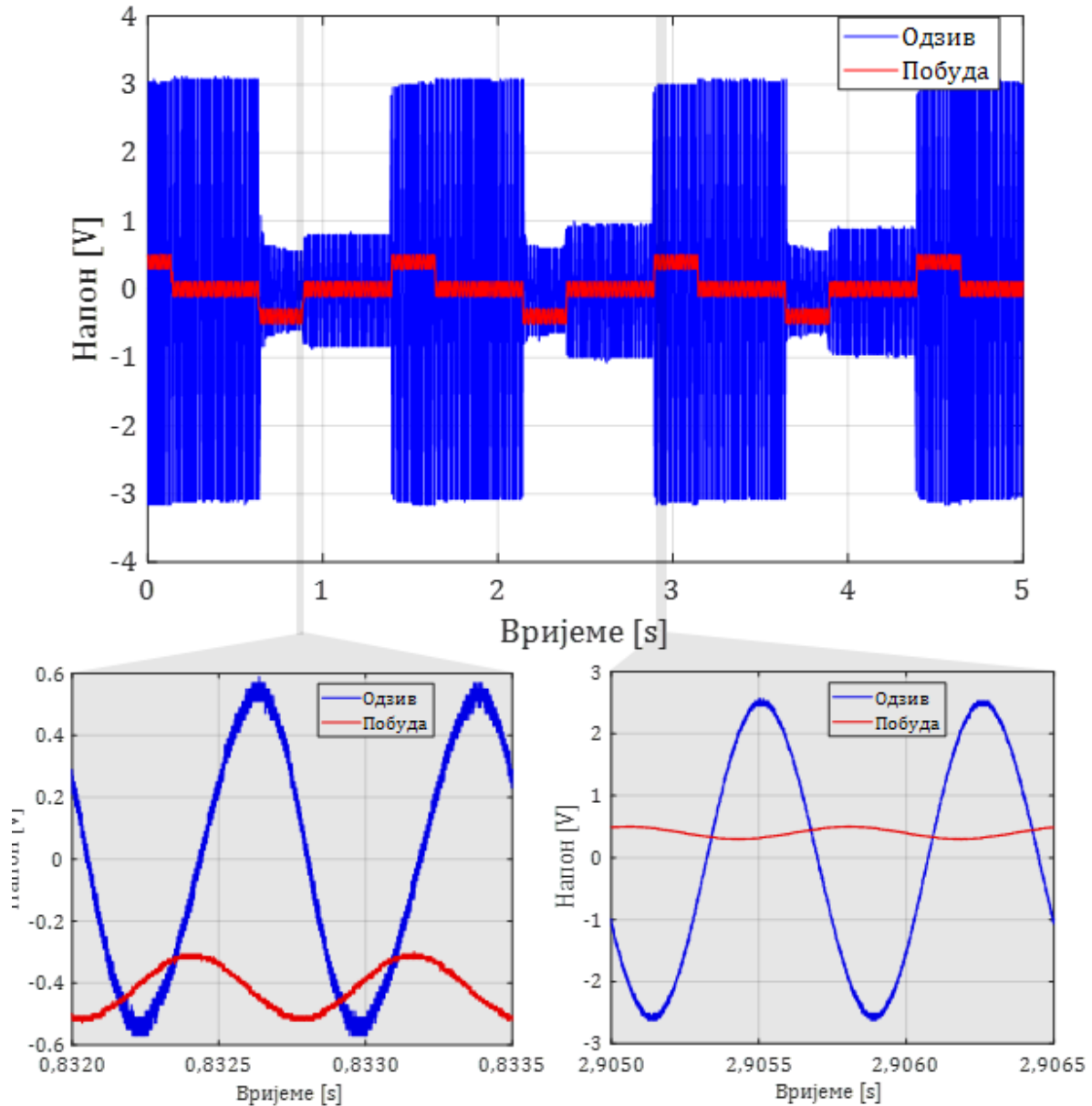
На слици 3.15 приказан је измјерена амплитудска карактеристика филтра за два стања мемристора. На слици 3.16 приказана је промјена појачања активног филтра

приликом програмирања мемристора у току радног режима филтра. Побудни сигнал је простопериодични сигнал фреквенције 20 kHz и амплитуде 100 mV. Вриједности амплитуде простопериодичног сигнала са слике 3.16 одговарају вриједностима на основу амплитудске карактеристике, са слике 3.15.



**Слика 3.15.** Амплитудски одзив активног филтра са слике 3.15, са два стања мемристора.

На слици 3.16, црвеном бојом је приказан побудни сигнал који се састоји од двије компоненте: простопериодичног сигнала (користан сигнал) и биполарних сигнал са повратком на нулу (сигнал за подешавање мемристансе). Амплитуда напона за програмирање је 0,4 V. Плавом бојом је приказан одзив активног филтра. Може се уочити да су стања поновљива и стабилна у неколико циклуса програмирања. Такође, сигнал за подешавање мемристансе је потиснут на излазу.



**Слика 3.16.** Програмирање мемристора у току радног режима активног филтра. На уметцима у доњем дијелу приказани су кратки временски интервали за вријеме програмирања мемристансе, а у којима се уочава да излазни сигнал не садржи компоненту сигнала за програмирање, већ само користан сигнал.

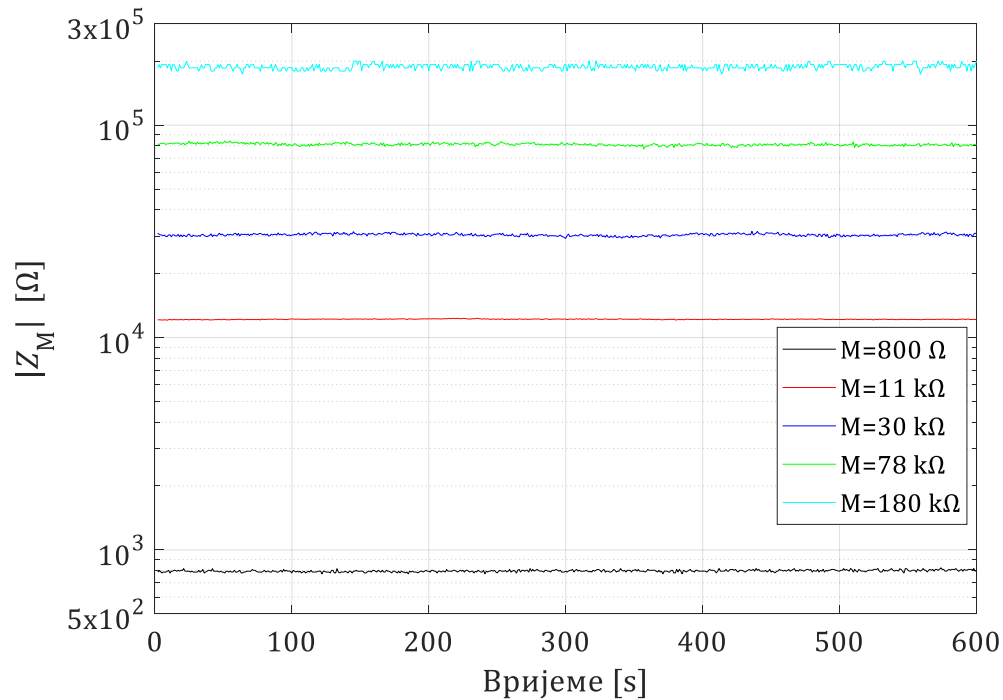


### 3.4 Верификација подесивости и одрживости стања мемристора

Неки од највећих проблема у раду са мемристорима су у вези са толеранцијом, подесивошћу и одрживошћу мемристансе. Толеранција је примарно везана за минималну и максималну вриједност мемристансе. Вриједности мемристансе зависе од фабрикације компоненте. Остали проблеми су поновљивост мемристорских стања у току више циклуса програмирања на истом мемристору, и поновљивост жељене вриједности мемристансе код различитих мемристора. Ова два проблема се могу рјешавати техникама програмирања.

Подешавања међустања мемристора су вршена на основу објављених резултата истраживања тима проф. Воуркаса [Gomez19, Gomez20, Gomez20a, Ferna20], који су најбољи постигнути резултати доступни у отвореној литератури. У [Gomez19] аутори пореде технике програмирања коришћењем напонског раздјелника са мемристором, и такозвано коло са струјним читавањем (као на слици 3.12), гдје се операциони појачавач користи да би унио виртуелну масу. Вриједност мемристансе се читава коришћењем аналогно-дигиталног конвертера (ADC). Број стања мемристора зависи од резолуције коришћеног ADC-а, што је за модерне ADC-ове око  $2^{16} \approx 65000$  или чак  $2^{24} \approx 16.5 \cdot 10^6$  стања. У референци [Gomez20] аутори описују да постоје двије главне фазе програмирања мемристора: 1) униполарни сигнал са повратком на нулу већих амплитуда које се користе да би се брзо достигло жељено стање за краће вријеме, али са већим одступањем (око  $\pm 250 \Omega$ ), и 2) биполарних сигнала са повратком на нулу и мањих амплитуда за фина подешавања мемристансе. Резултати приказани у [Gomez19] добијени су понављањем истих импулса за програмирање у 50 итерација, за свако наведено стање. Воуркас са тимом је остварио сјајну поновљивост са одступањима од жељене мемристансе мањим од 4% (око  $\pm 150 \Omega$  на  $1.8 \text{ k}\Omega$ ). Добијени резултати такође показују да се стања у којима мемристор има отпорност у опсегу од  $1 \text{ k}\Omega$  до око  $100 \text{ k}\Omega$  могу достићи за мање од  $100 \text{ ms}$ , коришћењем споменутих импулса за програмирање. Као додатак на резултате Воуркасовог тима, у овом истраживању анализирани су екстремне вриједности мемристансе. Директно везујући мемристор на извор униполарних импулса са повратком на нулу, без коришћења заштитног отпорника, добијене су вриједности од  $1 \text{ M}\Omega$  и  $450 \Omega$ .

Да би се испитала одрживост стања мемристора, спроведена је серија експеримената. Напонски раздјелник мемристора и отпорника побуђен је простопериодичном побудом и анализирани су вриједности мемристансе. Фреквенција је била подешена на  $10 \text{ kHz}$ . Амплитуда сигнала је варирана, а сваки тест је трајао  $10 \text{ минута}$ . На слици 3.17 приказани су резултати теста одрживости стања мемристора, гдје је мемристанса варирана у опсегу од  $800 \Omega$  до  $180 \text{ k}\Omega$ . За мјерења је коришћен AD2.



**Слика 3.17.** Приказ резултата теста одрживости стања мемристора. [Marko21]

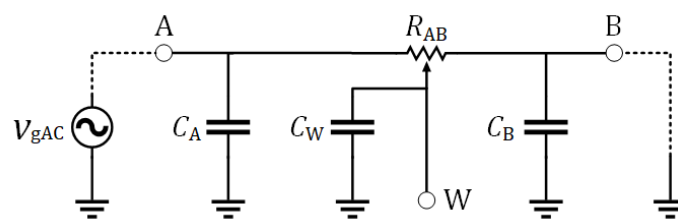
Када је побудни простопериодични сигнал амплитуде до 0,5 V, мемристор је одржао стабилна стања. За амплитуде од око 1 V, мемристанса се није значајно мијењала у току времена, али је простопериодични сигнал мемристора изобличен. Примичењено је да су мемристор осјетљиви на једносмјерне струје чак иако су оне реда величине  $\mu\text{A}$ . Правилном компензацијом електричних кола, овај проблем је могуће елиминисати.

## 4. Поређење фреквенцијских карактеристика потенциометра и мемристора

Да би се стекао бољи увид у карактеристике мемристора, урађена је компаративна анализа фреквенцијског одзива са дигиталним потенциометром AD5270 [AD5270] компаније Analog Devices [Analog]. Мјерена је импеданса мемристора и упоређена са импедансом потенциометра. Дискутоване су предности и недостаци између споменуте двије компоненте. У циљу детаљније упоредне анализе, направљено је неколико лабораторијских прототипова мемристивних кола: напонски раздјелник, инвертујући појачавач, филтер пропусник високих учестаности, као и помјерач фазе.

Постоји више произвођача потенциометара, али једино Analog Devices има у понуди уређаје са номиналном толеранцијом мањом од 20%, уз резолуцију од 10 или више бита. Analog Devices тврди да је максимална толеранција у неким од њихових потенциометара свега 1%. Ова чињеница квалификује их као најбоље на тржишту, тако да ће њихов модел потенциометра бити коришћен у овом истраживању.

АС модел потенциометра приказан је на слици 4.1 [DigiPot]. Ширина 3 dB пропусног опсега одређује се колом које је представљено додавањем испрекиданих линија. Ширина пропусног опсега потенциометра зависи од конфигурације. У анализи кондензатор  $C_A$  може бити занемарен зато што је паралелно везан са идеалним напонским генератором. Кондензатор  $C_B$  се такође може занемарити када је прикључак В повезан на масу. Добија се да је ширина пропусног опсега једнака

$$BW_P = \frac{1}{2\pi(R_{WA} || R_{WB})C_W} \quad (4.1)$$


Слика 4.1. АС модел потенциометра.

узимајући да је прикључак А улазни, прикључак В везан на масу, а прикључак W излазни.

За већину потенциометара са толеранцијом од 1%, као што је AD5270 [AD5270], узимају се следеће вриједности за кондензаторе:  $C_A = C_B = 90$  pF,  $C_W = 40$  pF. Ово су најмање вриједности паразитних капацитивности које Analog Devices објављује за потенциометре толеранције 1%.

Да би се анализирали паразитни ефекти потенциометра, реализован је напонски раздјелник потенциометра и отпорника. Анализирана су два тест кола, приказана на слици 4.2. За коло са слике 4.2а, импеданса потенциометра једнака је

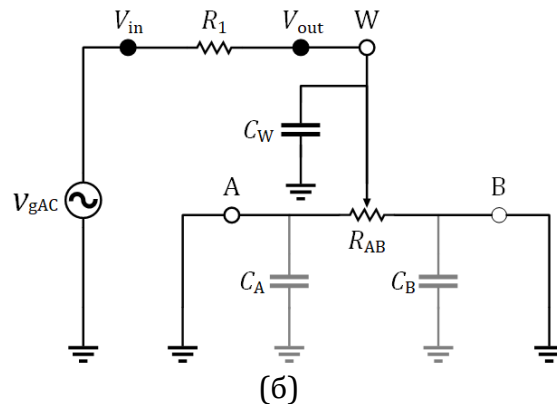
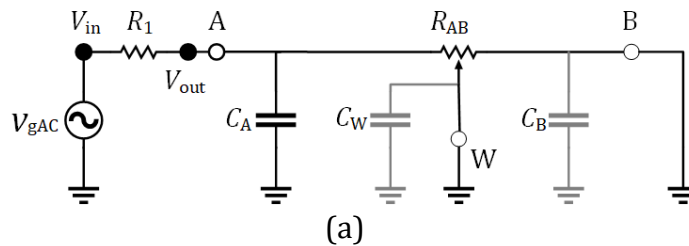
$$Z_P^a(j\omega) = R_{WA} \parallel \frac{1}{j\omega C_A}, \quad (4.2)$$

гдје  $f$  представља радну фреквенцију, а  $\omega = 2\pi f$ . Параметар  $R_{WA}$  представља отпорност између прикључака W и A. За конфигурацију са слике 4.2б, импеданса потенциометра је

$$Z_P^b(j\omega) = (R_{WA} \parallel R_{WB}) \parallel \frac{1}{j\omega C_W}, \quad (4.3)$$

гдје  $R_{WB}$  представља отпорност између прикључака W и B.

Коло са слике 4.2б има шири пропусни опсег зато што кондензатор  $C_W$  има упола мању вриједност капацитивности од кондензатора  $C_A$ . За коло са слике 4.2б, отпорници  $R_{WA}$  и  $R_{WB}$  су везани паралелно, па се добија двоструко мања отпорност. У наставку ће потенциометар бити моделован промјенљивим отпорником ( $R_P = R_{WA} \parallel R_{WB}$ ) и паразитним кондензатором ( $C_P = C_W = 40$  pF), односно  $Z_P = Z_P^b$ .



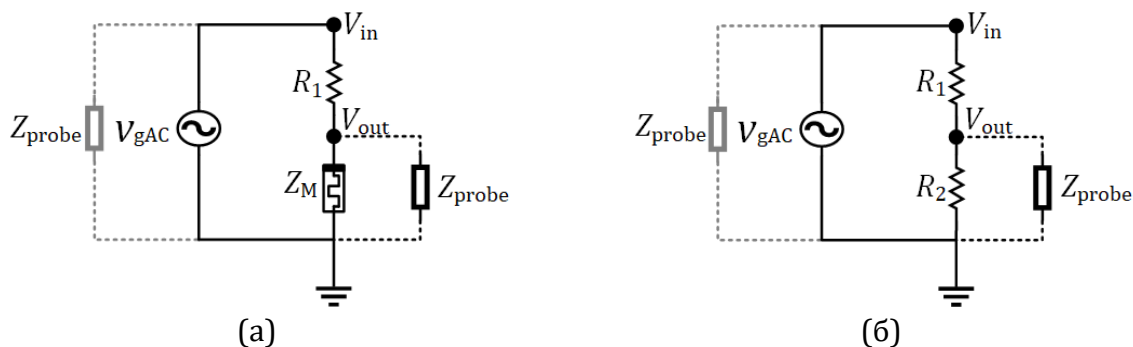
**Слика 4.2.** Напонски раздјелник са потенциометром. (а) Прикључци W и B су повезани на масу, док је прикључак A повезан са остатком кола. (б) На масу су повезани прикључци A и B, а прикључак W је повезан са остатком кола.

У отвореној литератури није пронађен адекватни симулациони модел KnowM мемристора који би одговарао наведеној експерименталној поставци. Модели мемристора који приказују промјене између стања су приказани у [Garda18, Garda18a] за фреквенције до 100 Hz, док су мемристор са два стања (ON и OFF) моделовани у [Molte16].

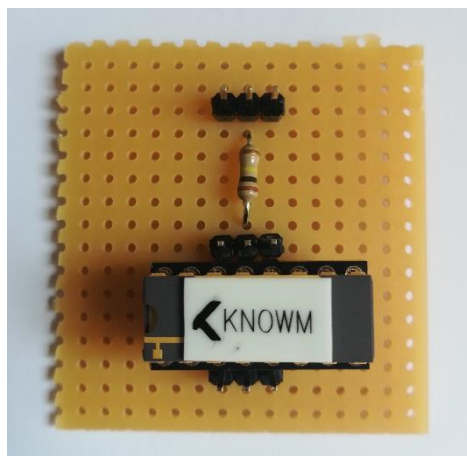
У овом истраживању [Marko21] кренуло се од експерименталног приступа да би се одредиле импедансе мемристора. Подешавање међустања мемристора је реализовано

помоћу Digilent Analog Discovery 2 (AD2) [AD2] заједно са KnowM софтвером за анализу мемристора [KnowMb].

У циљу одређивања импедансе мемристора, анализиран је напонски раздјелник (слика 4.3а). При мјерењу осцилоскопом DSOX1102G [DSOX11] терба узети у обзир импедансе сонди. Импеданса сонде може бити занемарена на улазу кола, јер је паралелно везана идеалном напонском генератору, док импедансу на излазу кола треба узети у обзир. У овом колу, постоје двије непознате: импеданса мемристора и паразитна импеданса сонде прикачене на излаз тест кола. Прво је потребно одредити паразитну импедансу сонде, на основу слике 4.3б. На слици 4.4 је приказан лабораторијски прототип кола са слике 4.3а.



**Слика 4.3.** Коло за одређивање (а) импедансе мемристора и (б) импедансе сонде осцилоскопа.



**Слика 4.4.** Лабораторијски прототип кола са слике 4.3а.

Напонски раздјелник два отпорника има константан фреквенцијски одзив

$$H_{VD}(j\omega) = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \quad (4.4)$$

При мјерењу осцилоскопом, фреквенцијски одзив посматраног раздјелника напона је

$$H_{VD}^{\text{probe}}(j\omega) = \frac{R_2 || Z_{\text{probe}}(j\omega)}{R_1 + (R_2 || Z_{\text{probe}}(j\omega))}. \quad (4.5)$$

На основу измјереног фреквенцијског одзива може се одредити импеданса сонде осцилоскопа

$$Z_{\text{probe}}(j\omega) = \frac{R_1 R_2 H_{VD}^{\text{probe}}(j\omega)}{R_2 - (R_1 + R_2) H_{VD}^{\text{probe}}(j\omega)}. \quad (4.6)$$

Када је одређена импеданса сонде  $Z_{\text{probe}}$ , може се идентификовати импеданса мемристора  $Z_M$ . Са слике 4.3а може се наћи фреквенцијски одзив напонског раздјелника

$$H_{VD}^M(j\omega) = \frac{Z_M(j\omega) || Z_{\text{probe}}(j\omega)}{R_1 + (Z_M(j\omega) || Z_{\text{probe}}(j\omega))}. \quad (4.7)$$

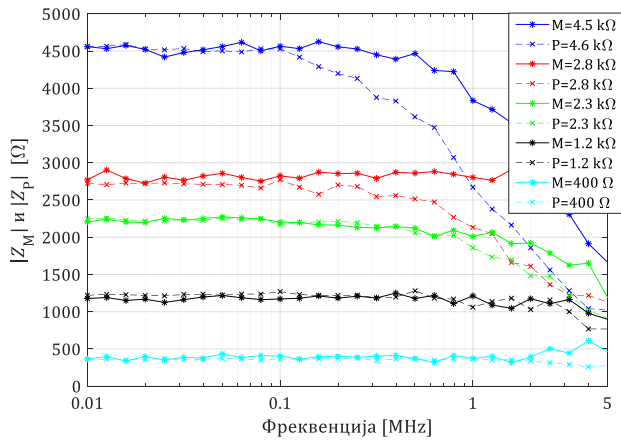
Једначина (4.7) се може преуредити у облик

$$Z_M(j\omega) = \frac{R_1 Z_{\text{probe}}(j\omega) H_{VD}^M(j\omega)}{Z_{\text{probe}}(j\omega) - (R_1 + Z_{\text{probe}}(j\omega)) H_{VD}^M(j\omega)}, \quad (4.8)$$

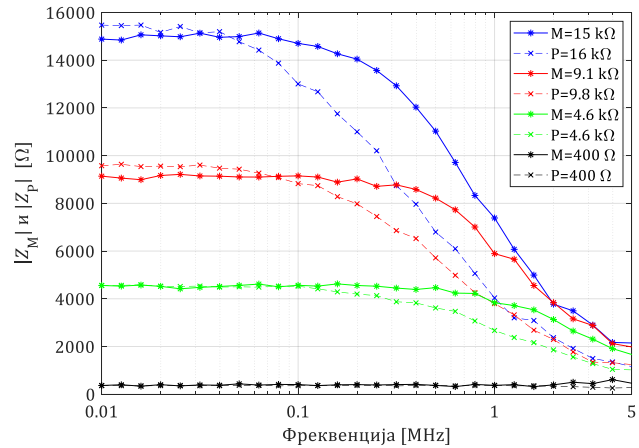
који представља импедансу мемристора.

За ову анализу су коришћени отпорници  $R_1 = 98,4 \text{ k}\Omega$  и  $R_2 = 98,4 \text{ k}\Omega$ , а посматран је фреквенцијски опсег од 10 kHz до 5 MHz. Импеданса мемристора може се одредити на основу експерименталних резултата и једначина (4.6) и (4.8). Импеданса потенциометра је одређена истим поступком. Поређење између модула импеданси мемристора и потенциометра приказано је на слици 4.5. Да би се остварио бољи увид у поређење карактеристика мемристора и потенциометра, резултати су подијељени наспрам иницијалних вриједности модула импеданси који су мјерени на 10 kHz за мемристор, односно у једносмјерном режиму за потенциометар.

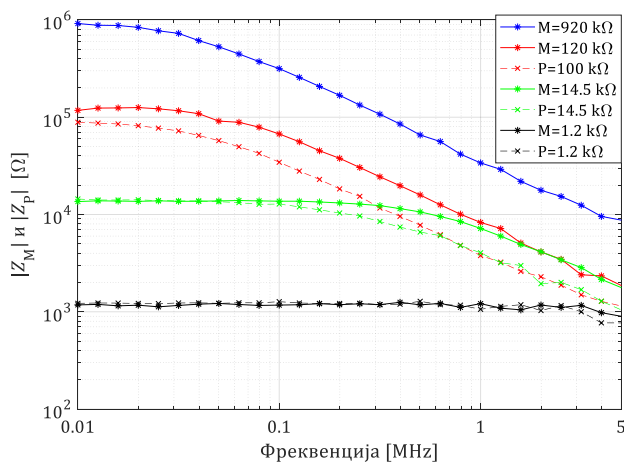
На фреквенцијама испод 1 kHz,  $i-v$  карактеристика мемристора је хистерезисна петља у облику броја осам који се налази у првом и трећем квадранту. То значи да мемристор пролази кроз низ стања. Због тога, мемристор није погодан за примјене на учестаностима испод 10 kHz. За фреквенције изнад 10 kHz, хистерезисна петља мемристора се дегенерише у дуж која одговара чисто резистивном елементу.



(a)



(б)



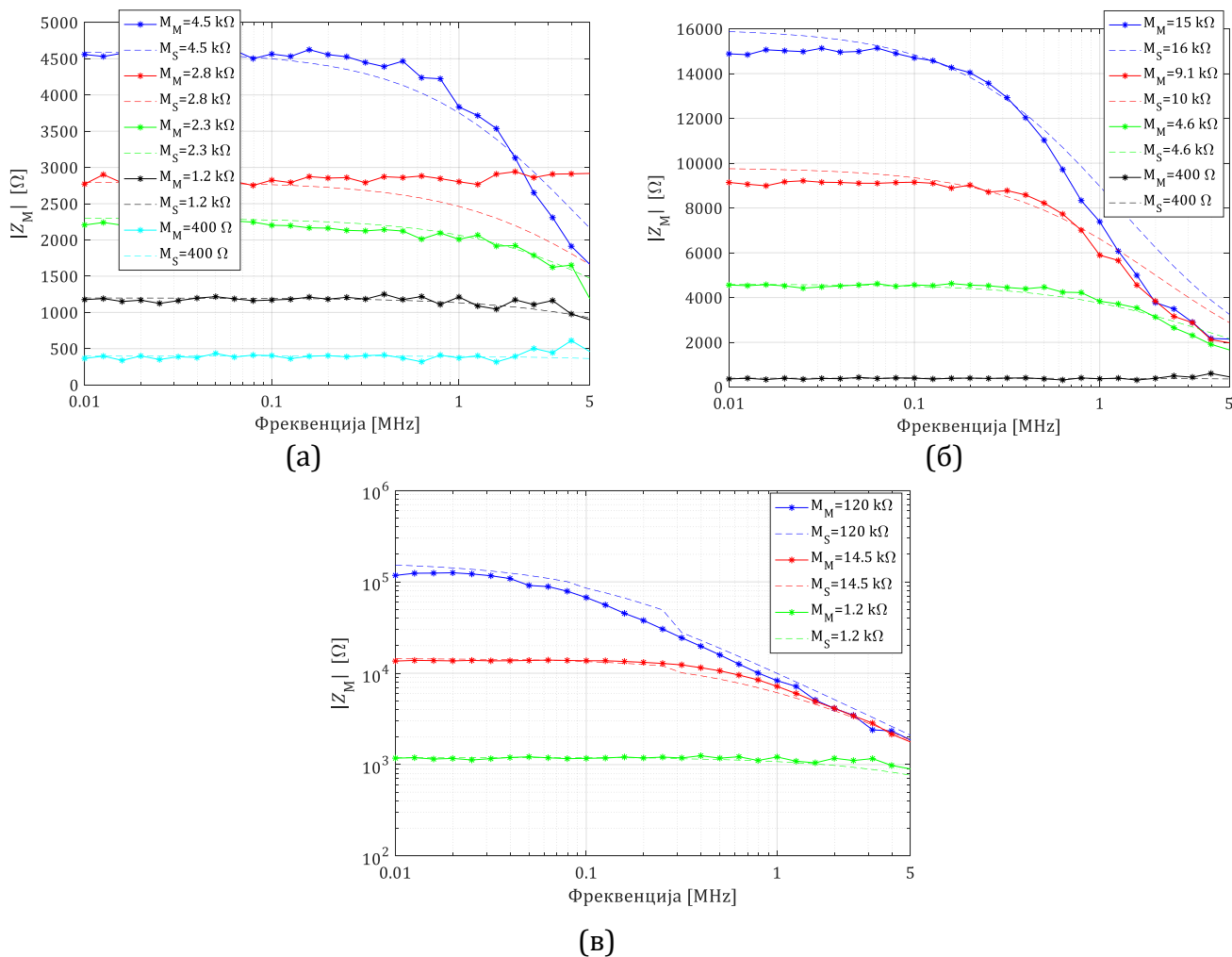
(в)

**Слика 4.5.** Поређење модула импеданси мемристора и потенциометра. Опсежи иницијалних отпорности: (а) 400 Ω - 4500 Ω, (б) 400 Ω - 15 kΩ, (в) 1 kΩ - 1 MΩ за мемристор и 1 kΩ - 100 kΩ за потенциометар. Иницијалне импедансе су мјерене на 10 kHz за мемристоре и на DC за потенциометар.

Може се примијетити да је модуо импедансе мемристора константан у ширем фреквенцијском опсегу у поређењу са потенциометром. На вишим фреквенцијама, доминантан утицај имају паразитне капацитивности које ограничавају модуо импедансе потенциометра. На примјер, када је отпорност потенциометра подешена на 100 kΩ, паразитна капацитивност ограничава максималну вриједност модула импедансе на 50 kΩ на фреквенцији 60 kHz.

Предложен је АС модел мемристора коришћењем измјерених вриједности импедансе. За мање вриједности мемристансе (до око 15 kΩ), мемристор се може моделовати као отпорник са паразитном капацитивношћу од 8 pF. Ова паразитна капацитивност није последица искључиво самог мемристора, већ потиче и од паковања мемристора, као и плочице на коју је постављен мемристорски чип. Према томе, паразитна капацитивност мемристора је мања од 8 pF. За мемристансе преко 15 kΩ, паразитна капацитивност је нешто мања од 8 pF у опсегу фреквенције до 300 kHz, и нешто већа од

8 pF у опсегу фреквенција изнад 300 kHz. За мемристансу од 1 MΩ, модел не описује понашање довољно добро. Резултати мјерња на KnowM мемристору указују да капацитивност не утиче значајно на укупну импедансу као што то модел приказује. Поређење резултата симулације коришћењем предложеног АС модела и експерименталне верификације приказано је на слици 4.6.



**Слика 4.6.** Поређење симулације и експерименталних резултата за модуо импедансе мемристора. Опсег иницијалног модула импедансе на 10 kHz: (а) 400 Ω - 4500 Ω, (б) 400 Ω - 15 kΩ, (в) 1 kΩ - 125 kΩ.

#### 4.1 Упоредна анализа кључних карактеристика мемристора и потенциометра

Анализиране су кључне разлике између мемристора и потенциометра, као и предности једне компоненте над другом. У овом истраживању, упоређени су KnowM



мемристор и потенциометар AD5270 фирме Analog Devices. Табела 4.1 представља сажетак поређења двије компоненте.

Потенциометар ради на DC и ниским фреквенцијама, док мемристор не може да ради на фреквенцијама испод 10 kHz зато што пролази кроз низ проводних стања. Програмирање мемристора се базира на примјени напонских импулса мале амплитуде. У поређењу са потенциометром, једна од предности мемристора огледа се у томе што је модуо импедансе константан у ширем фреквенцијском опсегу (енг. Bandwidth - BW). На примјер, ако је иницијална отпорност подешена на 10 k $\Omega$ , ширина пропусног опсега мемристора је 1 MHz, док потенциометар има ширину пропусног опсега око 400 kHz. Ширина пропусног опсега мемристора је већа чак и за веће иницијалне вриједности отпорности. Паразитни ефекти оба елемента су доминантни на високим фреквенцијама, али су паразитни ефекти значајнији у случају потенциометра.

**Табела 4.1.** Поређење: KnowM Мемристор vs. Потенциометар AD5270.

Карактеристика	KnowM мемристор	Потенциометар AD5270
Минимална (почетна) радна фреквенција	10 kHz	DC
BW за R <sub>init</sub> =1 k $\Omega$	> 5 MHz	5 MHz
BW за R <sub>init</sub> =10 k $\Omega$	≈ 1 MHz	400 kHz
BW за R <sub>init</sub> =100 k $\Omega$	≈ 120 kHz	60 kHz
BW за R <sub>init</sub> =1 M $\Omega$	≈ 55 kHz	Није примјенљиво
Опсег отпорности	400 $\Omega$ - 1 M $\Omega$	100 $\Omega$ - 100 k $\Omega$
Паразитна капацитивност	< 8 pF	< 40 pF
Постојаност стања након искључивања напајања (non-volatile)	Да	50 циклуса
Димензије	1 $\mu\text{m}$ x 1 $\mu\text{m}$	1 mm x 1 mm
Максимална снага	3 mW	10 mW
Вријеме подешавања отпорности	ms	$\mu\text{s}$
Сложеност програмирања	Средња	Ниска
Промјена стања у току радног режима	Да	Да
Број могућих вриједности отпорности (стања)	Било која вриједност у опсегу	1024
Толеранција	Зависи од кола за програмирање	±1%
Коло за контролу отпорности (стања)	Потребно	Потребно
Напајање	Није потребно	Потребно
Струја цурења	Нема	50 nA

Опсег отпорности KnowM мемристора је од око 400  $\Omega$  до око 1 M $\Omega$ , док је опсег AD5270 од око 100  $\Omega$  до 100 k $\Omega$ . Мемристор теоријски може бити подешен на било коју вриједност из опсега, док су у пракси постигнути резултати уз одступање од око 150  $\Omega$  [Gomez19]. Потенциометар може да се подеси на једну од 1024 отпорности. Потенциометар се може подесити у стање краткоспојника чија унутрашња отпорност износи око 35  $\Omega$ . Мемристор задржава своја стања и након што се искључи DC напајање из кола. Са друге стране, потенциометар може сачувати вриједност у меморији на чипу до 50 пута. Вриједност из меморије се подешава као подразумијевана приликом укључивања потенциометра. У току радног режима, отпорност потенциометра се може подешавати неограничен број пута.

Димензије паковања анализираних потенциометра су 3 mm x 3 mm. Претпостављено је да димензије самог чипа нису мање од 1 mm x 1 mm. Анализирани KnowM мемристор су димензија око 1  $\mu\text{m}$  x 1  $\mu\text{m}$ , што је објављено у [KnowMa]. На димензије мемристора је потребно укључити и димензије стопица којима се повезује са паковањем, па је ово поређење само орјентационо. Максимална дозвољена снага потенциометра је око 10 mW, док је код KnowM мемристора ограничена на око 3 mW. Обије компоненте захтијевају спољашње коло за контролу отпорности. И мемристор и потенциометар могу мијењати стање током режима рада, с тим што потенциометар није у дефинисаном стању у току промјене отпорности, док се код мемристора мемристанса мијења континуално. Потенциометар захтијева константно напајање у току рада, и има малу струју цурења. Мемристор није потребно напајање и нема струју цурења.

Основна карактеристика потенциометра је могућност промјена отпорности за неколико микросекунди, са великом прецизношћу. За AD5270 максимална номинална толеранција номиналне вриједности отпорности је  $\pm 1\%$ . Вријеме програмирања мемристора зависи од жељене прецизности и разлике између претходног и следећег стања. Као последица различитих услова, вријеме програмирања мемристора је реда величине милисекунде [Gomez20]. Упоредна анализа показује да мемристор доноси извјесне предности у односу на потенциометре. Међутим, програмирање мемристора је и даље област отворена за даља истраживања и унапријеђења.

## 4.2 Могуће примјене мемристора у подесивим колима

Према експерименталним резултатима, мемристор има боље карактеристике на вишим учестаностима у односу на потенциометар [Marko21]. Ова чињеница отвара могућност да се мемристор може користити умјесто потенциометра. Анализирано је неколико различитих кола, као што су напонски раздјелник, инвертујући појачавач, филтар пропусник високих учестаности, као и помјерач фазе. Имплементирани су лабораторијски прототипови ових кола са мемристорима у намјери да се представе потенцијалне примјене. Да би јасније указало на предности мемристора, анализирана су аналогна кола са типичним функционалностима.

### 4.2.1 Напонски раздјелник

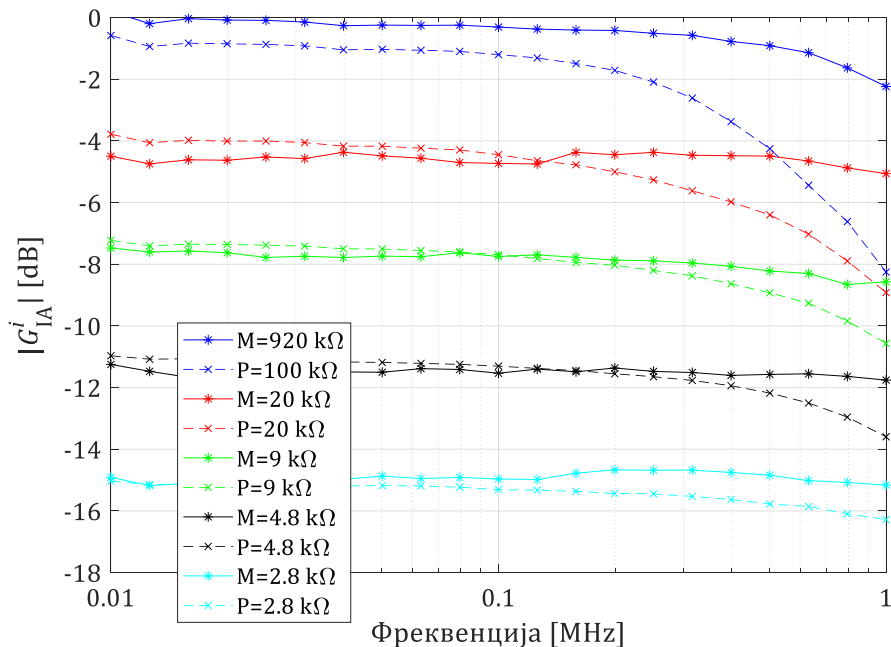
Први примјер је напонски раздјелник који користи потенциометар да би контролисао слабење сигнала. Реализација кола са мемристором је предложена на слици 4.3. За ову анализу је изабран отпорник од  $R_1=10\text{ k}\Omega$ .

Када је напонски раздјелник реализован са мемристором или потенциометром, функција напонског појачања је

$$G_{VD}^i(j\omega) = \frac{Z_i^P(j\omega)}{Z_i^P(j\omega)+R_1}, \quad i = M,P, \quad (4.9)$$

гдје је  $Z_i^P(j\omega)$  једнако  $Z_i \parallel Z_{probe}$ .

Да би се илустровало поређење између двије реализације, на слици 4.7 је представљена функција напонског појачања. Измјерени су одзиви за обије имплементације са мемристором и са потенциометром. Са слике 4.7 се може примијетити да реализација са мемристором има већу граничну учестаност. Како се иницијална отпорност повећава, разлика између потенциометра и мемристора постаје све очигледнија.



**Слика 4.7.** Поређење модула напонског појачања раздјелника напона са мемристором и потенциометром. Иницијалне вриједности импеданси су мјерене на 10 kHz за мемристоре, односно на DC за потенциометре.

#### 4.2.2 Инвертујући појачавач

Следећи примјер је инвертујући појачавач који користи потенциометар да би контролисао напонско појачање. Потенцијална примјена мемристора у појачавачима је приказана у литератури као на примјер [Tan17, Wains18, Zha17]. Неки аутори су предложили употребу мемристора код појачавачима са подесивим појачањем (eng. *variable gain amplifier* - VGA) [Wey11] и у колима за аутоматску контролу појачања (eng. *automatic gain control* - AGC) [Wey12].

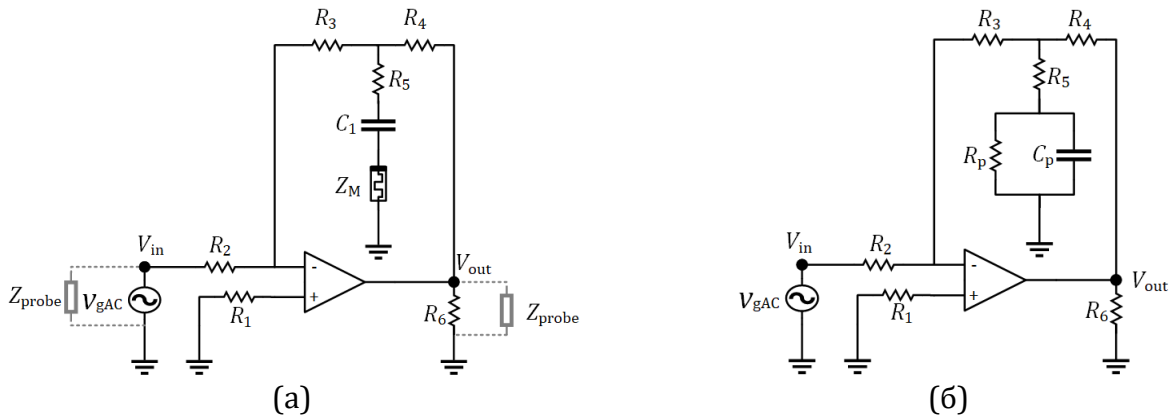
Реализација овог кола са мемристором је приказана на слици 4.8а. За ову реализацију изабране су следеће вриједности отпорника  $R_1=46,4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2=29,3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3=45,4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4=45,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5=1,95 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6=1,93 \text{ k}\Omega$ . Коришћени операциони појачавач је малешумни NE5532AP [NE5532AP] произвођача Texas Instruments [TI], који има типичну ширину пропусног опсега за јединично појачање од око 10 MHz. За ову експерименталну анализу импедансе сонди осцилоскопа се могу занемарити. На улазу кола сонда је повезана паралелно напонском генератору, док је вриједност отпорника  $R_6$  изабрана тако да буде значајно мања од импедансе сонде осцилоскопа на излазу кола. Приликом укључивања операционог појачавача могу се јавити струје цурења. Кондензатор  $C_1$  ( $1 \mu\text{F}$ ) додат је на ред са мемристором (слика 4.8а) да би се утицај струје цурења на мемристор елиминисао. Капацитивност  $C_1$  је изабрана тако да нема утицаја на фреквенцијски одзив у анализираном фреквенцијском опсегу. Функција напонског појачања се може апроксимирати

$$G_{IA}^M(j\omega) = -\left(\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_2} \frac{R_4}{R_5 + Z_{C_1}(j\omega) + Z_M(j\omega)} + \frac{R_4}{R_2}\right) \quad (4.10)$$

$$\approx -\left(\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_2} \frac{R_4}{R_5 + Z_M(j\omega)} + \frac{R_4}{R_2}\right).$$

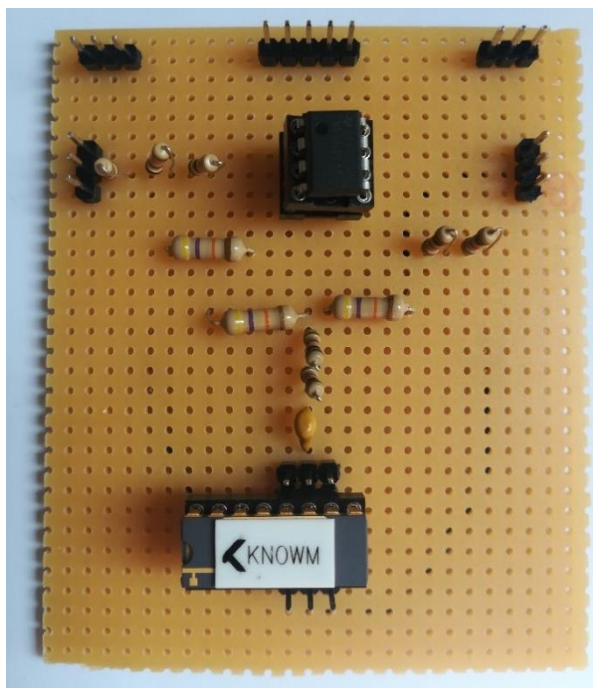
Са друге стране, коло реализовано са потенциометром је представљено на слици 4.8б, а његова функција напонског појачања је

$$G_{IA}^P(j\omega) = -\left(\frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_2} \frac{R_4}{R_5 + Z_P(j\omega)} + \frac{R_4}{R_2}\right). \quad (4.11)$$



Слика 4.8. Инвертујући појачавач у реализацији са (а) мемристором, и (б) потенциометром.

На слици 4.9 приказан је изглед лабораторијског прототипа за коло са слике 4.8а.

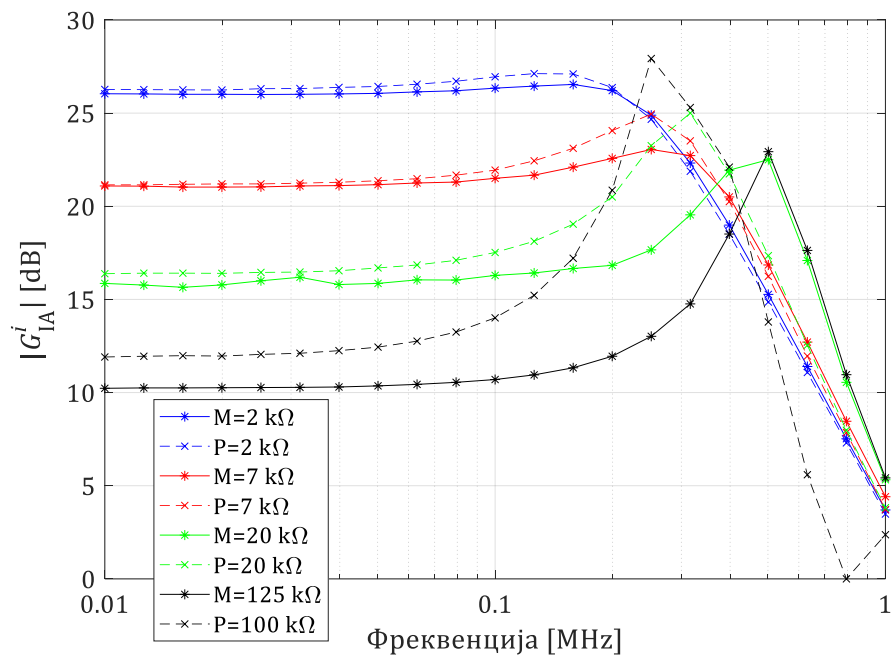


**Слика 4.9.** Лабораторијски прототип инвертујућег појачавача са мемристором.

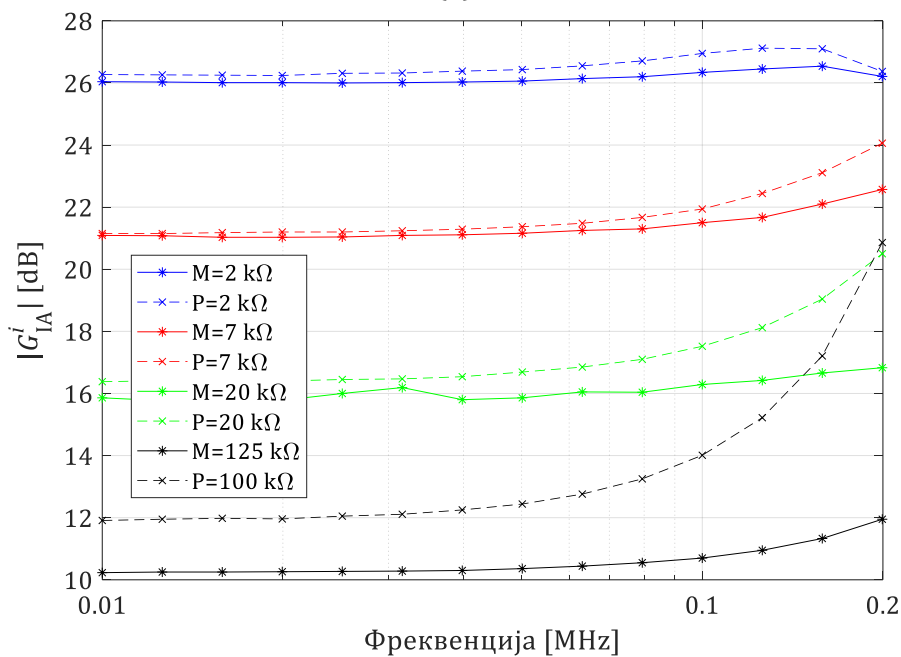
Да би се илустровало поређење између двије реализације, представљена је функција напонског појачања, на слици 4.10. Измјерени су одзиви за коло са потенциометром, као и за коло са мемристором. Анализом резултата са слике 4.10, примијећено је да реализација са потенциометром има доминантне паразитне ефекте за мање вриједности појачања, што одговара већим вриједностима отпорности. Са друге стране, мемристивна кола имају нижу граничну учестаност за мање вриједности отпорности, што одговара већим вриједностима модула напонског појачања.

Да би се стекао бољи увид у ово поређење, представљен је одзив на нижим фреквенцијама (од 10 kHz до 200 kHz), као што је приказано на слици 4.10б. Мемристивно коло има готово идентичну граничну учестаност за скоро све вриједности напонског појачања. Међутим коло са потенциометром има већу граничну учестаност за веће вриједности напонског појачања, и обрнуто. Функција модула напонског појачања мемристивног појачавача је скоро равна на цијелом анализираном фреквенцијском опсегу, са максималним одступањем од око  $\pm 1$  dB. За реализацију са потенциометром максимална девијација је  $\pm 8$  dB. Може се закључити да је мемристор потенцијални кандидат који може замијенити потенциометар за веће вриједности отпорности.

Да би се боље идентификовала појава прескока у модулу појачања око 500 kHz, анализирано је поређење између мемристора и идеалног отпорника (слика 4.11). Симулација кола реализованог помоћу идеалног отпорника је урађена у програмском пакету LTspice [LTspice]. Реализација са идеалним отпорником нема прескок у модулу појачања на око 500 kHz, што значи да су ови прескоци последица паразитних капацитивности потенциометра и мемристора.

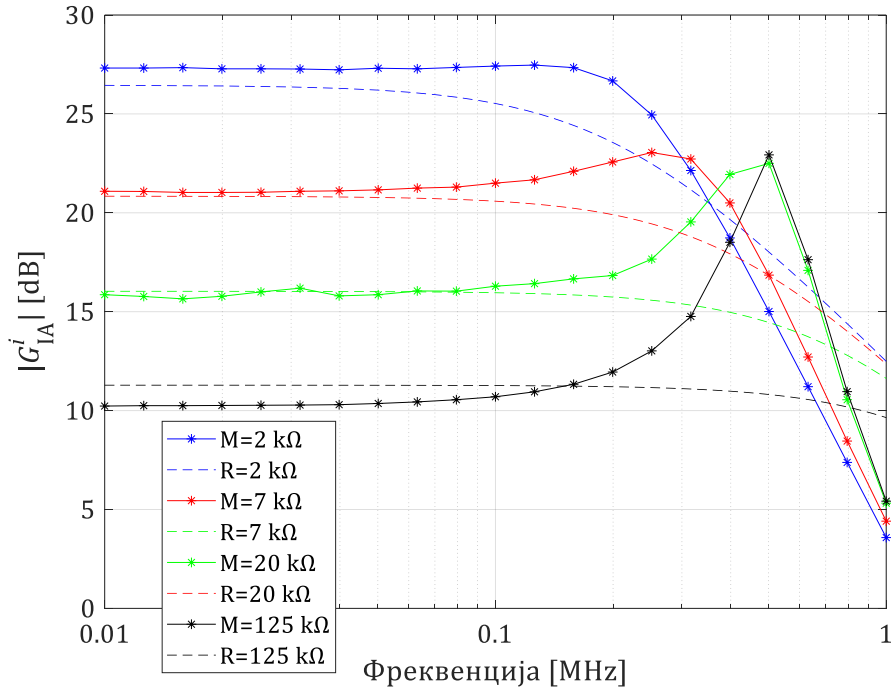


(a)



(б)

**Слика 4.10.** Поређење модула напонског појачања инвертујућег појачавача базираног на мемристору и потенциометру. Анализирани фреквенцијски опсези: (а) 10 kHz – 1 MHz, (б) 10 kHz – 200 kHz. Иницијалне вриједности импеданси су мјерене на 10 kHz за мемристоре и на DC за потенциометре.



**Слика 4.11.** Поређење модула напонског појачања инвертујућег појачавача базираног на мемристору и идеалном отпорнику. Одзив са идеалним отпорником је симулиран, док је одзив кола са мемристором измјерен.

#### 4.2.3 Филтар пропусник високих учестаности

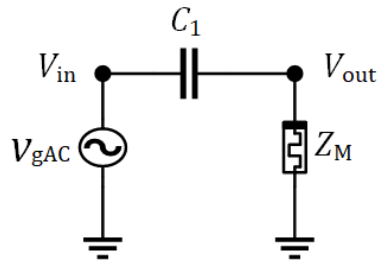
Један од примјера је и филтар пропусник опсега високих учестаности код којег се потенциометар користи да регулише граничну учестаност. У отвореној литератури су доступни теоријски резултати могуће примјене мемристора у филтрима [Tan17, Zha17, Ascoli13].

Реализација филтра са мемристором је предложена на слици 4.12, гдје је изабран кондензатор  $C_1=2$  nF. Лабораторијски прототип је приказан на слици 4.13. При овој експерименталној анализи импедансе сонди осцилоскопа могу бити занемарене. На улазу кола сонда осцилоскопа је паралелно везана напонском генератору, док је кондензатор  $C_1$  изабран тако да његова импеданса буде значајно већа од импедансе сонде осцилоскопа на излазу кола. Да би се боље уочиле разлике у односу на мемристор, филтар је анализиран и у имплементацији са потенциометром.

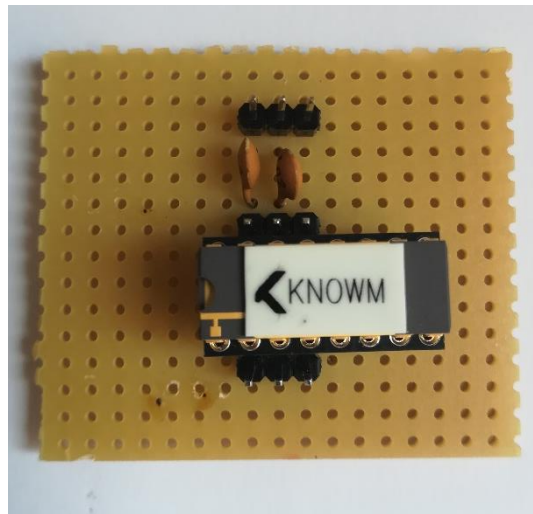
Филтар пропусник високих учестаности са мемристором (потенциометром) има граничну учестаност која је апроксимативно

$$f_{c,\text{HPF}}^i \cong \frac{1}{(2\pi \operatorname{Re}(Z_i(j\omega))C_1)}, \quad i = M, P. \quad (4.12)$$

Паразитни кондензатор мемристора и потенциометра се могу занемарити пошто је њихова капацитивност значајно мања у поређењу са кондензатором  $C_1$ .



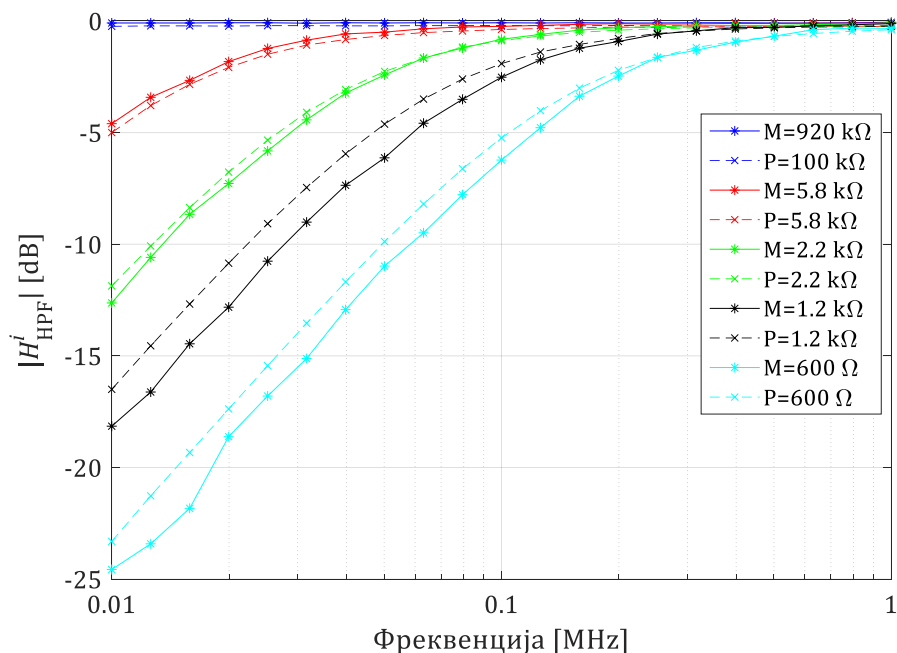
Слика 4.12. Филтар пропусник високих учестаности са мемристором.



Слика 4.13. Лабораторијски прототип кола са слике 4.12.

Да би се илустровало поређење између ове двије реализације, представљен је одзив модула на слици 4.14. За обије имплементације, са потенциометром и мемристором, одзиви су експериментално провјерени. Може се видјети да је одзив модула готово идентичан за обије реализације филтра.





**Слика 4.14.** Поређење амплитудског одзива филтра пропусника високих фреквенција базираног на мемристору и потенциометру. Импедансе су мјерене на 10 kHz за мемристор и на DC за потенциометар.

#### 4.2.4 Помјерач фазе

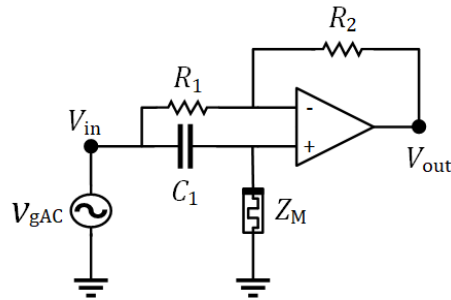
Помјерач фазе је следећи примјер који користи потенциометар да би контролисао вриједност фазног помјераја. Теоријски примјери реализације су доступни у отвореној литератури [Mutlu18].

Реализација помјерача фазе са мемристором је дата на слици 4.15, док је на слици 4.16 приказан лабораторијски прототип. За ову реализацију изабрани су отпорници  $R_1=R_2=47,8 \text{ k}\Omega$  и кондензатор  $C_1=1,2 \text{ nF}$ . Изабрани операциони појачавач је NE5532AP [NE5532AP]. За експерименталну верификацију, импедансе сонди се могу занемарити. На улазу кола, сонда осцилоскопа је паралелно везана напонском генератору, док је излазна импеданса операционог појачавача значајно мања од импедансе сонде осцилоскопа на излазу кола. Након тога, анализирана је и реализација помјерача фазе са потенциометром.

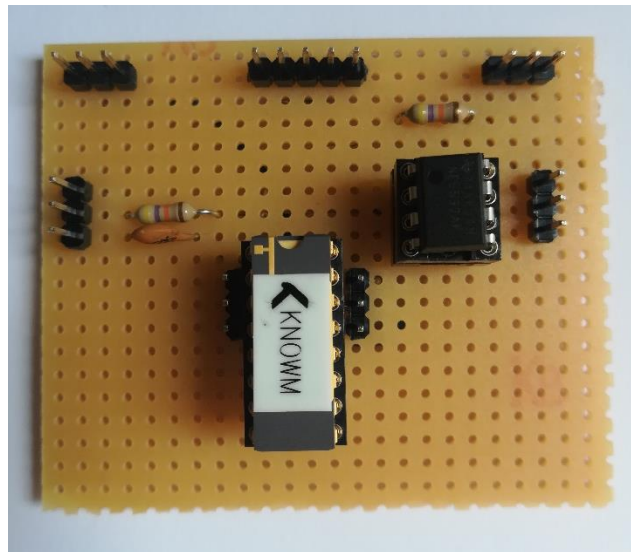
Израз за фреквенцијски одзив је

$$H_{PS}^i(j\omega) = \frac{j\omega C_1 Z_i(j\omega) - 1}{j\omega C_1 Z_i(j\omega) + 1}, \quad i = M, P. \quad (4.13)$$

Вриједност фазног помјераја на жељеној фреквенцији се може прочитати директно са слике 4.17.

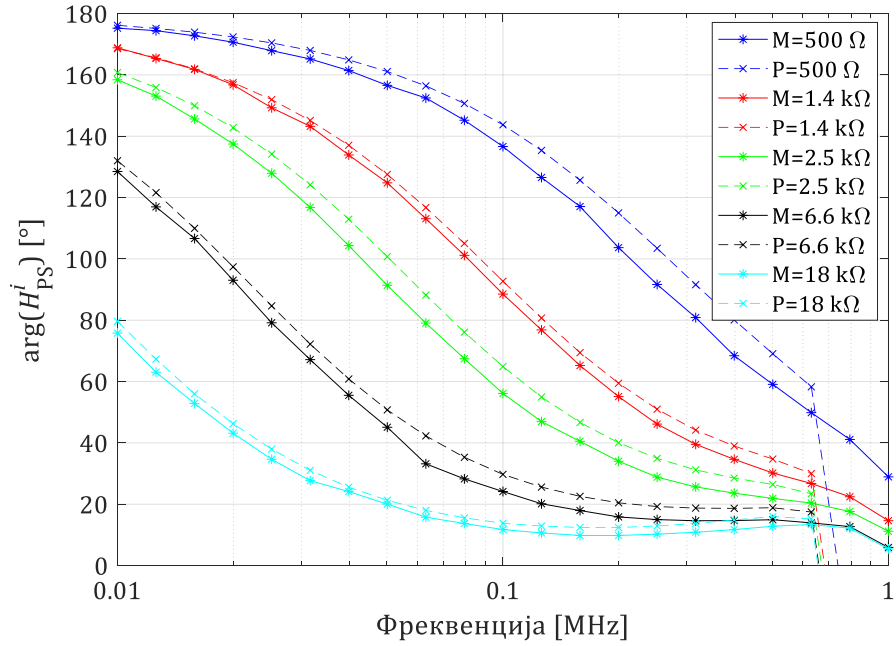


**Слика 4.15.** Помјерач фазе са мемристором.



**Слика 4.16.** Лабораторијски прототип кола са слике 4.15.

Да би се представило поређење између ове двије реализације, на слици 4.17 приказан је фазни одзив. За помјерач фазе, фазни одзиви су експериментално верификовани како за имплементацију на бази потенциометра, тако и за ону на бази мемристора. Са слике 4.17 се може видјети да су фазни одзиви готово идентични за обије реализације. Фазни одзив опада са повећање фреквенције због константне вриједности кондензатора  $C_1$ .



**Слика 4.17.** Поређење фазног помјераја помјерача фазе са мемристором и потенциометром. Импедансе су мјерене на 10 kHz за мемристор, односно на DC за потенциометар.

## 5. Примјена мемристора у реализацији микроталасних филтара

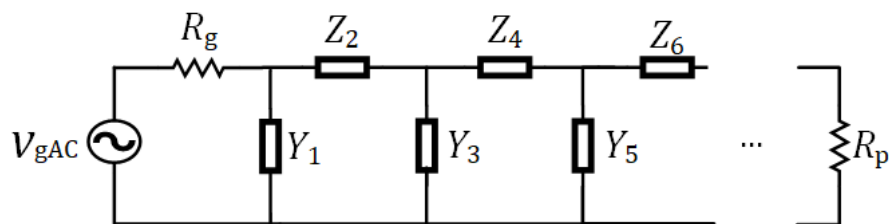
У овом поглављу представљена је употреба мемристора при реализацији микроталасних филтара. Анализирани су филтар са ивичном спрегом, филтар са укосницама и реконфигурабилни филтар. Предложено је да се у реализацији филтара са укосницама и ивичном спрегом мемристор везују на средину централног резонатора са једне стране и масе са друге стране. Циљ је да се оствари потискивање парних хармоника амплитудске карактеристике филтара, као и стабилизација амвелопе излазног сигнала.

У случају реконфигурабилног филтра, анализиран је филтар пропусник два фреквенцијска опсега. Мемристивни прекидачи се у овом случају користе за подешавање радног режима филтра. Могуће је одабрати четири режима рада: филтар пропусник нижег опсега, филтар пропусник вишег опсега, пропусник оба опсега и филтар непропусник опсега. Овај филтар је погодан и за анализу утицаја програмирања једног мемристора на друге мемристоре у филтру. Циљ је показати да је мемристоре могуће програмирати независно, односно без међусобног утицаја.

Први корак у пројектовању је спецификација филтра. На основу спецификације филтра се бира апроксимација, односно аналитички израз фреквенцијског одзива. За усвојену апроксимацију се образује шема са идеалним елементима. Најчешће се полази од шеме са концентрисаним елементима: калем, кондензатор, отпорник, а даље се шема трансфигурише коришћењем инвертора, секција водова и спрегнутих водова. Симулациони модел филтра се добија замјеном идеалних елемената моделима стварних компоненти циљне технологије. Оптимизација филтра се обавља коришћењем симулационог модела у софтверским алатима [Петро10].

Заједничко за сва три филтра је да је коришћена апроксимација функције Чебишевљевином полиномима. Такође, сва три филтра су пропусници опсега учестаности.

Љествичаста шема је најважнија у пројектовању пасивних филтара, слика 5.1. Шема филтра са идеалним елементима може се састојати од више каскадних веза мањих мрежа.



Слика 5.1. Љествичаста шема.

Прототип филтра је љествичаста  $LC$ -шема филтра пропусника ниских учестаности, са идеалним елементима. Гранична угаона учестаност прототипа филтра је  $\Omega_p = \Omega_p^{\text{proto}} = 1 \text{ rad/s}$ . Филтар је прикључен на генератор унутрашње отпорности  $R_g = R_p^{\text{proto}} = 1 \Omega$ .

Нормализовани параметри елемената прототипа са Чебишевљевој апроксимацијом су

$$z = \ln\left(\operatorname{cth}\frac{A_p[\text{dB}]}{17,37}\right), x = \operatorname{sh}\frac{z}{2n},$$

$$a_i = \sin\left(\frac{2i-1}{2n}\pi\right), b_i = x^2 + \sin^2\frac{i\pi}{n}, i = 1, 2, \dots, n,$$

$$g_0 = 1, \quad g_1 = 2\frac{a_1}{x}, \quad g_i = \frac{4a_{i-1}a_i}{b_{i-1}g_{i-1}}, \quad i = 2, 3, \dots, n, \quad (5.1)$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & \text{за } n \text{ непарно} \\ \operatorname{cth}^2\frac{z}{4}, & \text{за } n \text{ парно} \end{cases}$$

$$L_k^{\text{proto}} = g_k \frac{R_g^{\text{proto}}}{\Omega_p^{\text{proto}}}, \quad (5.2)$$

$$C_k^{\text{proto}} = g_k \frac{\Omega_p^{\text{proto}}}{R_g^{\text{proto}}}, \quad (5.3)$$

$$R_p^{\text{proto}} = \begin{cases} g_{n+1}R_g^{\text{proto}}, & \text{ако је посљедњи елемент кондензатор} \\ \frac{1}{g_{n+1}}R_g^{\text{proto}}, & \text{ако је посљедњи елемент калем.} \end{cases} \quad (5.4)$$

За полиномску трансфер функцију, прототип се састоји од редно везаних калемова и паралелно везаних кондензатора, што значи да су импедансе са слике 5.1 у овом случају калемови, а адмитансе су кондензатори. У случају филтра пропусника високих учестаности, кондензатори и калемови мијењају мјеста у односу на прототип филтра. За случај филтра пропусника опсега учестаности  $\Omega_{p1} < \omega < \Omega_{p2}$ , потребно је да се у прототипу филтра сваки паралелно везани коондензатор замијени паралелном везом кондензатора капацитивности [Potre19, Hong11]

$$C_k^{\text{BP}} = \frac{R_g^{\text{proto}}}{R_g} \frac{\Omega_p^{\text{proto}}}{\Omega_{p2} - \Omega_{p1}} C_k^{\text{proto}}, \quad (5.5)$$

и калема индуктивности

$$L_k^{\text{BP}} = \frac{1}{C_k^{\text{BP}} \Omega_{p2} \Omega_{p1}}, \quad (5.6)$$

а сваки редни калем замијени редном везом калема индуктивности

$$L_k^{\text{BP}} = \frac{R_g}{R_g^{\text{proto}}} \frac{\Omega_p^{\text{proto}}}{\Omega_{p2} - \Omega_{p1}} L_k^{\text{proto}}, \quad (5.7)$$

и кондензатора капацитивности

$$C_k^{BP} = \frac{1}{L_k^{BP} \Omega_{p2} \Omega_{p1}}. \quad (5.8)$$

Из  $LC$ -шеме је могуће добити шему са секцијама водова и спрегнутим водовима. Таласна дужина на воду  $\lambda_{g0}$ , као и таласна дужина у вакууму  $\lambda_0$  одређују се на резонантној кружној учестаности резонатора  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  која је једнака централној кружној учестаности филтра [Petro10].

Редни  $LC$ -резонатор може се замијенити секцијама водова на два начина. Први начин је огранком кратко спојеног вода чија је дужина  $l = k \frac{\lambda_{g0}}{2}$  ( $k=1, 2, 3\dots$ ). Улазна импеданса редог  $LC$ -резонатора, односно реализације помоћу огранка кратко спојеног вода је

$$Z_{us} = jX_{us} = j \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \frac{k\pi Z_c}{2} \left( \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2, \quad (5.9)$$

при чему је  $Z_c$  карактеристична импеданса вода, а  $X_s$  представља редну реактансу. Други начин замјене редног  $LC$ -резонатора је отвореним огранком вода чија је дужина  $l = (2k - 1) \frac{\lambda_{g0}}{4}$  ( $k=1, 2, 3\dots$ ). Улазна импеданса редног  $LC$ -резонатора, односно реализације помоћу отвореног огранка вода је:

$$Z_{us} = jX_{us} = j \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \frac{(2k - 1)\pi Z_c}{4} \left( \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2. \quad (5.10)$$

Паралелни  $LC$ -резонатор се такође може замијенити секцијама водова коришћењем огранка кратко спојеног вода и отвореним огранком вода. За случај замјене паралелног  $LC$ -резонатора отвореним огранком вода, улазна адмитанса  $Y_{up}$  је

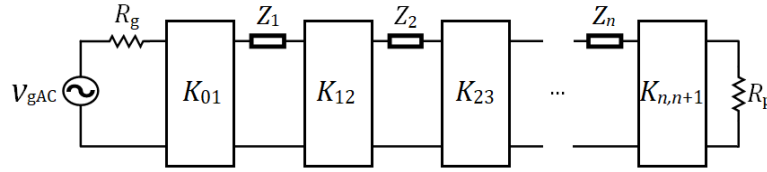
$$Y_{up} = jB_{up} = j \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \frac{k\pi Y_c}{2} \left( \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2, \quad (5.11)$$

гдје  $B_{up}$  означава суцептансу резонатора. Када се паралелни  $LC$ -резонатор замијени помоћу огранка кратко спојеног вода, улазна адмитанса је

$$Y_{up} = jB_{up} = j \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \frac{(2k - 1)\pi Y_c}{4} \left( \frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2. \quad (5.12)$$

Код реализације филтара пропусника опсега, важну улогу играју имитансни инвертори. Имитансни инвертори се користе за трансфигурације  $LC$  шема. Инвертори омогућавају да осцилаторна кола буду само у редним или само у паралелним гранама, чиме се омогућава промјена топологије филтра, нпр у микротракастој реализацији. Имитансни инвертори се замјењују четвртталасним трансформатором који представља одсјечак идеалног вода без губитака дужине  $l = \lambda_{g0}/4$ , односно електричне дужине  $\theta_0 = \pi/2$  на учестаности  $f_0 = \omega_0/(2\pi)$ . Својство инверзије имитансе важи тачно на учестаности на којој је дужина вода једнака четвртини таласне дужине, али се може сматрати да важи и у уском опсегу око ове учестаности.

Реализација филтра пропусника опсега учестаности са импедансним инверторима и резонаторима у редним гранама је приказана на слици 5.2.



**Слика 5.2.** Општа шема реализације полиномског филтра помоћу импедансних инвертора.

Релативна ширина пропусног опсега филтра  $B_\Delta$  је

$$B_\Delta = \frac{2\pi(f_2 - f_1)}{\sqrt{2\pi(f_2 f_1)}}, \quad (5.13)$$

гдје су  $f_1$  и  $f_2$  доња и горња фреквенција пропусног опсега,  $g_0, g_1, \dots, g_n$  су номинални параметри елемената прототипа са Чебишевљевој апроксимацијом филтра реда  $n$ .

Параметри  $K_{j,j+1}$  су

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_g B_\Delta x_1}{\Omega_p^{\text{proto}} R_g^{\text{proto}} C_1^{\text{proto}}}}, \quad (5.14)$$

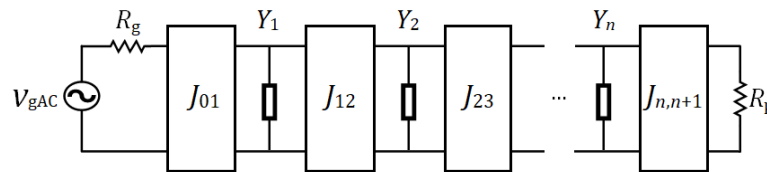
$$K_{j,j+1} = \frac{B_\Delta}{\Omega_p^{\text{proto}}} \sqrt{\frac{x_j x_{j+1}}{L_j^{\text{proto}} C_{j+1}^{\text{proto}}}}, \text{ за } j = 1, \dots, n-1, \quad (5.15)$$

$$K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_p B_\Delta x_n}{\Omega_p^{\text{proto}} R_p^{\text{proto}} C_n^{\text{proto}}}}, \quad (5.16)$$

гдје је  $L_j$  индуктивност, а  $C_j$  капацитивност редног резонатора импедансе  $Z_j$ , а  $x_j$  је

$$x_j = \frac{\omega_0}{2} \frac{dX_j(\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_0}, \text{ за } j = 1, \dots, n. \quad (5.17)$$

Реализација филтра пропусника опсега учестаности са адмитансним инверторима и резонаторима у паралелним гранама је приказана на слици 5.3.



**Слика 5.3.** Општа шема реализације полиномског филтра помоћу адмитансних инвертора.

Параметри  $J_{jj+1}$  су

$$J_{01} = \sqrt{\frac{B_{\Delta} b_1}{R_g \Omega_p^{\text{proto}} R_g^{\text{proto}} C_1^{\text{proto}}}}, \quad (5.18)$$

$$J_{j,j+1} = \frac{B_{\Delta}}{\Omega_p^{\text{proto}}} \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{L_j^{\text{proto}} C_{j+1}^{\text{proto}}}}, \text{ за } j = 1, \dots, n-1, \quad (5.19)$$

$$J_{n,n+j} = \sqrt{\frac{B_{\Delta} b_n}{R_p \Omega_p^{\text{proto}} R_p^{\text{proto}} C_n^{\text{proto}}}}, \quad (5.15)$$

гдје је  $L_j$  индуктивност, а  $C_j$  капацитивност паралелног резонатора адмитансе  $Y_j$ , а  $b_j$  је

$$b_j = \frac{\omega_0}{2} \left. \frac{dB_j(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0}, \text{ за } j = 1, \dots, n. \quad (5.20)$$

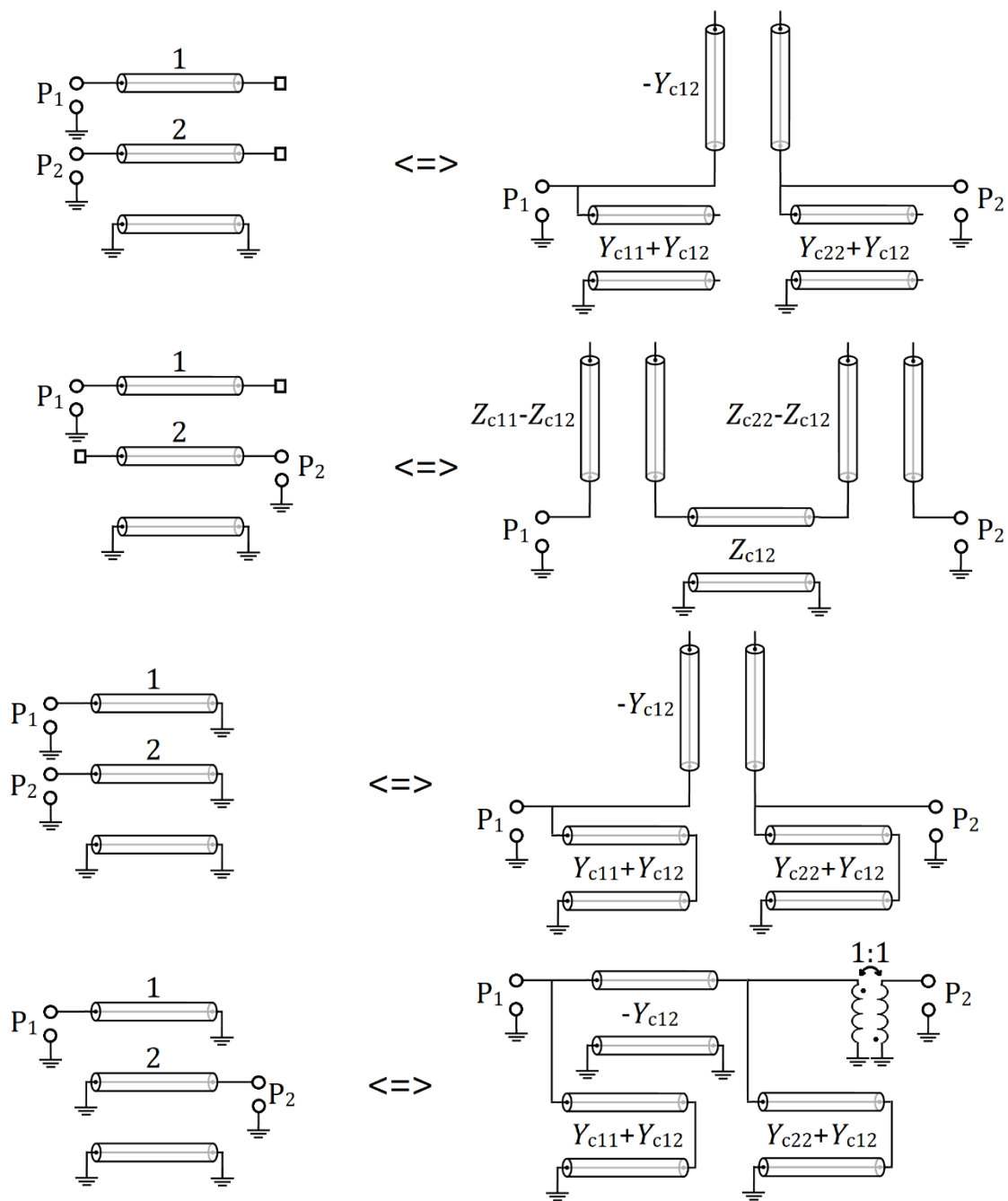
Карактеристична импеданса четвртталасног одсјечка идеалног вода је  $Z_c=K$ , односно карактеристична адмитанса је  $Y_c=J$ .

Још једна од веома корисних еквиваленција при пројектовању филтара је еквиваленција између спрегнутих и неспрегнутих водова. На слици 5.4 приказане су одговарајуће еквиваленције [Potre19]. Матрична карактеристична импеданса пара спрегнутих водова је

$$[\mathbf{Z}_c] = \begin{bmatrix} Z_{c11} & Z_{c12} \\ Z_{c21} & Z_{c22} \end{bmatrix} = [\mathbf{Y}_c]^{-1}, \quad (5.21)$$

а одговарајуће еквивалентне импедансе, односно адмитансе су означене на слици 5.4.



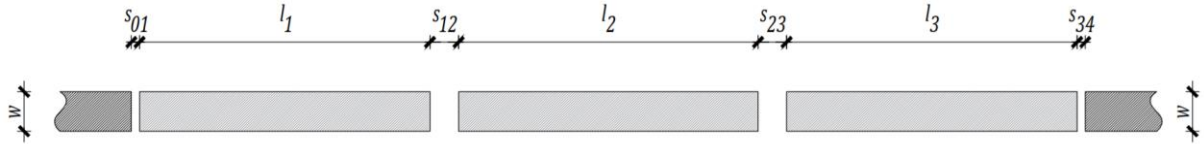


Слика 5.4. Еквивалентне представе пара спрегнутих водова.

### 5.1 Филтар са ивичном спрегом

Филтар са ивичном спрегом (слика 5.5) је први филтар код кога се разматра примјена мемристора. Анализирани филтар састоји се од три резонатора, док је у генералној конфигурацији тај број произвољан ( $n$ ). На централној фреквенцији филтра

дужина резонатора одговара половини таласне дужине. Филтар је реализован у микротракастој техници. Резонатори су отворени на оба краја. Спрега између резонатора остварује се кроз процјепе између два сусједна резонатора, односно претежно је капацитивна.



Слика 5.5. Филтар са ивичном спрегом.

При дизајну овог филтра полази се од љествичасте мреже филтра пропусника опсега учестаности, и она се даље трансфигурише коришћењем имитансних инвертора. Једначине филтра су [Hong11, Potre19]

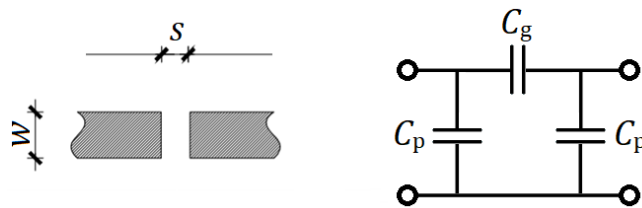
$$\frac{J_{01}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{B_{\Delta}}{g_0 g_1}}, \quad (5.22)$$

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi B_{\Delta}}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, \quad j = 1 \text{ до } n - 1, \quad (5.23)$$

$$\frac{J_{n,n+1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{B_{\Delta}}{g_n g_{n+1}}}. \quad (5.24)$$

$J_{j,j+1}$  представљају карактеристичне адмитансе имитансних инвертора, док је  $Y_0$  карактеристична адмитанса микротракастих водова (уводника и резонатора).

Процјепи између водова могу се еквивалентирати са  $\pi$ -мрежом кондензатора као што је приказано на слици 5.6.



Слика 5.6. Процјеп између микротракастих водова

Под претпоставком да су процјепи савршени, сушцептансе  $B_{j,j+1}$  и електричне дужине  $\theta_j$  су

$$\frac{B_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}}{1 - \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2}, \quad (5.25)$$

односно

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[ \arctg \left( \frac{2B_{j,j-1}}{Y_0} \right) + \arctg \left( \frac{2B_{j,j+1}}{Y_0} \right) \right] \text{ rad}, \quad (5.26)$$

при чему се  $B_{j,j+1}$  и  $\theta_j$  рачунају на централној фреквенцији филтра  $f_0$ .

Процјепи којима се спрежу резонатори означени са  $s_{jj+1}$  (слика 5.5) се могу одредити на основу симулације у софтверу AWR Microwave Office [MWO]. Вриједности редно везаних капацитивности се могу одредити из

$$C_g^{j,j+1} = \frac{B_{j,j+1}}{2\pi f_0}. \quad (5.27)$$

Физичке дужине резонатора су

$$l_j = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \theta_j - \Delta l_j^{e1} - \Delta l_j^{e2}, \quad (5.28)$$

гдје је  $\lambda_{g0}$  је таласна дужина на воду која одговара централној фреквенцији пропусног опсега филтра. Потребно је да дужина резонатора буде нешто краћа од четвртине таласне дужине због ефекта паразитне капацитивности отвореног краја вода, што је еквивалентно продужетку који је реда величине дебљине супстрата.  $\Delta l_j^{e1,e2}$  представља корективну дужину која је последица ефекта отворених крајева на оба краја резонатора  $j$ . Пошто су паралелне капацитивности  $C_p^{j,j+1}$  повезане са редним капацитивностима  $C_g^{j,j+1}$ , као што је приказано на слици 5.6, оне се такође одређују након што се ураде прорачуни коришћењем једначине (5.26) за одговарајући процјеп. Корективне дужине, које су последице отворених крајева водова, се могу одредити из

$$\Delta l_j^{e1} = \frac{f_0 C_p^{j-1,j} \lambda_{g0}}{Y_0}, \quad (5.29)$$

$$\Delta l_j^{e2} = \frac{f_0 C_p^{j,j+1} \lambda_{g0}}{Y_0}. \quad (5.30)$$

Филтар је пројектован за рад на централној фреквенцији  $f = 6 \text{ GHz}$ , док је ширина пропусног опсега  $B = 235 \text{ MHz}$ . Филтар је реализован на подлози релативне пермитивности  $\epsilon_r = 10,8$ , дебљине  $h = 1,27 \text{ mm}$  и дебљине бакра  $t = 20 \text{ }\mu\text{m}$ . Након почетног прорачуна, димензије филтра су незнатно модификоване у AWR Microwave Office [MWO] софтверу, а финалне вриједности параметара су наведене у Табели 5.1.

**Табела 5.1.** Параметри филтра са ивичном спрегом.

Ознака	$l_1$	$l_2$	$l_3$	$w$	$S_{01}=S_{34}$	$S_{12}=S_{23}$
Вриједност	8,148 mm	8.399 mm	8,148 mm	1,1 mm	0,057 mm	0,801 mm

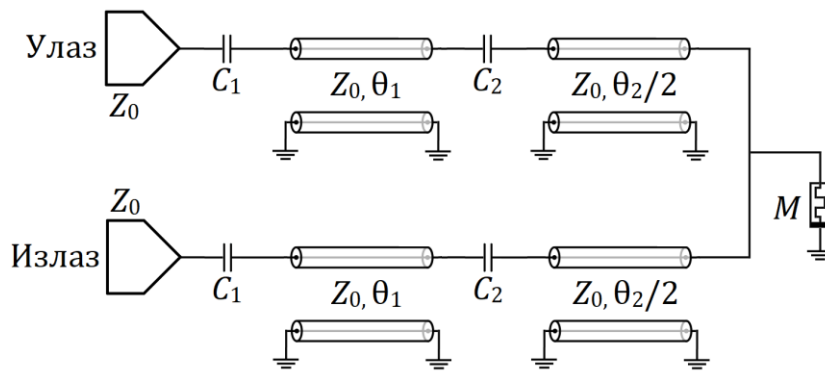
Филтар са слике 5.5 је модификован додавањем мемристора. Циљ је пресећи филтар по оси симетрије и на мјесто пресека повезати мемристор, слика 5.7.

Мемристор је нелинеарна компонента, али на РФ/микроталасним фреквенцијама се струјно-напонска карактеристика (Лисажуова фигура у облику осмице) мемристора

дегенерише у дуж која пролази кроз координатни почетак, што значи да се мемристор на тим фреквенцијама понаша линеарно. Са друге стране, настојање да се у практичној реализацији користи мемристор, а не отпорник, потиче отуда што мемристор заузима много мање простора на плочици, и има могућност подешавања произвољне отпорности тј. мемристансе. Такође, при радном режиму мемристор не захтијева једносмјерни напон, за разлику од PIN диода.

Анализа се врши у фреквенцијском и временском домену. Анализа у временском домену урађена је помоћу LTspice [LTspice] програма који у себи не садржи компоненте које моделују спрегнуте водове. Умјесто модела спрегнутих водова и процјепца коришћени су обични водови, а спрега је моделована редно везаним кондензаторима (слика 5.7).

За потребе симулације у софтверу AWR Microwave Office је умјесто мемристора коришћен отпорник у циљу приказивања  $S$ -параметара. Вриједности параметара филтра са слике 5.7 су:  $C_1=0,114$  pF,  $C_2=0,021$  pF,  $\theta_1=166,1^\circ$ ,  $\theta_2=175,46^\circ$ ,  $Z_0=50$   $\Omega$ ,  $M=10$   $\Omega$ .



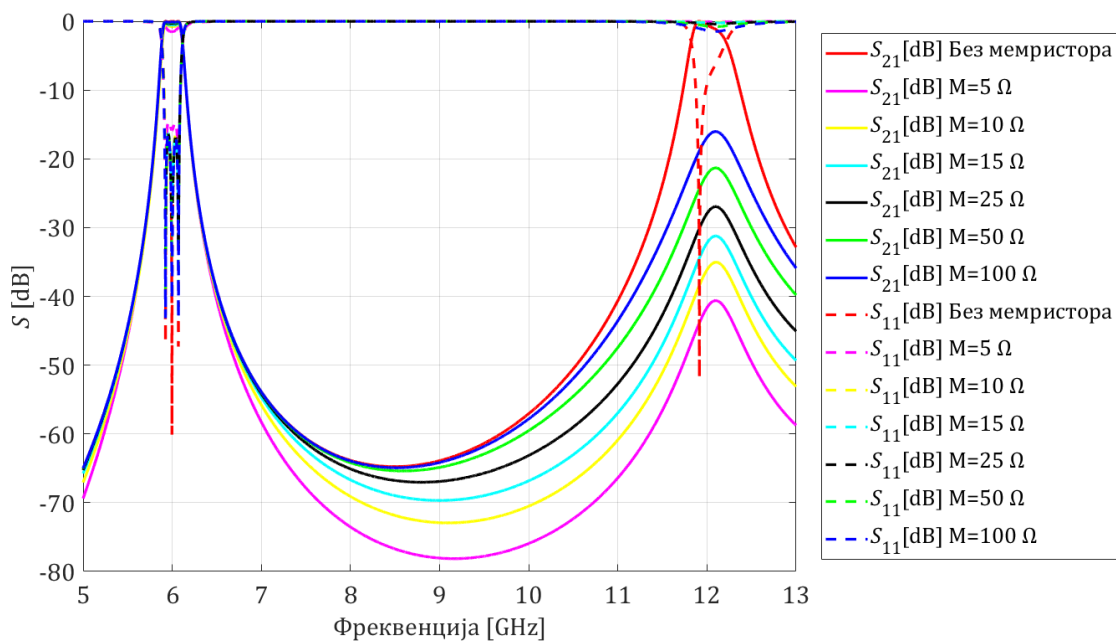
**Слика 5.7.** Еквивалентна шема филтра са ивичном спрегом и мемристором у софтверу AWR Microwave Office.

На слици 5.8 је приказано поређење  $S$ -параметара филтра са ивичном спрегом у случајевима када је вриједност мемристансе 5  $\Omega$ , 10  $\Omega$ , 15  $\Omega$ , 25  $\Omega$ , 50  $\Omega$ , 100  $\Omega$ , као и случај када нема мемристора. Са слике 5.8а се види да је за мање вриједности мемристансе веће потискивање нежељеног пропусног опсега (на 12 GHz), али је примјетно и слабљење сигнала и у жељеном пропусном опсегу, слика 5.8б. За случај без мемристора, филтар пропушта сигнале на обије фреквенције ( $f=6$  GHz и  $f=12$  GHz) [Marko16].

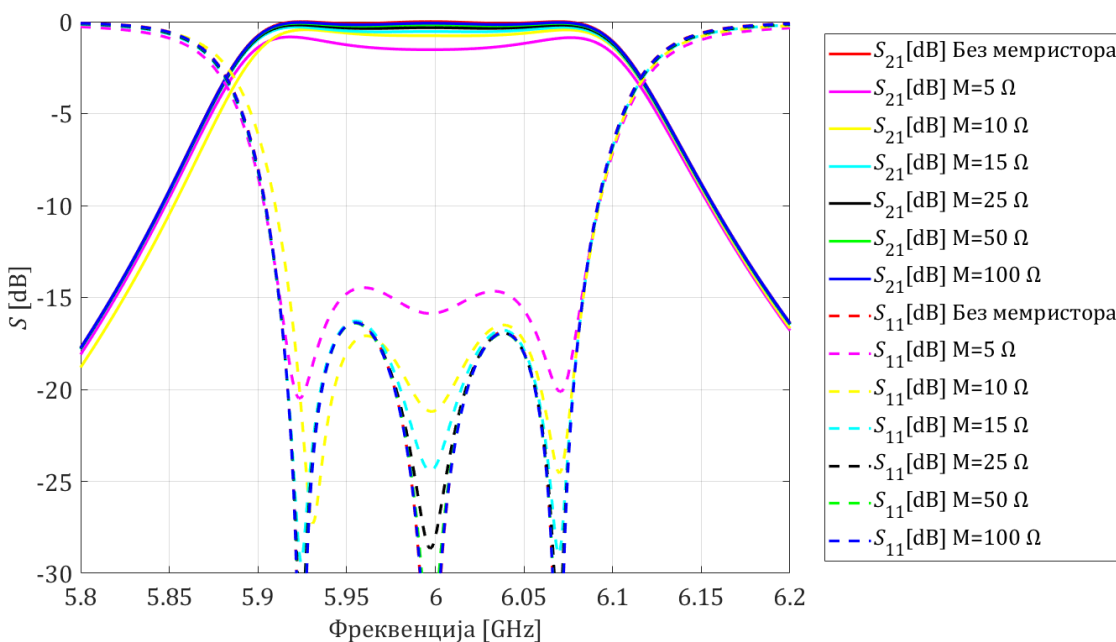
Временска анализа је урађена у програму LTspice [LTspice]. На шеми са слике 5.9 коришћен је Биолоков модел мемристора [Biol13], који је једним својим крајем везан за средину централног резонатора, а другим крајем за масу. Централни вод је подијељен на два дијела. Посматра се идеалан мемристор и идеализовано коло, како би се потврдила функционалност предложене реализације.

На слици 5.10 је приказан излазни напон филтра са ивичном спрегом, у случајевима кад нема мемристора (означен плавом бојом), и када постоји мемристор чија је иницијална вриједност отпорности 10  $\Omega$  (означен црвеном бојом). Побудни сигнал је простопериодичан амплитуде 2 V док су фреквенције 6 GHz и 12 GHz.

Напон на излазу филтра једнак је суперпозицији сигнала на фреквенцијама од 6 GHz и 12 GHz. Уочава се да у случају филтра без мемристора спектрална компонента на 12 GHz има значајну амплитуду. За случај филтра са мемристором, на излазу је простопериодичан сигнал фреквенције од 6 GHz, док је амплитуда сигнала на фреквенцији од 12 GHz практично потиснута.

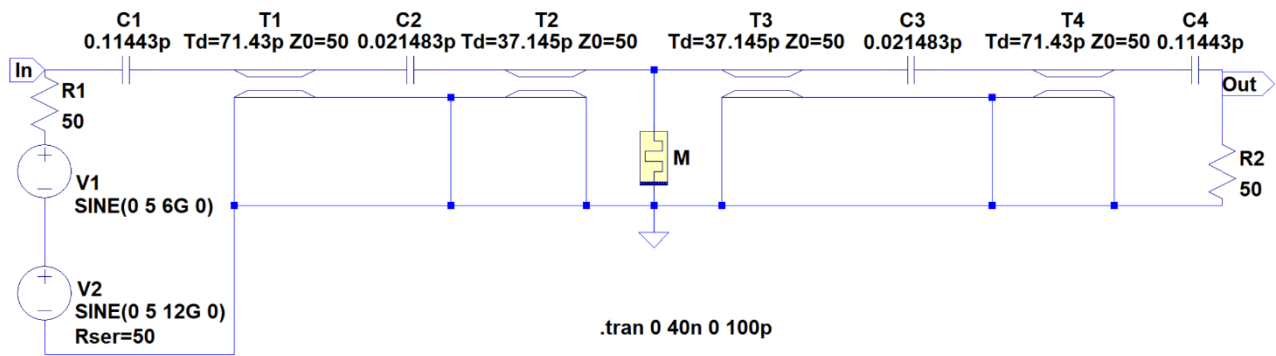


(a)

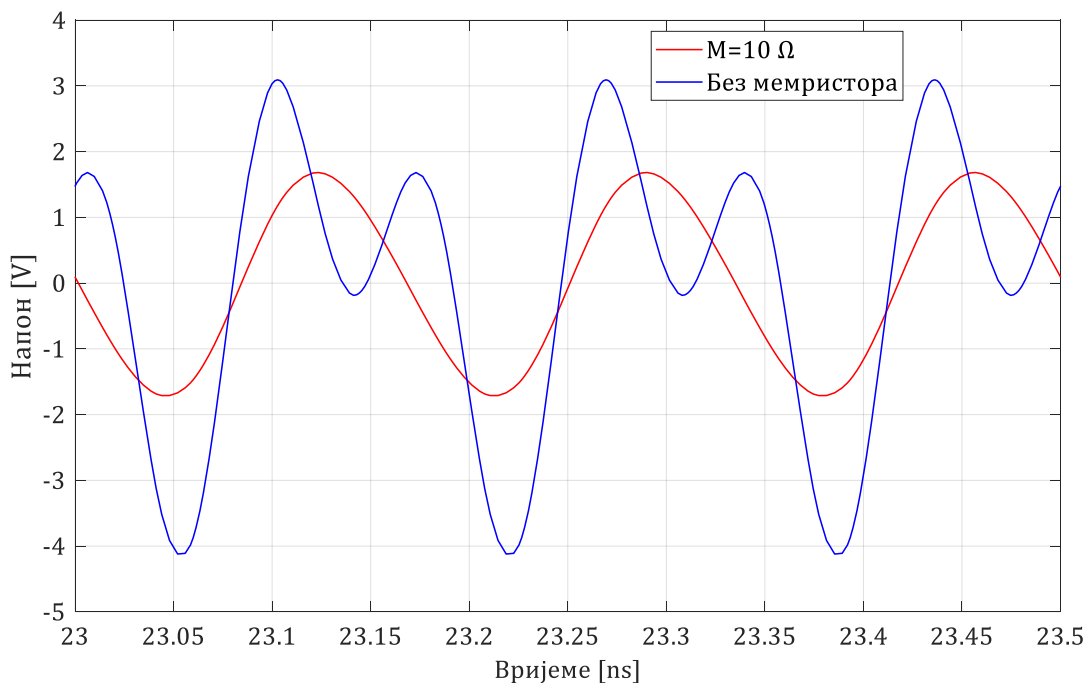


(б)

**Слика 5.8.** Поређење  $S$ -параметара филтра са ивичном спрегом за случај без мемристора, и за мемристансу вриједности од 5, 10, 15, 25, 50 и 100  $\Omega$  у (а) ширем и (б) ужем фреквенцијском опсегу.

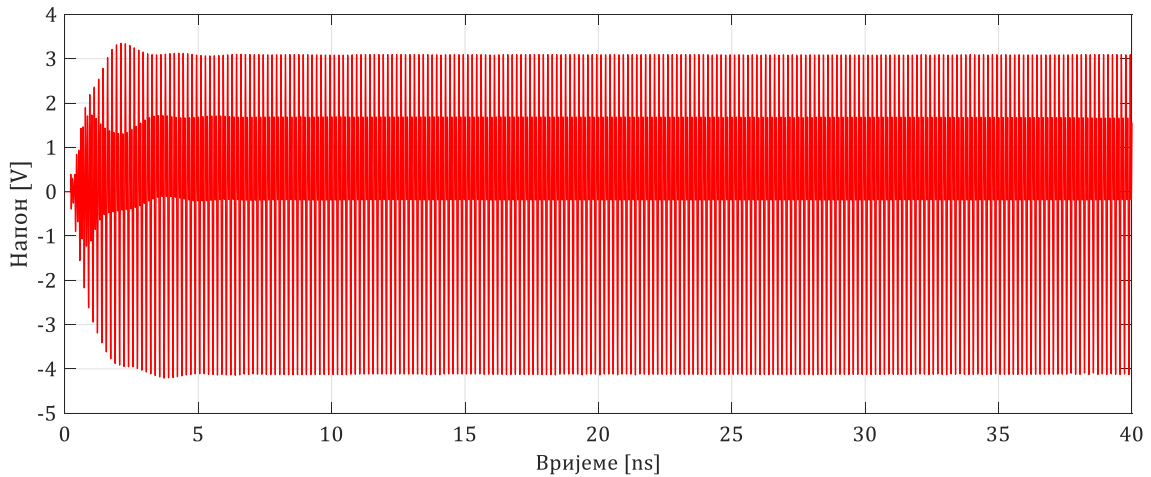


Слика 5.9. Еквивалентна шема филтра са ивичном спрегом са кондензаторима у LTspice.

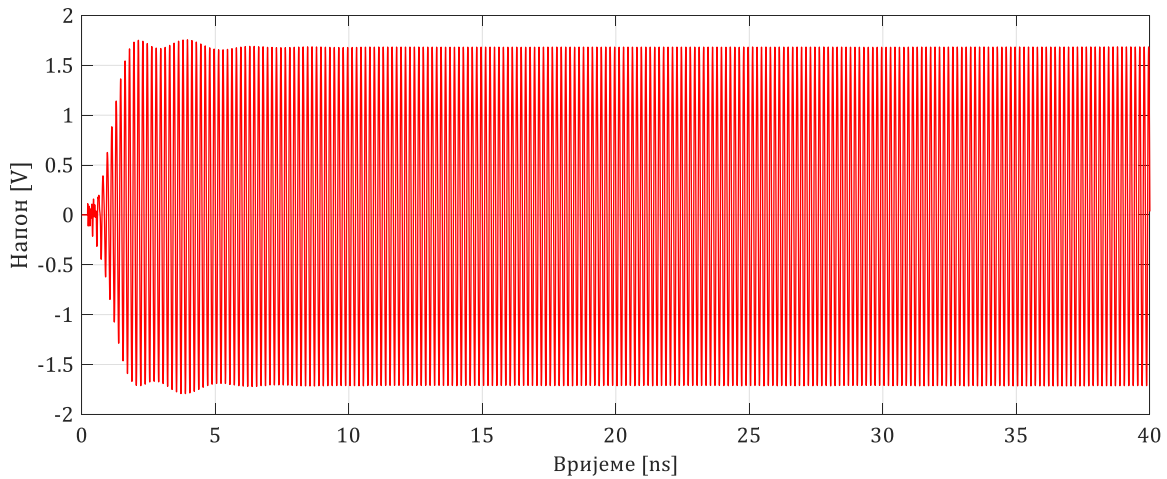


Слика 5.10. Излазни напон филтра са ивичном спрегом за случај без мемристора, и са мемристором мемристансе од 10  $\Omega$ .

На слици 5.11а је приказан излазни напон филтра са ивичном спрегом без мемристора у временском интервалу од 40 ns. Затим је на слици 5.11б приказан излазни напон филтра са мемристором са иницијалном мемристансом од 10  $\Omega$ , на интервалу од 40 ns.



(а)

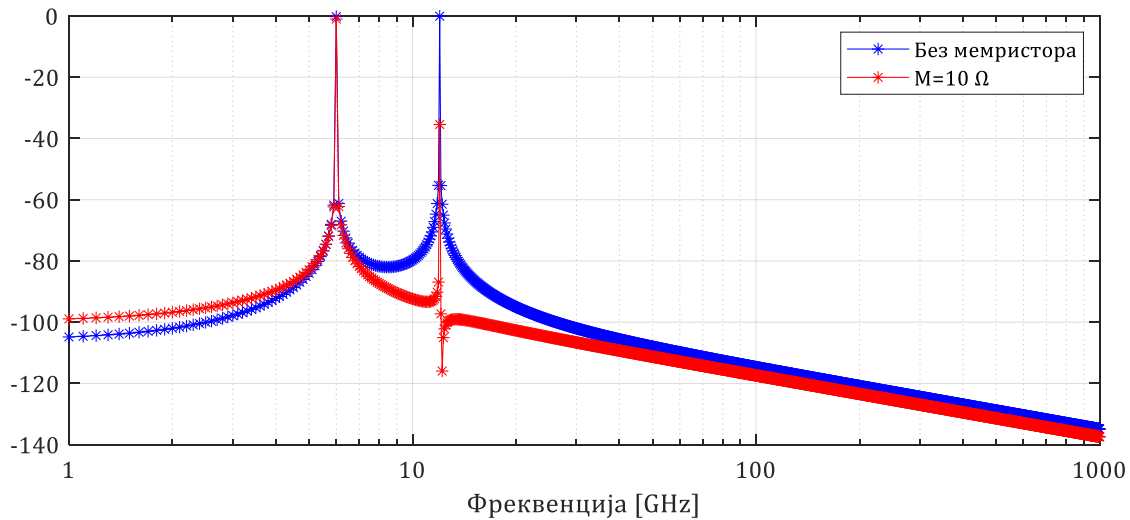


(б)

**Слика 5.11.** Излазни напон филтра са ивичном спрегом на интервалу од 40 ns, (а) без мемристора и (б) са мемристором мемристансе од 10  $\Omega$ .

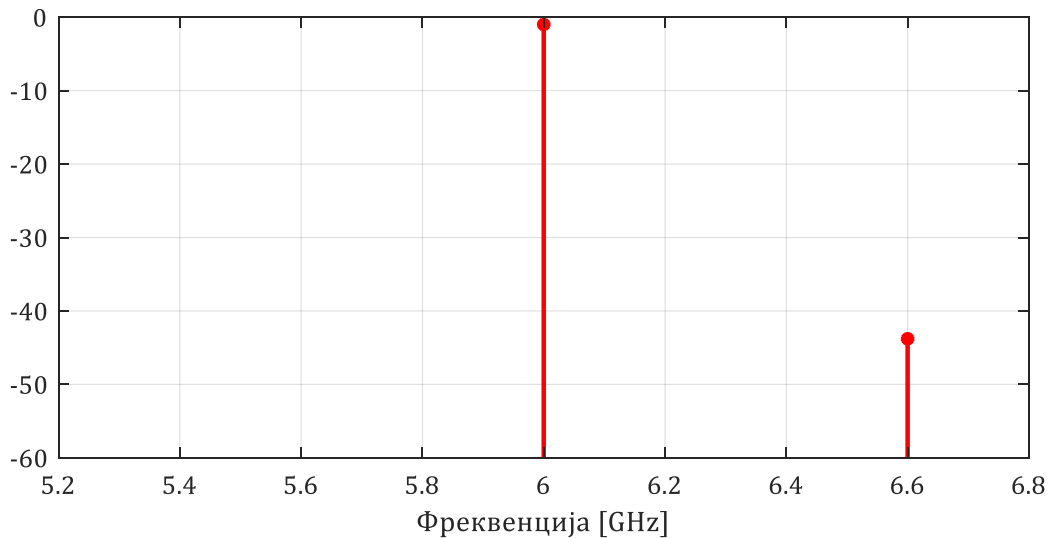
На основу резултата претходне двије симулације, закључује се да нема значајне промјене излазног сигнала у смислу стабилизације анvelope. У оба случаја анvelope постаје стабилна након 20 ns. Разлог је вријеме пропагације сигнала дуж водова филтра.

На слици 5.12 је приказан амплитудски спектар излазног сигнала филтра са ивичном спрегом за случај побудних сигнала на учетаностима 6 и 12 GHz. Плавом бојом је означен излазни сигнал филтра без мемристора, а црвеном бојом филтра са мемристором иницијалне вриједности отпорности од 10  $\Omega$ . Амплитуда улазног сигнала је 2 V.



**Слика 5.12.** Амплитудски спектар излазног сигнала филтра са ивичном спрегом, за случај филтра без мемристора, и са мемристором мемристансе од  $10 \Omega$ . Побудни сигнали су простопериодични амплитуде  $2 \text{ V}$  и фреквенција  $6$  и  $12 \text{ GHz}$ .

Амплитудски спектар излазног напона филтра са ивичном спрегом, у опсегу од  $5,2 \text{ GHz}$  до  $6,8 \text{ GHz}$ , приказан је на слици 5.13. Побудни сигнали су простопериодични амплитуда  $2 \text{ V}$  и фреквенција  $6 \text{ GHz}$  и  $6,6 \text{ GHz}$ . Овај примјер показује да је коришћени Биолоков модел мемристора [Biol13] примјенљив и за случај побудних сигнала који су на блиским фреквенцијама.



**Слика 5.13.** Амплитудски спектар излазног сигнала филтра са ивичном спрегом, за случај са мемристором од  $10 \Omega$ , у опсегу од  $5,2 \text{ GHz}$  до  $6,8 \text{ GHz}$ . Побудни сигнали су простопериодични амплитуда  $2 \text{ V}$ , фреквенција  $6$  и  $6,6 \text{ GHz}$ .

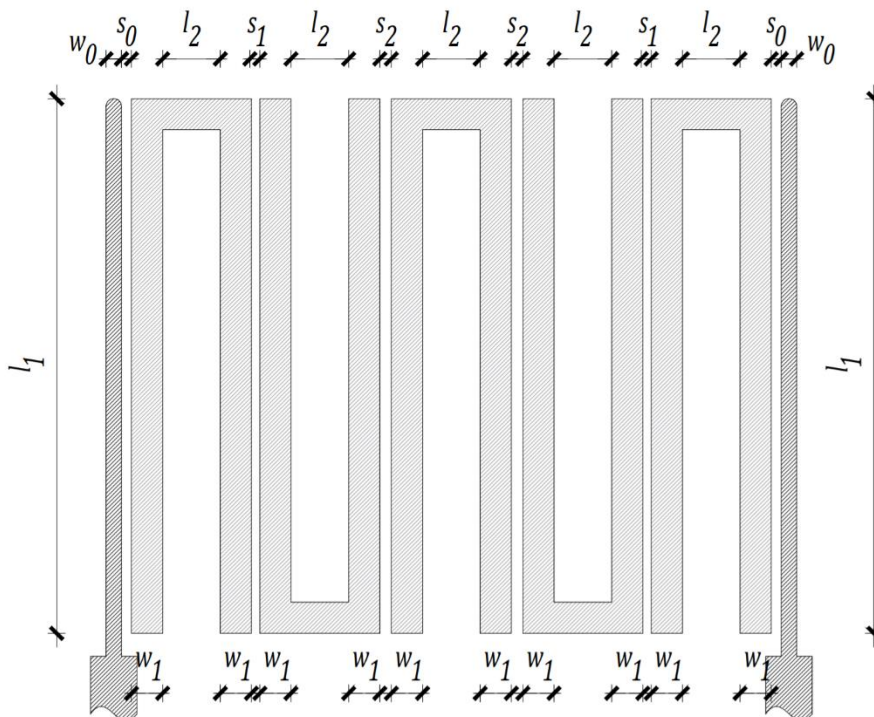


Уочава се да је нежељени пропусни опсег потиснут у случају филтра са мемристором иницијалне мемристансе од  $10 \Omega$ . Смањивањем иницијалне вриједности мемристансе повећава се слабљење сигнала у пропусном опсегу. Повећавањем иницијалне мемристансе мемристора, потискивање нежељеног пропусног опсега је слабије.

## 5.2 Филтар са укосницама

При дизајну филтра са паралелно спрегнутим полуталасним резонаторима полази се од еквивалентне шеме која одговара и филтру са ивичном спрегом (слика 5.1). Такође, први корак трансфигурације филтра са паралелно спрегнутим полуталасним резонаторима је коришћењем имитансних инвертора, па стога важе релације (5.18) до (5.20) [Hong11]. Међутим, реализација ова два типа филтара је другачија, односно резонатори су у једном случају постављени редно, а у другом паралелно. Пошто је циљ да филтар буде што компактнији, тј. да заузима што мањи простор на штампаној плочици, прибјегава се минијатуризацији. Један од начина минијатуризације је савијање полуталасног резонатора у облик латиничног слова U. На тај начин се од филтра са паралелно спрегнутим полуталасним резонаторима добија филтар са укосницама [Petro10], слика 5.14.

Као примјер узет је филтар са укосницама петог реда, реализован у тракастој техници. Филтар је модификован додавањем мемристора у циљу потискивања нежељеног пропусног опсега.



Слика 5.14. Филтар са укосницама.

Када се резонатори савију, њихове дужине и даље остају једнаке половини таласне дужине. Међутим, због геометрије, дужине спрегнутих секција су краће од четвртине таласне дужине. Такође, ако је растојање између крака резонатора након пресавијања мање од  $5h$  ( $h$  је дебљина супстрата) јавља се спрега међу њима.

$Q$ -фактор оптерећеног резонатора на улазу  $Q_{e1}$  и излазу  $Q_{en}$  филтра, као и коефицијенти спреге међу сусједним резонаторима  $M_{i,i+1}$  могу се одредити на основу једначина

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{B_\Delta}, \quad (5.31)$$

$$Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{B_\Delta}, \quad (5.32)$$

$$M_{i,i+1} = \frac{B_\Delta}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}, j = 1 \text{ до } n, \quad (5.33)$$

при чему су  $g_0, g_1, \dots, g_6$  номинални параметри елемената прототипа са Чебишевљевој апроксимацијом филтра петог реда.

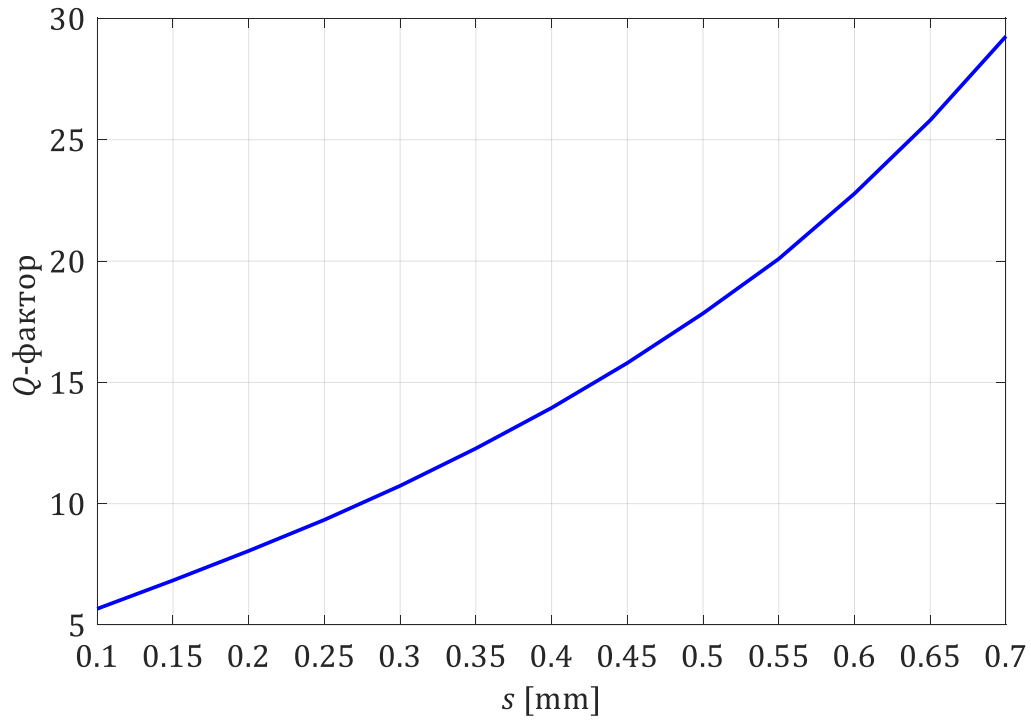
Коришћењем софтвера AWR Microwave Office [MWO], могу се одредити зависности  $Q$ -фактора и коефицијента спреге  $k$ , у односу на ширине резонатора или процјепа. На слици 5.15 је приказана зависност  $Q$ -фактора од процјепа између уводника и првог резонатора ( $s_0$ ) са слике 5.14. На слици 5.16 је приказан коефицијент спреге  $k$  у зависности од процјепа између првог и другог резонатора ( $s_1$ ) са слике 5.14. Централна фреквенција филтра је  $f = 1$  GHz, а ширина пропусног опсега износи  $B = 110$  MHz. Филтар је реализован у тракастој техници, подлога је од тефлона, релативне пермитивности  $\epsilon_r = 2,33$ , дебљине  $h = 1,57$  mm, и дебљине бакра  $t = 18$   $\mu$ m. Параметри филтра су наведени у табели 5.2.

**Табела 5.2.** Параметри филтра са укусницама.

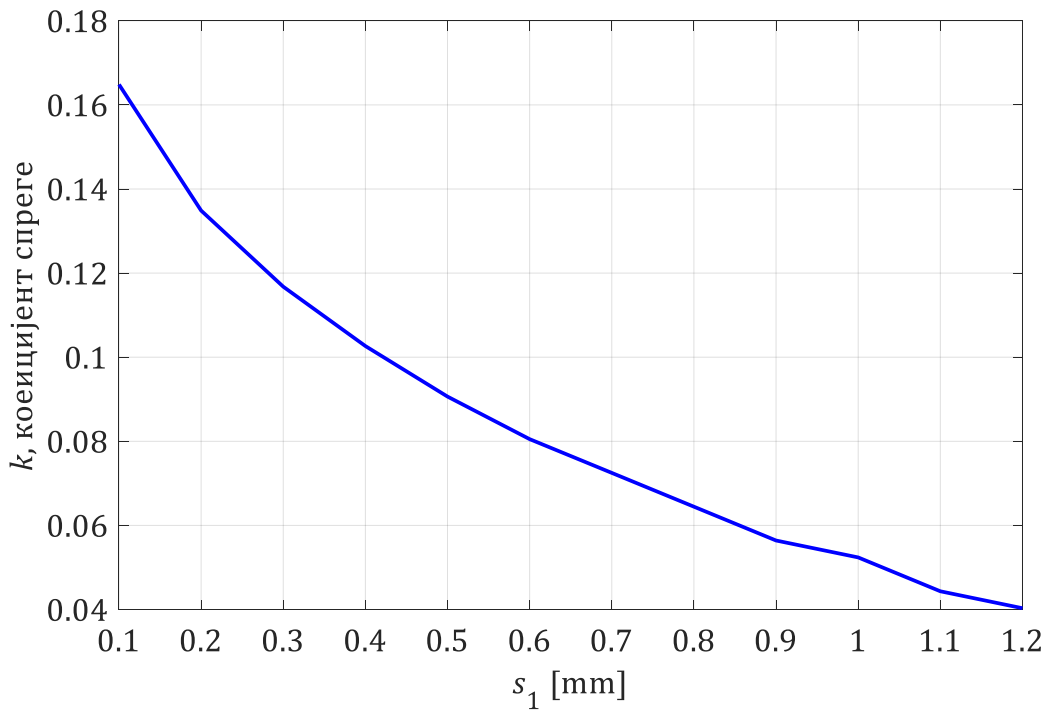
Ознака	$l_1$	$l_2$	$w_0$	$w_1$	$s_0$	$s_1$	$s_2$
Вриједност	46,4 mm	5 mm	1,34 mm	2,7 mm	0,136 mm	0,73 mm	1 mm

Филтар је анализиран у фреквенцијском и временском домену [Marko16]. Анализу у временском домену обавља се уз помоћ LTspice програма, који нема модел спрегнутих водова. Из тог разлога пар спрегнутих водова се замијени помоћу еквивалентне шеме са обичним водовима, као што је приказано на слици 5.4.

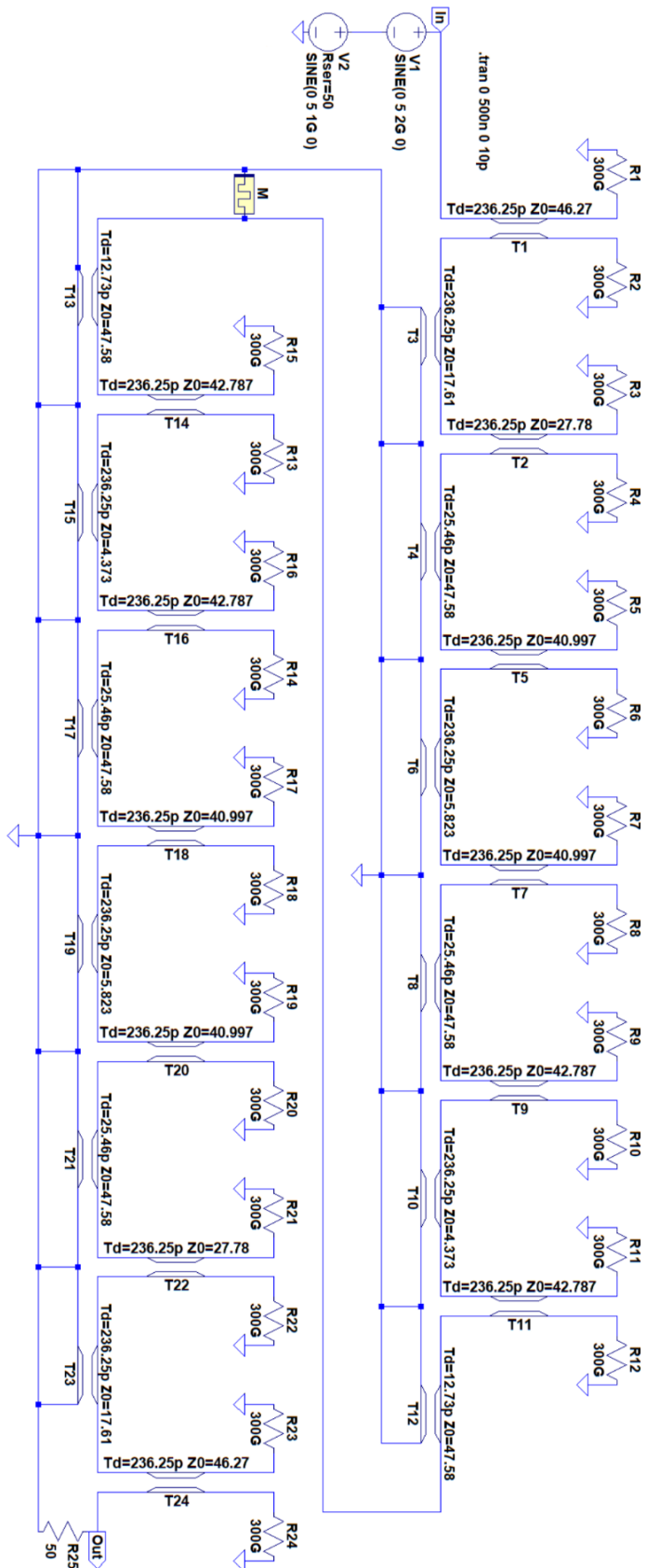
На слици 5.17 приказана је еквивалентна шема, гдје су коришћени неспрегнути водови. Посматра се идеалан мемристор и идеализовано коло, како би се потврдила функционалност реализације.



**Слика 5.15.**  $Q$ -фактор оптерећеног резонатора са паралелно постављеним уводником у функцији ширине процјепа  $s_0$ .

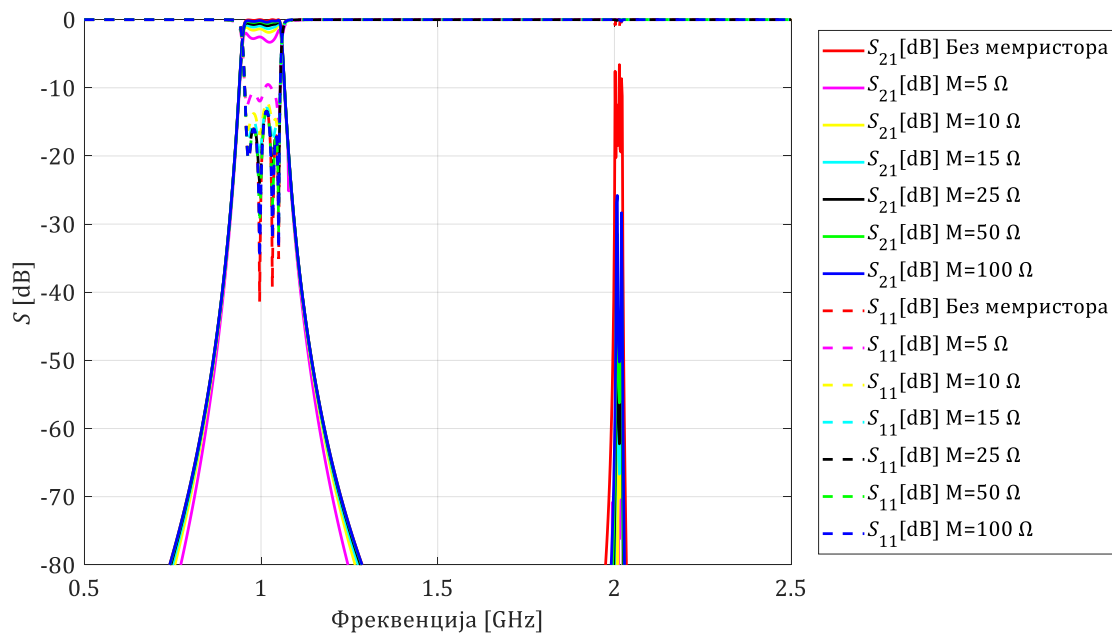


**Слика 5.16.** Коефицијент спреге  $k$  два резонатора у функцији ширине процјепа  $s_1$ .

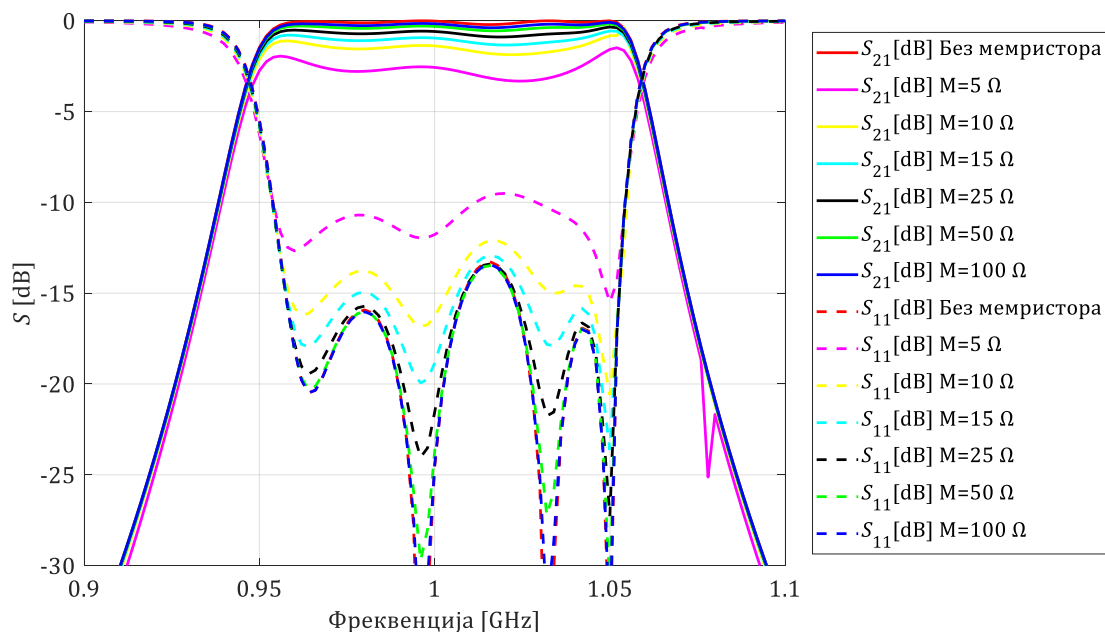


Слика 5.17. Шема филтра са укосницама у програму LTspice.

Приликом анализе филтра у фреквенцијском домену, умјесто мемристора у софтверу AWR Microwave Office коришћен отпорник. За различите вриједности мемристансе, на слици 5.18 је приказана промјена  $S$ -параметара филтра са укосницама. Може се уочити да је за веће вриједности мемристансе амплитудска карактеристика константна у пропусном опсегу. Такође, за веће вриједности мемристансе је мање слабљење у пропусном опсегу, али и у нежељеном опсегу око учестаности од  $f = 2$  GHz.



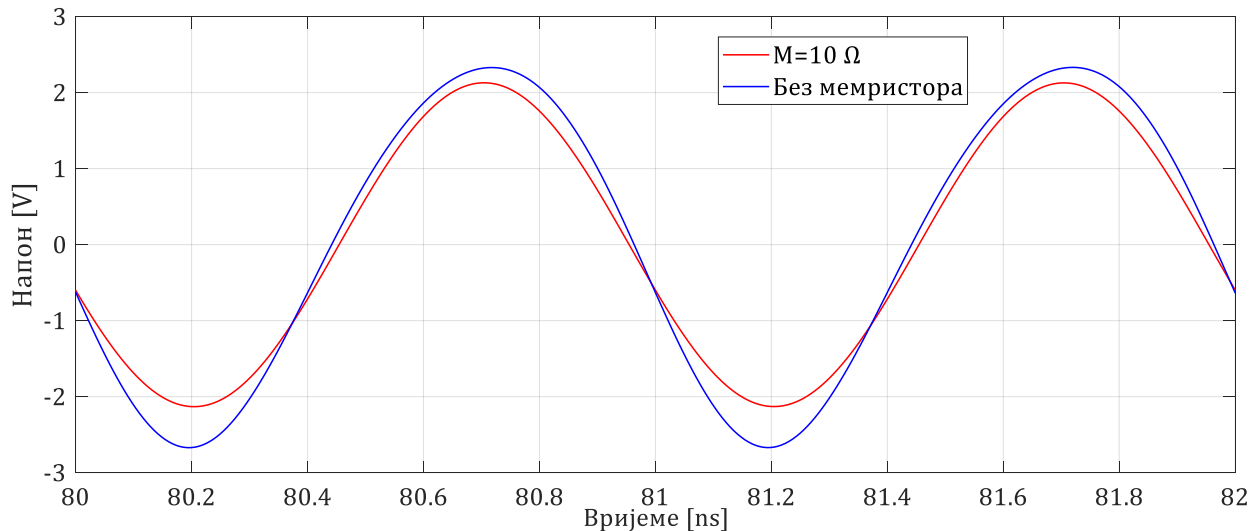
(a)



(б)

**Слика 5.18.** Поређење  $S$ -параметара филтра са укосницама за случај без мемристора, и са мемристором за различите вриједности мемристансе: 5, 10, 15, 25, 50 и 100  $\Omega$  у (а) ширем и (б) ужем опсегу учестаности.

Одзив у временском домену је анализиран у програму LTspice. За побуду су коришћени простопериодични сигнали амплитуде 2 V и фреквенција 1 и 2 GHz. На слици 5.19 је приказан излазни напон филтра са укосницама без мемристора (означен плавом бојом) и филтра са мемристором са иницијалном мемристансом од 10 Ω (означен црвеном бојом). Може се уочити да у случају филтра са мемристором више не постоји модулисање анвелопе које је уочљиво када у филтру нема мемристора. У случају кад постоји мемристор потпуно је потиснут простопериодични сигнал на учестаности 2 GHz.

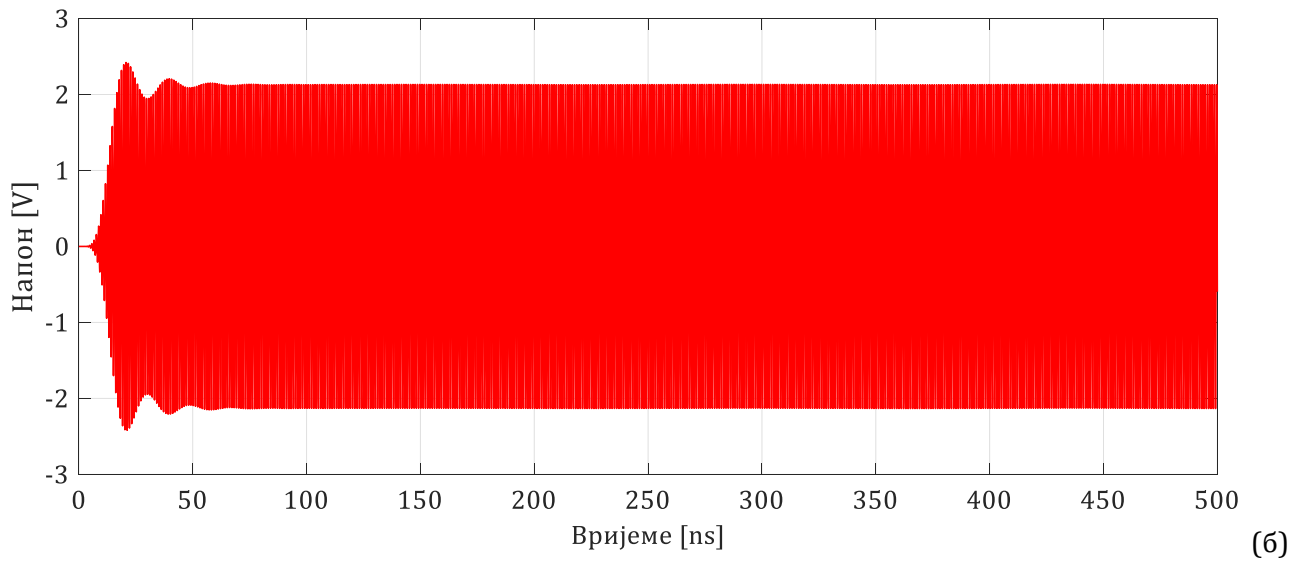
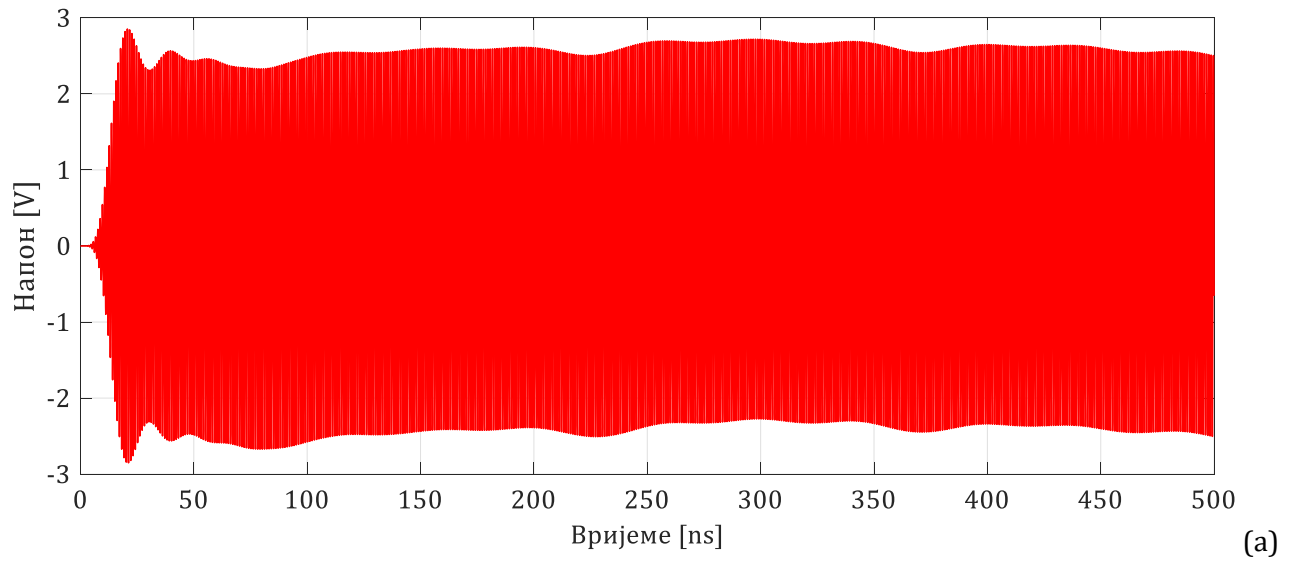


**Слика 5.19.** Излазни напон филтра са укосницама за случај без мемристора, и са мемристором мемристансе од 10 Ω.

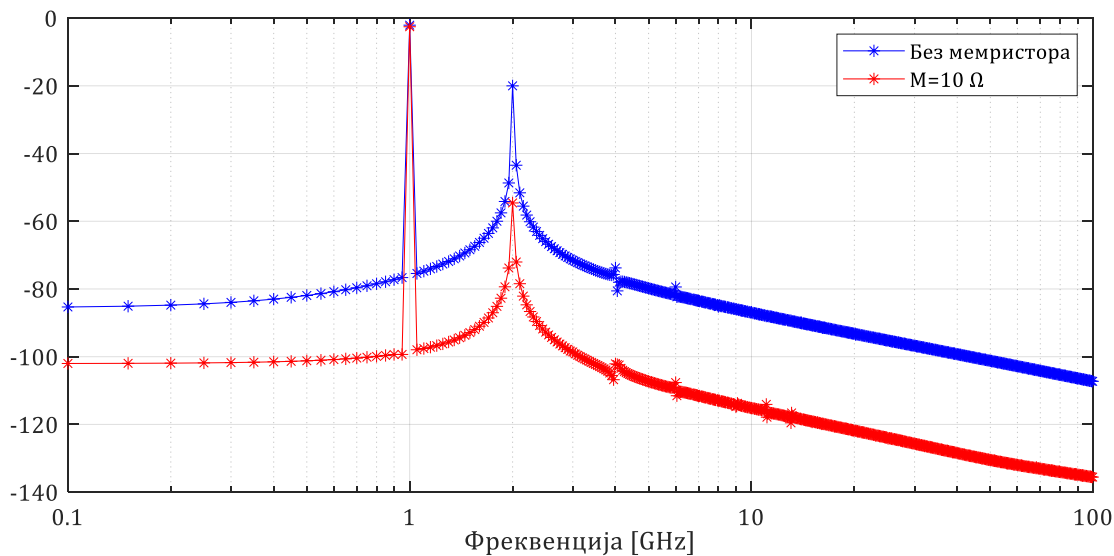
На слици 5.20а је приказан излазни напон филтра са укосницом без мемристора, у временском интервалу од 500 ns. У случају реализације филтра са мемристором, на слици 5.20б је приказан излазни напон филтра са укосницама, за иницијалну вриједност мемристансе од 10 Ω, у временском интервалу од 500 ns. Уочава се да након 60 ns, што одговара времену стабилизације, анвелоба није модулисана. Разлог за дуже вријеме стабилизације је последица веће дужине водова који су коришћени у реализацији филтра.

Код филтра са мемристором чија је иницијална вриједност мемристансе већа од 10 Ω, у извјесној мјери се јавља модулисање анвелопе. Међутим, модулације су занемарљиве до иницијалне вриједности мемристансе од око 50 Ω. Смањењем иницијалне вриједности мемристансе повећава се слабљење сигнала у пропусном опсегу.

Амплитудски спектар излазног напона филтра са укосницама приказан је на слици 5.21 и то за случај филтра без мемристора (означен плавом бојом), и случај са мемристором чија је иницијална вриједност мемристансе 10 Ω (означен црвеном бојом).



**Слика 5.20.** Излазни напон филтра са укосницама у интервалу од 500 ns, (а) без мемристора и (б) са мемристором мемристансе од 10  $\Omega$ .



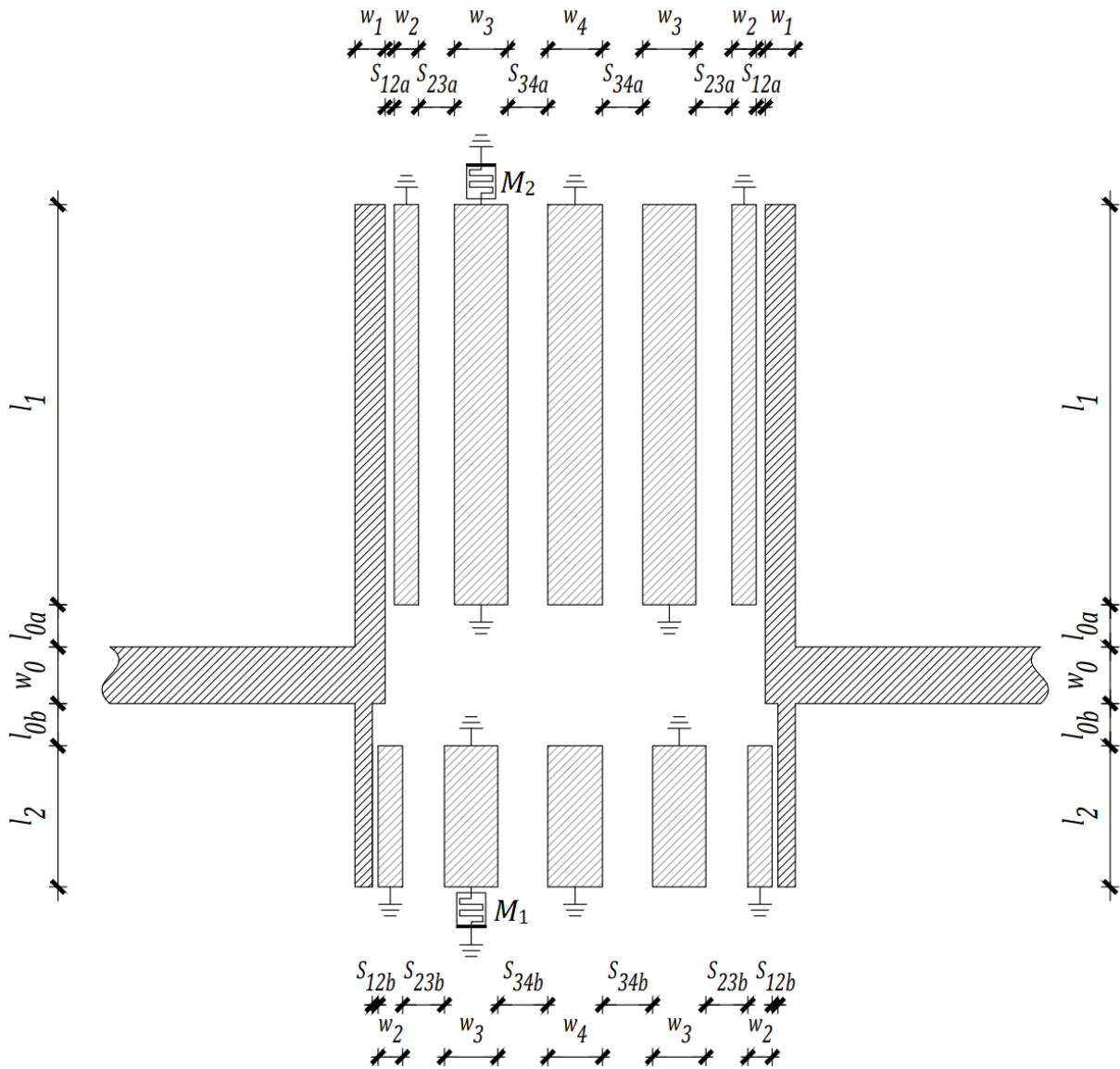
**Слика 5.21.** Амплитудски спектар излазног сигнала филтра са укосницама, за случај без мемристора, и са мемристором мемристансе од  $10 \Omega$ . Побудни сигнали су простопериодични амплитуде  $2 \text{ V}$  и фреквенција  $1$  и  $2 \text{ GHz}$ .

### 5.3 Реконфигурабилни филтар

У реализацији реконфигурабилног филтра коришћен је интердигитални филтар. Интердигитални филтар је филтар пропусник опсега код кога су резонатори постављени паралелно [Petro10]. Дужина резонатора одговара четвртини таласне дужине на централној фреквенцији филтра. Спрега се остварује цијелом дужином резонатора. Доминира спрега између сусједних резонатора, док се спрега између несусједних резонатора обично може занемарити. Сваки резонатор је на једном крају отворен, а кратко спојен на масу на другом крају. Кратки спојеви и отворене везе су у алтернацији. Електричне дужине резонатора могу бити различите, мада су у основној верзији једнаке. Попречне димензије такође могу бити различите.

На слици 5.22 приказан је реконфигурабилни филтар са мемристорима који има два пропусна опсега. Овај филтар се састоји од два интердигитална филтра. Филтар је реализован у микротракастој техници. Спрега уводника и резонатора је кондукциона.





**Слика 5.22.** Реконфигурабилни филтар пропусник два фреквенцијска опсега.

Оригинална теорија и процедура дизајнирања интердигиталних филтара пропусника опсега учестаности са кондукционом спрегом може се наћи у референци [Matth62]. Апроксимативне једначине за овај тип филтра наведене су у референци[Caspi88].

Електричне дужине резонатора су

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left( 1 - \frac{B_{\Delta}}{2} \right), \quad (5.34)$$

гдје је релативна ширина пропусног опсега  $B_{\Delta}$  дата једначином (5.13).

При пројектовању филтра обично се узима да карактеристична адмитанса уводника  $Y_{ct}$  одговара реципрочној вриједности номиналне импедансе приступа  $Z_0$

$$Y_{ct} = \frac{1}{Z_0}. \quad (5.35)$$

Карактеристичне адмитансе секција спрегнутих водова су

$$Y_{j,j+1} = \frac{Y_1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \cos(\theta), \quad j = 1 \text{ до } n - 1, \quad (5.36)$$

при чему су  $g_0, g_1, \dots, g_n$  номинални параметри елемената прототипа са Чебишевљевој апроксимацијом филтра реда  $n$ , а карактеристична адмитанса усамљеног првог резонатора  $Y_1$  је

$$Y_1 = \frac{g_1 g_2 Y_{ct}}{g_1 g_2 - \cos^2(\theta)}. \quad (5.37)$$

Парна ( $Z_{j,j+1}^{ev}$ ) и непарна ( $Z_{j,j+1}^{od}$ ) карактеристична импеданса спрегнутих водова означених са  $j$  и  $j+1$  налази се према [Deni89]

$$Z_{1,2}^{ev} = \frac{1}{Y_1 - Y_{1,2}}, \quad Z_{1,2}^{od} = \frac{1}{Y_1 + Y_{1,2}}, \quad (5.38)$$

$$Z_{j,j+1}^{ev} = \frac{1}{2Y_1 - \frac{1}{Z_{ev\ j-1,j}} - Y_{j,j+1} - Y_{j-1,j}}, \quad Z_{j,j+1}^{od} = \frac{1}{2Y_{j,j+1} + \frac{1}{Z_{ev\ j,j+1}}}, \quad (5.39)$$

$$Z_{n-1,n}^{ev} = \frac{1}{Y_1 - Y_{n-1,n}}, \quad Z_{n-1,n}^{od} = \frac{1}{Y_1 + Y_{n-1,n}}. \quad (5.40)$$

Приликом прорачуна дужина секција спрегнутих водова, треба имати у виду да је дужина буде нешто краћа од четвртине таласне дужине због ефекта паразитне капацитивности отвореног краја вода. Друго, код микротракастих водова, у обзир се узима геометријска средина ефективних релативних пермитивности парног ( $\epsilon_{re}^{ev}$ ) и непарног ( $\epsilon_{re}^{od}$ ) мода. На основу тога је дужина спрегнутих водова [Potre19, Hong11]

$$l_j = \frac{\lambda_0}{4 \left( \sqrt{(\epsilon_{re}^{ev})_j (\epsilon_{re}^{od})_j} \right)^{1/2}} - \Delta l_j, \quad (5.41)$$

гдје је  $\Delta l_j$  еквивалентно продужење отвореног вода, а  $\lambda_0$  таласна дужина у вакууму на централној фреквенцији филтра [Hong11].

Да би се компоновао утицај кондукционе спреге уводника и првог, односно посљедњег резонатора, додаје се капацитивност  $C_t$  на улаз, односно излаз филтра

$$C_t = \frac{\cos(\theta_t) \sin^3(\theta_t)}{2\pi Y_{ct} \left( Z_0^2 + \frac{\cos^2(\theta_t) \sin^2(\theta_t)}{Y_{ct}^2} \right)}, \quad (5.42)$$

при чему је

$$\theta_t = \frac{\arcsin\left(\sqrt{\frac{Z_0 Y_1 \sin(\theta) \cos(\theta)}{g_0 g_1}}\right)}{1 - \frac{B_\Delta}{2}}. \quad (5.43)$$

Компензациона капацитивност се реализује као продужење првог и посљедњег резонатора за дужину

$$\Delta l_{C_t} = \frac{\lambda_{01}}{2\pi} \operatorname{arctg}\left(\frac{2\pi f_0 C_t}{Y_1}\right), \quad (5.44)$$

па је према томе дужина првог, односно посљедњег резонатора

$$l_1 = l_n = \frac{\lambda_{01}}{4} - \Delta l_j - \Delta l_{C_t}, \quad (5.45)$$

гдје је  $\lambda_{01}$  таласна дужина на првом резонатору. Растојање уводника  $l_t$  од уземљења (вије) код првог, односно посљедњег, резонатора је

$$l_t = \frac{\theta_t \lambda_{01}}{2\pi}. \quad (5.46)$$

Филтар са слике 5.22 састоји се од двије подмреже. Прва подмрежа је филтар пропусник нижег опсега учестаности (енг. low-band bandpass filter - L-BPF) са централном фреквенцијом од 2,44 GHz и пропусним опсегом од 10 %. Друга подмрежа је филтар пропусник вишег опсега учестаности (енг. high-band bandpass filter - H-BPF) са централном фреквенцијом од 5.3 GHz и ширином пропусног опсега од 5 %.

Параметри реконфигурабилног филтра пропусника два опсега учестаности (eng. *Reconfigurable dual-band bandpass microwave filter* - 2B-BPF) добијени након оптимизације у AWR Microwave Office софтверу приказани су у табели 5.3. Филтар је реализован у микротракастој техници, на подлози од тефлона, релативне пермитивности  $\epsilon_r=2,33$ , дебљине  $h=1,57$  mm, и дебљине бакра  $t=17$   $\mu$ m.

**Табела 5.3.** Параметри реконфигурабилног филтра пропусника два опсега учестаности.

Ознака	$l_1$	$l_2$	$l_{0a}=l_{0b}$	$w_1$	$w_2$	$w_3$	$w_4$
Вриједност	17,27 mm	6,09 mm	7 mm	1,3 mm	1,05 mm	2, 3 mm	2,36 mm
Ознака	$w_0$	$S_{12a}$	$S_{23a}$	$S_{34a}$	$S_{12b}$	$S_{23b}$	$S_{34b}$
Вриједност	2,44 mm	0,39 mm	1,55 mm	1,73 mm	0,25 mm	1,81 mm	2,16 mm

2B-BPF филтар ради у четири режима: пропусник нижег опсега (L-BPF), пропусник вишег опсега (H-BPF), непропусник опсега (NO-PASS) и пропусник оба опсега учестаности (dual-band - L-BPF & H-BPF). Избор радног режима обавља се помоћу два мемристивна прекидача, при чему се сваки налази на по једној подмрежи. Табела 5.4 даје увид у радне режиме филтра, зависно од стања мемристора. На слици 5.23 су приказани  $S$ -параметри за све радне режиме филтра. Резултати симулација су добијени коришћењем софтвера AWR Microwave Office [Marko17].

За потребе анализе, за РФ/микроталасне учестаности користи се Пијев модел [Pi15]. Биолоков идеални модел мемристора [Bio113] је коришћен за анализу прелазних процеса микроталасног кола са идеалним водовима.

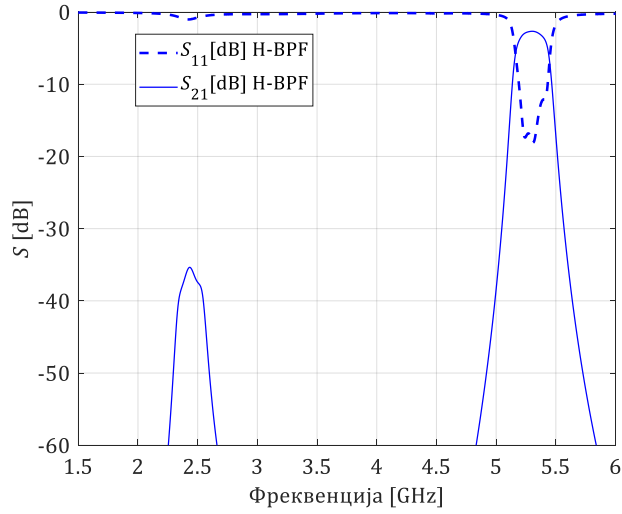
**Табела 5.4.** Радни режими филтра у зависности од стања мемристора.

Режим	Мемристор	
	M <sub>1</sub>	M <sub>2</sub>
NO-PASS	ON	ON
L-BPF	ON	OFF
H-BPF	OFF	ON
L-BPF & H-BPF	OFF	OFF

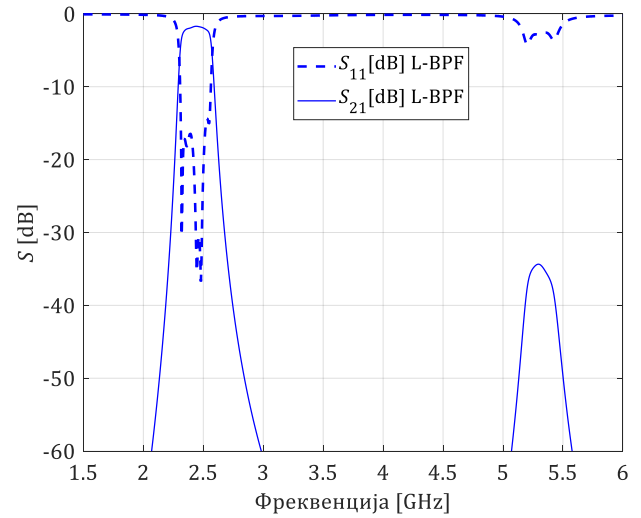
У циљу промјене режима рада, потребно је промијенити стање мемристора. То је могуће постићи коришћењем генератора правоугаоних импулса, повезаног на одговарајући мемристор. Анализиран је утицај програмирања мемристора  $M_2$  на стање мемристора  $M_1$ .

У овом случају, униполарни сигнал са повратком на нулу се користи за програмирање мемристора. Напонски ниво је подешен на 2 V. Фреквенција сигнала је 100 Hz. Висок напонски ниво траје 70% периоде сигнала. На слици 5.24 су приказани коло за програмирање, као и облик сигнала за програмирање.

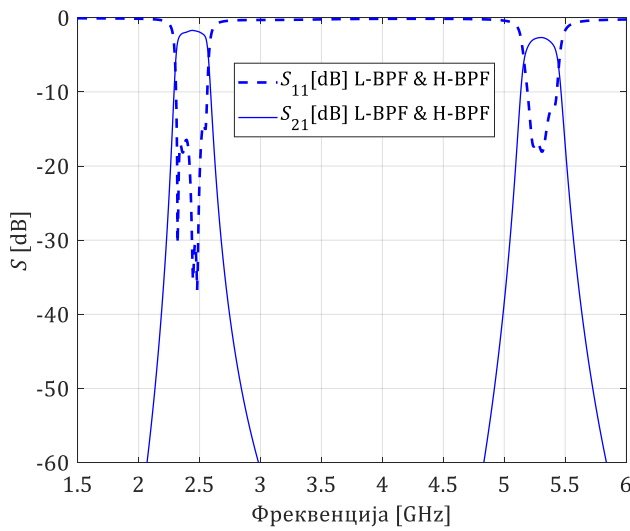
На слици 5.25 су приказани резултати програмирања мемристора  $M_2$ . Резултати су добијени коришћењем LTspice програма. Иницијалне вриједности мемристанси су 5  $\Omega$ , што значи да су оба мемристора у ON стању. Може се примијетити да је струја кроз мемристор  $M_2$  неколико редова величина већа од струје кроз мемристор  $M_1$ . Напон на мемристор  $M_2$  је такође неколико редова величине већи од напона на мемристор  $M_1$ . Струја кроз мемристор  $M_1$  прати тренд напона на том мемристор  $M_1$ , што имплицира да се стање мемристора није промијенило. Струја кроз мемристор  $M_2$  не прати тренд напона на том мемристор  $M_2$ . Амплитуда струје опада, док амплитуда напона на мемристор  $M_2$  остаје готово константна. То имплицира да се вриједност мемристансе повећава (у овом случају са 5  $\Omega$  на 180  $\Omega$ ). Закључак је да програмирање једног мемристора не утиче на стање другог мемристора.



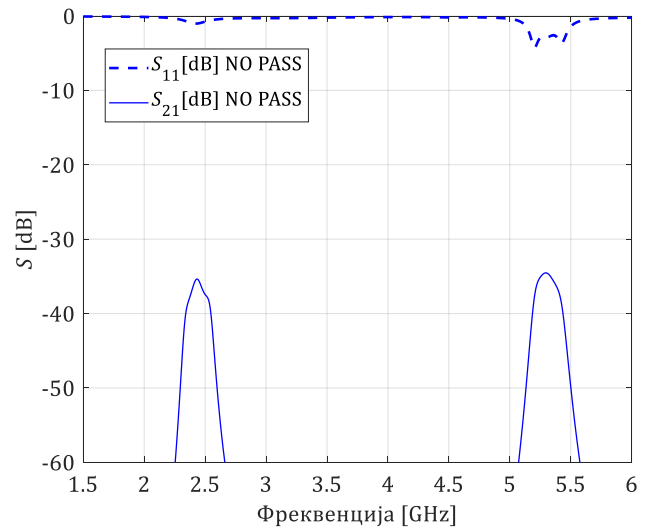
(a)



(б)

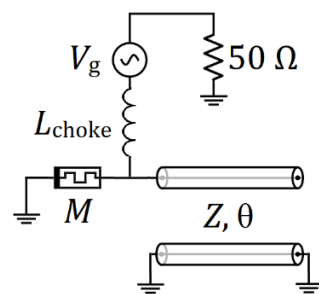


(в)

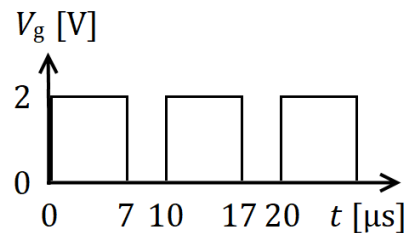


(г)

**Слика 5.23.**  $S$ -параметри филтра за радне режиме: (а) H-BPF, (б) L-BPF, (в) L-BPF & H-BPF, и (г) NO-PASS.

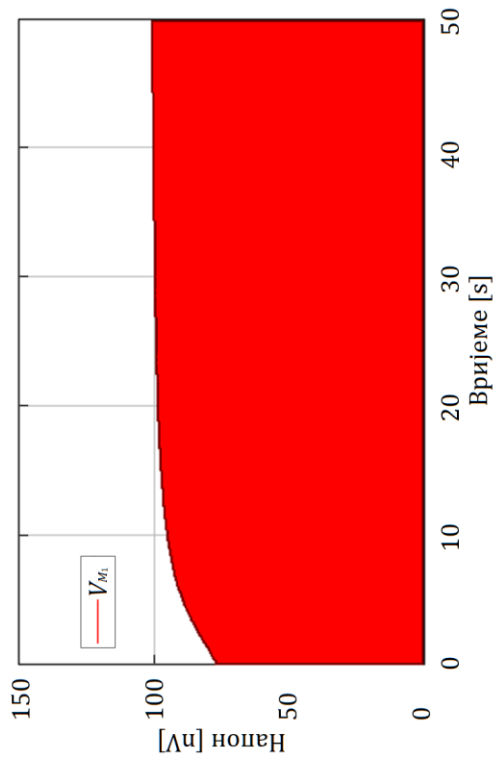


(a)

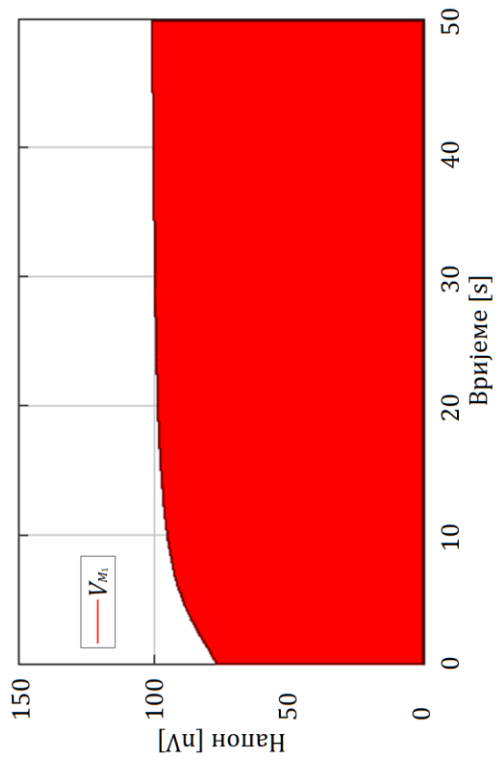


(б)

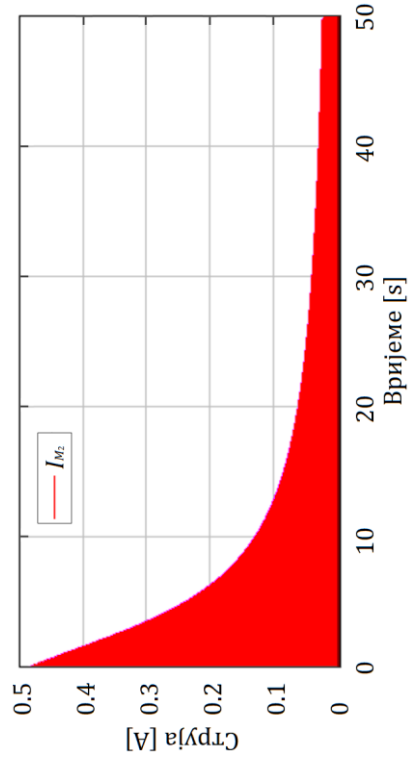
**Слика 5.24.** (а) Коло за програмирање мемристора, и (б) примијењени облик сигнала за програмирање мемристора.



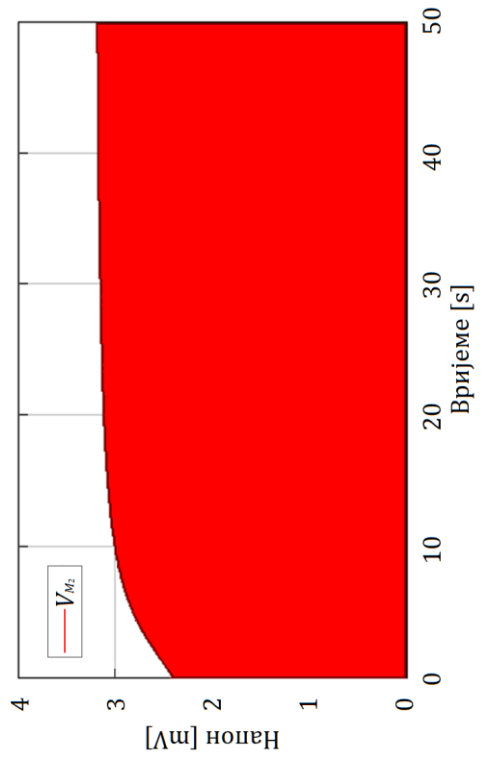
(a)



(б)



(в)



(г)

**Слика 5.25.** Резултати програмирања мемристора  $M_2$ . Иницијално стање мемристора је ON. (a) Струја кроз мемристор  $M_1$  и (б) напон на мемристор  $M_1$ . (в) Струја кроз мемристор  $M_2$  и (г) напон на мемристор  $M_2$ .

## **6. Примјена мемристора у реализацији микроталасног помјерача фазе**

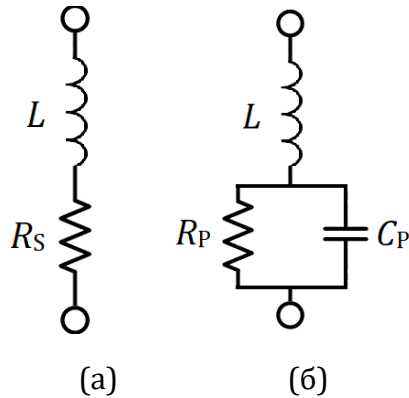
У овом поглављу представљен је помјерач фазе реализован коришћењем мемристора [Marko18]. Помјерачи фазе се користе да промијене фазу таласног сигнала двопрístupне мреже. Неке од особина које помјерачи фазе морају да задовоље су: мали губици, једнака амплитуда за све вриједности фазних помјераја, фазна тачност, кратко вријеме потребно за промјену фазног помјераја, температурна стабилност, мала потрошња, поузданост, и потребно је да буду реципрочне мреже. Постоји много имплементација помјерача фазе базираних на различитим принципима, коришћењем различитих технологија, конфигурација и компоненти.

У случају дигиталних помјерача фазе, најчешће коришћене компоненте су PIN диоде, РФ транзистори и MEMS (микроелектромеханички системи). Свака од споменутих компонента има својих предности, али и недостатака. На примјер, PIN диоде су познате као велики потрошачи пошто им је за исправан рад неопходно константно напајање. Поједине компоненте су ограничене на уређаје са мањом снагом, неке имају неприхватљиво дуго вријеме промјене стања. Неке компоненте не могу да раде на високим учестаностима.

Овдје је изложен мемристивни прекидач као нова компонента која може бити коришћена у уређајима за фазне помјераје. Коришћени модел мемристора је приказан у поглављу 2.4.2, слика 2.10. Изложена је кратка теоријска основа о помјерачима фазе. Приказана је нова реализација помјерача фазе са мемристорима, која је упоређена са реализацијом са PIN диодама. У циљу приказивања прелаза мемристора из ON у OFF стање, и обрнуто, користи се идеални модел мемристора. Циљ је да се потврде функционалност концепта, као и очекивана функционалност коришћењем идеалних електричних елемената.

### **6.1 Модели мемристора и PIN диоде на РФ/микроталасним учестаностима**

Основни Пијев модел, који се користи као мемристивни прекидач, приказан је на слици 2.9. Еквивалентно коло PIN диоде при високим фреквенцијама у ON и OFF стању приказано је на слици 6.1.



**Слика 6.1.** Еквивалентно коло PIN диоде при високим фреквенцијама у: (а) ON, (б) OFF стању.

На високим фреквенцијама, у ON стању, мемристор се понаша као отпорник, док се у OFF стању понаша као кондензатор. У OFF стању измјерена изолација (енг. *isolation*) је 30 dB, док је у ON стању унијето слабљење 0,3 dB (енг. *insertion loss*). Оба мјерења су рађена на 40 GHz [Pi15].

PIN диода се у ON стању моделује редном везом калема и отпорника. У OFF стању PIN диода се моделује редном везом калема и паралелно везаних отпорника и кондензатора. При томе је утицај кондензатора доминантан у односу на отпорник. Редни калем који је присутан у оба стања потиче од паковања PIN диоде.

На слици 2.10 је приказан Вејнштајнов модел Пијевог мемристора који је нешто детаљнији од основног модела (слика 2.9) пошто у обзир узима и паразитне ефекте. У односу на основни модел мемристора Вејнштајнов модел укључује редно везане калемове и паралелно везане кондензаторе који моделују паразитне ефекте. Из наведеног се закључује да су модели Пијевог мемристора и PIN диоде веома слични и у ON, и у OFF стању.

## 6.2 Планарни помјерач фазе са мемристорима реализован прикључивањем огранака водова паралелно у главни вод

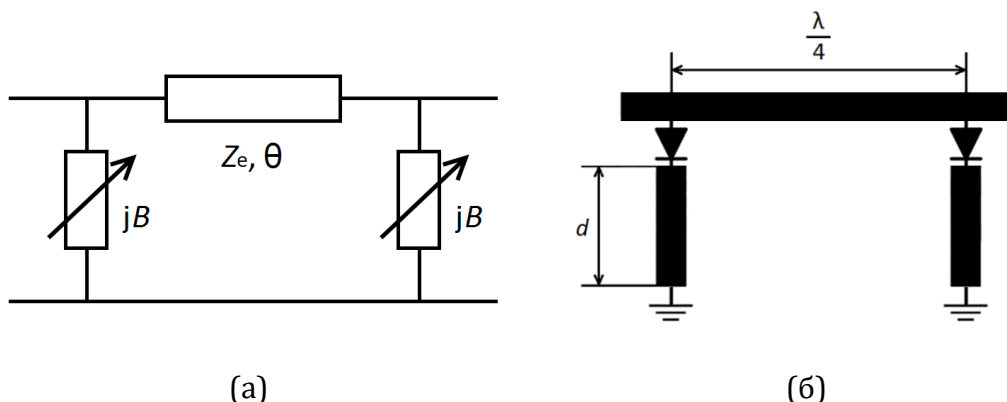
Помјерач фазе је мрежа са два приступа која омогућава да се разлика у фази између улазног и излазног приступа може контролисати. Помјерач фазе је дигитални када је фазну разлику могуће остварити само у скуп предефинисаних дискретних вриједности, као нпр 180°, 90°, 45°, 30°, 22,5°, 11,25°, итд. У супротном, ради се о аналогним помјерачима фазе. Дигитални помјерачи фазе су компатибилни са рачунарски контролисаним скенерима снопова и фазно увезаним антенским системима.

Помјерачи фазе остварени коришћењем полупроводничких компоненти могу бити рефлексионог или трансмисионог (пропусног) типа. Код рефлексионог типа, основа је мрежа са једним приступом, а помјерај фазе рефлектованог сигнала је контролисан коришћењем контролног сигнала. Са друге стране, трансмисиони типови уређаја користе



трансмисиони (пропуштени, пропагирајући) сигнал. Постоје различити типови, од којих су најчешће коришћени: 1. са SPDT (eng. *Single Pole Double Throw*) прекидачима којима се одабира вод различите дужине; 2. са укључивањем реактивних елемената у главни вод; 3. са SPDT прекидачима који усмјеравају сигнал кроз блокове који имају различите фазне помјераје, 4. појачавачки тип са MESFET-овима. Овдје је представљен помјерачем фазе остварен укључивањем реактивних елемената у главни вод.

Једноставна шема помјерача фазе са паралелно везаним огранцима је приказана на слици 6.3а. Два идентична сусцептансна огранка повезана су на главни вод на растојању од око четвртине таласне дужине на централној фреквенцији. На тај начин се превазилази проблем нежељено унијетог фазног помјераја који потиче од рефлексија које уносе сусцептансе. Реализације овог типа се користе за остваривање фазних помјераја до  $45^\circ$ . За фазне помјераје од преко  $45^\circ$  импеданса вода постаје непрактична за имплементацију [Lucy10]. У зависности од начина имплементације, помјерачи фазе се даље могу издијелити на три групе: 1. везивање на главни вод; 2. везивање за огранке; 3. огранци промјенљиве дужине [Bahl80]. Ово истраживање базира се на имплементацији повезивања на главни вод, који је приказан на слици 6.2б. Вриједност сусцептансе се може мијењати промјеном дужине огранка  $d$ . Прво ће бити изложено коло помјерача фазе остварено коришћењем PIN диода.



**Слика 6.2.** (а) Главни вод са укљученим реактивним елементима и (б) помјерач фазе са паралелно везаним огранцима паралелно везаним у главни вод и PIN диодама као прекидачима.

Ово коло се може анализирати коришћењем трансмисионих параметара. Може се показати да је коефицијент трансмисије од улазног до излазног приступа [Colli01]:

$$T_{IO} = \left[ \left( 1 + j \frac{\bar{B}}{2} \right)^2 e^{j\theta} + \frac{\bar{B}^2}{4} e^{-j\theta} \right]^{-1}, \quad (6.1)$$

за  $|T_{IO}| = 1$  може се наћи рјешење за које се остварује најбоље прилагођење

$$\tan \theta = \frac{2}{\bar{B}}, \quad (6.2)$$

гдје  $\bar{B}$  представља нормализовану сусцептансу, а  $\theta$  је електрична дужина главног вода.

Комбиновањем једначина 6.1 и 6.2 добија се

$$T_{10} = -e^{j\theta} = e^{-j(\pi-\theta)}. \quad (6.3)$$

Фазни помјерај добијен када је диода у ON стању је

$$\Delta\phi = (\pi - \theta) - \theta = \pi - 2\theta. \quad (6.4)$$

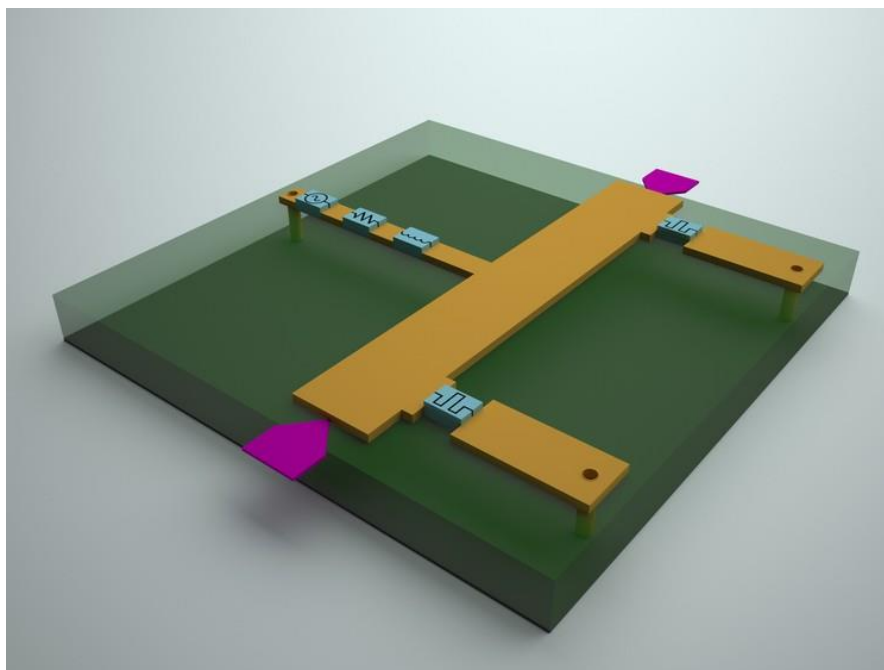
Као што је раније споменуто, импеданса диоде у ON стању се може моделовати редном везом отпорника и калема. Ово је потребно укључити у укупну вриједност сусцептансе која је прикључена на главни вод. У OFF стању, импеданса диоде је детерминисана паралелно везаним кондензатором. Ова капацитивност мора бити довољно мала да би помјерач фазе могао исправно радити. Иста је ситуација и са реализацијом у којој се користи мемристивни прекидач. Према референци [Pi15], реализација са мемристором у ON стању нема редно везан калем. Према референци [Wains18], редна индуктивност постоји, али је она неколико редова мања од индуктивности самог огранка.

### **6.3 Имплементација помјерача фазе са огранцима паралелно везаним у главни вод и мемристорима као прекидачима**

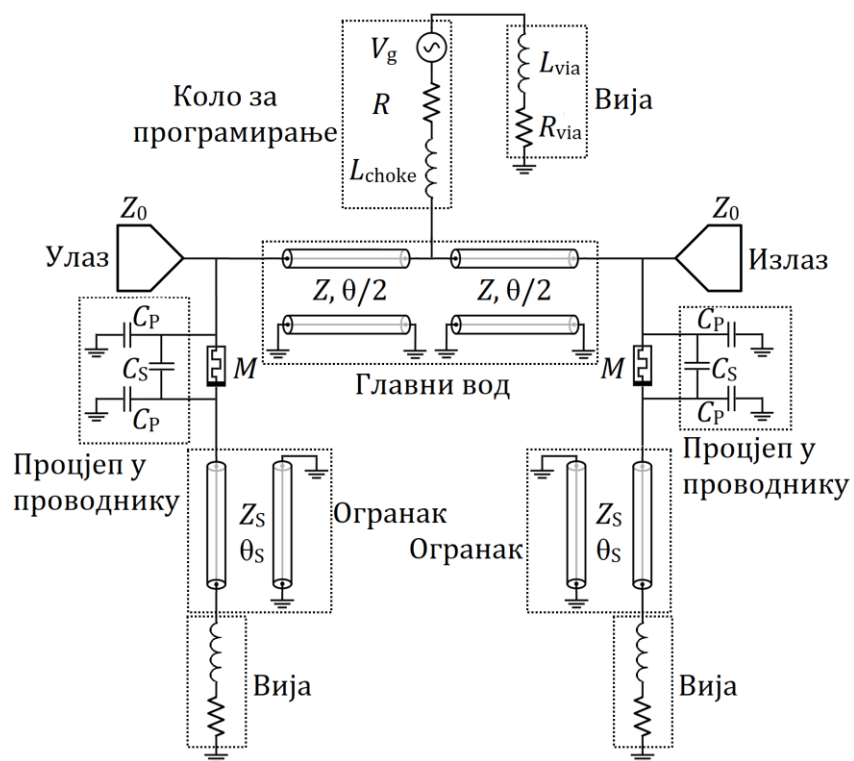
Тродимензионални модел и еквивалентно електрично коло помјерача фазе је приказано на слици 6.4а. Фреквенцијска анализа је спроведена у AWR Microwave Office [AWR] за два случаја: кад је помјерач фазе са мемристивним прекидачима, и кад је са PIN диодама као прекидачима.

PIN диоде захтијевају константан извор напајања за исправан рад, и тај управљачки напон се доводи кроз двоструки четвртталасни отворени огранак (слика 6.4б).

Неколико паразитних ефеката је узето у обзир при анализи. Коло за програмирање мемристора је функционално приказано као редна веза отпорника (10 kΩ), калема (*RF choke*, 30 nH), и напонског извора. Вије за повезивање са масом су реализоване у облику цилиндра дијаметра 0,3 mm. Процјепи у планарним проводницима су моделовани као капацитивне π мреже, док је усвојено растојање између мемристорских приступа 0,5 mm. Импеданса приступа ( $Z_0$ ) је 50 Ω.



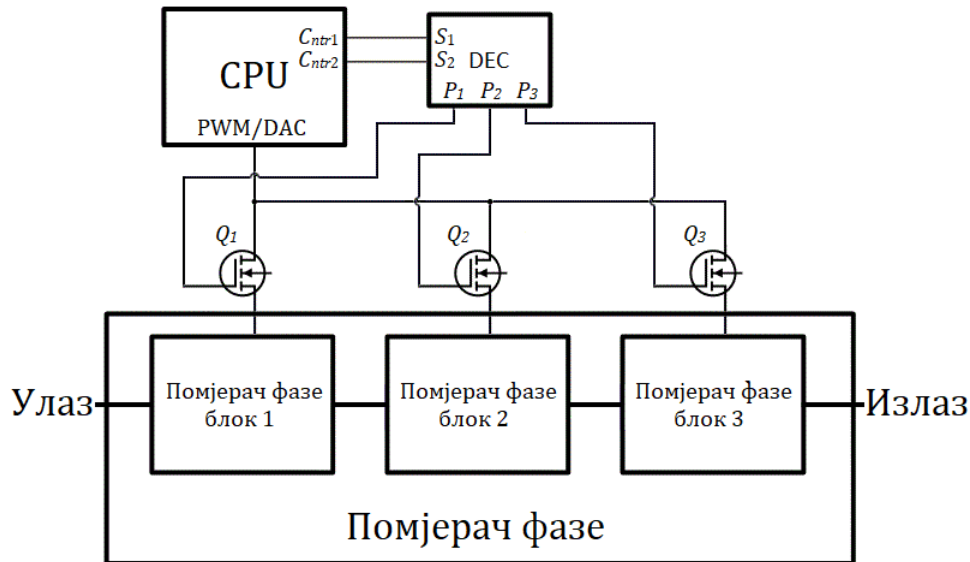
(a)



(б)

**Слика 6.3.** Помјерач фазе за фиксну вриједност фазног помјераја: (а) приказ тродимензионалног модела [Marko18], и (б) еквивалентна електрична шема.

Комплетан помјерач фазе је реализован од појединачних блокова који су каскадно везани (слика 6.4). Сваки блок има одговарајући фазни помјерај. Један начин повезивања помјерача фазе са спољашњим системом је приказан на слици 6.4. Промјеном контролних сигнала  $C_{ntr1}$  и  $C_{ntr2}$ , са CPU, може се омогућити програмирање жељеног мемристора. Програмирање се може постићи коришћењем униполарних сигнала са повратком на нулу. Када мемристор пређе у OFF стање, фазни помјерај тог блока је нула. Када је мемристор у ON стању, фазни помјерај тог блока доприноси укупном фазном помјерају уређаја. Могуће је комбиновати фазни помјерај више независних блокова да би се остварио жељени фазни помјерај од улазног до излазног приступа комплетног помјерача фазе.



**Слика 6.4.** Помјерач фазе издијељен у блокове. Један начин повезивања помјерача фазе са другим дјеловима система.

Помјерач фазе може бити имплементиран у микротракастој техници карактерисан следећим параметрима: релативна пермитивност 10,8; тангенс губитака 0,0018; дебљина супстрата 1,27 mm, дебљина проводника 18  $\mu\text{m}$ . Губици узроковани скин ефектом и површинском храпавошћу метала (eng. *surface roughness*) су узети у обзир при подешавању вриједности проводности:  $\sigma = 14 \text{ MS/m}$ . За модел мемристора, коришћени су параметри из [Wains18]:  $R_{ON}=2,56 \Omega$ ,  $C_{OFF} = 1,168 \text{ fF}$ ,  $L=52 \text{ fH}$ ,  $C_P=1,15 \text{ fF}$ , а  $L_\omega=3,1 \text{ pH}$  је кориговано на  $L_\omega=128,1 \text{ pH}$  да би се у обзир узела и индуктивност која потиче од паковања. У случају модела PIN диоде, за MA4PBL027 [MA4PB] су коришћени параметри:  $L=0,25 \text{ nH}$ ,  $R_S=0,05 \Omega$ ,  $R_P=100 \text{ k}\Omega$  и  $C_P=0,04 \text{ pF}$ . Димензије водова су приказане у табели 6.1.

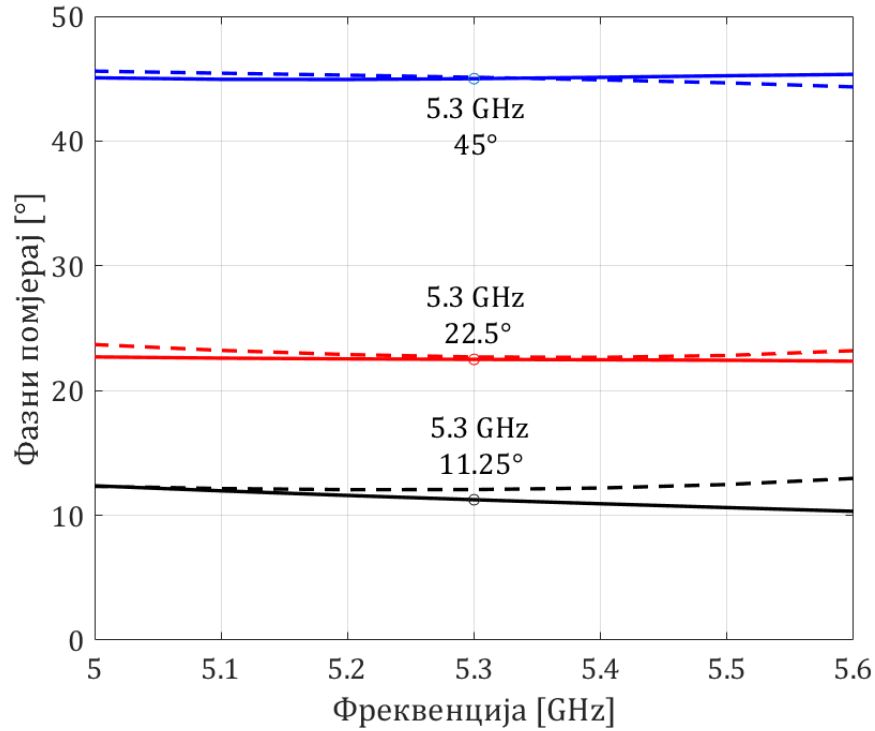
Фазни одзив помјерача фазе са мемристорима (пуне линије) и PIN диода (испрекидане линије) су приказане на слици 6.5. Дискретне вриједности фазног помјераја су  $45^\circ$ ,  $22,5^\circ$ ,  $11,25^\circ$ , у фреквенцијском опсегу 5 GHz – 5,6 GHz.

**Табела 6.1.** Параметри помјерача фазе.

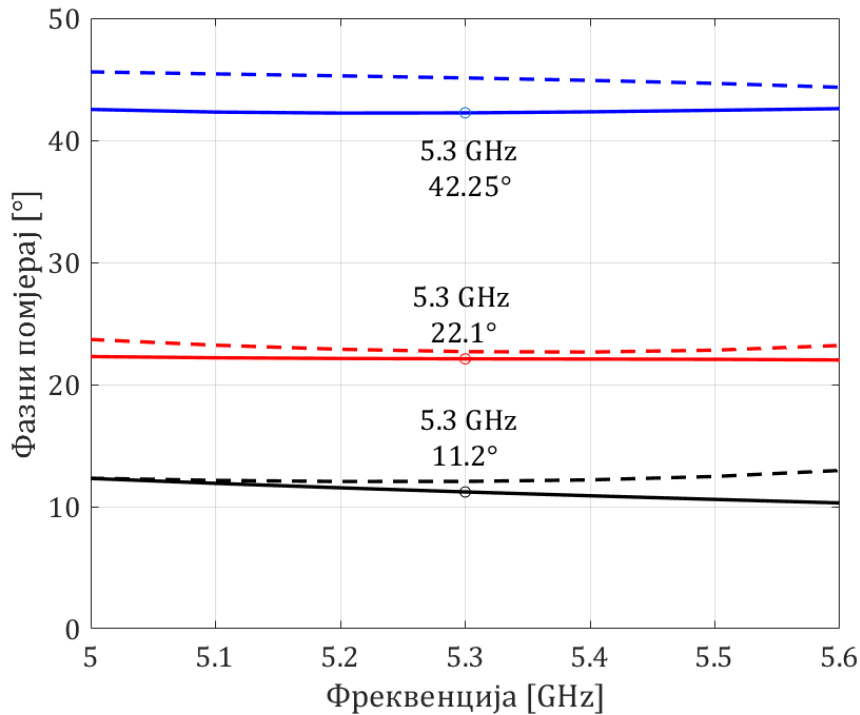
Фазни помјерај	$\Delta\phi = 45^\circ$			
Прекидач	Мемристор		PIN диода	
Тип	Електрична	Физичка	Електрична	Физичка
Главни вод	$\Theta = 134,95^\circ$ $Z = 43,83 \Omega$	$L = 7,59 \text{ mm}$ $w = 1,5 \text{ mm}$	$\Theta = 147,86^\circ$ $Z = 48,03 \Omega$	$L = 8,4 \text{ mm}$ $w = 1,253 \text{ mm}$
Огранак	$\Theta_s = 13,37^\circ$ $Z_s = 51,13 \Omega$	$L_s = 0,76 \text{ mm}$ $w_s = 1,01 \text{ mm}$	$\Theta_s = 26,22^\circ$ $Z_s = 51,25 \Omega$	$L_s = 1,5 \text{ mm}$ $w_s = 1,09 \text{ mm}$
Фазни помјерај	$\Delta\phi = 22,5^\circ$			
Прекидач	Мемристор		PIN диода	
Тип	Електрична	Физичка	Тип	Електрична
Главни вод	$\Theta = 95,48^\circ$ $Z = 32,60 \Omega$	$L = 5,2 \text{ mm}$ $w = 2,53 \text{ mm}$	$\Theta = 78,55^\circ$ $Z = 42,22 \Omega$	$L = 4,4 \text{ mm}$ $w = 1,61 \text{ mm}$
Огранак	$\Theta_s = 22,76^\circ$ $Z_s = 51,14 \Omega$	$L_s = 1,30 \text{ mm}$ $w_s = 1,09 \text{ mm}$	$\Theta_s = 36,02^\circ$ $Z_s = 80,35 \Omega$	$L_s = 2,15 \text{ mm}$ $w_s = 0,33 \text{ mm}$
Фазни помјерај	$\Delta\phi = 11,25^\circ$			
Прекидач	Мемристор		PIN диода	
Тип	Електрична	Физичка	Тип	Електрична
Главни вод	$\Theta = 85,02^\circ$ $Z = 30,60 \Omega$	$L = 4,6 \text{ mm}$ $w = 2,8 \text{ mm}$	$\Theta = 73,93^\circ$ $Z = 30,60 \Omega$	$L = 4 \text{ mm}$ $w = 2,8 \text{ mm}$
Огранак	$\Theta_s = 39,67^\circ$ $Z_s = 60,74 \Omega$	$L_s = 2,32 \text{ mm}$ $w_s = 0,73 \text{ mm}$	$\Theta_s = 42,18^\circ$ $Z_s = 73,79 \Omega$	$L_s = 2,5 \text{ mm}$ $w_s = 0,43 \text{ mm}$

У оба случаја, свако дискретно стање има готово идентичну вриједност фазног помјераја у цијелом фреквентном опсегу. Највеће примијећено одступање је у случају фазног помјераја од  $11,25^\circ$ , и она износи око  $\pm 1$ .

У разматрање су узета и слаба поновљивост програмираних стања, спровођењем анализе осјетљивости. Као што је објављено у [Pi15], Пи и његов тим су фабриковали 33 мемристора и измјерили да је отпорност у ON стању у опсегу од  $2 \Omega$  до око  $7 \Omega$ , а да је вриједност капацитивности у OFF стању између  $1 \text{ fF}$  и  $1,6 \text{ fF}$ . Анализа осјетљивости је извршена коришћењем највећих ( $R_{ON}=7 \Omega$  и  $C_{OFF}=1,6 \text{ fF}$ ) и најмањих ( $R_{ON}=2 \Omega$  и  $C_{OFF}=1 \text{ fF}$ ) вриједности. Резултати добијени за максималне вриједности су приказани на слици 6.6.



**Слика 6.5.** Фазни одзив (у степенима) у фреквенцијском опсегу од 5 до 5,6 GHz. Пуним линијама означени су одзиви помјерача фазе са мемристорима, а испрекиданим линијама са PIN диодама као прекидачима.



**Слика 6.6.** Фазни одзив (у степенима) у фреквенцијском опсегу од 5 до 5,6 GHz. Пуна линија – мемристор као прекидач, са максималним вриједностима у ON и OFF стањима, као што је објављено у [Pi15]. Испрекидана линија – PIN диода као прекидач.

Највећа одступања су око 6% (2,75°), и она се односе на блок који уноси 45° фазног помјераја. У том случају, параметри мемристора су  $R_{ON}=7\ \Omega$  и  $C_{OFF}=1,6\ \text{fF}$ . Одступање од 2 % је присутно на блоковима за фазни помјерај од 11,25° и 22,5°.

Одступање мање од 1% (0,31°) је присутно на блоку за фазни помјерај од 45°, када су параметри  $R_{ON}=2\ \Omega$  и  $C_{OFF}=1\ \text{fF}$ . У том случају, одступање је занемарљиво на блоковима за фазни помјерај од 11,25° и 22,5°.

Коло за програмирање мемристора има пригушницу (енг. *RF choke*) за микроталасне сигнале, тако да оно не утиче на фазни помјерај. Симулирано је подешавање мемристансе коришћењем познатих модела, као што је Биолеков идеални модел [Pick12, Torre11, Biol13].

Максимална снага помјерача фазе је ограничена на максималну дисипацију мемристора. Аутори су објавили [Pi15] да је максимална снага појединачног мемристора око 23 dBm (0.2 W). Анализиран је сваки блок помјерача фазе појединачно. Добијено је да је најкритичнији блок који уноси фазни помјерај од 45°. Максимални улазни напон РФ/микроталасног сигнала је око 34 V.

## 6.4 Промјена стања Биолековог идеалног модела мемристора

Мемристивни прекидач има два стања: ON и OFF стање. Процијењено је вријеме потребно за транзицију из једног у друго стање коришћењем модела мемристора за временску анализу. Мазади и његов тим су објавили [Maza14] практичне моделе за анализу у временском и фреквенцијском домену. Њихови резултати описују динамику стања мемристора, али њихово еквивалентно коло зависи од специфичне побуде и конфигурације мјерења. Параметри еквивалентне шеме нису јединствени, што значи да би модел морао бити мијењан сваки пут када би се промијенила побуда. Џу и његов тим су предложили [Xu14, Xu16] SPICE моделе мемристора и њихову примјену код микроталасних кола. За временску анализу усвојен је Биолеков идеални модел мемристора [Biol13] за потврду концепта.

Следећи корак је одређивање вриједности мемристанси из Пијевих компоненти [Pi15] потребних за Биолеков SPICE модел [Biol13]. Након тога, могуће је извршити временску анализу. Четири вриједности од значаја су:

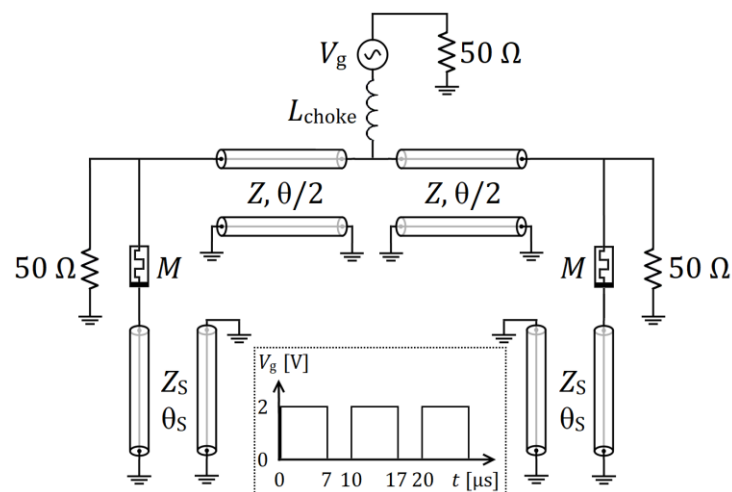
1. минимална мемристанса у ON стању ( $R_{ON}^{min}$ ),
2. максимална мемристанса у OFF стању ( $R_{OFF}^{max}$ ),
3. вриједност мемристансе у ON стању ( $R_{ON}$ ),
4. вриједност мемристансе у OFF стању ( $R_{OFF}$ ).

За правилно функционисање модела, потребно је да минимална вриједност мемристансе буде мања од вриједности мемристансе у ON стању, а максимална вриједност мемристансе буде већа од вриједности мемристансе у OFF стању. Параметри  $R_{ON}^{min}$  и  $R_{OFF}^{max}$

зависе од поступка фабрикације. Пи је објавио да је минимално постигнута вриједност мемристансе које су произвели око  $2 \Omega$ . Та вриједност је усвојена за минималну мемристансу у ON стању. Пи је такође објаснио да је однос проводности у ON и OFF стању иде до  $10^{12}$ , тако да је усвојена вриједност од  $2 T\Omega$  за максималну вриједност мемристансе у OFF стању. Параметри  $R_{ON}$  и  $R_{OFF}$  су изабрани тако да се поклапају са захтјевима помјерача фазе, који су раније разматрани. Вриједност у ON стању је подешена на  $2,56 \Omega$ . Према Пију, мемристор у OFF стању се може моделовати као паралелна веза отпорника и кондензатора. За високе учестаности, кондензатор је доминантан, а отпорник се може занемарити. На веома високим учестаностима отпорности веће од  $50 k\Omega$  се могу сматрати отвореним везама. Да би се осигурало да мемристивни прекидач представља отворену везу, усвојена је мемристанса од  $150 k\Omega$  за вриједност отпорности у OFF стању.

Кемпбел је објавила [Campb17] да је могуће промијенити стање мемристора коришћењем униполарних сигнала са повратком на нулу фреквенције реда величине хиљаду kHz, и модула амплитуде до  $1 V$ . Транзиција из ON у OFF стање, и обрнуто, траје око  $20 \mu s$ .

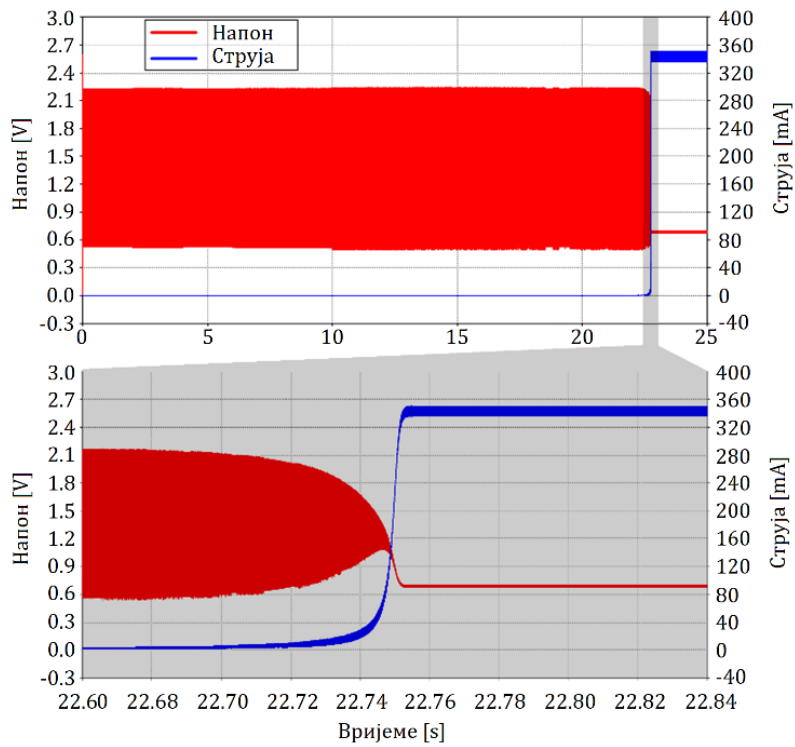
Пошто РФ мемристор није комерцијално доступан, коришћен је идеалан модел мемристора за анализу у временском домену. Идеални водови су коришћени за моделовање помјерача фазе (слика 6.7).



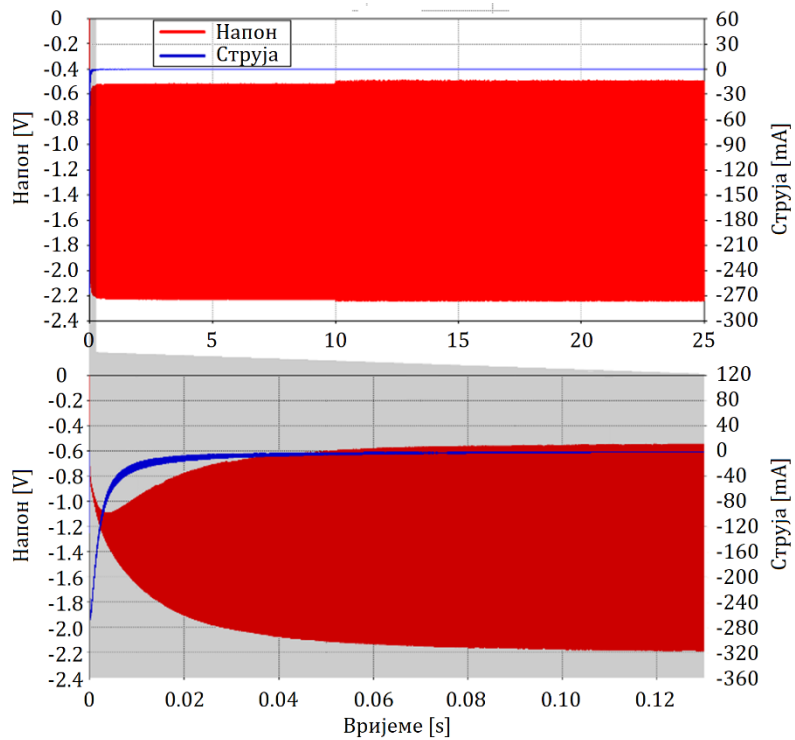
Слика 6.7. Еквивалентно коло помјерача фазе за анализу у временском домену.

За програмирање мемристора примијењен је униполарни сигнал са повратком на нулу, при чему је трајање активног нивоа  $7 \mu s$ , а периода  $10 \mu s$ , као што је приказано на уметку слике 6.7. Амплитуда униполарних сигнала је  $2 V$  за промјену стања из OFF у ON, односно  $-2 V$  за промјену стања из ON у OFF. За читање вриједности мемристансе је коришћен простопериодичан сигнал чија је амплитуда  $200 mV$ , а фреквенција је  $100 kHz$ . Резултати добијени коришћењем LTspice [LTspice] су приказани на слици 6.8.





(а)



(б)

**Слика 6.8.** Транзиција стања мемристора из (а) OFF у ON стање, (б) ON у OFF стање. Сигнал црвене боје представља напон на мемристор; док сигнал плаве боје представља струју кроз мемристор.

На слици 6.8а приказана је транзиција из OFF у ON стање, када долази до промјене мемристансе са 150 k $\Omega$  на 2,56  $\Omega$ . Ова промјена се манифестује брзим порастом амплитуде струје и падом амплитуде напона. На слици 6.8б је приказана транзиција из ON стања у OFF стање, односно са 2,56  $\Omega$  на 135 k $\Omega$ . У овом случају, примјетан је брз пад апсолутне вриједности амплитуде струје и брз пораст апсолутне вриједности амплитуде напона.

Пошто су Пи и његов тим објавили да однос проводљивости у ON и OFF стању је максимално реда величине  $10^{12}$ , спроведена је анализа када је овај однос мањи (што за собом повлачи мању вриједност максималне отпорности у OFF стању). Слични резултати су постигнути када је максимална вриједност мемристансе подешена на 2 M $\Omega$ .

## 7. Закључак

Мемристор је четврти фундаментални елемент, поред отпорника, кондензатора и калема. Представља спону између магнетног флуksа и количине наелектрисања ( $d\Phi = Mdq$ ). Неке од одлика које га препоручују за употребу су: нано димензије, прекидачко понашање на РФ/микроталасним учестаностима, мала потрошња енергије, непромјенљивост стања у одсуству напајања. У зависности од технологије производње, на нижим учестаностима може имати широк опсег вриједности отпорности.

Постоји више реализација мемристора, као и модела који описују њихово понашање. За ово истраживање најважније реализације мемристора су од компаније HP, РФ/микроталасна реализација објављена 2015. (Пи и остали, *Nature Communications*), као и KpnwM реализација. Мемристор развијен у компанији HP био је полазна тачка многим истраживачима, а на основу њега је развијен и Биолеков модел идеалног мемристора који је коришћен у овој тези. Пијев мемристор, односно еквивалентно коло при високим учестаностима настало на основу резултата мјерења, искоришћено је за симулације на РФ/микроталасним учестаностима. KpnwM мемристор је, као комерцијално доступан мемристор, коришћен за потребе експерименталне верификације.

Дигитални помјерачи фазе омогућавају да се, коришћењем прекидача, подеси дискретна вриједност помјераја фазе. Најчешћа употреба помјерача фазе је за подешавање фазираних антенских низова, и за потребе мјерења. Када РФ/микроталасни мемристор буде комерцијално доступан, биће могуће фабриковати микротракасти помјерач фазе са мемристивним прекидачима.

Један од основних доприноса овог истраживања био је развој новог метода пројектовања помјерача фазе – коришћењем мемристивних прекидача. Разматрана је могућност да се PIN диоде замијене мемристорима. Идеја потиче од чињенице да се на високим учестаностима PIN диода и мемристор моделују на сличан начин. У проводном стању PIN диода мемристор се моделују редно везаним отпорником и калемом који потиче од паковања. У непроводном стању, PIN диода се моделује редном везом калема и паралелно везаних отпорника и кондензатора, при чему је кондензатор доминантан фактор. Мемристор се у непроводном стању моделује кондензатором и редно везаним калемом који потиче од паковања.

Централна фреквенција реализованог помјерача фазе подешена је на 5,3 GHz, односно, радна фреквенција је од 5 GHz до 5,6 GHz. Коришћена је реализација РФ/микроталасног мемристора, односно PIN диода MA4PBL027. Циљ је био да се смањи потрошња снаге: PIN диодама је неопходно константно напајање да би функционисале исправно. Мемристори задржавају своје стање на високим фреквенцијама, све док им се не доведе одговарајући сигнал за програмирање. Симулација на нивоу микроталасног кола је показала да је реализација помјерача фазе на бази мемристора могућа, и то уз одржање или побољшање осталих карактеристика уређаја. При анализи су узети у обзир паразитни ефекти који потичу од кола за програмирање. Такође, извршена је анализа максималног улазног напона РФ/микроталасног сигнала, и он износи око 34 V.

Комплетан помјерач фазе састоји се од каскадне везе појединачних блокова. Промјена вриједности фазног помјераја остварује се промјеном стања мемристора унутар појединачних блокова. За потребе анализе промјене фазних помјераја, анализирано је идеализовано микроталасно коло у коме се мемристор понаша као програмабилни РФ/микроталасни прекидач. Транзиција између два стања, ON и OFF, је симулирана коришћењем Биолековог идеалног модела мемристора.

Додатни допринос дисертације представља анализа примјене мемристора у РФ/микроталасним филтрима. Анализирани су филтар са ивичном спрегом и филтар са укосницама. Филтар са ивичном спрегом је филтар пропусник опсега учестаности са централном фреквенцијом од 6 GHz. Филтар са укосницама је филтар пропусник опсега учестаности, са централном фреквенцијом од 1 GHz. Главни недостатак реализација ових филтара без мемристора су нежељени пропусни опсези који се јављају на цјелобројним умношцима основне фреквенције. У оквиру истраживања, филтри су модификовани додавањем мемристора у циљу потискивања нежељених пропусних опсега. Анализом је показано да се имплементацијом ових филтара са мемристором успјешно потискују сви нежељени пропусни опсези на парним цјелобројним умношцима централних фреквенција филтара. У случају филтра са ивичном спрегом, најбољи резултати су постигнути са мемристором чија је иницијална вриједност мемристансе  $10 \Omega$ . Повећањем вриједности иницијалне мемристансе се јављају модулације сигнала на излазу из филтра, док се смањивањем вриједности иницијалне мемристансе слабљење филтра у пропусном свом опсегу повећава. За реализацију филтра са укосницама са мемристором постигнута је и стабилизација амплитуде излазног сигнала. За филтар са укосницама најбоље резултате је дао мемристор чија је иницијална вриједност мемристансе  $10 \Omega$ . За веће вриједности мемристансе се јављају модулације сигнала на излазу, а за вриједности од преко  $50 \Omega$  амплитуда сигнала на излазу није сасвим стабилизована. За вриједности мемристансе мање од  $10 \Omega$ , слабљење филтра у пропусном опсегу се повећава.

На примјеру реконфигурабилног филтра пропусника два опсега учестаности, анализирана је могућност коришћења два мемристора као РФ/микроталасних прекидача. Филтар има четири радна режима: филтар непропусник опсега, филтар пропусник нижег опсега, филтар пропусник вишег опсега, и филтар пропусник оба опсега. Анализиран је утицај програмирања једног мемристора на стање другог мемристора филтра. Показано је да се може промијенити стање на једном мемристором, без промјене стања другог мемристора. Ово важи када се програмира било који од два мемристора. Такође, примјеном мемристивних прекидача нису нарушене перформансе реконфигурабилног филтра.

Подешавање мемристансе је један од највећих изазова у дизајну мемристивних кола. Вријеме промјене стања код бинарних мемристора је реда величине наносекунди, а утрошена енергија за ту потребу је реда величине пикоџула. Нажалост, и даље не постоји адекватан механизам за подешавање мемристансе који је истовремено тачан и брз. Нека скорија истраживања о програмирању комерцијално доступног мемристора су врло обећавајућа, али је ова област и даље отворена за даља истраживања и унапријеђења.

Један од првих корака експерименталне верификације мемристора, у овом истраживању, био је идентификација компоненте, што је урађено репродукцијом

препознатљиве Лисажуове криве, коришћењем KpwoM мемристора. У дисертацији су предложена два рјешења програмирања KpwoM мемристора. У првом случају развијен је хардвер и софтвер кола за програмирање мемристора, као и софтвер удаљеног уређаја са ког се врши контрола кола за програмирање мемристора. Овај примјер подразумијева да мемристор може бити у радном режиму, или у режиму програмирања. Други начин представља примјер програмирања мемристора у току радног режима. Конкретно, ради се о колу активног филтра код кога се довођењем сигнала за подешавање мемристансе може промијенити мемристанса мемристора, при чему сигнал за подешавање мемристансе нема значајних нежељених утицаја на облик излазног сигнала. За оба случаја су реализовани лабораторијски прототипови, чиме је верификован рад кола за програмирање мемристансе и софтвера. Додатно, урађена је анализа стабилности стања мемристора за различите вриједности мемристансе.

Могућност да се на фреквенцијама нижим од РФ/микроталасних мемристор подешава у међустања дала је повода да се разматра могућност замјене потенциометра мемристором у неким типичним електричним колима. У оквиру истраживања, упоређени су комерцијално доступан KnowM мемристор са волфрам (W) допантима са најбољим потенциометром у класи, AD5270 од Analog Devices.

Анализиран је фреквенцијски опсег од 10 kHz до 5 MHz и посматрани су модули импедансе обије компоненте. Закључено је да је мемристор има констанан модуо импедансе у ширем фреквенцијском опсегу. На примјер, ако је иницијална вриједност отпорности подешена на 10 k $\Omega$ , ширина пропусног опсега мемристора је 1 MHz, а потенциометра око 400 kHz. Показано је да је опсег отпорности већи за мемристор, и он је у опсегу од 400  $\Omega$  до око 1 M $\Omega$ , док је у случају потенциометра од 100  $\Omega$  до 100 k $\Omega$ . Очекује се да се мемристор може подесити на било коју вриједност мемристансе у опсегу отпорности, док потенциометар AD5270 има фиксна 1024 стања. Мемристор заузима мању површину од потенциометра. Спољашње коло за контролу мемристансе, односно отпорности, неопходно је и у случају мемристора и потенциометра. Показано је да мемристор може мијењати стање у току рада, док потенциометар нема јасно дефинисану отпорност у одређеном временском интервалу у току промјене. Вријеме промјене вриједности отпорности код потенциометра AD5270 је реда величине микросекунди, док су KnowM мемристор са волфрам допантима потребне милсекунде. Потенциометар има постојану меморију која може сачувати вриједност отпорности до 50 пута, док је мемристор сам постојан, и није му потребно константно напајање да би функционисао.

Додатно, предложен је АС модел за KnowM мемристор, базиран на експерименталним резултатима. За вриједности мемристансе које су мање од 15 k $\Omega$ , мемристор се може моделовати промјенљивим отпорником који има шант паразитну капацитивност од 8 pF, док за вриједности изнад 15 k $\Omega$  шант капацитивност варира са фреквенцијом. За фреквенције испод 300 kHz паразитна капацитивност је нешто мања од 8 pF, док је за фреквенције изнад 300 kHz паразитна капацитивност нешто већа од 8 pF.

Да би разлике између мемристора и потенциометра биле боље илустроване, имплементирани су лабораторијски прототипови кола са типичним функционалностима, на бази мемристора. Експериментални резултати су показали да мемристор има једнако добре или боље карактеристике од потенциометра. Паразитни ефекти мемристора су

мање изражени, што повлачи за собом да анализирани инвертујући појачавач и напонски раздјелник имају шири пропусни опсег. Поред тога, показано је да имплементације филтра пропусника високих учестаности са мемристором, односно потенциометром, имају готово идентичне карактеристике. У случају помјерача фазе карактеристике су, такође, готово идентичне за имплементације са мемристором и потенциометром. Мемристор има много шири опсег отпорности у односу на потенциометар, па је сходно томе могуће постићи већи број стања у анализираним колима.

Током израде ове дисертације уочени су потенцијални правци даљег истраживања из области примјене мемристора. Међу њима су развој алгорита подешавања мемристора на међустања који је у исто вријеме брз, тачан и прецизан. Анализа примјене мемристора на РФ/микроталасним учестаностима у реализацији електричних кола, као на примјер дигитално аналогних конвертера, појачавача са аутоматском контролом појачања (eng. *Automatic Gain Control* – AGC), електронски контролисаних ослабљивача (атенуатора), и слично. Такође, у случају доступности РФ/микроталасних мемристора, експериментална верификација употребе мемристивних прекидача, као и њиховог програмирања.

## Литература

- [AD2] Analog Discovery 2, "A High Performance, All-in-One Portable Oscilloscope & Instrumentation System". Available online: <https://analogdiscovery.com> (accessed: 11 December 2020).
- [AD5270] Analog AD5270 Digital Potentiometer Datasheet. Available online: [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5270\\_5271.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5270_5271.pdf) (accessed: 11 December 2020).
- [Adam14] Adamatzky, A.; Chua, L. (Eds.) *Memristor Networks*; Springer: Cham, Switzerland, 2014.
- [Amir17] Amirsoleimania, A.; Shamsib, J.; Ahmadia, M.; Ahmadia, A.; Alirezadea, S.; Mohammadib, K.; Karamib, M.A.; Yakopcic, C.; Kaveheid, O.; Al-Sarawie, S.; Accurate charge transport model for nanoionics memristive devices. *Microelectronics Journal* **2017**, vol. 65, 49-57, doi: 10.1016/j.mejo.2017.05.006.
- [Analog] Analog Devices. Available online: <https://www.analog.com/en/index.html> (accessed: 11 December 2020).
- [Ascol13] Ascoli, A.; Tetzlaff, R.; Corinto, F.; Mirchev, M.; Gilli, M. Memristor-based filtering applications. In Proceedings of the 2013 14th Latin American Test Workshop-LATW, Cordoba, Argentina, 2013; pp. 1-6.
- [Ascol17] Ascoli, A.; Tetzlaff, R.; Biey, M.; Chua, L.O. Complex dynamics in circuits with memristors. In Proceedings of the 2017 European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD), Catania, Italy, 2017; pp. 1-4.
- [AWR] AWR Microwave Office, Cadence Design Systems, Inc. 2655 Seely Avenue San Jose, CA 95134, USA. <https://www.awr.com/awr-software/products/microwave-office> (accessed: 25 Jul 2021).
- [Bahl80] Bahl, I.J.; Gupta, K.C.; Design of loaded-line p-i-n diode phase shifter circuits, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **1980**, vol. 28, no. 3, 219-224.
- [Biol09] Biolek, Z.; Biolek, D.; Biolková, V.; SPICE Model of Memristor with Nonlinear Dopant Drift. *Radioengineering* **2009**, vol. 18, no. 2, 210-214.
- [Biol13] Biolek, D.; Di Ventra, M.; Pershin, Y. V.; Reliable SPICE simulations of memristors, memcapacitors and meminductors. *Radioengineering* **2013**, vol. 22, no. 4, 945-968.
- [Biol21] Biolek, D.; Kolka, Z.; Biolková, V.; Biolek, Z.; Kvatinsky, S.; (V)TEAM for SPICE Simulation of Memristive Devices With Improved Numerical Performance. *IEEE Access* **2021**, vol. 9, 30242-30255, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3059241.
- [Campb17] Campbell, K.A. Self-directed channel memristor for high temperature operation. *Microelectron. J.* **2017**, 59, 10-14, doi:10.1016/j.mejo.2016.11.006.
- [Caspi88] Caspi, S.; Adelman, J.; Design of combline and interdigital filters with tapped-line input. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **1988**, vol. 36, no. 4, pp. 759-763.
- [Chua71] Chua, L. Memristor-The missing circuit element. *IEEE Trans. Circuit Theory* **1971**, 18, 507-519, doi:10.1109/TCT.1971.1083337.
- [Colli01] Collin R.; Foundations for Microwave Engineering, 2<sup>nd</sup> ed., John Wiley & Sons Inc., New York, 2001.

- [Deni89] Dening, C. Using microwave CAD programs to analyze microstrip interdigital filters. *Microwave Journal* **1989**, vol 32, no. 3, pp. 147-152.
- [DigiPot] Analog Devices, Digital Potentiometers Tutorial. Available online: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-091.pdf> (accessed: 11 December 2020).
- [DS1054Z] Rigol DS1054Z 50MHz Digital Oscilloscope. Available online: <https://www.rigolna.com/products/digital-oscilloscopes/1000z/> (accessed: 23 May 2021)
- [DSOX11] Keysight DSOX1102G Oscilloscope: 70/100 MHz, 2 Analog Channels. Available online: <https://www.keysight.com/zz/en/product/DSOX1102G/oscilloscope-70-100-mhz-2-analog-channels.html> (accessed: 23 May 2021)
- [Ferna20] Fernandez, C.; Gomez, J.; Ortiz, J.; Vourkas, I.; Comprehensive predictive modeling of resistive switching devices using a bias-dependent window function approach. *Solid State Electron* **2020**, *170*, 107833, doi:10.1016/j.sse.2020.107833.
- [Garda18] Garda, B.; Galias, Z. Modeling of Memristors Under Sinusoidal Excitations with Various Frequencies. In Proceedings of the 2018 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS), Bordeaux, France, 2018; pp. 545–548.
- [Garda18a] Garda, B.; Galias, Z. Modeling Sinusoidally Driven Self-Directed Channel Memristors. In Proceedings of the 2018 International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES), Kraków, Poland, 2018; pp. 19–22.
- [Ge17] Ge, R.; Wu, X.; Kim, M.; Shi, J.; Sonde, S.; Tao, L.; Zhang, Y.; Lee, J.C.; Akinwande, D. Atomristor: Nonvolatile resistance switching in atomic sheets of transition metal dichalcogenides. *Nano. Lett.* **2017**, *18*, 434–441, doi:10.1021/acs.nanolett.7b04342.
- [Gomez19] Gomez, J.; Vourkas, I.; Abusleme, A. Exploring Memristor Multi-Level Tuning Dependencies on the Applied Pulse Properties via a Low Cost Instrumentation Setup. *IEEE Access* **2019**, *7*, 59413–59421, doi:10.1109/ACCESS.2019.2915100.
- [Gomez20] Gomez, J.; Vourkas, I.; Abusleme, A.; Sirakoulis, G.Ch.; Rubio, A. Voltage Divider for Self-Limited Analog State Programming of Memristors. *IEEE Trans. Circuits Syst. II* **2020**, *67*, 620–624, doi:10.1109/TCSII.2019.2923716.
- [Gomez20a] Gomez, J.; Vourkas, I.; Abusleme, A.; Rodriguez, R.; Martin-Martinez, J.; Nafria, M.; Rubio, A. Exploring the “resistance change per energy unit” as universal performance parameter for resistive switching devices. *Solid State Electron.* **2020**, *165*, 107748, doi:10.1016/j.sse.2019.107748.
- [Grego15] Gregory, M.D.; Werner, D.H. Application of the memristor in reconfigurable electromagnetic devices. *IEEE Antenn. Propag. M.* **2015**, *57*, 239–248, doi:10.1109/MAP.2015.2397153.
- [Hong11] Hong J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, New Jersey: John Wiley & Sons, 2011.
- [Jiang19] Jiang, W.; Xie, B.; Liu, C.-C.; Shi, Y. Integrating memristors and CMOS for better AI. *Nat. Electron.* **2019**, *2*, 376–377, doi:10.1038/s41928-019-0307-1.
- [Jogle09] Joglekar, Y. N.; Wolf, S. J.; The elusive memristor: properties of basic electrical circuits. *European Journal of Physics* **2009**, vol. 30, no. 4, 661-685.
- [Kim19] Kim, M.; Pallecchi, E.; Ge, R.; Wu, X.; Avramovic, V.; Okada, E.; Lee, J.C.; Happy, H.; Akinwande, D. Non-volatile RF and mm-wave Switches Based on Monolayer hBN. In



- Proceedings of the 2019 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), San Francisco, CA, USA, 2019; pp. 9.5.1–9.5.4.
- [KnowM] KnowM Inc. Available online: <https://knowm.org/> (accessed: 11 December 2020).
- [KnowMa] KnowM Memristors. Available online: [https://knowm.org/downloads/Knowm\\_Memristors.pdf](https://knowm.org/downloads/Knowm_Memristors.pdf) (accessed: 18 April 2020).
- [KnowMb] Memristor Discovery (KnowM), Source Code. Available online: <https://github.com/knowm/memristor-discovery> (accessed: 11 December 2020).
- [Kvat13] Kvatinsky, S.; Friedman, E. G.; Kolodny, A.; Weiser, U. C.; TEAM: Threshold adaptive memristor model. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* **2013**, vol. 60, no. 1, pp. 211-221.
- [Kvat15] Kvantinsky, S.; Ramadan, M.; Friedman, E. G.; Kolodny, A.; VTEAM: Voltage threshold adaptive memristor model. *IEEE Transactions on Circuit and System-II* **2015**, vol. 62, pp. 786-790.
- [LTspice] M. Engelhardt, LTspice IV version 4.23i. Linear Technology Corporation, <http://linear.com>. [accessed: 17 June 2018]
- [Lucy10] Lucyszyn, S.; *Advanced RF MEMS*, Cambridge University Press, Cambridge (UK), **2010**, 307-343.
- [MA4PB] MA4PBL027 HMIC Silicon Beam Lead PIN Diode. <https://cdn.macom.com/datasheets/MA4PBL027.pdf> (accessed: 04 June 2017).
- [Marko16] Marković, I.; Potrebić, M.; Tošić, D. Mogućnost primjene memristora u mikrotalasnim filtrima, *Tehnika – Elektrotehnika* **2016**, vol. 71, n. 6, pp. 853-860, DOI:10.5937/tehnika1606853M
- [Marko17] Marković, I.; Potrebić, M.; Tošić, D. D. Memristor State Transition in Reconfigurable Microwave Filter. 30<sup>th</sup> *International Conference on Microelectronics – MIEL 2017*, Niš, Serbia, October 9 – 11, 2017.
- [Marko18] Marković, I.; Potrebić, M.; Tošić, D. Main-line memristor mounted type loaded-line phase shifter realization. *Microelectronic Engineering* **2018**. DOI: 10.1016/j.mee.2017.11.005, IF: 2.02.
- [Marko19] Marković, I.; Potrebić, M.; Tošić, D.; Cvetković, Z. Comparison of memristor models for microwave circuit simulations in time and frequency domain. *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics* **2019**, vol. 32, no. 1, pp. 65 – 74. DOI: 10.2298/FUEE1901065M.
- [Marko19a] Marković, I.; Potrebić, M.; Tošić, D. Jedno rješenje automatizacije programiranja KnowM memristora. 18<sup>th</sup> *International Symposium INFOTEH-JAHORINA*, Jahorina, Bosnia and Herzegovina, March 20-22, 2019 pp. 23 – 27.
- [Marko21] Marković, I.; Potrebić, M.; Tošić, D. Memristors as Candidates for Replacing Digital Potentiometers in Electric Circuits. *Electronics* **2021**, vol. 10, no. 2. DOI: 10.3390/electronics10020181.
- [Matth62] Matthaei, G. Interdigital band-pass filters. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **1962**, vol. 10, pp479-491.
- [MAX4053] Maxim Integrated, Low-Voltage, CMOS Analog Multiplexers/Switches. Available online: <https://www.maximintegrated.com/en/products/analog/analog-switches-multiplexers/MAX4053.html> [Accessed 30 May 2021]
- [Maza14] Mazady, A.; Anwa, M.; Memristor: part II–DC, transient, and RF analysis. *IEEE Transactions on Electron Devices* **2014**, vol. 61, no. 4, pp. 1062-1070.

- [Molte16] Molter, T.W.; Nugent, M.A. The generalized metastable switch memristor model. In Proceedings of the 15th International Workshop on Cellular Nanoscale Networks and their Applications (CNNA 2016), Dresden, Germany, 2016; pp. 1–2.
- [Mutlu18] Mutlu, R.; Karakulak, E. Memristor-Based Phase Shifter. In Proceedings of the 2018 2nd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT), Ankara, Turkey, 2018; pp. 1–5.
- [NE5532AP] Dual Low-Noise Operational Amplifier NE5532AP, Datasheet. Available online: <https://www.ti.com/store/ti/en/p/product/?p=NE5532AP> (accessed: 11 December 2020).
- [Pals15] Palson, C.L.; Krishna, D.D.; Jose, B.R.; Mathew, J.; Ottavi, M. Memristor Based Planar Tunable RF Circuits. *J. Circuit Syst. Comp.* **2019**, *28*, 1950225, doi:10.1142/S0218126619502256.
- [Park15] Park, Y.; Lee, J.; Bae, J. Development of a Wearable Sensing Glove for Measuring the Motion of Fingers Using Linear Potentiometers and Flexible Wires. *IEEE T. Ind. Inform.* **2015**, *11*, 198–206, doi:10.1109/TII.2014.2381932.
- [Petro10] Petrović V.; Tošić D.; Đorđević A. Mikrotalasna pasivna kola, elektronsko izdanje [www.etf.bg.ac.rs](http://www.etf.bg.ac.rs), Elektrotehnički fakultet, Beograd 2010.
- [Pi15] Pi, S.; Ghadiri-Sadrabadi, M.; Bardin, J.C.; Xia, Q. Nanoscale memristive radiofrequency switches. *Nat. Commun.* **2015**, *6*, 1–9, doi:10.1038/ncomms8519.
- [Pick09] Pickett, M. D.; Strukov, D. B.; Borghetti, J. L.; Yang, J. J.; Snider, G. S.; Stewart, D. R.; Williams, R. S.; Switching dynamics in titanium dioxide memristive devices, *J. Appl. Phys.* **2009**, vol. 106, no. 7, 074508.
- [Pick12] Pickett, M.; Williams, R.; Sub-100 fJ and sub-nanosecond thermally driven threshold switching in niobium oxide crosspoint nanodevices, *Nanotechnology* **2012**, vol. 23, no. 215202, 1-9.
- [Potre15] Potrebić, M.M.; Tošić, D.V. Application of memristors in microwave passive circuits. *Radioengineering* **2015**, *24*, 408–419, doi:10.13164/re.2015.0408.
- [Potre17] Potrebić, M.; Tošić, D.; Biolek, D. Reconfigurable microwave filters using memristors. *Int. J. Circuit Theory App.* **2017**, *46*, 113–121, doi:10.1002/cta.2345.
- [Potre18] Potrebić, M.; Tošić, D.; Plazinić, A. Reconfigurable multilayer dual-mode bandpass filter based on memristive switch. *AEU-Int. J. Electron. C.* **2018**, *97*, 290–298, doi:10.1016/j.aeue.2018.10.032.
- [Potre19] Potrebić, M.; Tošić, D. Projektovanje mikrotalasnih filtara, Akademska misao, Beograd 2019.
- [Sassi16] Sassine, G.; La Barbera, S.; Najjari, N.; Minvielle, M.; Dubourdieu, C.; Alibert, F. Interfacial versus filamentary resistive switching in TiO<sub>2</sub> and HfO<sub>2</sub> devices. *J. Vac. Sci. Technol. B* **2016**, *B34*, 1–6, doi:10.1116/1.4940129.
- [Shu16] Shu, W.; Shichijo, H.; Henderson, R.; A Unified Equivalent-Circuit Model for Coplanar Waveguides With Silicon-Substrate Skin-Effect Modeling, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* **2016**, vol. 64, no. 6, 1727-1735.
- [STM32] Analog Devices STM32VLDISCOVERY development board. Available online: <https://www.st.com/en/evaluation-tools/stm32vldiscovery.html> [accessed: 30 May 2021]
- [Struk08] Strukov, D.B.; Snider, G.S.; Stewart, D.R.; Williams, R.S. The missing memristor found. *Nature* **2008**, *453*, 80–83, doi:10.1038/nature06932.

- [Tan17] Tan, J.; Duan, S.; Yang, T.; Zhu, H. A Programmable Memristor Potentiometer and Its Application in the Filter Circuit. In *Advances in Neural Networks—ISNN 2017*; Springer International Publishing: Cham, Switzerland, 2017; pp. 326–335, doi:10.1007/978-3-319-59081-3\_39.
- [Tetz14] Tetzlaff, R. (Ed.) *Memristors and Memristive Systems*; Springer: Cham, Switzerland, 2014.
- [TI] Texas Instruments Inc. Available online: <https://www.ti.com> (accessed: 11 December 2020).
- [Torre11] Torrezan, A.; Strachan, J.; Medeiros-Ribeiro, G.; Williams, R.; Sub-nanosecond switching of a tantalum oxide memristor, *Nanotechnology* **2011**, vol. 22, no. 485203, 1-7.
- [Tošić20] Prepiska sa profesorom Dejanom V. Tošićem.
- [Vujs10] Vujsić, M.; Stanković, K.; Marjanović, N.; Osmokrović P.; Simulated Effects of Proton and Ion Beam Irradiation on Titanium Dioxide Memristors. *IEEE Transactions on Nuclear Science* **2010**, vol. 57, no. 4, pp. 1798-1804.
- [Wains18] Wainstein, N.; Kvantinsky, S.; A Lumped RF Model for Nanoscale Memristive Devices and NonVolatile Single-Pole Double-Throw Switches. *IEEE Transactions on Nanotechnology* **2018**, vol. 17, no. 5, 873-883.
- [Wains19] Wainstein, N.; Tsabari, T.; Goldin, Y.; Yalon, E.; Kvatinsky, S. A Dual-Band CMOS Low-Noise Amplifier using Memristor-Based Tunable Inductors. In *Proceedings of the 2019 IEEE Computer Society Annual Symposium on VLSI (ISVLSI)*, Miami, FL, USA, 2019; pp. 29–295.
- [Wey11] Wey, T.A.; Jemison, W.D. Variable gain amplifier circuit using titanium dioxide memristors. *IET Circuits Devices Syst.* 2011, 5, 59, doi:10.1049/iet-cds.2010.0210.41.
- [Wey12] Wey, T.; Jemison, W. An automatic gain control circuit with TiO<sub>2</sub> memristor variable gain amplifier. *Analog. Integr. Circuits Signal Process.* **2012**, 73, 663–672, doi:10.1007/s10470-012-9860-5.
- [Xu14] Xu, K.D. ; Zhang, Y.H.; Wang, L; Yuan, M.Q.; Fan, Y.; Joines, W.T.; Liu, H.Q.; Two memristor SPICE models and their applications in microwave devices, *IEEE Transactions on Nanotechnology* **2014**, vol. 13, no.3, 607–616, doi: 10.1109/TNANO.2014.2314126
- [Xu16] Xu, K.D.; Li, X.S.; Guo, Y.J.; Liu, H.Q.; Simple Memristive SPICE Macro-Models and Reconfigurability in Filter and Antenna, *Radioengineering* **2016**, vol. 25, no. 4, 700-706, doi: 10.13164/re.2016.0700.
- [Yakop11] Yakopcic, C.; Taha, T. M.; Subramanyam, G.; Pino, R. E.; Rogers, S.; A memristor device model, *IEEE Electron Device Letters* **2011**, vol. 32, no. 10, 1436-1438.
- [Yao20] Yao, P.; Wu, H.; Gao, B.; Tang, J.; Zhang, Q.; Zhang, W.; Yang, J.J.; Qian, H. Fully hardware-implemented memristor convolutional neural network. *Nature* **2020**, 577, 641–646, doi:10.1038/s41586-020-1942-4.
- [Zha17] Zha, J.; Huang, H.; Huang, T.; Cao, J.; Alsaedi, A.; Alsaadi, F.E. A general memristor model and its applications in programmable analog circuits. *Neurocomputing* **2017**, 267, 134–140, doi:10.1016/j.neucom.2017.04.057.
- [Zumba12] Zumbahlen, H. Multiple Feedback Band-Pass Design Example, *Analog Devices*, Mini Tutorial MT-218, 2012.

## Прилози

### Прилог 1 – Биолоков резистивни модел за PSpice и LTspice

```
**** Ideal memristor model R1 ****
*D. Biolek, M. Di Ventra, Y. V. Pershin*
*Reliable SPICE Simulations of Memristors, Memcapacitors and Meminductors, 2013*
*Code for PSpice and LTspice; tested with Cadence PSpice v. 16.3 and LTspice v. 4*
*****
.subckt memristorR1 plus minus params: Ron=100 Roff=10k Rini=5k
.param uv=10f D=10n k={uv*Ron/D**2} a={(Rini-Ron)/(Roff-Rini)}
*model of memristive port
Roff plus aux {Roff}
Eres aux minus value={(Ron-Roff)/(1+a*exp(-4*k*V(q)))*I(Eres)}
*end of the model of memristive port
*integrator model
Gx 0 Q value={i(Eres)}
Cint Q 0 1
Raux Q 0 100meg
*end of integrator model
*alternative integrator model; SDT function for PSPICE can be replaced by IDT for LTspice
*Eq Q 0 value={SDT(I(Eres))}
.ends memristorR1
*.options method=gear ;use only for LTspice
Vin in 0 sin 0 1 1
Xmem in 0 memristorR1
.tran 0 10 0 1m
.probe
.end
```

## Биографија аутора

Иво Марковић рођен је 15. 12. 1990. у Котору, СФР Југославија. Основну школу и Гимназију завршио је у Будви. Основне и мастер академске студије на Електротехничком факултету Универзитета у Београду завршио је на Одсјеку за електронику. Докторске студије уписао је школске 2017/18. године на модулу Микроталасна техника.

Био је члан истраживачког тима на пројекту ICT COST Action IC1401 *Memristors - Devices, Models, Circuits, Systems and Applications (MemoCiS)*, 2014.-2018. У јуну 2017. и јуну 2018. године је присуствовао трећем и четвртом семинару *MemoCiS Training School on Memristor Theory, Models and Device Technology*, одржаним у Хаифи (Израел), односно Авеиру (Португал).

Објавио је 12 радова, од којих су два у часописима са SCI листе. У школској 2018/2019. години, добио је награду Фондације професора Мирка Милића за најбољи научно-стручни рад из области Теорије електричних кола, штампан у часопису или зборнику конференција. Награђен је рад под називом: "*Main-line memristor mounted type loaded-line phase shifter realization*", објављен у часопису *Microelectronic Engineering*.

Професионалну каријеру започео је децембра 2015. године у компанији РТ-РК, на позицији *Embedded Software Developer*. У оквиру компаније је радио на пројектима из области дигиталне телевизије, ЈиТ (*Just in Time*) компилатора и аутономне вожње. Од новембра 2018. године, запослен је у швајцарској компанији Polustech, у београдском тиму, гдје тренутно ради као вођа тима за развој хардвера. У оквиру компаније развија системе за побољшање јавне безбиједности, коришћењем савременим телекомуникационих технологија.

Активно говори енглески језик, а посједује и основно знање италијанског језика.

## Изјава о ауторству

Име и презиме аутора \_\_\_\_\_ Иво Марковић

Број индекса \_\_\_\_\_ 5014/2017

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

\_\_\_\_\_ Примјена мемристора у реализацији микроталасних пасивних кола

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да дисертација у цјелини ни у дјеловима није била предложена за стицање друге дипломе према студијским програмима других високошколских установа;
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис аутора

У Београду, 26. 10. 2021.

Иво Марковић

**Изјава о истовјетности штампане и електронске верзије  
докторског рада**

Име и презиме аутора \_\_\_\_\_ Иво Марковић \_\_\_\_\_  
Број индекса \_\_\_\_\_ 5014/2017 \_\_\_\_\_  
Студијски програм \_\_\_\_\_ Микроталасна техника \_\_\_\_\_  
Наслов рада \_\_\_\_\_ Примјена мемристора у реализацији микроталасних \_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_ пасивних кола \_\_\_\_\_  
Ментор \_\_\_\_\_ др Милка Потребих, редовни професор \_\_\_\_\_

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истовјетна електронској верзији коју сам предао ради похрањивања у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског назива доктора наука, као што су име и презиме, година и мјесто 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 аутора**

У Београду, 26. 10. 2021.

  
\_\_\_\_\_

## Изјава о коришћењу

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

Примјена мемристора у реализацији микроталасних пасивних кола

која је моје ауторско дјело.

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

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио.

1. Ауторство (CC BY)

2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)

3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)

4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)

5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)

6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци.  
Кратак опис лиценци је саставни део ове изјаве).

**Потпис аутора**

У Београду, 26. 10. 2021.

Убо Марковић



1. **Ауторство.** Дозвољаваате 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.** Дозвољаваате 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 прерада.** Дозвољаваате 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.** Дозвољаваате 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 прерада.** Дозвољаваате 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.** Дозвољаваате 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.