



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У
НОВОМ САДУ



мр Јелена Ђорђевић-Козаров

**МЕТОДА МЕРЕЊА
ЕЛЕКТРООКУЛОГРАФСКОГ СИГНАЛА
НА ИНТЕРВАЛУ СА ПРЕКЛАПАЊЕМ
ВРЕМЕНСКИХ ПРОЗОРА**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2017.



КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, РБР:		
Идентификациони број, ИБР:		
Тип документације, ТД:	Монографска публикација	
Тип записа, ТЗ:	Текстуални штампани материјал	
Врста рада, ВР:	Докторска дисертација	
Аутор, АУ:	Мр Јелена Ђорђевић-Козаров	
Ментор, МН:	Проф. др Платон Совиљ	
Наслов рада, НР:	Метода мерења електроокулографског сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора	
Језик публикације, ЈП:	Српски	
Језик извода, ЈИ:	Српски/енглески	
Земља публикавања, ЗП:	Србија	
Уже географско подручје, УГП:	Аутономна Покрајина Војводина	
Година, ГО:	2017.	
Издавач, ИЗ:	Ауторски репринт	
Место и адреса, МА:	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад	
Физички опис рада, ФО: (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	9/210/104/33/75/74/3	
Научна област, НО:	Електротехничко и рачунарско инжињерство	
Научна дисциплина, НД:	Биомедицинска мерења и инструментација	
Предметна одредница/Кључне речи, ПО:	Модификована дигитална стохастичка мерна метода, електроокулографија, симулациони модел, инструмент базиран на рачунарској платформи	
УДК		
Чува се, ЧУ:	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду	
Важна напомена, ВН:		
Извод, ИЗ:	У тези је предложена метода мерења ЕОГ сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора, која представља модификацију дигиталне стохастичке методе мерења (ДСММ). Хардвер којим се предложена метода може имплементирати заснован је на рачунарској платформи и микроконтролерској структури. Метода је испитана бројним симулацијама и експериментима. Хипотеза ове тезе – да модел мерења ЕОГ сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора омогућава пројектовање ЕОГ мерног уређаја који је отпорнији на утицај шума него ЕОГ мерни уређаји засновани на класичном дигиталном мерењу – потпуно је потврђена.	
Датум прихватања теме, ДП:	14. 05. 2015.	
Датум одбране, ДО:		
Чланови комисије, КО:	Председник: Др Зоран Митровић, редовни професор	Потпис ментора
	Члан: Др Драган Раденковић, редовни професор	
	Члан: Др Дамир Лукач, редовни професор	
	Члан: Др Драган Пејић, доцент	
	Члан, ментор: Др Платон Совиљ, ванредни професор	



KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, ANO :	
Identification number, INO :	
Document type, DT :	Monographic publication
Type of record, TR :	Textual printed material
Contents code, CC :	PhD thesis
Author, AU :	Jelena Đorđević-Kozarov, M.Sc.
Mentor, MN :	Dr. Platon Sovilj, associate professor
Title, TI :	EOG signal measurement method over an interval using overlapping time windows
Language of text, LT :	Serbian
Language of abstract, LA :	Serbian/English
Country of publication, CP :	Serbia
Locality of publication, LP :	Autonomous Province of Vojvodina
Publication year, PY :	2017.
Publisher, PB :	Author reprint
Publication place, PP :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Physical description, PD : (chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)	9/210/104/33/75/74/3
Scientific field, SF :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, SD :	Biomedical measurement and instrumentation
Subject/Key words, S/KW :	Modified digital stochastic measurement method, electrooculography, simulation model, computer based instrument
UC	
Holding data, HD :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University of Novi Sad
Note, N :	
Abstract, AB :	EOG signal measurement method over an interval using overlapping time windows, which represents the modification of the digital stochastic measurement method (DSMM), has been proposed in this thesis. The hardware that can implement the proposed method is based on a computer platform and a microcontroller structure. The method has been tested with numerous simulations and experiments. Hypothesis of this thesis - the model of EOG signal measurement over an interval using overlapping time windows allows a design of EOG measuring device more resistant to the noise impact than the EOG measuring devices based on classical digital measurement - has been fully confirmed.
Accepted by the Scientific Board on, ASB :	14. 05. 2015.
Defended on, DE :	
Defended Board, DB :	President: Dr. Zoran Mitrović, full professor
	Member: Dr. Dragan Radenković, full professor
	Member: Dr. Damir Lukač, full professor
	Member: Dr. Dragan Pejić, assistant professor
	Member, Mentor: Dr. Platon Sovilj, associate professor
	Mentor's sign

Захвалница

Желим се најискреније захвалити

Проф. др Владимиру Вујичићу, за отвореност и спремност за рад са мном, за подучавање и несебичну помоћ, као и за искрене савете и непроцењиву подршку,

проф. др Платону Совиљу, мом ментору, који ми је омогућио да уђем у свет биомедицине и спроведем ово истраживање, за стрпљив и предан рад са мном, као и за велику подршку и корисне савете,

проф. др Зорану Митровићу на искреној помоћи, подршци и сврсисходним саветима,

проф. др Оливери Клисурић, која ми је омогућила несметан рад на комерцијалном уређају за мерење биомедицинских сигнала, у циљу прикупљања података потребних за ово истраживање,

Дејану Митићу, колеги и добром пријатељу, за велику и несебичну помоћ у реализацији мојих идеја, посебно из области програмирања,

Срби Драгановићу и Жикици Марковићу, за велику техничку помоћ и подршку у реализацији практичног дела овог мог истраживања,

члановима Катедре за аутоматику Електронског факултета у Нишу, где је највећи део истраживања спроведен, за стварање пријатне радне атмосфере, дружење и размену корисних идеја,

Милану Симићу, за све креативне дискусије, искрену подршку и помоћ у свакој фази овог истраживања,

Мирољубу Пешићу, за корисне савете и техничку помоћ у реализацији практичног дела овог истраживања,

Марјану Урекару, за несебичну помоћ и подршку, као и за веома корисне савете, добронамерне примедбе и коментаре,

Љубици Жупунски, за научно-техничку помоћ током овог истраживања,

Бојану Вујичићу и осталим члановима Катедре за електрична мерења Факултета техничких наука у Новом Саду, за техничку подршку, као и за стварање изузетно продуктивног и позитивног радног окружења,

породици Карабашевић, мојим драгим пријатељима, за пружено гостопримство и искрену подршку током мог вишегодишњег рада и истраживања,

Драгани Ђорђевић, мојој сестри, за велику моралну подршку и охрабрење да истрајем на свом истраживачком путу,

родитељима, Душици Ђорђевић и Радосаву Ђорђевићу, на стрпљењу, разумевању, огромној љубави, вери у мој успех, корисним саветима и безрезервној подршци,

породици, супругу Ивану Козарову и ћеркама Уни и Нини, којима са љубављу посвећујем овај рад, за огромну љубав и стрпљење, као и за несебичну и безусловну подршку мени и мом истраживачком раду.

Јелена Ђорђевић-Козаров,

у Нишу/Новом Саду, новембра 2017. године

Садржај

Увод	1
1. Електрофизиолошки сигнали.....	7
1.1. Биоелектрични потенцијали	7
1.1.1. На ћелијском нивоу	8
1.1.2. На површини тела.....	14
1.2. Врсте електрофизиолошких сигнала	16
1.3. Мерење и записивање електрофизиолошких сигнала	18
2. Електроокулографија	22
2.1. Анатомија ока.....	22
2.2. Карактеристичне појаве код ЕОГ сигнала.....	25
2.3. Почети и развој електроокулографије	28
2.4. Технички стандарди.....	32
2.5. Примена електроокулографије.....	34
3. Мерно-аквизициони системи у електроокулографији.....	36
3.1. Врсте и структура мерно-аквизиционих система у електроокулографији	36
3.2. Записивање у аналогним ЕОГ системима	39
3.3. Електроде	41
3.4. Појачавач.....	42
3.4.1. Основни захтеви појачавача - конфигурација	43

3.5. Галванска изолација	48
3.6. Напајање.....	50
3.7. Дигитализација ЕОГ сигнала	50
3.8. Рачунарска подршка за складиштење, презентацију и дигиталну обраду ЕОГ сигнала	53
3.9. Дигитални интерфејс.....	53
3.9.1. RS-232 интерфејс	54
3.9.2. USB (Universal Serial Bus) интерфејс	57
3. 10. Артефакти при мерењу ЕОГ сигнала	60
4. ВЈОРАС систем као пример комерцијалног уређаја са функцијом мерења ЕОГ сигнала	62
4.1. ВЈОРАС систем за студентска истраживања.....	62
4.2. Експериментално снимање ЕОГ сигнала помоћу ВЈОРАС система	64
4.2.1. Калибрација.....	67
4.2.2. Реално праћење клатна у хоризонталној равни	68
4.2.3. Симулирано праћење клатна у хоризонталној равни.....	69
4.2.4. Реално праћење предмета у вертикалној равни.....	71
4.2.5. Симулирано праћење предмета у вертикалној равни	72
4.2.6. Снимање покрета очију при читању (у себи) једноставног текста	74
4.2.7. Снимање покрета очију при читању (у себи) компликованог текста.....	77
4.2.8. Снимање покрета очију при читању (наглас) компликованог текста	78
5. Дигитална стохастичка метода мерења сигнала.....	80
5.1. Дигитално стохастичко мерење стационарних сигнала	82
5.1.1. Временски непроменљиви и простопериодични сигнали.....	82
5.1.2. Зашумљени сложено-периодични сигнали.....	87
5.2. Дигитално стохастичко мерење нестационарних сигнала.....	92
6. Симулациони модел дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала	97

6.1. Мерење ЕОГ сигнала применом ДСМ методе	97
6.2. Развој нове методе мерења ЕОГ сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора.....	104
7. Модуларна експериментална платформа.....	115
7.1. Микроконтролерски модул за дигитално стохастичко мерење	115
7.2. Рачунарски модул за управљање експерименталном платформом.....	122
8. Експериментална верификација симулационог модела	126
8.1. Резултати Матлаб симулација дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала	126
8.2. Резултати експеримената дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала ..	133
9. Закључак	139
Литература	143
Прилози.....	151
Прилог 1	153
Прилог 2.....	163
Прилог 3.....	183

УВОД

Електроокулографија (ЕОГ) нам омогућава детектовање покрета очију мерењем потенцијала између рожњаче (корнее) и мрежњаче (ретине) и представља једну од најчешће коришћених метода за детекцију покрета ока. ЕОГ сигнал представља одговарајући запис у функцији времена за сваку врсту померања очних јабучица – горе, доле, лево, десно, као и трептај. У офталмологији снимање помераја ока је неопходно за детаљан опис и анализу функционисања моторике ока. Такође, анализом ЕОГ сигнала могу се детектовати разне промене на оку и тако утврдити стање ока. Осим ове традиционалне примене, последњих деценија електроокулографија се све више користи као помоћна технологија [1-3]. Наиме, ЕОГ сигнали се могу користити за управљање екстерним уређајима, као што су виртуелне тастатуре, електрична инвалидска колица, вештачке руке и роботи, и алармни системи засновани на систему интеракције човека и рачунара - *HCI* (Human Computer Interacion) [2,3].

Биосигнали, у које спадају и ЕОГ сигнали, снимају се као потенцијали, напони и јачина електричног поља које генеришу нерви и мишићи [4]. Мерења укључују напоне веома ниског нивоа, од $1 \mu V$ до $100 mV$, са великом импедансом извора и суперпонираним високим нивоом интерферентних сигнала и шума. ЕОГ сигнал се мери индиректно помоћу површинских *Ag-AgCl* електрода. Најчешће се користи пет електрода за аквизицију ЕОГ сигнала - по две за хоризонтално и вертикално померање ока и једна за уземљење.

Коло за аквизицију ЕОГ сигнала се састоји од: електрода, претпојачавача, високо пропусног (ВФ) филтера, кола за изолацију (изолациони појачавач) и ниско пропусног (НФ) филтера. Претпојачавач и ВФ филтер елиминишу једносмерне (*DC*) и ниско-фреквентне интерферентне сигнале, коло за изолацију обезбеђује изолацију

и сигурност пацијента у погледу заштите од струјног удара и редукује утицај интерферентних сигнала. Ниско пропусни филтер елиминише утицај мрежне фреквенције и високо-фреквентне компоненте сигнала.

Постоји неколико различитих реализација аквизиционог ЕОГ кола у зависности од сврхе даље примене ЕОГ сигнала. Тако, у случају развоја *HCI* система помоћу ЕОГ сигнала [5], коло за аквизицију ЕОГ сигнала чине напонски бафер, претпојачавач, ВФ филтер, главни појачавач и НФ филтер. У циљу потискивања интерферентних сигнала и изоловања кола, односно прилагођења импедансе, користи се напонски бафер. Претпојачавач (појачања 10) појачава амплитуду ЕОГ сигнала на одговарајући ниво. Аналогни филтер пропусник опсега (0,159 Hz – 10 Hz) користи се за елиминисање интерференце мрежне фреквенције и виших фреквенција. Након главног појачавача (са појачањем 800) појачани ЕОГ сигнал је конвертован у дигиталне сигнале и прослеђен рачунару.

У [6] аквизиционо коло чине претпојачавач, филтер непропусник опсега (НПО филтер), коло за изолацију, филтер пропусник опсега (ПО филтер) и излазни појачавач. Електроде се повезују на инструментациони појачавач (са појачањем 5), који представља претпојачавач за прикупљање униполарних компоненти ЕОГ сигнала. НПО филтер се користи за елиминисање мрежне фреквенције (50 Hz). Функција кола за изолацију је да изолује сигнал и пацијента од мрежног напајања, а реализован је коришћењем оптичко - или напонско - трансформационе методе. Излазни појачавач (појачања 50) појачава слаб ЕОГ сигнал који је прошао кроз ПО филтер (чији је пропусни опсег од 0,05 Hz до 30 Hz) и директно га шаље у коло за обраду.

Код реализације болничког алармног система, описаног у [7], користи се инструментациони појачавач као претпојачавач са појачањем од 25. Следи пасивни филтер пропусник опсега (0,1 Hz – 10 Hz) који пропушта користан сигнал, а потискује шум и интерференцу мрежне фреквенције. Потом следи други ниво појачања (појачања 510). На крају је пасивни ВФ филтер првог реда (0,1 Hz) који елиминише офсет.

Поред поменутих реализација ЕОГ аквизиционих кола, у последње време све је више заступљена бежична аквизиција ЕОГ сигнала помоћу *BioRadio* уређаја [8] и бежичног преносивог интерфејса заснованог на ЕОГ-у [9].

Новија мерна инструментација базира се на дигитализованим хардверским компонентама, где су мерни сигнали кондиционирани сигнали који су узорковани и

претворени у дискретне дигиталне променљиве. Током процеса А/Д конверзије, тачност и брзина су супротстављени захтеви, тако да тачност мерења сигнала ниског нивоа, зашумљених сигнала и изобличених сигнала представља изазов у теорији и пракси мерне науке и технологије. Могућност поузданог рада инструмената са додатом случајном грешком је истраживано од 1956. године [10]. Битна карактеристика таквог приступа је веома једноставна хардверска структура. Такви инструменти могу да раде веома брзо и могу се лако реализовати помоћу интегрисаних кола. Показано је да додавање случајног униформног шума на улаз А/Д конвертора може раздвојити грешку мерења од улазног сигнала [11,12]. Такође, овај шум потискује грешку мерења, како због грубе А/Д конверзије тако и због додатног спољашњег шума који се суперпонира са улазним сигналом.

Следећи овакву мерну стратегију, развијено је неколико специфичних метода за мерење средњих вредности *DC* улаза, *AC* улаза и/или изобличених *AC* улаза. Неколико прототипова и малих серија комерцијалних инструмената развијено је и калибрисано, а њихова мерна несигурност је веома мала [13-16]. Овакав приступ назван је дигитални стохастички мерни (ДСМ) метод, а инструменти су названи дигитални стохастички инструменти.

Прототип инструмента, описаног у [15], извршава хармонијску анализу за *DC* компоненту и 49 хармоника (и косинусне и синусне компоненте) на сваком од седам засебних улазних канала. Његов рад је заснован на стохастичкој А/Д конверзији и акумулацији, са хардверском структуром пројектованом за мерење хармоника. Метод и претпостављена мерна несигурност за 50 хармоника потврђени су у [15] симулацијом и експериментима, коришћењем фреквенције узорковања од 250 kHz. У [16] је ДСМ метод испитиван за различите врсте стационарних сигнала. Докази ових метода су презентовани у [17] за случајеве када основна фреквенција варира у односу на њену номиналну вредност, као што је случај са реалним сигнаlima електричне мреже.

Поред мерења стационарних, показало се да су овакви инструменти применљиви у мерењу нестационарних биомедицинских сигнала, као што је електроенцефалографски сигнал [18]. За разлику од класичног дигиталног мерења по принципу „узорак по узорак“, применом стохастичких дигиталних мерних инструмената мере се Фуријеови коефицијенти, чије вредности представљају функције свих аналогних узорака сигнала на улазу инструмента током интервала мерења. Директни резултати оваквог мерења су хармоници улазног сигнала, али се

применом инверзне Фуријеове трансформације могу добити и временске серије сигнала на интервалу мерења.

Приликом мерења ЕОГ сигнала стандардном методом електроокулографије, ЕОГ сигнал је изложен бројним утицајима који генеришу шум, тако да је однос сигнал/шум (*SNR*) често веома низак. У таквим околностима, отежано је препознавање и мерење ЕОГ сигнала, тако да се пред развој нових инструмената за мерење ЕОГ сигнала увек поставља као изазов смањивање укупне грешке мерења, проузроковане изложеношћу спољним утицајима. Такође, захтеви за једноставним хардвером уређаја за мерење ЕОГ сигнала су све присутнији због потребе за минијатуризацијом и ниском потрошњом биомедицинских уређаја који се данас све више користе ван клиничких услова.

Циљеви истраживања у овом раду били су:

1. Развој нове методе мерења ЕОГ сигнала, која ће омогућити мерење ЕОГ сигнала са значајно смањеном грешком мерења у поређењу са стандардном методом мерења, а да се при том користи знатно једноставнији хардвер који омогућује развој уређаја са већим нивоом минијатуризације и нижом потрошњом.
2. Формирање одговарајућег модела за мерење ЕОГ сигнала новом методом.
3. Метролошка верификација овог модела путем симулација и експеримената.

Хипотеза је да је могуће направити модел стохастичког дигиталног мерења ЕОГ сигнала на основу кога је могуће пројектовање ЕОГ мерног уређаја, који је отпорнији на утицај шума у поређењу са постојећим ЕОГ мерним уређајима заснованим на класичном дигиталном мерењу.

У првом поглављу описано је порекло биоелектричних сигнала и начин њиховог формирања. У наставку је дат кратак опис различитих врста електрофизиолошких сигнала, при чему је нагласак стављен на електромиографију, електрокардиографију и електроенцефалографију, због њихове сличности са електроокулографијом.

Анатомија ока и кратак историјски развој електроокулографије дати су у другом поглављу. Такође, описане су и карактеристичне појаве код ЕОГ сигнала. На крају, описана је примена електроокулографије, како за потребе медицинске дијагностике, тако и у сврхе истраживања и управљања екстерним уређајима.

У трећем поглављу описани су мерно-аквизициони системи у електроокулографији, аналогни и дигитални. Структура и сложеност ових система варира, али у основи сваког постоје електроде и појачавач са филтерима, као и уређај за записивање аналогних сигнала код аналогних система, односно блок за дигитализацију и рачунар код дигиталних система.

Четврто поглавље описује *BIOPAC* систем, који представља пример комерцијалног уређаја са функцијом мерења ЕОГ сигнала. Овај систем садржи софтверску и хардверску подршку за аквизицију и анализу података из области наука о живим организмима. У овом поглављу, описано је експериментално снимање ЕОГ сигнала помоћу *BIOPAC* система, при чему је вршено снимање покретања очију у хоризонталној и вертикалној равни, као и приликом читања задатог текста.

У петом поглављу је описана дигитална стохастичка метода мерења сигнала. Ова метода, уз употребу А/Д конвертора и додавање стохастичког дитера, као главну одлику има мерење на интервалу, за разлику од класичног дигиталног мерења које се заснива на мерењу у тачки. Показано је како је метода дигиталног стохастичког мерења погодна за мерење временски непроменљивих и простопериодичних сигнала, као и за мерење временски променљивих и сложенопериодичних сигнала, уз контролисано потискивање шума.

У шестом поглављу описан је симулациони модел дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала. С обзиром да су анализом резултата уочена знатна одступања репродукованог сигнала у односу на улазни сигнал, јавила се идеја модификације дигиталне стохастичке мерне методе. У поглављу је дат детаљан опис методе мерења ЕОГ сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора и приказани су добијени резултати. У циљу реализације експерименталног дела, анализиран је и симулациони модел са смањеном фреквенцијом узорковања.

У седмом поглављу описана је платформа за експериментална мерења коришћена у истраживању, која се састоји од микроконтролерског модула за стохастичко дигитално мерење и рачунарског модула за управљање експерименталном платформом. Овај мерно-аквизициони систем је коришћен за експерименталну метролошку верификацију симулационог модела описаног у претходном поглављу.

Осмо поглавље приказује добијене симулационе и експерименталне резултате дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала применом реализованог симулационог модела и пројектованог инструмента. У циљу експерименталне верификације

реализованог симулационог модела за мерење ЕОГ сигнала модификованом ДСМ методом, пројектован је инструмент базиран на рачунарској платформи. Имплементирани систем у основи има микроконтролер који добија тест податке из рачунара, генерише аналогни тест сигнал и преузима измерене податке са А/Д конвертора и потом их шаље натраг рачунару. Овај систем комуницира преко серијског интерфејса, у реалном времену, са рачунаром који обавља дигитално стохастичко мерење. Због ограничења брзине поуздане серијске комуникације, пренос тест сигнала и обрада сигнала у реалном времену реализована је при фреквенцији узорковања од 1 Hz.

Девето поглавље представља закључак рада.

Приликом израде ове тезе коришћена је постојећа одговарајућа литература која је, по редоследу навођења, дата на крају овог рада.

1. Електрофизиолошки сигнали

Електрофизиологија је наука која проучава електричне особине биолошких ћелија и ткива. Постављање електрода на људско тело и повезивање са осетљивим волтметром показује низ биоелектричних потенцијала, који су резултат сложених биохемијских процеса.

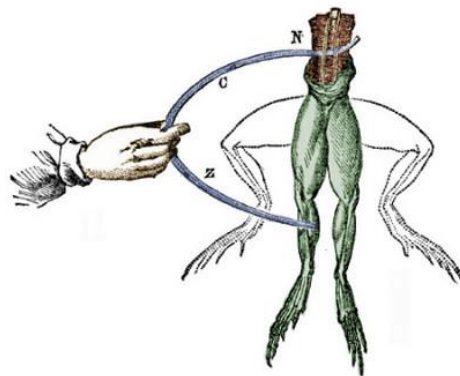
1.1. Биоелектрични потенцијали

Проучавање начина генерисања струје у људском телу датира још из последњег квартала XVIII века. Италијански физичар и лекар, Луиђи Галвани (слика 1.1), вршио је експерименте у којима је први пут забележио појаву биоелектрицитета у мишићу жабе ноге [19, 20]. Приликом сецирања жабе, на столу на ком су вршени експерименти са статичким електрицитетом, приметио је да се мишић жабе ноге грчи уколико се једним крајем окачи на бакарну куку, а другим крајем додирује гвоздену подлогу. У складу са тим, извео је експеримент где је повезао жабли нерв са бакарном жицом, а мишић са гвозденом (слика 1.2). Електрохемијске особине два различита метала, спојених на крајевима, у контакту са електролитом ткива створиле су електрични импулс који је изазвао грчење мишића ногу жабе. Постало је јасно да се мишићна активност спроводи уз помоћ електричне енергије, односно уз помоћ струје у електролитима. Тиме је Галвани постао први научник који је открио везу између нервне активности и електрицитета, односно између биолошког живота и електричних сигнала. Галвани је за описивање ове појаве употребио термин „животињски електрицитет“. Он и његови савременици сматрали су да је активацију изазивао електрични флуид, који нерви преносе до мишића. На предлог италијанског

професора експерименталне физике Алесандра Волте ова појава је названа „гальванизам“.



Слика 1.1. Луиђи Галвани (1737. - 1798.)

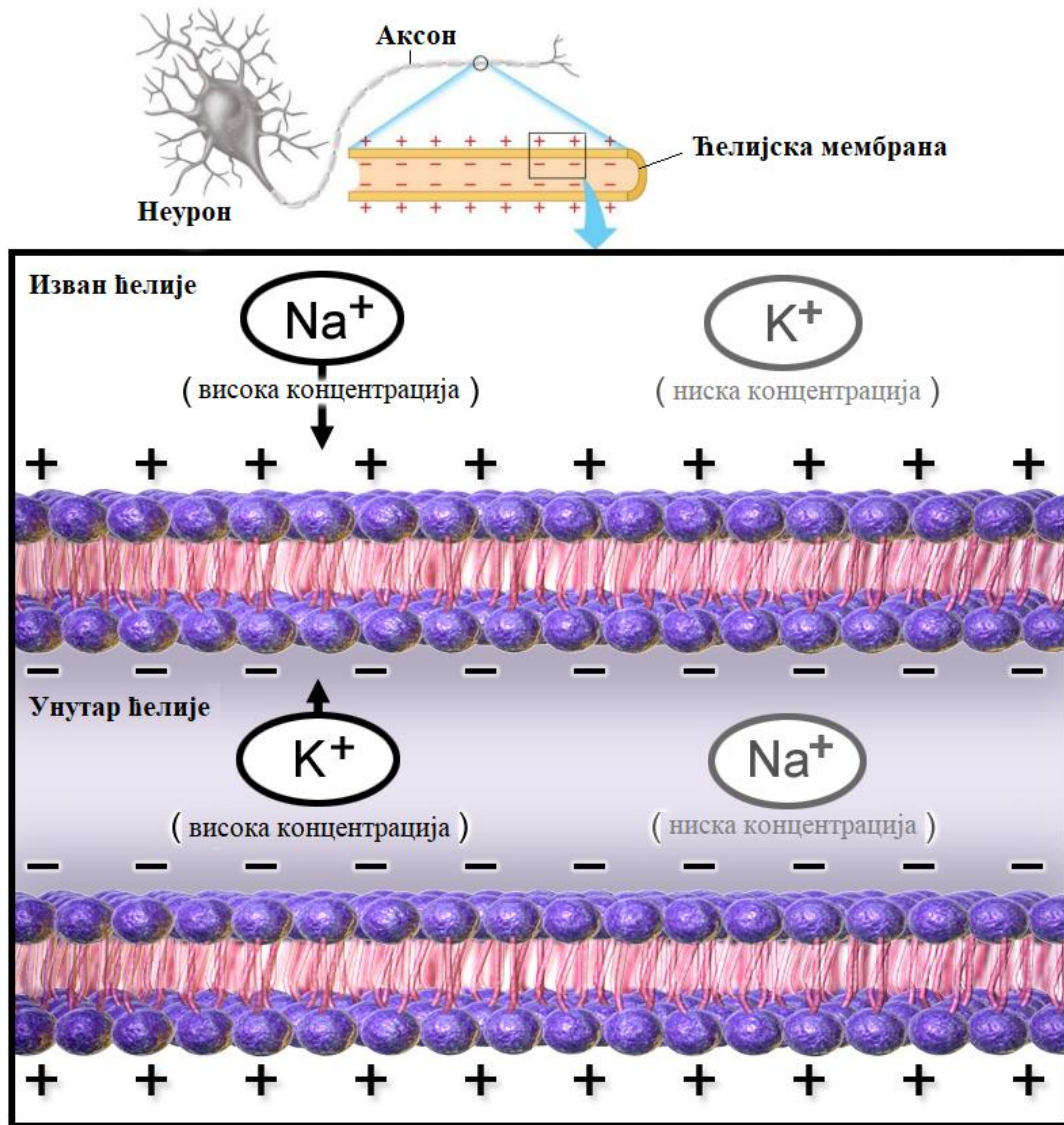


Слика 1.2. Контракција мишића изолованог екстремитета жабе (биолошки препарат) под утицајем електричног импулса

1.1.1. На ћелијском нивоу

Све ћелије у животињском и човечјем организму окружене су ћелијском мембраном, која се састоји од липидних слојева са слабом проводљивошћу електричне енергије [21]. Мембрана поседује полупропусне особине које омогућавају одређеним супстанцама да прелазе са интрацелуларне на екстрацелуларну страну мембране кроз различите канале, дефинисане телесним флуидима, док остале супстанце остају блокиране. Интрацелуларне и екстрацелуларне течности су електрично неутралне. Међутим, течности постају електрично проводљиве јер садрже високе концентрације различитих јона, од којих су јони натријума (Na^+),

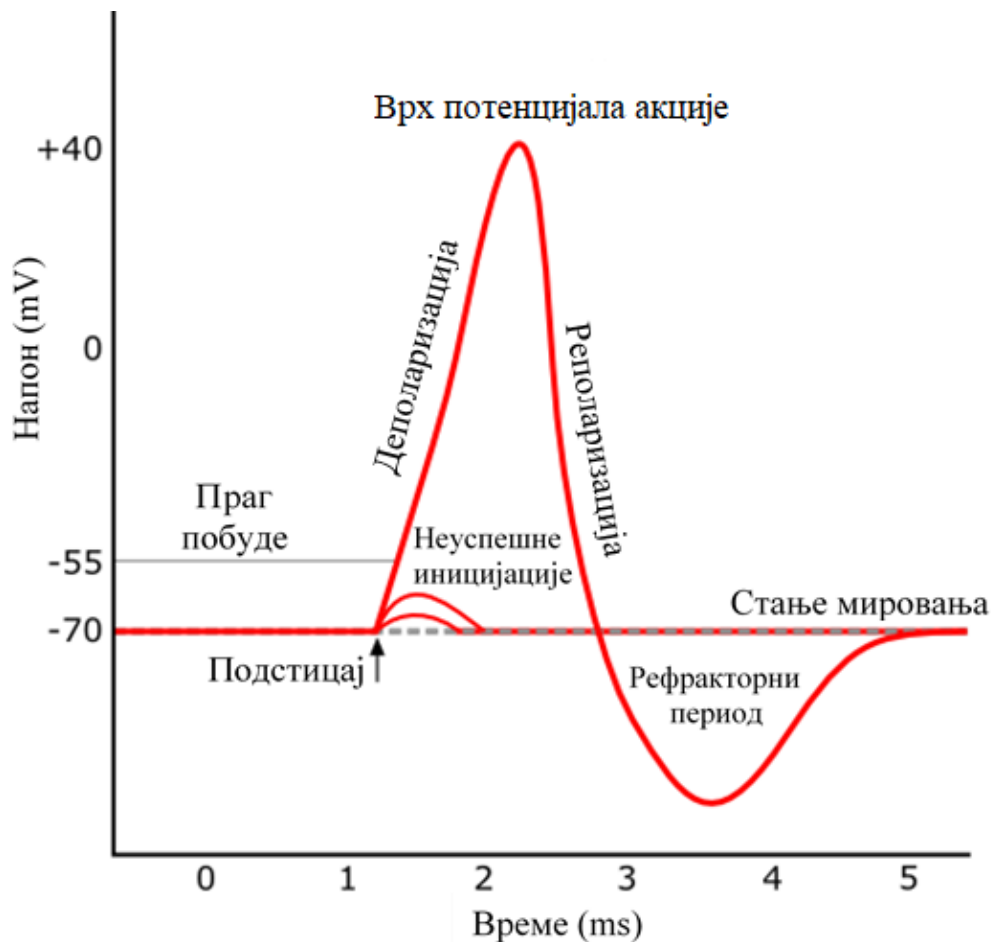
калијума (K^+) и хлора (Cl^-) доминантни у нервној ћелији. Поред поменутих јона, присутни су и јони калцијума (Ca^{2+}), који имају различит значај у зависности од тога где се налази екситабилна ћелија. На пример, калцијум јон је много важнији у ћелијама срца него у нервима.



Слика 1.3. Мембрански потенцијал – потенцијал мировања

У условима мировања, унутрашњост ћелије је негативно наелектрисана у односу на њену спољашњост. Разлика се јавља због чињенице да је концентрација негативно наелектрисаних јона унутар ћелије већа него на спољашњој страни. Поменута мембранска потенцијална разлика је названа *потенцијал мировања* (слика 1.3).

Равнотежни потенцијали јона, који су укључени у процес, разликују се за различите типове јона. На пример, утврђено је да је равнотежни потенцијал за калијум у нервној ћелији око -90 mV , а равнотежни потенцијал за натријум је око $+60\text{ mV}$. За разлику од ових потенцијала, потенцијал мировања ћелије протеже се у опсегу од -60 mV до -100 mV , у зависности од врсте ћелије.



Слика 1.4. Таласни облик акционог потенцијала. Временска скала за акциони потенцијал зависи од типа ћелије која производи тај потенцијал.

Акциони потенцијал се јавља када се мембрански канали отварају, тако да одређени јони могу проћи кроз ћелијску мембрану. Када је ћелија стимулирана струјом, одвијају се брзе промене у пропустљивости мембране, што доводи до промене мембранског потенцијала и генерисања сигнала који се назива *акциони потенцијал* (слика 1.4). Струја стимуланса мора да пређе одређени праг побуде како би изазвала акциони потенцијал, у супротном ћелија ће остати на потенцијалу мировања. Екситована ћелија показује нелинеарно понашање: када интензитет стимулуса премаши праг побуде, резултујући акциони потенцијал је идентичан за све

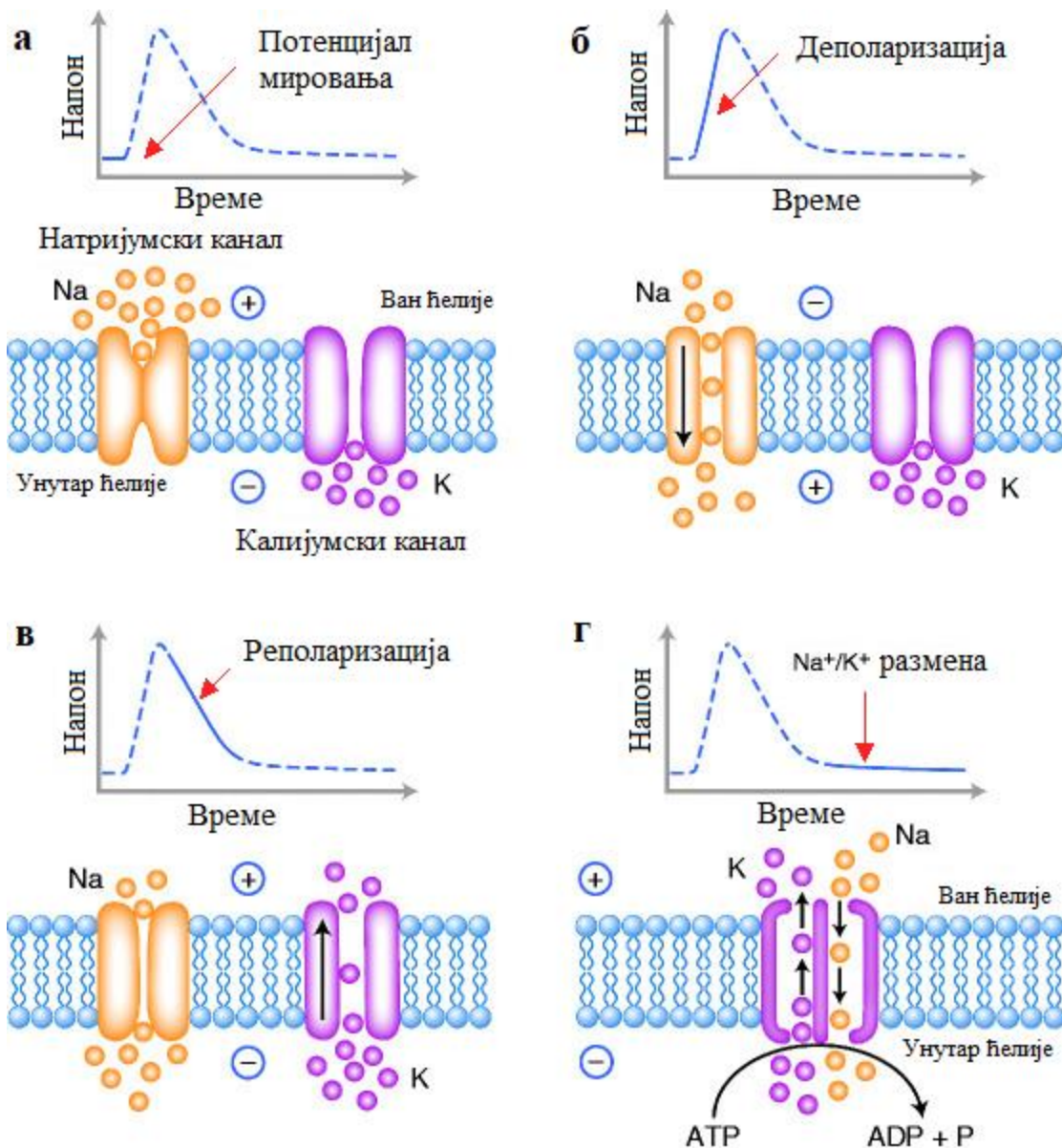
ћелије и независан је од интензитета стимулације – по принципу *све или ништа*. Акциони потенцијал се састоји из следећих фаза: фаза *деполаризације*, током које мембрански потенцијал мења своју вредност од -75 mV до $+40\text{ mV}$, фаза *реполаризације*, током које потенцијал долази на ниво -85 mV , тако да унутрашњост ћелије поново постаје негативна, и фаза *хиперполаризације* током које се враћа на потенцијал мировања -75 mV .

Мембрански потенцијал остаје на нивоу потенцијала мировања све док га не побуди неки спољни стимулус, као што је струја која се пропагира из суседних ћелија. Када напон мембране достигне вредност од -40 mV отварају се волтажно зависни натријумови канали, натријумови јони улазе у ћелију низ градијент концентрације, што чини фазу деполаризације. Истовремено, калијумови јони покушавају да изађу јер им је велика концентрација унутар ћелије, али не могу. То доводи до повећања позитивног наелектрисања унутар ћелије и преокреће се поларитет мембранског потенцијала. Када се заустави продирање натријумових јона у ћелију и мембрански потенцијал се приближи равнотежном потенцијалу натријума, достигнута је максимална амплитуда акционог потенцијала. Када напон мембране достигне вредност од $+40\text{ mV}$ отварају се волтажно зависни калијумови канали, калијум излази из ћелије низ градијент концентрације, тако да се мембрански потенцијал враћа на негативну вредност од -85 mV , што представља фазу реполаризације. Натријум-калијумова пумпа (Na^+/K^+ пумпа) користи енергију *ATP* молекула како би се напон на мембрани вратио на потенцијал мировања од -75 mV . Слика 1.5 приказује функцију јонских канала.

Трајање акционог потенцијала варира много више од његове амплитуде: фаза реполаризације срчане ћелије је много дужа од фазе деполаризације и траје од 200 ms до 300 ms , док код неурона обе фазе трају само 1 ms , при чему обе фазе имају приближно исту дужину трајања.

Када је ћелија побуђена, она генерише акциони потенцијал и почињу да теку јонске струје. Овај процес може да побуди оближње ћелије или околна подручја саме ћелије. У случају нервне ћелије са дугачким влакном, акциони потенцијал је генерисан на веома малом делу нервног влакна, али се шири у оба правца од побудног места. Нервне ћелије се побуђују само у близини њиховог „улазног краја“.

Једном када је изазван акциони потенцијал, мембрана не може одмах реаговати на нову побуду, већ остаје у *рефракторном* стању које траје одређени временски период. Рефракторни период је повезан са променама које се дешавају у



Слика 1.5. Функција натријум и калијум канала и кретање јона током деполаризације нерва
 а) У мировању, натријумски канал је затворен и постоји релативни вишак натријумових јона у екстрацелуларном простору и релативни вишак калијумових јона у интрацелуларном простору. Интрацелуларни простор је негативан (- 50 mV до - 90 mV) у односу на екстрацелуларни простор. б) Након довољног стимуланса, натријумски канал се отвара и натријумови јони прелазе у унутрашњост неурона, што доводи до деполаризације. в) На врху акционог потенцијала, натријумов канал спонтано прелази у неактивно стање (спречава даљи улазак натријум јона) и постаје отпоран је на стимулансе. Истовремено, отварају се калијумови канали и калијум пролази унутра како би унутрашњост неурона поново била негативна у односу на спољашњост (реполаризација). г) Натријум-калијум пумпа (Na⁺ / K⁺ + аденозин трифосфат) размењује три интрацелуларна молекула натријума за свака два екстрацелуларна молекула калијума, чиме се враћа потенцијал мировања мембране и затвара натријумов канал.
 Скраћенице: ADP - аденозин дифосфат; ATP - аденозин трифосфат; P – фосфатна група [22].

пропустљивости мембране за натријум и калијум. Очигледно, рефракторни период намеће горњу границу фреквенције при којој се акциони потенцијали могу пренети кроз нервни систем, односно при којој срце може да куца.

Брзина којом се акциони потенцијал креће кроз влакно или се шири од ћелије до ћелије, назива се *брзина простирања*. Брзина простирања у нервном влакну се назива и брзина нервног стања или брзина провођења. Ова брзина варира у широком опсегу, зависно од типа и пречника нервног влакна. Обично се та брзина креће у опсегу од 20 m/s до 140 m/s. Простирање кроз срчане мишиће је знатно спорије, са просечном брзином од 0,2 m/s до 0,4 m/s. Специјална влакна која се налазе између преткоморе и коморе срца уносе додатно кашњење што проузрокује да се акциони потенцијал шири још спорије, од 0,03 m/s до 0,05 m/s.

Код неурона, врсте јонских канала у мембрани се разликују у различитим деловима ћелије, што има за последицу да дендрити, аксон и тело ћелије имају различита електрична својства [23]. Резултат тога је да су неки делови мембране неурона екситабилни (могу да произведу акционе потенцијале), а други нису. Најекситабилнији део неурона је аксонски брестуљак (тачка у којој аксон напушта тело ћелије), мада су и аксон и тело ћелије екситабилни у већини случајева.

У већини неурона, процес формирања акционог потенцијала (слика 1.6) се одвија у мање од хиљадитог дела секунде. Многе врсте неурона емитују акционе потенцијале континуирано при брзини од 10 до 100 акционих потенцијала по секунди. Међутим, неке врсте неурона су много мирније и може се десити да не емитују акционе потенцијале неколико минута или дуже.

Иако су акциони потенцијали локално генерисани на деловима екситабилне мембране, резултујућа струја може да изазове акционе потенцијале на суседним деловима мембране, што доводи до домино ефекта у пропагацији. За разлику од пасивних ширења електричних потенцијала (електротонички потенцијали), акциони потенцијали се услед оваквог ефекта пропагирају без слабљења. Мијелизирани делови аксона нису екситабилни и не производе акционе потенцијале, те се сигнал пасивно пропагира као електротонички потенцијал. Регуларно размакнути немијелинизирани делови, познати као Ранвијеови чворови, генеришу акционе потенцијале што појачава сигнал. Ова врста ширења сигнала, позната као салтаторно провођење пружа повољну комбинацију брзине сигнала и пречника аксона. Деполаризација од аксонских крајева изазива ослобађање неуротрансмитера у синаптичком процепу. Ови неуротрансмитери затим активирају рецепторе дендрита

или тела неурона који се налази на другој страни синапсе (пост- синаптички неурон). Неуротрансмитер, у комбинацији са рецептором, обично узрокује електричну струју у дендриту или телу пост-синаптичког неурона. Хиљаде пост-синаптичких струја се сабирају што доводи до тога да пост-синаптички неурон генерише акциони потенцијал и на тај начин се шири низ акционих потенцијала од једног неурона ка другим неуронима.

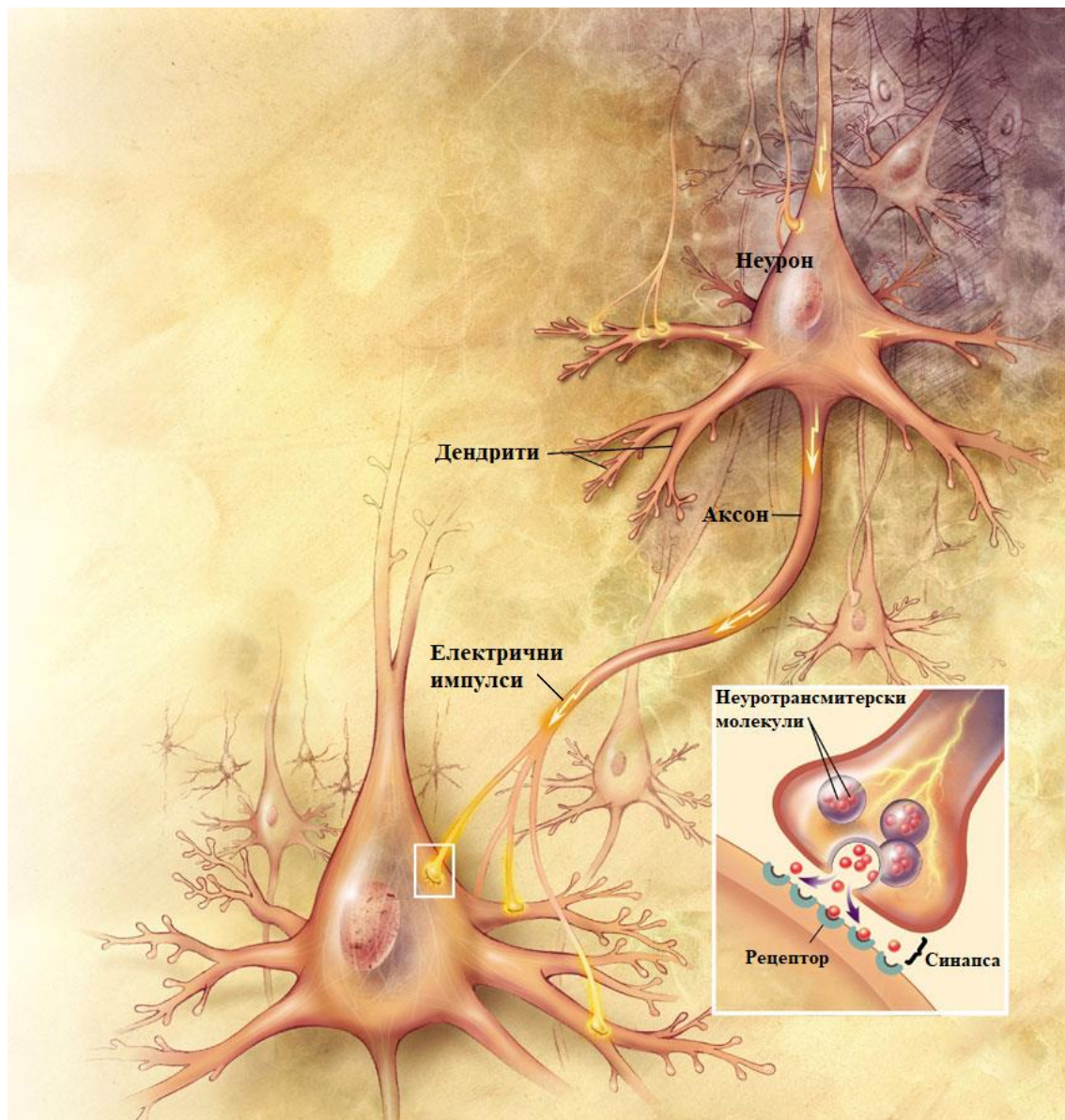
Акциони потенцијали у неуронима се још називају и *нервни импулси*, а за неурон који емитује акционе потенцијале често се каже да *испаљује нервне импулсе* [24].

1.1.2. На површини тела

У извршавању својих различитих функција одређени системи људског тела генеришу свој сопствени сигнал који преноси корисне информације о функцијама које презентују. Ови сигнали су биоелектрични потенцијали који настају услед нервнoг провођења, мождане активности, откуцаја срца, активности мишића и тако даље.

Способност побуђених ћелијских мембрана да генеришу акционе потенцијале проузрокује струјање у ткиву које окружује ћелије. Захваљујући томе што је ткиво проводни медијум, најчешће назван *запремински проводник*, укупна електрична активност ћелија може се мерити неинвазивно на површини тела [23-25]. Тачан метод којим потенцијали акције долазе на површину људског тела није потпуно познат. Развијане су бројне теорије које су, како се чини, веома добро објасниле већи део посматраног феномена, али ниједна од њих не описује тачан поступак.

За мерење биоелектричних потенцијала, потребан је претварач који има способност конвертовања јонских потенцијала и јонских струја у електрични напон. Такав претварач се састоји од две електроде. Помоћу њих се може измерити потенцијална разлика између тачака на којима се електроде тренутно налазе. Уобичајени облик мерења биопотенцијала је комбинација ефеката великог броја потенцијала акције који се јављају на површини људског тела или на једној или више електрода које су уметнуте у мишић, нерв или неке друге делове људског тела, као што су на пример делови мозга [19].



Слика 1.6. Структура неурона и неуронских веза са приказом синаптичке трансдукције

Снимање биоелектричног сигнала у клиничкој пракси врши се постављањем електрода на површину тела. У најједноставнијем облику, сигнал се снима (записује) коришћењем две електроде: "истражујућа" електрода, смештена близу електричног извора, и "равнодушна" електрода, смештена на другом месту на површини тела [28]. Занемарујући метод којим делови ових потенцијала стижу на површину тела или на уметнуту мерну электроду, ти потенцијали се могу мерити као специфични биоелектрични сигнали, односно електрофизиолошки сигнали, који су обимно проучавани и могу се веома добро дефинисати.

1.2. Врсте електрофизиолошких сигнала

Биоелектрични сигнали су везани за јонске процесе који настају као резултат електрохемијске активности посебне групе ћелија које имају својство екcitaбилности [29]. Механизми који регулишу активност таквих ћелија су слични, без обзира да ли су ћелије део мозга, срца или мишића. Неки од ових сигнала одражавају спонтану, текућу активност, док други само настају као резултат спољне стимулације. Карактеристике ових сигнала захтевају различите технике обраде. Појединачни таласни облик се у неким сигнаlima може директно повезати са одређеном клиничком дијагнозом, док је код других сигнала потребно анализирати композицију више таласних облика пре него што се може дати значајно тумачење.

Иако је могуће измерити индивидуалне потенцијале акције у неким типовима ћелија, сам тај поступак мерења је отежан чињеницом да је потребна велика прецизност постављања електрода у унутрашњост ћелије. Уобичајени облик мерења биопотенцијала је комбинација ефеката великог броја потенцијала акције који се јављају на површини људског тела или на једној или више електрода које су уметнуте у мишић, нерв или неке друге делове људског тела, као што су на пример делови мозга. Кратак опис различитих врста електрофизиолошких сигнала дат је у наставку.

Електроенцефалограм (ЕЕГ) одражава електричну активност мозга снимљену постављањем неколико електрода на врх главе [29]: ЕЕГ се користи за дијагностичку процену различитих поремећаја мозга, као што је одређивање врсте и локације активности које се примећују током епилептичког напада или за проучавање поремећаја спавања. Активност мозга се такође може снимити током операције приклањањем електрода директно на непокивену површину мозга. Резултирајуће инвазивно снимање назива се *електрокортикограм (ЕКоГ)*.

Евоцирани потенцијали (ЕП) представљају облик активности мозга који је изазван сензорним стимулусом, као што су стимулуси визуелног или акустичног порекла. ЕП је такође познат као потенцијал догађаја и представља прелазни сигнал који се састоји од таласа веома малих амплитуда, а његово присуство у "позадинском ЕЕГ-у" је невидљиво за људско око. Евоцирани потенцијали се снимају користећи конфигурацију електрода сличну оној код ЕЕГ-а.

Електрокардиограм (ЕКГ) одражава електричну активност срца и добија се постављањем електрода на груди, руке и ноге. Са сваком откуцајем срца, импулс се

креће кроз срце и одређује његов ритам и брзину и изазива/тера срчани мишић да се згрчи и пумпа крв. ЕКГ представља стандардни клинички поступак за испитивање болести срца, као што је инфаркт миокарда. Електрограм (ЕГ) је интракардијски снимак где су електроде постављене директно у срце. ЕГ сигнал се користи у имплантабилним уређајима као што су пејсмејкери и дефибрилатори.

Електромиограм (ЕМГ) бележи електричну активност скелетних мишића који производе електричну струју, обично пропорционалну нивоу активности. ЕМГ се користи за откривање абнормалне мишићне активности која се јавља код многих болести као што је мишићна дистрофија, упала мишића и повреда нерава у рукама и ногама. Снимање површинског ЕМГ подразумева постављање електрода на кожу преко мишића, док интрамускуларни ЕМГ подразумева уметање иглених електрода кроз кожу у мишић који треба прегледати.

Електронеурограм (ЕНГ) је резултат стимулације периферног нерва електричним шоком, тако да се реакција дуж нерва може измерити. ЕНГ, добијен помоћу игличастих електрода, користи се за одређивање брзине проводљивости нерва, чиме се помаже у дијагнози повреде нерва. Подстичући нерв на два различита места, раздвојена добро дефинираним растојањем, могуће је проценити брзину проводљивости са удаљености од које су настала два одвојена таласна облика. ЕНГ се може мерити како инвазивно тако и неинвазивно.

Електроретинограм (ЕРГ) се користи за проучавање електричних потенцијала које генерише ретина очију током стимулације светлошћу [30, 31]. ЕРГ се бележи постављањем електроде, инкапсулиране у контактну сочиво, на рожњачу. ЕРГ се сматра корисним за процену електричног одговора визуелних ћелија на задњој страни мрежњаче. Нормални ЕРГ показује одговарајуће одговоре с повећаним интензитетом светлости, док се абнормални ЕРГ добија у условима као што је артериосклероза мрежњаче или одвајање мрежњаче.

Електроокулограм (ЕОГ) је запис сталног потенцијала између ретине и рожњаче, који је пропорционалан вертикалним и хоризонталним покретима очију, На тај начин се омогућава објективан начин квантификовања правца погледа [26, 32]. ЕОГ је од посебног интереса за пацијенте који пате од поремећаја спавања, где је присуство брзог померања очију (*REM* - Rapid Eye Movement) важно за одређивање одређених фаза спавања. ЕОГ је записиван приликом проучавања нистагмуса, тј. брзог, нехотичног осциловања очних јабучица, на примјер, код пацијената који болују од вртоглавице и несвестице. ЕОГ је такође користан у окружењима виртуелне

стварности где може бити потребан уређаје за праћење очију. Електрична активност изазвана кретањем очију често омета ЕЕГ.

Електрогастрограм (ЕГГ) је снимак импулса који се простиру кроз мишиће желуца и који контролишу њихове контракције [33]. ЕГГ се проучава када мишићи стомака или нерви који контролишу мишиће не раде нормално, на пример, када стомак нормално не пропушта/избацује храну. ЕГГ се снима постављањем броја електрода преко стомака током и након оброка. Код нормалних појединаца, мишићи стомака генеришу регуларни "ритмични" сигнал, који има амплитуду која се повећава након оброка. Нормална фреквенција желудачног ритма је приближно 3 циклуса / минута. Међутим, код симптоматских пацијената ритам је често неправилан, а понекад и без повећања амплитуде након оброка.

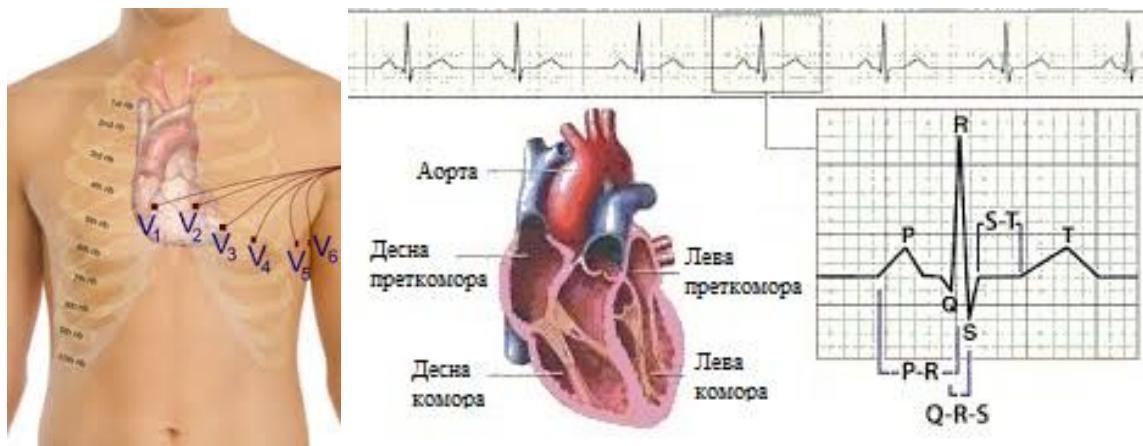
1.3. Мерење и записивање електрофизиолошких сигнала

Електрофизиологија је наука која проучава електричне особине биолошких ћелија и ткива. Класичне електрофизиолошке технике укључују употребу електрода, појачавача и медијума за записивање мерених електрофизиолошких сигнала. У зависности од циља проучавања могу се мерити и записивати електрофизиолошки (биоелектрични) сигнали на нивоу ћелије или на нивоу већих биолошких подсистема. Код вишећелијских биолошких подсистема, потенцијали појединих ћелија се сабирају и формирају заједничку потенцијалну разлику, која се може мерити између појединих тачака органа или ткива. Регистровање временских промена ових потенцијала и њихова анализа дају вредне податке о функционисању појединих органа или ткива. Свака врста мерења и записивања има одговарајући назив и може се веома добро дефинисати.

С обзиром да електроокулографија има доста сличности са електрокардиографијом, електромиографијом и електроенцефалографијом, дат је кратак осврт на ове три технике снимања, респективно.

Срце представља мишић који се контрахује једино под дејством електричне струје која пролази кроз њега. Ритмичка активност срца иницирана је и контролисана електричним сигналом који се генерише у специјализованим мишићним ћелијама

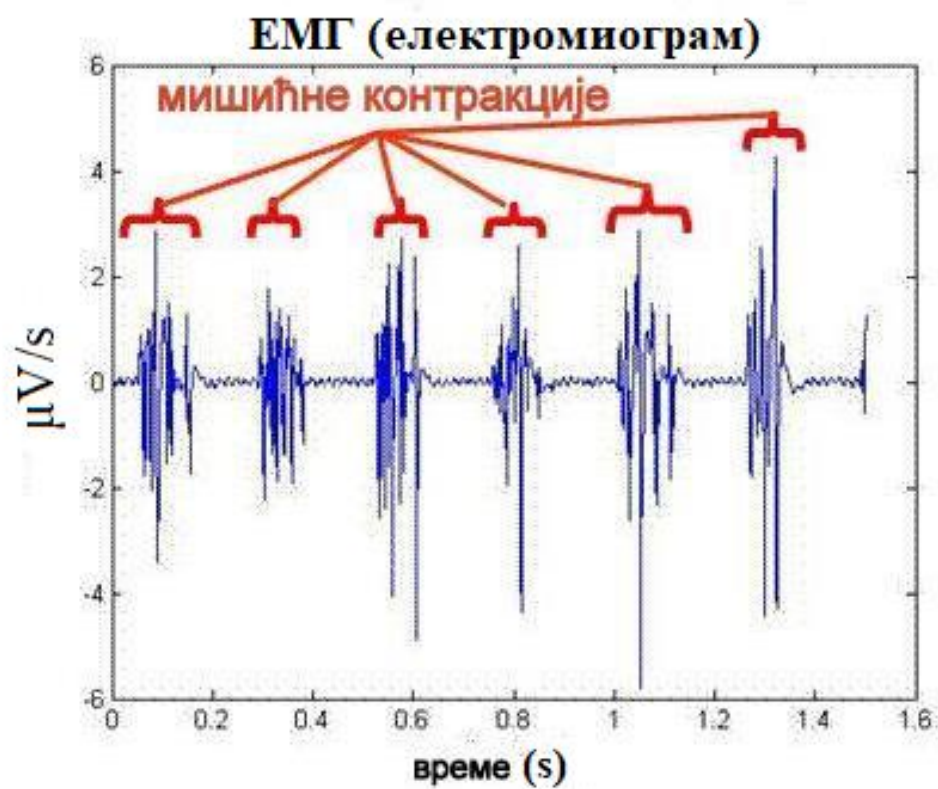
одакле се простире дуж целог срчаног мишића по тачно дефинисаном путу. Како електрични импулс стигне до неке мишићне ћелије, он изазива њену контракцију. Због простирања струје по одређеним путањама долази до временске промене потенцијала на одређеним локацијама на путањи и око путање. Праћењем и регистравањем овакве временске промене потенцијала добијају се подаци о механичком функционисању срца (слика 1.7).



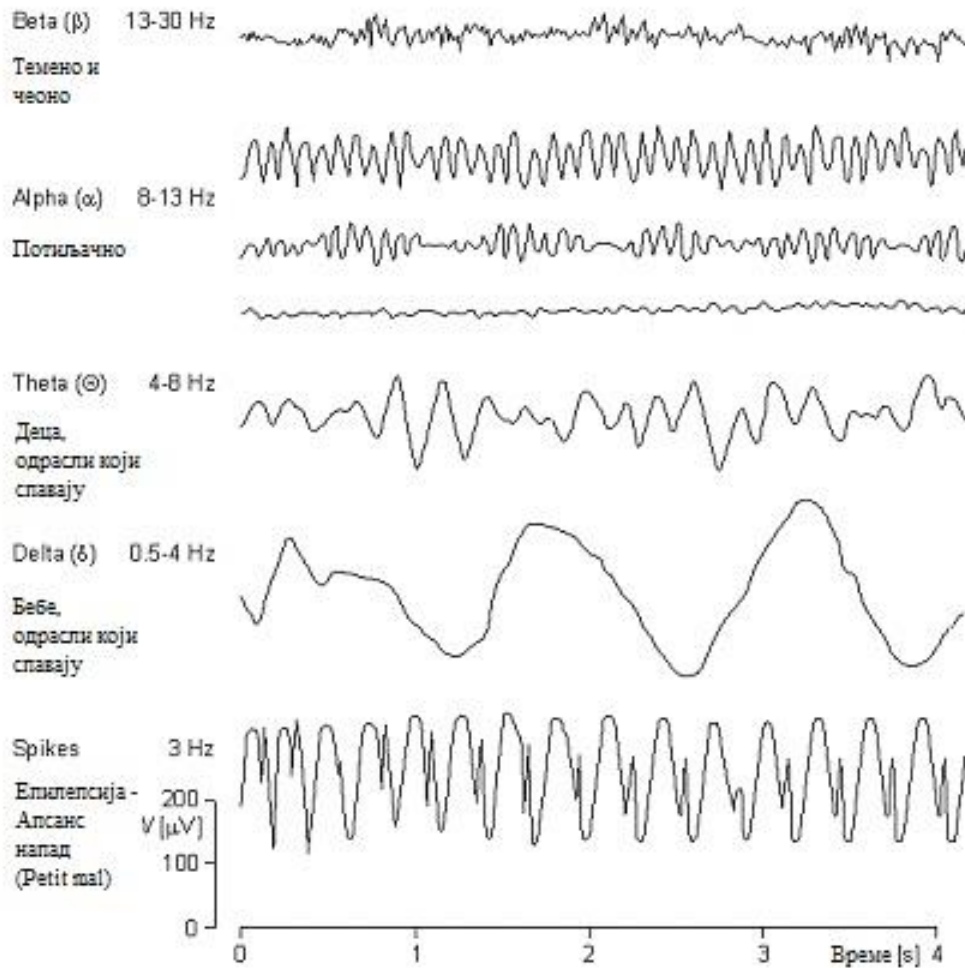
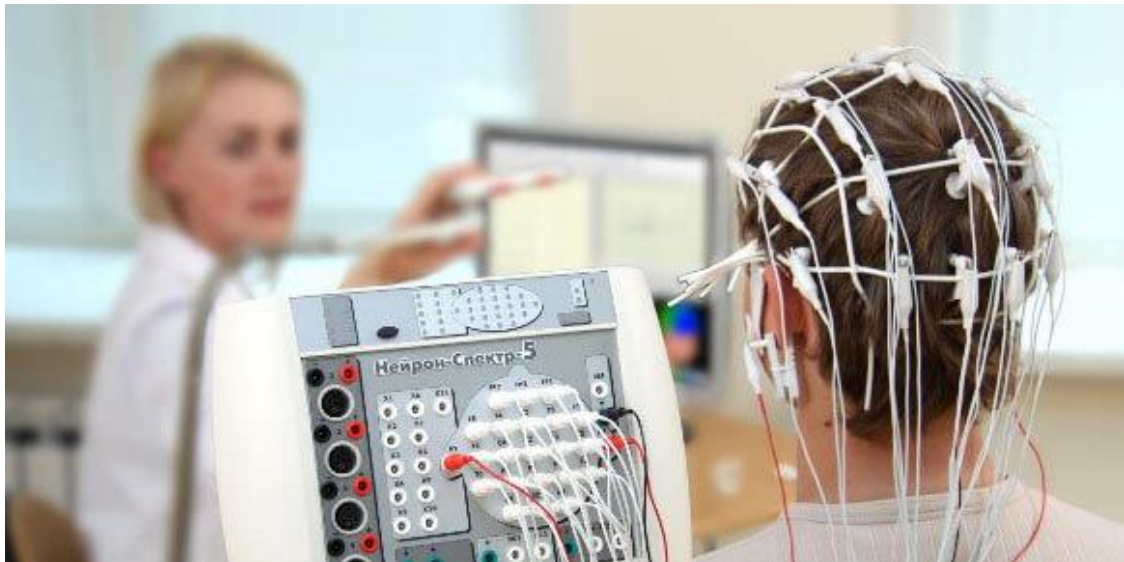
Слика 1.7. Постављање електрода и карактеристичан сигнал

Електромиограм представља снимак промене потенцијала мишића у току контракције и релаксације (слика 1.8). Електрични импулс се преноси са аксона неурона на мишићна влакна што изазива њихову контракцију. Мерењем електричне активности мишића могуће је добити значајне дијагностичке информације о функционисању мишића.

Електроенцефалограм одражава електричну активност мозга снимљену постављањем неколико електрода на врх главе. ЕЕГ се користи за дијагностичку процену различитих поремећаја мозга, као што је одређивање врсте и локације активности које се примећују током епилептичког напада или за проучавање поремећаја спавања. Активност мозга се такође може снимити током операције приклањањем електрода директно на непокивену површину мозга.



Слика 1.8. Мерење ЕМГ сигнала помоћу површинских ЕМГ електрода (горе) и запис мереног сигнала (доле).

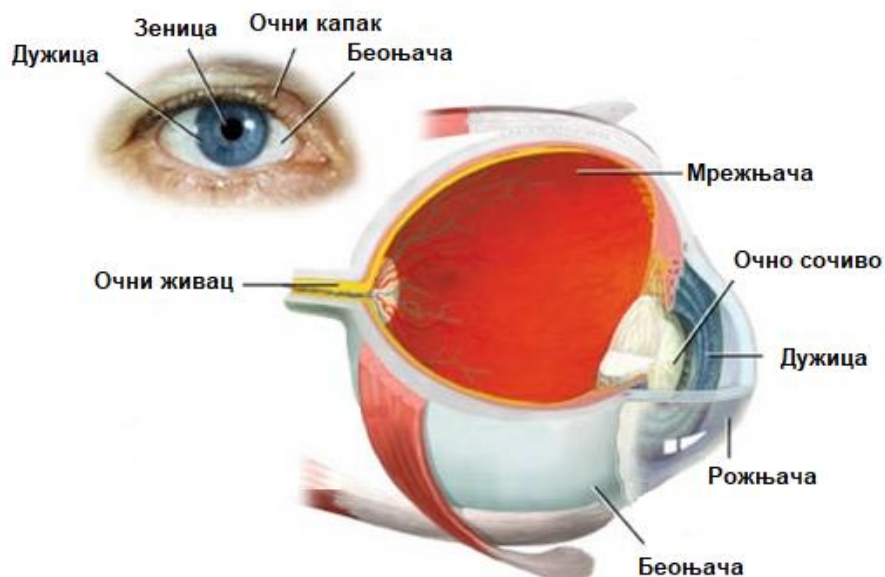


Слика 1.9. Пример постављања електрода за снимање ЕЕГ сигнала (горе) и записи снимања за појединачне локације на глави субјекта (доле)

2. Електроокулографија

2.1. Анатомија ока

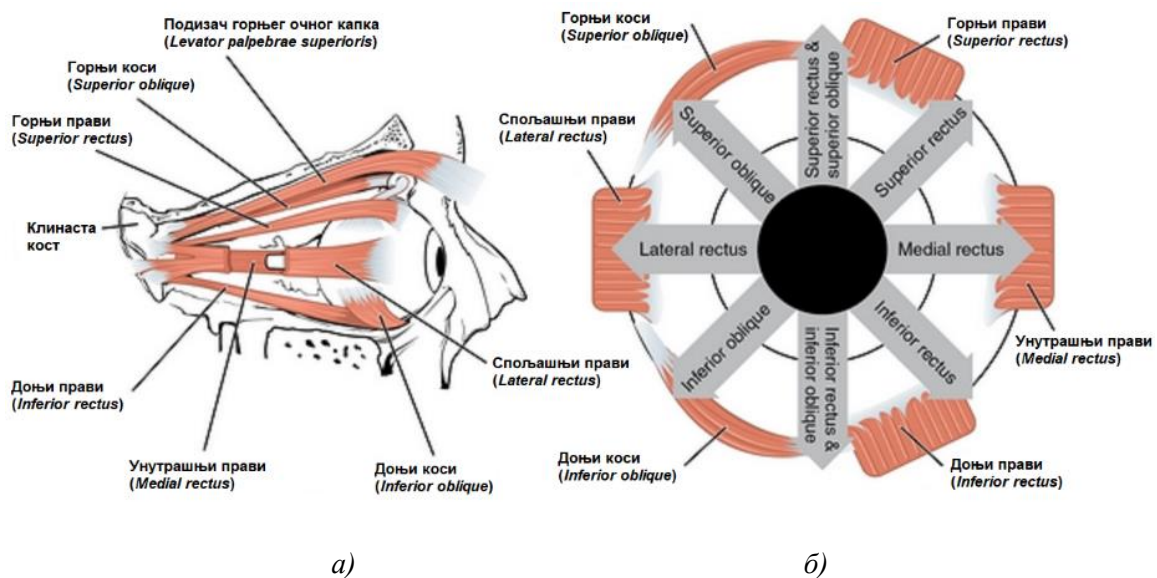
После мозга око је најкомплекснији орган у људском телу. Око је парни чулни орган и састоји се из очне јабучице, очног живца и помоћних структура (слика 2.1). Очна јабучица је смештена у очној дупљи и са свих страна је заштићена костима лобање осим са предње стране, где се налазе очни капци. Очни капци штите око повременим трептањем, брзим рефлексним затварањем у случају потребе или потпуним затварањем када човек жмури, као у сну.



Слика 2.1. Људско око

Људско око омогућава човеку да разуме своје окружење. Кроз вид он добија информације о облику, бојама, удаљености, кретању и дубини предмета које посматра [34].

Очну јабучицу, у различитим правцима, покреће шест мишића (слика 2.2): два пара правих (унутрашњи и спољашњи прави и доњи и горњи прави) и један пар косих мишића (доњи и горњи коси). Захваљујући томе, очна јабучица је покретљива око све три осе и има видно поље од 200° . Када се мишићи покрећу, обртна сила омогућава окрет, односно ротацију, са једним милиметром translације.



Слика 2.2. Очни мишићи: а) десно око (бочни поглед), б) десно око (поглед спреда)

Прави мишићи ока су парни мишићи главе, који покрећу око у свим правцима и усмеравају га ка посматраним објектима [35]. То су четвртасти, пљоснати, тракасти мишићи, који се у виду купе пружају од врха очне дупље до беоњаче. У ову групу спадају:

- горњи прави мишић (лат. *musculus rectus superior*),
- доњи прави мишић (лат. *musculus rectus inferior*),
- спољашњи прави мишић (лат. *musculus rectus lateralis*) и
- унутрашњи прави мишић (лат. *musculus rectus medialis*).

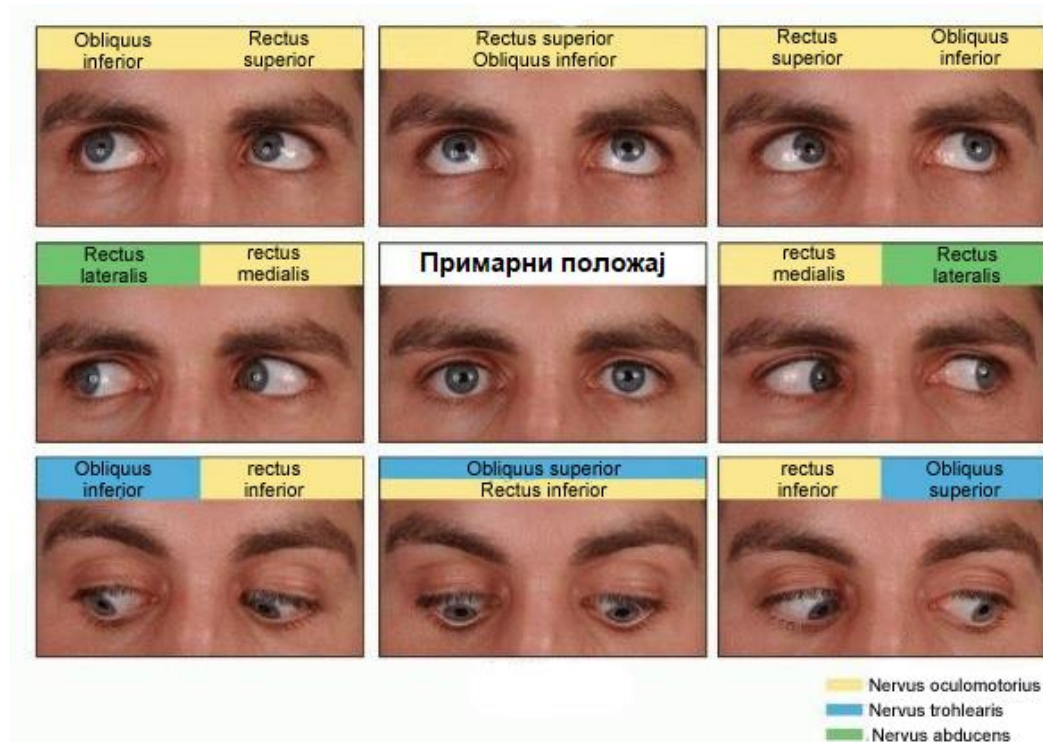
Прави мишићи ока полазе од овалног тетивног прстена, који је причвршћен у пределу врха очне дупље и окружује оптички канал. Одатле се они простиру унапред,

обухватају очну јабучицу и настављају се завршним тетивама које су уткане у предњи део беоњаче.

Спољашњи прави мишић инервише живац *одводилац* (лат. *nervus abducens*), док су остала три инервисана живцем *покретачем ока* (лат. *nervus oculomotorius*).

Горњи коси мишић ока се припаја изнад овалног тетивног прстена и пружа се ка горње-унутрашњем углу очне дупље, где се провлачи својом тетивом кроз фибрознохрскавични прстен, а затим скреће споља и назад и након проласка испод горњег правог мишића, завршава се на спољно-задњем квадранту горње стране очне јабучице [36].

Доњи коси мишић ока полази од доњег руба јаме сузне кесице и пружа се косо у поље и назад испод доњег правог мишића. Завршава се на доњој страни очне јабучице, на њеном спољно-задњем квадранту.



Слика 2.3. Покретање очију у свим смеровима уз активацију одговарајућих очних мишића

Унутрашњи прави мишић помера око ка унутра, ка носу. Спољашњи прави мишић помера око ка споља, од носа. Горњи прави мишић примарно помера око нагоре, секундарно ротира око ка врху носа и терцијално помера око ка унутра. Доњи прави мишић примарно помера око надоле, секундарно ротира горњи део ока темпорално (ка слепоочници) и терцијално помера око назално (ка носу).

Горњи коси мишић примарно ротира горњи део ока ка носу (назално), секундарно помера око надоле и терцијално помера око темпорално (ка слепоочници). Доњи коси мишић примарно ротира горњи део ока од носа (темпорално), секундарно помера око на горе и терцијално помера око темпорално.

На слици 2.3 приказани су покрети очију у свим правцима.

2.2. Карактеристичне појаве код ЕОГ сигнала

Постоји неколико карактеристичних појава код ЕОГ сигнала, које су директно везане за кретање очију. У наставку је дат опис типичних очних покрета и њихових функција.

Трептај је контракција групе мишића очију и изазива активацију мишића очних капака (слика 2.4). Просечно трајање трептаја је између 100 ms и 400 ms [37]. Просечна брзина трептаја варира између 12 и 19 трептаја у минути за време мировања [38] и на њу утичу фактори околине, као што су релативна влажност, температура или осветљеност, али и физичка активност, когнитивно оптерећење или замор [39]. Трептање ока се може поделити на *рефлексно трептање* (као одговор на неко стање у оку, овај тип трептаја је инстинктиван одговор који штити око од ветра и прашине), *добровољно трептање* (као резултат одлуке да се трепне) и *нехотично трептање* (спонтано трептање без спољашњих стимуланса, контролисано од стране мозга). Спонтано трептање очију сматра се погодним индикатором за дијагностику умора.

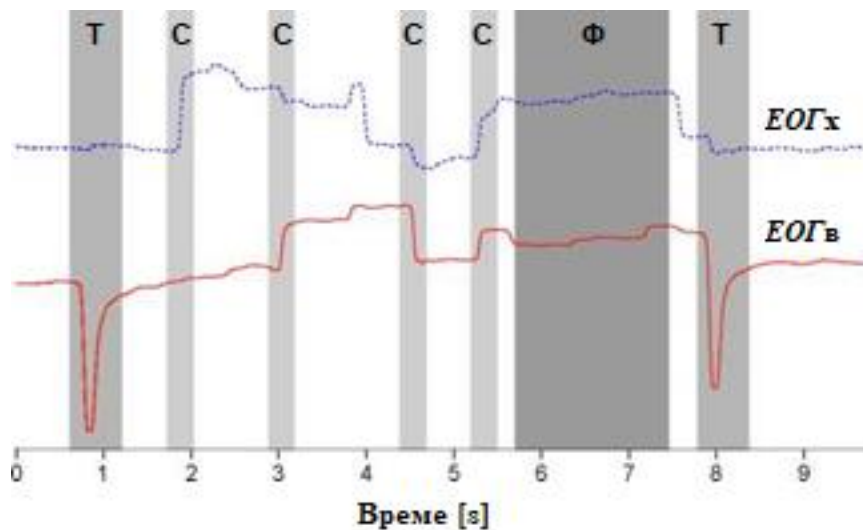
Спонтани трептаји су обично краћи од рефлексног и добровољног трептаја, а добровољно трептање показује највећу амплитуду у ЕОГ таласном облику. Опсег фреквенције трептања је од 1 Hz до 10 Hz.

Друге карактеристичне појаве везане за кретање очију су *сакаде* и *фиксација*.

Сакаде су брзи, симултани покрети оба ока у истом правцу, који нагло мењају тачку фиксације приликом гледања (слика 2.4). Њихова амплитуда, односно угао који очи пређу током сакаде, креће се од малих вредности приликом читања, до великих које се јављају приликом гледања околине. Типичне вредности сакадног покрета ока су: максимална брзина 400 °/s, амплитуда 20 ° и трајање је од 10 ms до 100 ms [40, 41]. Сакаде се могу изазвати вољно, али се такође јављају и без утицаја воље, кад год су очи отворене, па чак и кад фиксирају одређену тачку.

Микросакаде су врсте фиксационих покрета ока. Ови покрети су попут трзаја и не зависе од воље човека. Може се рећи да су слични минијатурним верзијама вољних сакада. Овакви покрети очију се јављају за време дужих фиксација мете, тј. када се иста тачка посматра више од пар секунди. Микросакаде померају око максимално за $0,2^\circ$ код одраслих особа. Неволни брзи покрети очију који се јављају током сна су такође сакадички покрети.

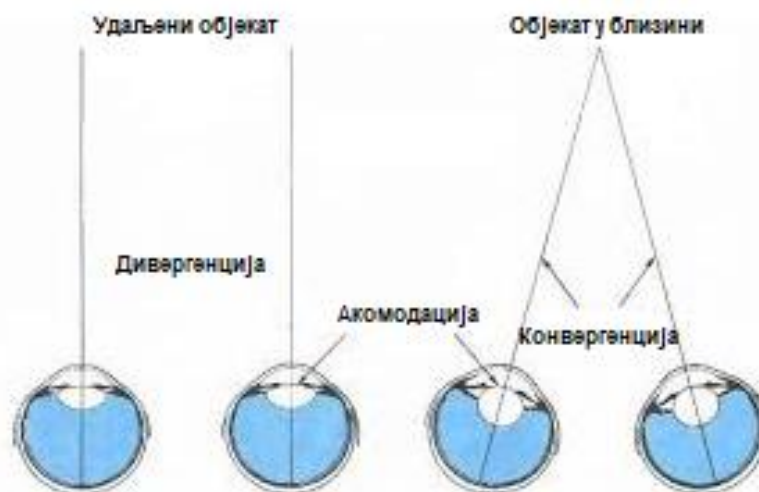
Фиксација је статично стање очију током којег се поглед држи на одређеној локацији (слика 2.4). Термин *фиксација* може значити и време између две сакаде током којег су очи релативно мирне. Просечно трајање фиксација је између 100 ms и 200 ms [40, 42].



Слика 2.4. Пример три основна типа очних покрета, означених сивим, који се могу открити помоћу ЕОГ-а: сакаде (С), фиксације (Ф) и трептај (Т) [40]

Брзи очни покрети, скраћено *REM* (Rapid Eye Movement), односе се на стадијум сна током ког се јављају снови. У овој фази очи се брзо померају. То није засебан облик очног покрета [43].

Глатки покрети очију представљају праћење покретног стимулуса, тако што одржавају стимулус на тачки јасног вида, фовеи. Ови покрети су много спорији од сакада и они су под директним утицајем воље човека, односно посматрач може да изабере хоће ли пратити стимулус очима или не. Праћење стимулуса константном брзином је релативно лако, иако ће очи често чинити сакаде да би сустигли покрет. Глатки покрети праћења код одраслих могу достићи и $100^\circ/s$. Теже је пратити покрет у условима слабог светла или приликом кретања, осим ако не постоји друга тачка референце за одређивање брзине.



Слика 2.5. Вергентни покрети очију - дивергенција, акомодација, конвергенција

Исто тако, веома мали проценат људи може симулирати глатки покрет очију. И јако увежбаним људима је тешко да овај покрет у потпуности симулирају. Под симулирањем се сматра да стимулус (објекат) не постоји већ да га посматрач замишља у својој глави. Већина људи, који покушавају да изврше ово симулирање, на крају јадноставно начине сакаде.

Вергентни покрети поравнавају фовеу сваког ока са објектом лоцираним на различитим удаљеностима од испитаника. За разлику од других покрета где се очи померају у истом смеру код вергентних покрета то није случај. У овом случају очи морају ротирати око вертикалне осе како би пројекција слике била у фовеи оба ока.

Да бисмо гледали објекат изблиза (слика 2.5), очи се ротирају једно према другом (*конвергенција*), док се за гледање удаљеног објекта ротирају једно од другог (*дивергенција*). Претерана конвергенција назива се 'укрштено гледање' (на пример, фокусирање погледа на врх носа). Када се гледа у даљину или када се 'загледамо у празно', очи нити конвергирају нити дивергирају. Вергентни покрети су уско повезани с акомодацијом ока. У нормалним околностима, променом фокуса због гледања објекта на различитој удаљености, очи ће аутоматски узроковати дивергенцију и акомодацију. Вергентни покрети ока заједно са акомодацијом сочива и сужењем зенице представљају тријаду рефлексивних визуелних одговора за потребе уочавања одређене мете од значаја [36].

Вестибуло-окулрани покрети прилагођавају око спољашњем свету. Ови рефлексни покрети ока омогућавају да се слика сачува у центру видног поља при

померању главе, стварајући очни покрет у смеру супротном од покрета главе. На пример, када се глава окреће у десно, очи се крећу у лево, и обрнуто. Очи компензују покрете главе тако што се очи померају за исти угао колико се глава померила, само у супротном смеру.

Оптокинетички рефлекс је комбинација сакада и глатких покрета праћења. То је рефлекс који омогућава да око прати објекте у покрету док је глава непомицна. Када, на пример, гледамо телефонске стубове поред пута за време вожње возом, очи се могу фокусирати на 'покретни' стуб на кратко време (помоћу покрета праћења), док стуб не нестане из видног поља. У том тренутку се укључује оптокинетички рефлекс и враћа очи на тачку где је први пут виђен телефонски стуб (помоћу сакаде).

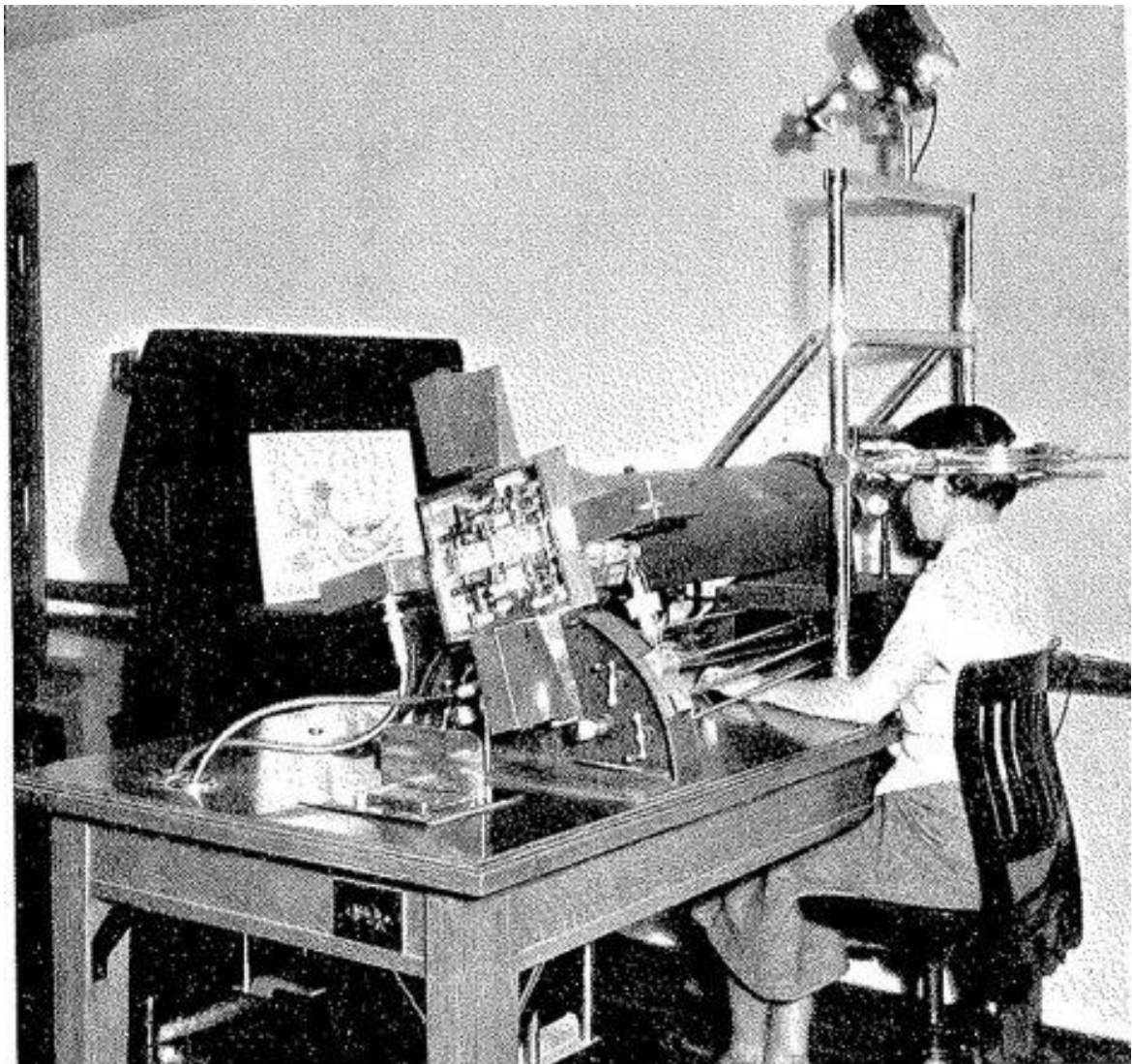
2.3. Почети и развој електроокулографије

У раној фази праћења покрета очију, покрети ока су се проучавали како би се више сазнало о њиховој природи, а не као о нечему што би омогућило комуникацију са околином [44]. У XIX веку, тачније 1849. године, откривено је да постоји одређена веза између покрета очију и потенцијала који се добија помоћу електрода на површини коже [45]. Касније, 1879. године откривено је да при читању текста очи не чине гладак покрет, као што се раније мислило, већ се овај покрет састоји од низа кратких прекида. Ови прекиди названи су фиксације (кратко заустављање) и брзе сакаде. Ове студије су засноване на опажањима голим очима, у одсуству напредније технологије. покрети очију су се пратили тако што особа која изводи експеримент седи у близини субјекта и посматра његове очи [46].

Снимање покрета очију почиње од почетка XX века [47]. Први уређаји за праћење погледа, који су давали објективне и прецизне податке, били су изузетно инвазивни и неудобни. Неке од првих метода механичког снимања имају само историјски значај. Године 1908. направљен је апарат за праћење покрета очију који је користио неку врсту сочива кроз које се могло гледати и које се стављало директно у око. Сочиво је било повезано са алуминијумским показивачем, који се померао у зависности од померања ока [48]. Исто тако, оптичке методе, које су користиле мали систем огледала прикачених на беоњачу, биле су прецизније, али су такође биле непријатне за субјекте и самим тим су и напуштене. Директно фотографско снимање

се тешко користило, јер је поступак евалуације захтевао пуно времена и данас се замењује анализом видео снимака помоћу рачунара.

Електроокулографија има релативно дугу историју почевши од тридесетих и четрдесетих година прошлог века [49-53]. Године 1920. откривено је да се електрични потенцијал, односно позиција корнеа-ретиналног дипола, може забележити постављањем електрода на површину коже у близини ока, без директног контакта са њим [48].



Слика 2.6. Апарат коришћен за фотографисање покрета очију

Револуција у овој области настала је 1922. године када је за мерење очног нистагмуса уведена метода одређивања разлике потенцијала између роњаче (корнее) и мрежњаче (ретине), позната као корнео-ретинални потенцијал [54]. Ова

техника названа је *електронистагмографија* (ЕНГ). Први пут је представљена као дијагностичка метода у медицини 1930. године од стране Јунга и његових сарадника и још увек је најшире примењивана техника за снимање кретања очију у клиничкој пракси, коју користе отоларинголози и неуролози [55].

За фотографисање покрета очију 1937. године користили су светлосне снопове који су се рефлектовали од очију читаоца и потом их снимали на филм (слика 2.6). Ово истраживање је показало да постоји значајна разлика између читања наглас и читања у себи и да једна особа чита на два различита начина у два различита временска тренутка [56].

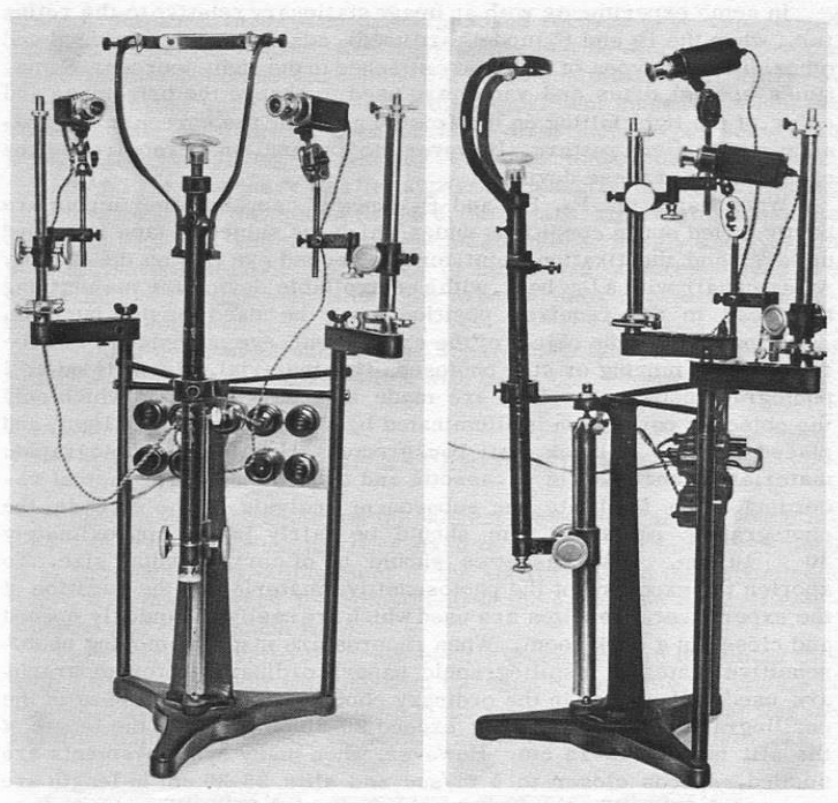
Јунг је 1939. године мерио хоризонталне и вертикалне помераје ока уз помоћ електрода које су постављене у близини очију.

Од краја шездесетих година XX века развијене су и друге технике снимања покрета очију: окулографска инфрацрвена рефлексија, фотоелектричне методе, техника магнетног испитивања беоњаче и видеоокулографија. Све ове технике снимања очију се још увек користе, што указује на чињеницу да ниједна од ових метода није оптимална за све намене снимања [47].

Руски психолог Јарбус спровео је неколико студија о праћењу покрета очију, односно праћењу погледа, током педесетих и шездесетих година [56]. На слици 2.7а приказан је Јарбусов уређај за праћење погледа. Резултати су показали да читаочев покрет очију и фиксација зависе од његовог интереса и датог задатка. На пример, ако је читаоцу постављено неколико питања о приказаним сликама, његове очи би се фокусирале на оне делове који су релевантни за питања, као што је приказано на слици 2.7б.

Истраживања о покрету очију и праћењу погледа била су доста успешна током осамдесетих и деведесетих година XX века. У осамдесетим годинама, уређаји за праћење погледа су постали мање инвазивни, обезбеђивали су бољу тачност и могли су да раздвоје покрете очију од покрета главе.

Метода, позната као *електроокулографија* (ЕОГ), омогућила је прву обраду покрета очију у реалном времену коришћењем аналогне електронике. Развој рачунарске технике пружио је могућност обраде дигиталних података у реалном времену, тако да је 1997. године пројектован први електроокулограф заснован на систему интеракције човека и рачунара - *HCI* [47].



a)

1 Свободно посматрање слике

2 Процените материјално стање породице

3 Одредите године људи

4 Претпоставите шта је породица радила пре неочекиваног посетиоца

5 Запамтите одећу коју носе људи на слици

6 Запамтите позиције људи и објеката у соби

7 Процените колико дуго је посетилац био одсутан од куће

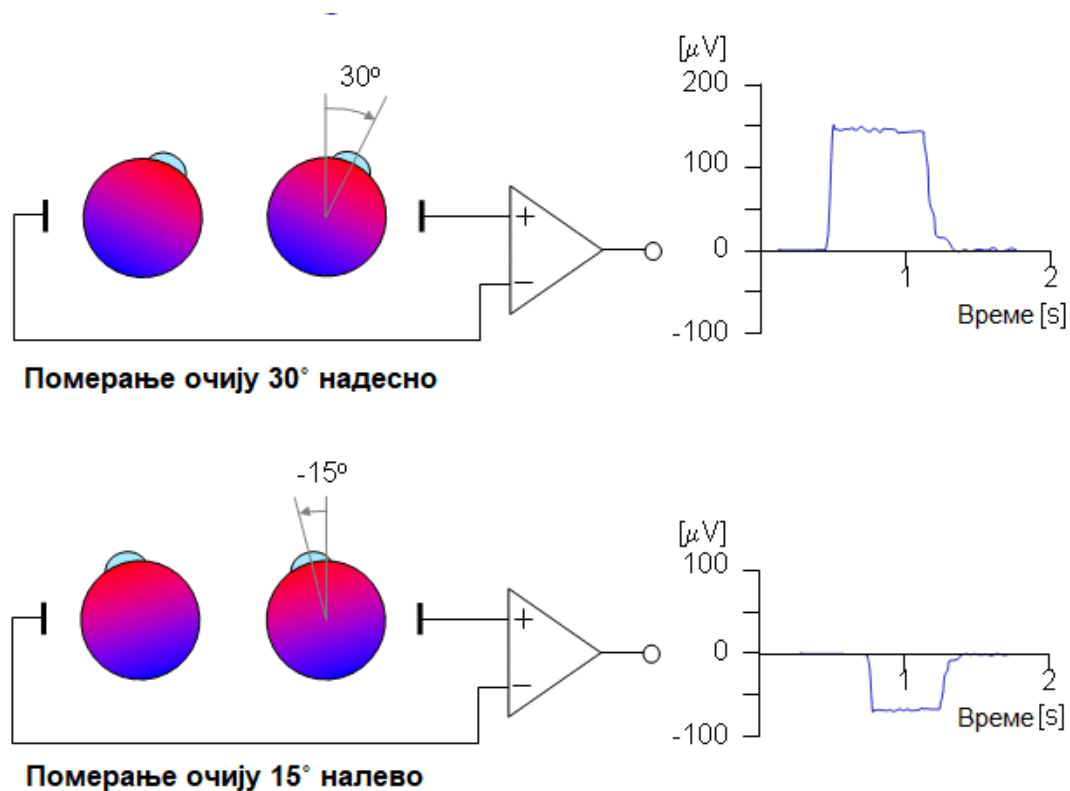
По 3 минута је посматрана иста слика за сваки задатак

б)

Слика 2.7. а) Јарбусов уређај за праћење погледа; б) добијени резултати снимања погледа

2.4. Технички стандарди

Електроокулографија је метод који се користи за снимање покрета очију мерењем корнеа-ретиналног потенцијала, који постоји између предњег (рожњаче/корнее) и задњег дела (мрежњаче/ретине) људског ока [57]. Технички принцип ЕОГ и ЕНГ заснован је на чињеници да се око понаша као електрични дипол између позитивног потенцијала рожњаче (корнее) и негативног потенцијала мрежњаче (ретине) [47]. Овај корнео-ретинални потенцијал је у опсегу од 0,4 mV до 1 mV, оријентисан је дуж линије погледа (електрична оса) и мења се са покретом ока. Електрода која је постављена у близини ока постаје позитивнија када око ротира ка њој, а мање позитивна када ротира у супротном смеру.



Слика 2.8. Илустрација генерисања ЕОГ сигнала хоризонталним померањем очију. Поларитет сигнала је позитиван на електроди ка којој се креће око [58]

У случају бинокуларних хоризонталних ЕОГ или ЕНГ записа, користе се две сребро/сребро-хлорид ($\text{Ag}/\text{Ag}-\text{Cl}$) електроде, које се причвршћују уз спољашње углове (лат. *cantus*) очију. Код монокуларних записа, за хоризонталне записе

електроде се причвршћују уз спољашњи и унутрашњи угао ока, а за вертикалне записе електроде се причвршћују изнад и испод тог истог ока.

Корнеа-ретинални потенцијал ствара потенцијалну разлику између наведених електрода, директно зависи од положаја ока и може се мерити диференцијалним појачавачем [46, 55]. Потенцијал је пропорционалан синусу угла између електричне осе тренутног положаја ока и примарне позиције ока, показујући приближно линеаран однос за углове до 30° и износи од $15 \mu\text{V}$ до $20 \mu\text{V}$ по степену ротације очију [59].

На слици 2.8. илустровано је мерење хоризонталних покрета очију постављањем пара електрода уз спољашње углове левог и десног ока.

Током мировања очију електроде су истог потенцијала и при мерењу нема промене напона. Код ротирања ока надесно ствара се разлика у потенцијалу, и електрода која је постављена у правцу кретања ока (десни угао ока) постаје позитивнија у односу на другу электроду, и обрнуто када око ротира налево.

У *HCI* интеракцији електроокулографско снимање се може користити за праћење очију, при чему израз *праћење очију* подразумева процену смера погледа. У већини случајева процена смера погледа означава идентификацију објекта на који пада пажња посматрача. Трептај такође игра веома важну улогу у интеракцији са *HCI*. Понекад се трептаји користе за селекцију задатака у *HCI*. Поред тога, понекад се јави потреба за уклањањем нежељених трептаја из сирових ЕОГ података. Због тога је откривање трептаја важан део електроокулографије.

Вредност ЕОГ сигнала варира од $50 \mu\text{V}$ - $3500 \mu\text{V}$, док је фреквенција око 100 Hz [62]. Треба напоменути да се за мерење ЕОГ сигнала могу користити и електроде које се користе за мерење ЕМГ и ЕЕГ сигнала.

Предности методе електроокулографије је у томе што се електроде постављају веома лако [47]. Мерења су неинвазивна и одвијају се без нарушавања комфора испитаника. ЕОГ се може користити код испитаника који имају одређену корекцију вида, може се такође користити и код деце као и код људи код којих је могућност комуникације на неки начин нарушена. Могуће је такође снимати сигнал и док су очи затворене, као и у току спавања што може бити јако корисно.

Недостаци ове методе су што на амплитуду напона који се добије у великој мери утиче амбијентално светло, тако да се мора водити рачуна о осветљењу, које би у идеалном случају требало да буде константно током мерења. Поред ових недостатака, једна од највећих мана је што се често ЕОГ сигнал меша са ЕЕГ и ЕМГ

сигналима, тако да је тешко уочити и издвојити ЕОГ сигнал посебно. На велики шум у сигналу утиче и трептање које међутим прави јасно видљиве пикове који се лако одстрањују из укупног сигнала.

2.5. Примена електроокулографије

ЕОГ је важан биопотенцијал који може да нам достави информације о визуелном систему. Један пример где се ЕОГ користи је током проучавања ноћног спавања. Студије спавања често обухватају ЕОГ као један од многих биопотенцијала који су забележени. Током одређених делова циклуса спавања, покрети очију постају врло променљиви и релативно велики у магнитуди. Праћење и снимање ЕОГ сигнала може да помогне да се открију ове фазе спавања. Поред тога, праћење добијеног ЕОГ може да омогући дијагнозу неких болести ока. На пример, офталмолог може искористити ЕОГ за дијагнозу поремећаја мрежњаче, који могу довести до замагљености вида.

Поред тога, системи за праћење погледа се могу користити у подручју психологије за истраживање вида. На пример, у процесу читања.

Једно од најважнијих подручја примене електроокулографије је као помагало особама са инвалидитетом. Због губитка контроле над својим мишићима, непокретне особе користе системе за праћење погледа како би комуницирали са светом и кретали се. Такви системи могу омогућити претварање текста у говор и обрнуто, управљање инвалидским колицима [2, 60], управљање виртуелним тастатурама [61] и вештачким рукама [3], управљање телевизором и другим уређајима. На пример, уз помоћ виртуелне тастатуре могуће је да особа са инвалидитетом писмено обавести о својим потребама у релативно кратком временском року и да успешно комуницира са својим окружењем користећи само покрете очију.

Примена електроокулограма (ЕОГ) заснованог на ефикасном *HCI* интерфејсу омогућава успостављање алтернативног начина кретања и комуницирања, без покретања руку и коришћења говора, што је важно у повећању квалитета живота особа са инвалидитетом. Системи засновани на ЕОГ су у неким случајевима ефикаснији од система са електроенцефалограмом (ЕЕГ).

У последње време се у аутоиндустрији развијају системи који би помагали возачу у безбеднијој вожњи, тако што би систем упозорио возача уколико би он заспао [1].

Ово је само оквирни преглед коришћења електроокулографије. Постоје и друга подручја примене, као што је тестирање спортиста и војника на сналажење у простору, реаговање на одређене ситуације и слично. Једна о могућих примена у будућности су и банкомати, где би корисник само погледом уносио своју шифру, што би повећало безбедност.

С обзиром да је електроокулографија све више саставни део *HCI*-а, свака употреба рачунара, која захтева интеракцију са човеком, могла би да укључи и управљање погледом.

Од 2000. године до данас, с обзиром да је технологија праћења погледа наставила да се развија, њена примена се проширила на скоро сваку област живота. Тако је технологија праћења погледа коришћена за истраживање тржишта и за тестирање производа у последње две деценије. Знајући шта клијенти виде и шта остаје невидљиво за њих, први је корак ка успешној маркетиншкој кампањи и поуздан начин да се утврди колику пажњу купци посвећују амбалажи производа или реклами у новинама.

3. Мерно-аквизициони системи у електроокулографији

3.1. Врсте и структура мерно-аквизиционих система у електроокулографији

Као што је приказано у првом поглављу, акциони потенцијал резултује променама потенцијала у тачкама које су удаљене од ћелије, односно на површини тела [62]. Потенцијали тачака који су удаљени од извора су мали и зависе од проводних и капацитивних карактеристика ткива. Висока корелисаност акционих потенцијала на извору и потенцијала у тачкама у којима вршимо мерење, омогућила је развој више дијагностичких техника, које се једним именом називају *електрофизиологија*.

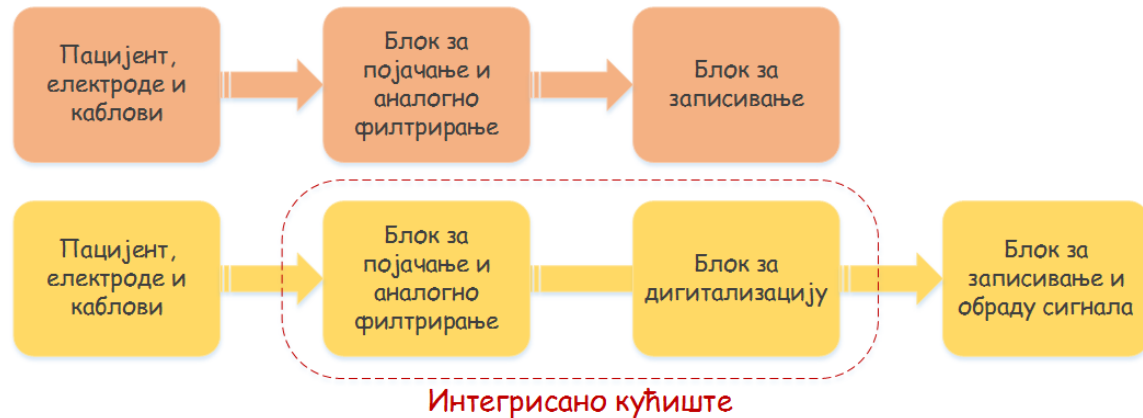
Електрофизиолошки сигнали су најчешће напони малог интензитета, од $1 \mu\text{V}$ до 10 mV , у фреквенцијском опсегу од једносмерних сигнала до учестаности од приближно 10 kHz [63]. Код ових сигнала постоји и шум, који има знатно већу амплитуду од мереног електрофизиолошког сигнала, а фреквенција му је у истом опсегу. Као један од електрофизиолошких сигнала, ЕОГ сигнал спада у веома слабе сигнале и подложен је великим изобличењима услед амбијенталног шума. Из тог разлога, приликом аквизиције ЕОГ сигнала неопходно је применити електронска кола која ће појачати мерени електрофизиолошки сигнал, а ослабити постојећи шум.

Мерно-аквизициони системи у електрофизиологији, а самим тим и у електроокулографији, могу се поделити на аналогне и дигиталне системе. Аквизиција електрофизиолошких сигнала данас се остварује помоћу релативно јефтине опреме, која на одговарајући начин појачава и дигитализује сигнал (уколико се ради о

дигиталним системима) [29]. У многим ситуацијама, системи базирани на рачунару могу се користити као ефикасна и исплатива решења за анализу сигнала, посебно узимајући у обзир експанзију картица за аквизицију података.

Сложеност ЕОГ мерно-аквизиционих система може доста да варира, али у основи постоји неколико блокова који укључују електроде и појачавач са филтерима, уређај за записивање аналогног сигнала (код аналогних система), односно блок за дигитализацију и рачунар (код дигиталних система) [23].

Оно што је заједничко за аналогне и дигиталне ЕОГ мерно-аквизиционе системе јесте постојање електрода, појачавачког блока (чија је функција појачање слабих ЕОГ сигнала, филтрирање и потискивања сметњи) и блока за записивање појачаних ЕОГ сигнала. За разлику од аналогних ЕОГ мерно-аквизиционих система, дигитални системи имају и блок за дигитализацију, између појачавачког блока и блока за записивање. Исто тако, реализација блока за записивање код дигиталних ЕОГ мерно-аквизиционих система је другачија, јер се могу додати и функције за обраду сигнала. Код ових система појачавачки блокови се пројектују интегрисано са дигиталним блоковима.



Слика 3.1. Принципске шеме реализације аналогног мерно-аквизиционог ЕОГ система (горе) и дигиталног мерно-аквизиционог ЕОГ система (доле)

На слици 3.1 могу се видети принципске шеме аналогних и дигиталних ЕОГ мерно-аквизиционих система. Треба напоменути да се дигитални ЕОГ мерно-аквизициони системи физички реализују у три целине. Прву целину чине електроде и каблови, који повезују електроде са појачавачем. Друга целина је интегрисано кућиште у ком су смештени блок за појачање и аналогно филтрирање и блок за дигитализацију. Ово интегрисано кућиште се обично, из практичних разлога, зове

само *појачавач*, али се ту, поред појачавачког блока, налази и блок за дигитализацију. Трећа целина је рачунар и одговарајући каблови дигиталног интерфејса.

Инструментација неопходна за снимање ЕОГ активности може значајно варирати по питању сложености - од једноставних склопова до веома сложених [10, 64-72]. Коло за аквизицију ЕОГ сигнала се састоји од електрода, претпојачавача, високо пропусног (ВФ) филтера, кола за изолацију (изолациони појачавач) и ниско пропусног (НФ) филтера. Претпојачавач и ВФ филтер елиминишу једносмерне и ниско-фреквентне интерферентне сигнале, коло за изолацију обезбеђује изолацију и сигурност пацијента у погледу заштите од струјног удара и редукује утицај интерферентних сигнала. НФ филтер елиминише утицај мрежне фреквенције и високо-фреквентне компоненте сигнала.

ЕОГ мерно-аквизициони системи могу бити једноканални или двоканални. Код двоканалних система структура је идентична једноканалном систему, осим што је потребно урадити паралелизацију одређених делова хардвера.

Развој рачунарске технологије омогућио је да данас највећи број медицинских уређаја користи рачунар за прикупљање, обраду и приказ електрофизиолошких сигнала [63]. Рачунар омогућава и размену података са другим рачунарима. Поред тога, рачунар омогућава и примену интелигентних модула који обезбеђују аутоматску дијагностику.

Исто тако, са данашњом доступношћу интернет-заснованих ресурса, више није неопходно локално извршити целу анализу сигнала. Могуће је узорковати сигнал на једној физичкој локацији, користећи дигитални аквизициони систем, а затим га обрађивати на другој локацији [73]. С обзиром да се узорковани сигнал чува у бази података која се налази на серверу, може бити корисно да се обрада сигнала врши на серверу, јер се тако може искористити на већем броју рачунара.

Постоји неколико различитих реализација аквизиционог ЕОГ кола у зависности од сврхе даљег коришћења, односно примене ЕОГ сигнала. Тако, у случају развоја *HCI* система помоћу ЕОГ сигнала [5], коло за аквизицију ЕОГ сигнала чине напонски бафер, претпојачавач, високо-пропусни филтер, главни појачавач и ниско-пропусни филтер. У циљу потискивања интерферентних сигнала и изоловања кола, односно прилагођења импедансе, користи се напонски бафер. Претпојачавач (појачања 10) појачава амплитуду ЕОГ сигнала на одговарајући ниво. Аналогни филтер пропусник опсега (0,159 Hz – 10 Hz) користи се за елиминисање интерференце мрежне фреквенције и виших фреквенција. Након главног појачавача

(са појачањем 800) појачани ЕОГ сигнал је конвертован у дигиталне сигнале и прослеђен компјутеру.

У [6] аквизиционо коло чине претпојачавач, НПО филтер, коло за изолацију, ПО филтер и излазни појачавач. Електроде се повезују на инструментациони појачавач (са појачањем 5), који представља претпојачавач за прикупљање униполарних компоненти ЕОГ сигнала. НПО филтер се користи за елиминисање мрежне фреквенције (50 Hz). Функција кола за изолацију је да изолује сигнал и пацијента од мрежног напајања и реализован је коришћењем оптичко- или напонско-трансформационе методе. Излазни појачавач (појачања 50) појачава слаб ЕОГ сигнал који је прошао кроз ПО филтер (чији је пропусни опсег од 0,05 Hz до 30 Hz) и директно га шаље у коло за обраду.

Код реализације болничког алармног система, описаног у [7], користи се инструментациони појачавач као претпојачавач са појачањем од 25. Следи пасивни филтер пропусник опсега (0,1 Hz – 10 Hz) који пропушта користан сигнал, а потискује шум и интерференцу мрежне фреквенције. Потом следи други ниво појачања (појачања 510). На крају је пасивни ВФ филтер првог реда (0.1 Hz), који елиминира офсет.

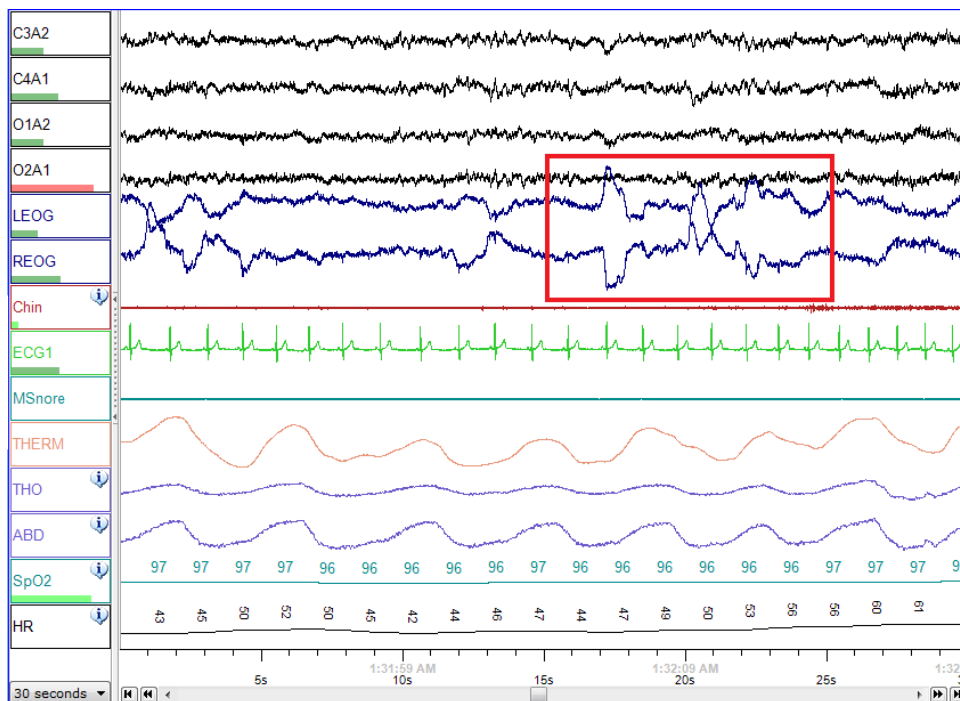
Поред поменутих реализација ЕОГ аквизиционих кола, у последње време све је више заступљена бежична аквизиција ЕОГ сигнала помоћу *BioRadio* уређаја [8] и бежичног преносивог интерфејса заснованог на ЕОГ-у [9].

ЕОГ мерно-аквизициони системи се понекад реализују и као део универзалног система за мерење већег броја електрофизиолошких сигнала (слика 3.2), а најчешће су саставни део мерења ЕЕГ сигнала. По карактеристикама, овако реализовани ЕОГ мерно-аквизициони системи су углавном слабији него наменски ЕОГ мерно-аквизициони системи, који мере само ЕОГ сигнал.

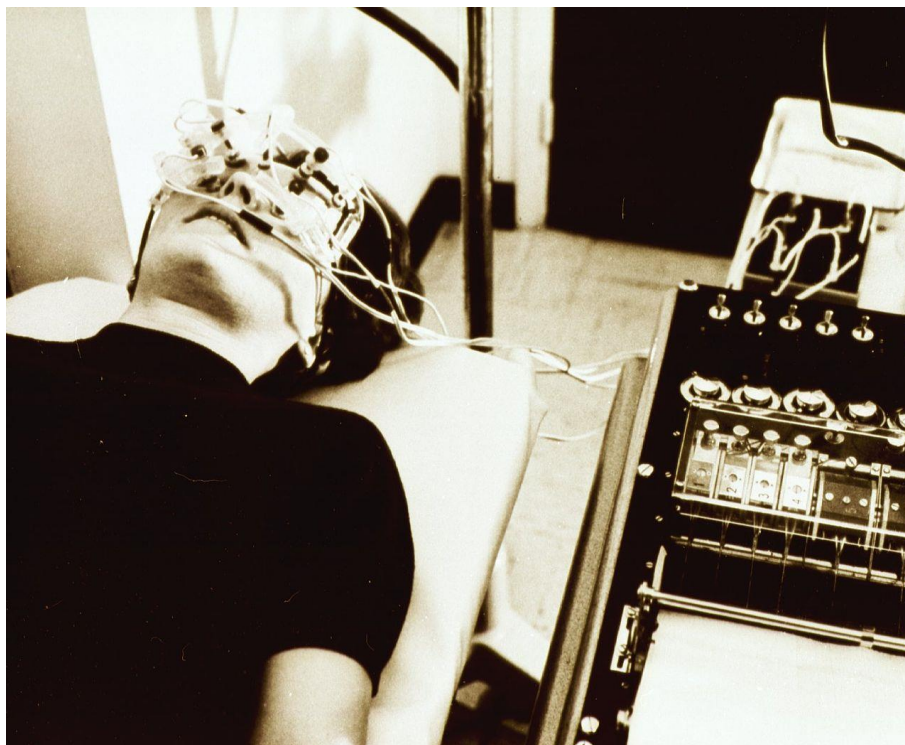
3.2. Записивање у аналогним ЕОГ системима

Постоји неколико различитих уређаја за тренутно или перманентно записивање појачаног аналогног ЕОГ сигнала. У прошлости је, за записивање свих електрофизиолошких сигнала, најчешће коришћен уређај са писаљком и папирним графиканским шаблонима. Овакви уређаји су још увек у употреби и записи се код њих праве на дугом папирном шаблону, који се континуално

помера, при одређеној брзини коју корисник бира из скупа предефинисаних брзина. Пример једног старог уређаја за електроретинограм дат је на слици 3.3.



Слика 3.2. ЕОГ сигнал снимљен заједно са другим електрофизиолошким сигнаlima

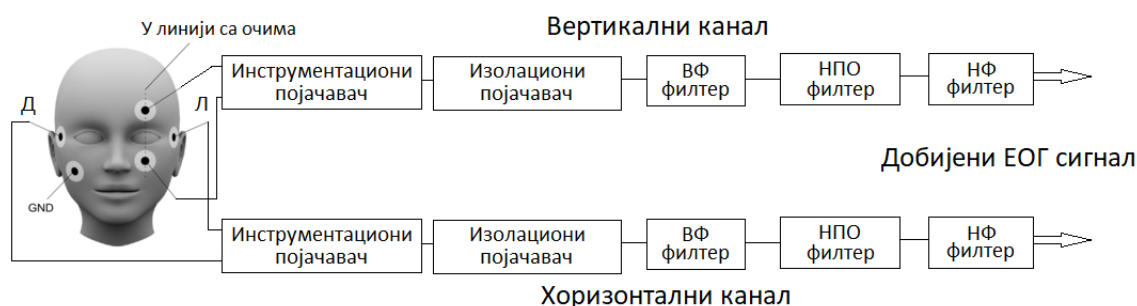


Слика 3.3. Уређај за записивање електроретинског (ЕРГ) сигнала

Да бисмо измерили вредности потенцијала у удаљеним тачкама од самог извора акционог потенцијала, неопходно је употребити електронске склопове који у највећој мери елиминишу електричне сигнале који потичу од извора који нису од интереса, а појачавају појаву која је од интереса [63]. Такорећи, морају се користити филтри, који ће елиминисати сметње, и појачавачи који ће појачати користан сигнал.

Електрофизиолошки сигнали које меримо на површини тела су мали, док су сметње, које се називају *артифакти*, већи неколико редова величине. Веома често су сметње у истом фреквенцијском опсегу као и користан сигнал који је мерен. Сметње које се јављају, нису само последица спољашњих ефеката (интерференција са градском мрежом на 50 Hz или 60 Hz), већ и контаминираност биолошким сигнаlima који се не мере. Поред тога, сметње су често резултат и примењеног уређаја, односно мерне методе.

Блок дијаграм аналогног мерно-аквизиционог система за мерење ЕОГ сигнала приказан је на слици 3.4. ЕОГ сигнал се снима помоћу двоканалног система, који се састоји од хоризонталног и вертикалног канала. Постављање електрода је, такође, приказано на слици.



Слика 3.4. Блок дијаграм мерно-аквизиционог система за мерење ЕОГ сигнала

3.3. Електроде

Сврха електрода за снимање је да детектују промене напона генерисаних покретима очију и да их пренесу на систем за снимање. Електроде су претварачи јонске струје, која је генерисана у људском организму, у струју слободних електрона у проводнику. Електроде у контакту са организмом показују отпорно-капацитивне

ефекте и на контакту електрода и организма долази до сложених биохемијских процеса [63] који значајно повећавају мерну несигурност мерења ЕОГ сигнала.

Најчешће коришћене електроде се састоје од сребро/сребро-хлорид ($Ag-AgCl$) дискова, који имају пречник од 1 mm до 3 mm (слика 3.5), са дугачким флексибилним проводницима који се могу прикључити на појачавач [74]. $Ag-AgCl$ електрода се састоји од чврсте сребрне (Ag) плоче велике чистоће (99,9999%) пресвучене танким слојем сребро хлорида ($AgCl$). Присуство $AgCl$ чини да електроде не поларизују јер присуство $AgCl$ не дозвољава стварање двослојне електроде. $AgCl$ у електролиту дисосује на јоне Ag^+ и јоне Cl^- . Јони Cl^- се слободно крећу између електроде и електролита и онемогућују формирање двојног слоја. $Ag-AgCl$ електрода показује највећу стабилност и има најмању импедансу у односу на друге доступне електроде и због тога је пожељно користити је за снимање покрета очију. Штавише, дизајн ове електроде је такав да чврсто пријања на кожу и заштићена је од механичког померања [75].

Осим $Ag-AgCl$ електрода, у употреби су и златом обложене електроде.



Слика 3.5. Пример $Ag-AgCl$ електрода без (лево) и са прикључним кабловима (десно)

3.4. Појачавач

Биосигнали, у које спадају и ЕОГ сигнали, снимају се као потенцијали, напони и јачина електричног поља које генеришу нерви и мишићи [4]. Мерења укључују напоне веома ниског нивоа, од 1 μV до 100 mV, са великом импедансом извора и суперпонираним високим нивоом интерферентних сигнала и шума.

С обзиром да су ЕОГ сигнали веома мале амплитуде, неопходна је употреба појачавача великог појачања (често и преко 10 000 пута). Са друге стране, отежано је постизање линеарног појачања, јер су сигнали тако малих амплитуда осетљиви на многе појаве у околини које су генератори сметњи, шумава и изобличења. Због тога, појачавач нема само задатак да појача користан сигнал, већ и да умањи нежељене појаве [23].

Појачавачи који су адекватни за мерење ових сигнала морају задовољити веома специфичне захтеве. Они морају да обезбеде појачање корисног физиолошког сигнала, да елиминишу високе нивое шума и интерферентних сигнала, као и да гарантују заштиту пацијента и електронске опреме од оштећења изазваних струјним и напонским ударима. Појачавачи који имају ове спецификације познати су под називом *биопотенцијални појачавачи*, односно *биопојачавачи* [4].

3.4.1. Основни захтеви појачавача - конфигурација

Основни захтеви које биопојачавач мора да задовољи су:

- физиолошки процес који се посматра не сме бити, ни у ком случају, под утицајем појачавача,
- мерени сигнал не сме бити изобличен,
- појачавач мора обезбедити најбоље могуће раздвајање сигнала и интерференци,
- појачавач мора да обезбеди заштиту пацијента од електрошокова,
- сам појачавач мора имати заштиту од оштећења која могу бити последица флукуације улазног напона.

Типична конфигурација биопојачавача приказана је на слици 3.6. Улазни сигнал појачавача се састоји од пет компоненти: жељени биопотенцијал, нежељени биопотенцијали, интерференциран сигнал мрежне фреквенције 50 Hz / 60 Hz, интерференцирани сигнали генерисани од стране споја кожа/електрода и шум.

Правилно пројектовање појачавача обезбеђује потискивање великог дела интерферентних сигнала. Главни задатак диференцијалног појачавача (слика 3.6) је да елиминише интерференцију мрежне фреквенције, која је електростатички или магнетно спрегнута са субјектом мерења, односно пацијентом. Жељени потенцијал

се јавља као напон између два улазна терминала диференцијалног појачавача и означава се као *диференцијални сигнал*.

Нежељене појаве при снимању ЕОГ сигнала, које су извори интерференције шума и сметњи са корисним сигналом, су:

- капацитивно спрезање шума и мрежних сметњи (заједнички, *common mode* напони),
- артефакти због других (снажнијих) биосигнала,
- артефакти покрета,
- висока импеданса електрода,
- неуравнотежена импеданса електрода,
- поларизација електрода,
- унутрашњи (термални) шум компоненти,
- петља уземљења (када се вежу два или више уређаја).

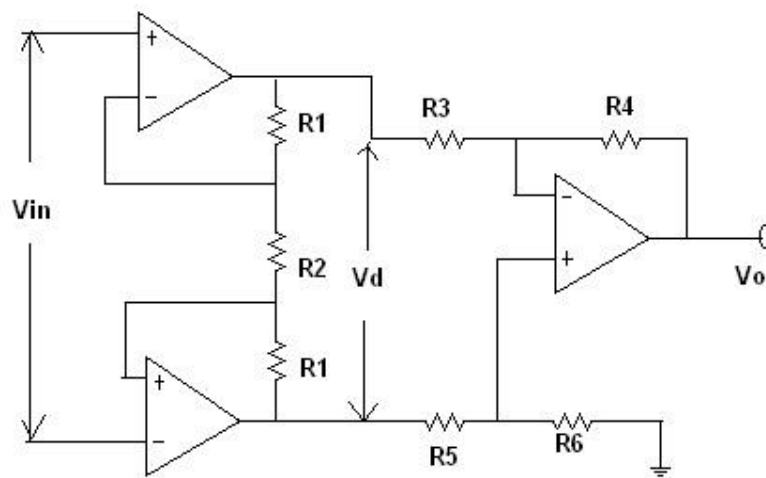
Интерферентни сигнал мрежне фреквенције показује малу разлику амплитуде и фазе између двеју мерних електрода, проузрокујући отприлике исти потенцијал на оба улаза и уземљења и назива се *common mode* сигнал. Потискивање овог сигнала је једна од најважнијих карактеристика доброг биопотенцијалног појачавача.

Људско тело и каблови ЕОГ сонди су капацитивно спрегнути са околним водовима и уређајима који се мрежно напајају, односно људско тело у односу на мрежно напајане водове и уређаје у својој околини прави капацитивност. Према томе, људско тело се може посматрати као једна од плоча кондензатора, док се поменути водови и уређаји могу посматрати као друга плоча кондензатора. У том случају, материја између људског тела и водова/уређаја је диелектрик, тако да еквивалентна капацитивност представља медијум преко ког се преноси сметња у виду 50 Hz/60 Hz назменичног напона. Иста појава се дешава и између каблова уређаја и мрежних водова/уређаја.

Једна од последица ове појаве је стварање заједничког напона 50 Hz / 60 Hz, који се „трансформише“ у диференцијални напон ако су импедансе електрода неуравнотежене. Тако формиран заједнички напон може бити реда 100 mV, што је изузетно велика вредност ако се има у виду да је амплитуда корисног ЕОГ сигнала реда μV . Због дужине проводника електрода и описаних мрежних сметњи у околини, веома је важно користити *инструментационе* појачаваче (слика 3.6) са високом улазном импедансом и високим фактором потискивања заједничког напона *CMRR* (Common Mode Rejection Ratio), да би се добили ЕОГ снимци доброг квалитета.

Класичне конфигурације диференцијалних појачавача нису адекватне јер немају довољно високу улазну импедансу, а и различите су им импедансе на инвертујућем и неинвертујућем улазу што има за последицу неизбалансираност импеданси на улазима која доводи до изобличења у мерењу [23].

Инструментациони појачавач се примењује као претпојачавач у мерном ланцу за регистровање електрофизиолошких сигнала. Фактор потискивања инструментационог појачавача је велики и једнак фактору потискивања диференцијалног појачавача и велика је улазна импеданса [63].



Слика 3.6. Принципијелна шема инструментационог појачавача са три операциона појачавача

Инструментациони појачавачи омогућавају да се појача само разлика напона, а не и утицај заједничког напона. Обично се бирају квалитетни инструментациони појачавачи, са фактором потискивања заједничког напона већим од 100 dB и улазне импедансе реда $G\Omega$ [23].

У циљу елиминације електричних сметњи 50 Hz / 60 Hz назменичног напона, просторије се заштићују посебним оклопљавањем, при чему се за оклопљавање користи такозвани Фарадејев кавез. Исто тако, води се рачуна о томе да мерно место и ЕОГ уређај буду што више удаљени од мрежних електричних водова и осталих уређаја, а додатна мера заштите може бити и коришћење оклопљених каблова за проводнике од електрода до улаза у појачавач.

Често коришћена техника за повећање фактора потискивања заједничког напона $CMRR$ код мерења електрофизиолошких сигнала је и употреба такозваног

DRL (Driven Right Leg) кола [65]. У овој техници се заједнички напон преузима на улазу у инструментациони појачавач и негативном повратном спрегом се доводи на тело пацијента. Локација на коју се доводи *DRL* излаз зависи од врсте електрофизиолошког мерења: код ЕКГ мерења је то најчешће десни чланак ноге, а код ЕЕГ и ЕОГ мерења се често користи зглоб шаке.

С обзиром да се највише информација о ЕОГ сигналу налази у опсегу испод 40 Hz, у циљу потискивања мрежне сметње често се користе НФ (ниско фреквентни) филтри, чија је гранична фреквенција већа од 40 Hz а нижа од мрежне фреквенције [23]. Ако је од интереса за снимање већи фреквентни опсег, који обухвата и мрежну фреквенцију, онда се често користе НПО филтри (филтер непропусник опсега, такозвани *notch* филтер), који издвајају и елиминишу само уски опсег око мрежне фреквенције.

Једна од техника за елиминацију мрежне фреквенције је и коришћење помоћног извора у виду фиксног отпорника од 100 k Ω спојеног на електроде. Довођењем сигнала са овог извора добија се само сигнал сметње који се даље може одузети од сигнала са електрода постављених на пацијента.

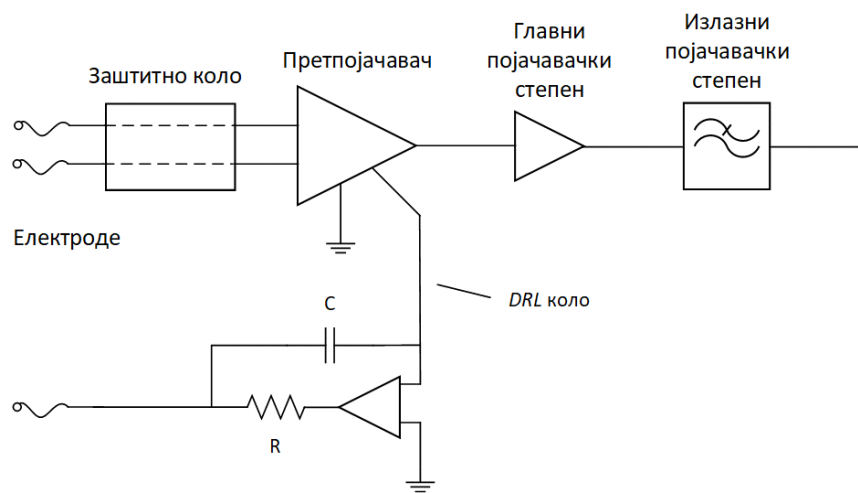
Наредна врста сметњи је индуктивно спрезање са изворима наизменичне струје. Овде се ради о индуковању електричне струје на основу промена електромагнетног поља у којем *пливају* пацијент, електроде, каблови и ЕОГ уређај. Ово је ређи проблем него што је случај са капацитивним спрезањима и углавном је последица снажних електромагнетних поља високих фреквенција, које могу бити присутне у простору у ком се врши мерење. Најчешћи вид заштите од ове сметње је коришћење оклопљених каблова или каблова који су упредени. Код упредених каблова долази до међусобног поништавања индукованих струја унутар једног кабла услед разлика у смеру индукованих струја у суседним секцијама кабла.

Унутрашњи (термални) шум отпорника и других електронских компоненти такође спада у факторе који могу пореметити тачност мерења ЕОГ сигнала, тако да је један од примарних захтева при пројектовању ЕОГ појачавача коришћење електронских компоненти са најнижим нивоом унутрашњег шума.

Када се осим мерења ЕОГ уређајем, врши мерење и неким другим медицинским уређајем, услед различитих потенцијала уземљења ових уређаја може доћи до појаве такозване *петље уземљења*. При мерењима треба повезати и уземљења коришћених уређаја и тачку уземљења пацијента. Уколико се споје уземљења два различита уређаја на две различите локације на површини коже пацијента, кроз

пацијента ће протећи одређена струја што проузрокује још једну додатну сметњу која изобличује мерени сигнал. Ово се решава тако што се изједначавају уземљења коришћених уређаја њиховим међусобним повезивањима, па се ово заједничко уземљење доводи на једну локацију на површини коже пацијента.

Генерално, уколико се утицај сметњи и шумава може спустити на прихватљив ниво (10 пута мањи него ЕОГ сигнал), сматра се да је могуће снимити неконтаминиран ЕОГ сигнал.



Слика 3.7. Блок-шема типичног блока за појачање

У циљу заштите пацијента и електронских компоненти појачавача од електростатичких пражњења, на улаз појачавача се поставља заштитно коло. Појачавач се реализује у више појачавачких степенова да би се постигло одговарајуће појачање и истовремено спречило да било који од појачавачких степенова уђе у засићење (слика 3.7). Пре првог појачавачког блока, понекад се поставља и НФ филтар високе граничне учестаности, који треба да елиминише радиофреквентне сметње виших фреквенција. Први степен се обично назива претпојачавачки степен и своди се на инструментациони појачавач, који има већ поменућу важну улогу у појачању искључиво диференцијалног напона на улазу. Други степен је обично степен са највећим појачањем, које се регулише променљивим отпорником (за потребе калибрације) и на његовом улазу и излазу се постављају ВФ (високо фреквентни) филтри ниске граничне учестаности (око 0,15 Hz), који имају сврху елиминисања једносмерних компоненти напона које би могле довести појачавач у

засићење. Трећи степен, осим појачања, има и улогу припреме аналогног сигнала за дигитализацију, тако што је у њему реализован и такозвани *анти-алиасинг* филтер.

У склопу појачавачког дела често се налази и одговарајући подмодул за довођење ауто-калибрационог сигнала на улазе појачавача, с обзиром да стандарди намењени проверама ЕОГ уређаја захтевају да он има уграђен и систем за ауто-калибрацију.

3.5. Галванска изолација

У електрофизиолошким мерењима од великог је значаја да делови мерног система, који су у контакту са пацијентом, буду галвански одвојени. Поред тога, у циљу обезбеђивања сигурности неопходно је галвански одвојити пацијента од мреже која напаја уређај. Термин *галванска изолација* користи се да би се указало да не постоји проводни пут између делова система [63].

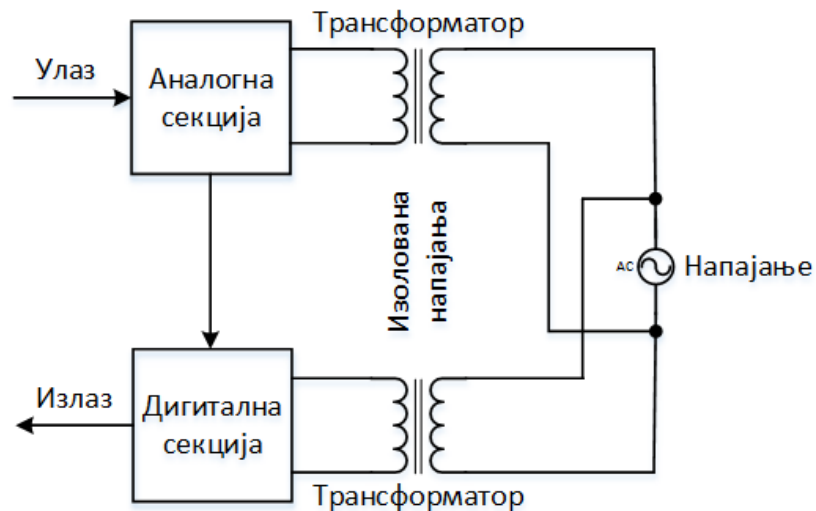
Употреба наизменичног мрежног напајања у ЕОГ уређајима, потенцијално излаже пацијенте и оне који раде са уређајем, опасности од електричног удара у случају да дође до струје цурења, услед неодговарајућег уземљења или неодговарајуће електричне изолације.

Електрична проводност телесних течности, као и присуство разних проводних раствора и гелова стварају још незгодније услове када је у питању дејство електричног удара. Наиме, употреба гелова смањује нормалну отпорност коже која износи више од 50Ω . Ово је један од разлога зашто постоје многи прописи које прописују америчка агенција *FDA* (Food and Drug Administration) и Европска унија, ради усаглашавања перформанси медицинских уређаја са стандардима безбедности. Стандард *IEC 60601-1* (International Electrotechnical Commission) дефинише услове електричне безбедности за медицинску опрему у сврху заштите пацијената, оператера и окружења [76].

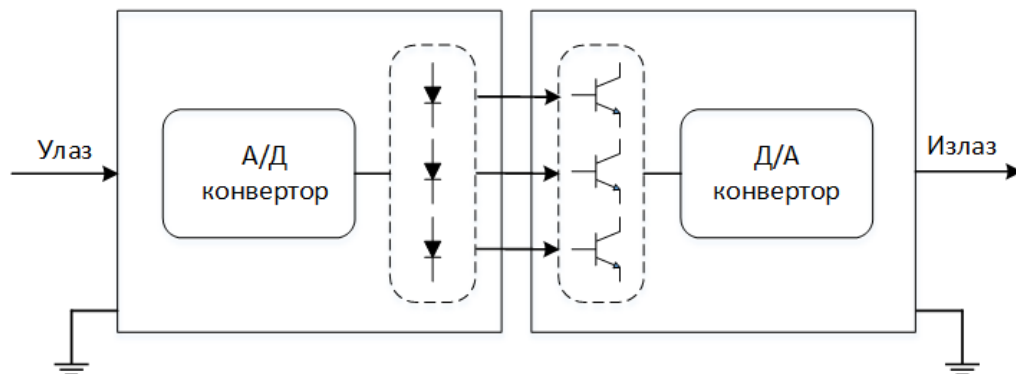
Постоје два начина галванског одвајања (слика 3.8). Један начин је коришћење могућности преноса енергије применом индуктивне спреге, односно трансформатором (слика 3.8a) [63].

Код аналогних ЕОГ мерно-аквизиционих уређаја, у сврху галванске изолације пацијената од мрежно напајаних делова ЕОГ уређаја, користили су се трансформатори или изолациони појачавачи [23]. Трансформатор је електрично коло

са два улаза и између примара и секундара нема проводног пута, него се енергија преноси магнетним пољем [63]. Трансформатори не преносе континуални константни сигнал, односно једносмерну компоненту.



а)



б)

Слика 3.8. Шематски приказ изолационог појачавача: а) коришћењем трансформатора, б) коришћењем оптокаплера

Код новијих дигиталних система питање галаванске изолације комуникационе линије се решава употребом дигиталних оптокаплера (слика 3.8б) између микропроцесорске јединице и рачунара или између А/Д конвертора и микропроцесорске јединице. Излазна струја из једног дела мерног система се претвара у светлост у диоди, која се преноси фототранзистора или фотодиоде, које онда светлост поново претварају у струју. Оптокаплери за ове намене су увек интегрисани у један чип и отпорни су на светлост околине. Данашњи оптокаплери

подржавају високе брзине преноса, а дизајн штампаних плоча је са њима много једноставнији него када се користе изолациони трансформатори.

3.6. Напајање

Рачунари користе мрежно напајање, али са развојем батеријске аутономије лаптоп рачунара и овде се врше искораци унапред по питању батеријског напајања комплетног ЕОГ мерно-аквизиционог система. Као што је раније поменуто, иако су функционално раздвојени, појачавачки и дигитални блок су физички интегрисани у заједнички физички модул (на исту штампану плочу) или су реализовани на две различите штампане плоче али интегрисане у исто кућиште. У оба случаја добијају напајање преко истог модула за напајање. Напајање се може реализовати на више начина:

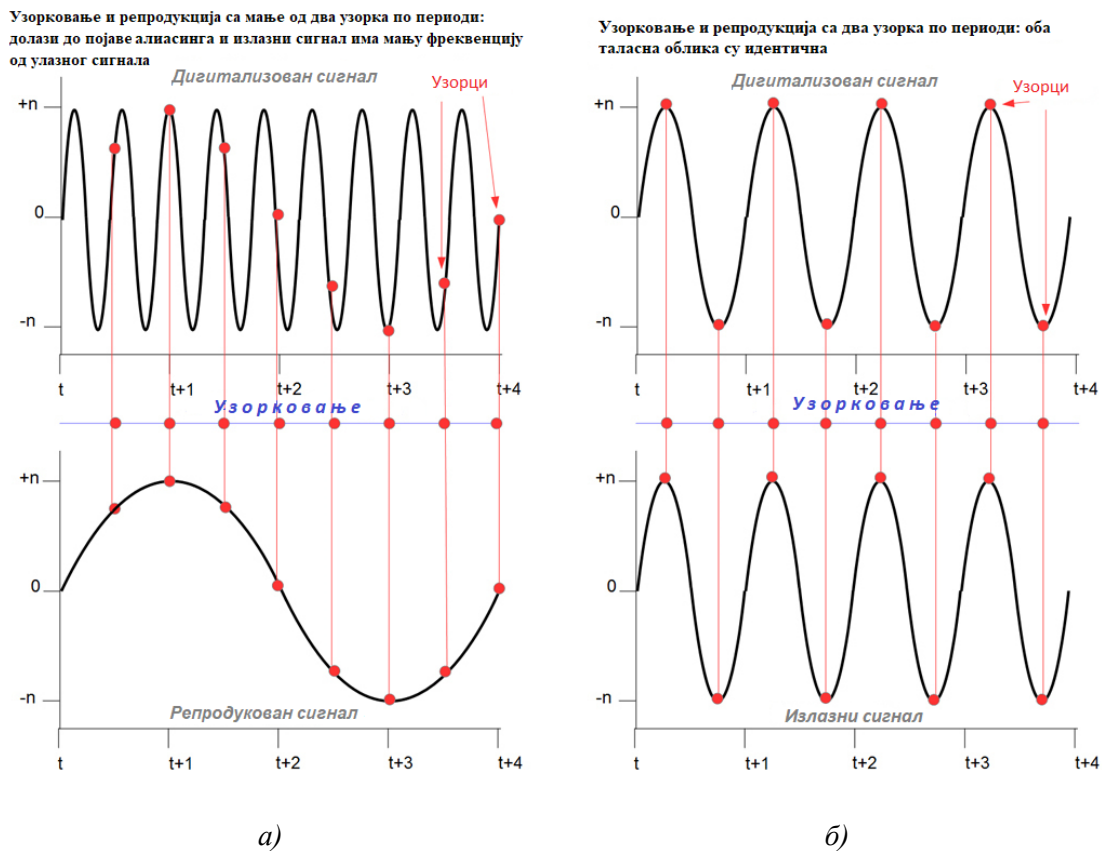
- преко мрежног адаптера за ЕОГ уређаје веће потрошње,
- преко батерија,
- преко одговарајућих рачунарских *USB* (Universal Serial Bus) извода.

Када је то могуће, пожељно је избећи мрежно трансформисано и адаптирано напајање, јер оно уноси одређену 50 Hz / 60 Hz сметњу. Стандардни *USB* каблови се састоје од две уврнуте “парице“, једне задужене за бидирекциони серијски пренос података, а друге за пренос напајања од +5 V DC. Ово омогућава да се “мањи” ЕОГ уређаји напајају директно преко *USB* магистрале. Стандарди дефинишу да би рачунар морао да обезбеди +5 V DC са максималном струјом од 500 mA.

3.7. Дигитализација ЕОГ сигнала

Дигитални ЕОГ системи засновани су на рачунару као уређају за записивање. У овом систему, аналогни ЕОГ сигнал се узоркује у фиксним временским интервалима (интервалима узорковања) и сваки узорак се претвара у дигиталну представу помоћу аналого-дигиталног (А/Д) конвертора. А/Д конвертор се повезује са рачунаром тако да се сваки узорак складишти у меморију рачунара. Резолуција А/Д конвертора је одређена најмањом амплитудом која се може узорковати и одређује се дељењем напонског опсега А/Д конвертора бројем 2, степенованим

бројем бита А/Д конвертора. На пример, А/Д конвертор опсега од 0 до 4,096 V и 12-битне резолуције може да разликује напонске нивое од 1 mV.

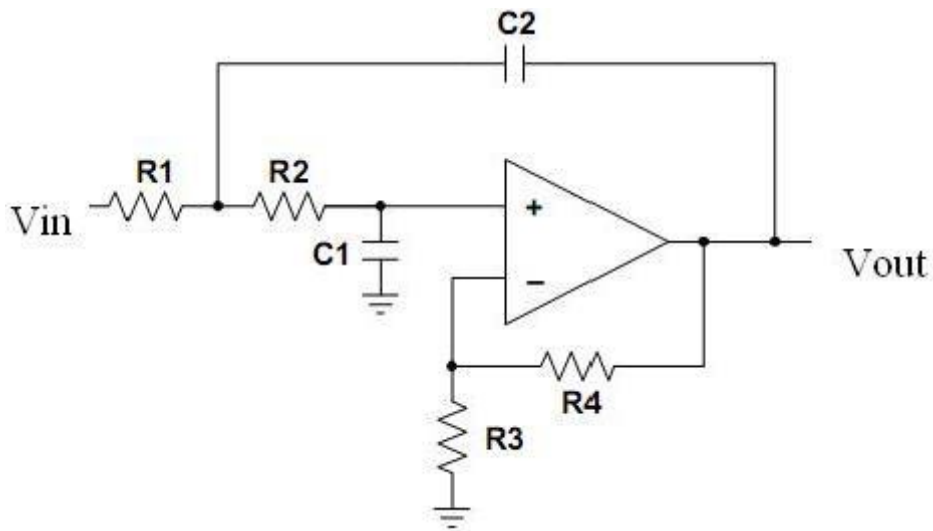


Слика 3.9. Појава алиасинга током дигиталног узорковања, где тачке представљају дигиталне узорке: а) није могуће коректно представити репрезент аналогног сигнала у дигиталном домену помоћу узорака, јер није испоштован Никвистов критеријум који налаже одговарајући однос фреквенције аналогног сигнала и фреквенције узорковања, б) могуће је коректно представити репрезент аналогног сигнала у дигиталном домену јер је испоштован Никвистов критеријум

Одговарајући избор појачања и резолуције А/Д конвертора омогућава да се региструју најмање промене вредности ЕОГ сигнала, а да не дође до одсецања сигнала у случају великих промена вредности ЕОГ сигнала. Фреквенција узорковања А/Д конвертора бира се тако да буде најмање 2 пута већа од највише фреквенције ЕОГ сигнала од интереса (Никвистов критеријум – слика 3.9). Да би се осигурало да сигнал буде фреквенцијски ограничен (да не би дошло до појаве алиасинг-а), пре улаза у А/Д конвертор поставља се нискофреквентни филтар (тзв. анти-алиасинг филтер) граничне фреквенције једнаке највишој фреквенцији од интереса.

Анти-алиасинг филтри се најчешће реализују као активни НФ филтри у Сален-Ки форми (енг. *Sallen Key filter*), као на слици 3.10. У случају двоканалног ЕОГ

уређаја обично се пре А/Д конвертора поставља мултиплексерски елемент који врши наизменично прослеђивање различитих појачавачких излаза на улаз А/Д конвертора. На овај начин се штеди на броју А/Д конвертора, а паралелизација је могућа захваљујући релативно ниској фреквенцији ЕОГ сигнала у односу на брзине А/Д конвертора.



Слика 3.10. *Anti-aliasing* филтер реализован као Сален-Ки активни НФ филтар. Гранична фреквенција износи $f_c = 1 / (2\pi RC)$, а појачање $G = 1 + R_f / R_1$

А/Д конвертор може бити реализован на посебном дигиталном чипу, али може бити и у склопу микроконтролера. Микроконтролер, осим ове функције дигитализације, треба да обави и функцију припреме података за пренос серијском комуникацијом према рачунару. У зависности од протокола ове комуникације и изабраног стандарда за њену физичку реализацију, потребно је написати одговарајући микроконтролерски програм и по потреби изабрати одговарајуће специјализоване дигиталне чипове за прилагођење напонских нивоа комуникацији са рачунаром.

Уместо микроконтролера, могу се користити и *DSP* (*Digital Signal Processing*) процесори, који све задатке микроконтролера да извршавају за краће време због веће брзине рада. Њихова предност је у томе што могу да изврше одређену обраду дигитализованих сигнала. То је корисно када рачунар треба да добије податке који су делимично или у потпуности обрађени. Првенствено се користе у такозваним *embedded* дигиталним ЕОГ мерно-аквизиционим системима у којима рачунар није

потребан, јер дигитални блок у себи има и уграђену већу меморију и дисплеј за приказ ЕОГ снимака.

3.8. Рачунарска подршка за складиштење, презентацију и дигиталну обраду ЕОГ сигнала

Рачунар има улогу меморисања дигиталних података о мерењу ЕОГ сигнала, одговарајућег визуелног приказа сигнала, али и значајну улогу у обради дигитализованих ЕОГ података. Употреба рачунара омогућава употребу алгоритама за дигиталну обраду ЕОГ сигнала, попут дигиталног филтрирања, фреквенцијске анализе, итд.

Подаци настали ЕОГ снимањем показују карактеристичне таласне облике са одговарајућим променама амплитуде, фреквенције, фазе и других параметара, као и краткотрајне појаве карактеристичних облика у сигналу као што су сакаде. Као што је наглашено у [74], не постоји јединствена процедура анализе која би могла обухватити све информације које се тичу ових промена и карактеристика. Као последица тога, избор било које аналитичке методе ће нагласити једну врсту промена на штету других промена, што је битно имати на уму када се тумаче резултати помоћу неке од метода.

3.9. Дигитални интерфејс

Појавом мерних система опште намене по модуларном концепту, где управљање самосталним мерним инструментима (модулима) врше микрорачунари опште намене, јавила се потреба за међусобном комуникационом везом између два мерна инструмента, коју остварује међусклоп за спајање, односно интерфејс [77].

У раној фази развоја дигиталне технологије, средином XX века, повезивање јединица аутоматизованог мерног система је реализовано коришћењем паралелних, бинарно кодираних децималних излазних података функције даљинског управљања и дигиталних улазних сигнала. Излазни подаци, који су се директно добијали на излазима децималних бројача мерних инструмената, преношени су у облику паралелних битова. Функција даљинске контроле је остварена тако што је свака

мерна јединица из мерног система била повезана са контролером преко два кабла за пренос података и команди. Недостатак је био у томе што је скоро свака промена задатка мерења захтевала реконструкцију знатног дела мерног система.

Развијено је више типова интерфејса који су се прилагођавали или мерним инструментима или рачунарским конфигурацијама. Да би се одабрао најпогоднији интерфејс за одређену примену, неопходно је размотрити следеће параметре:

- брзину преноса података,
- дужину интерфејса,
- цену и сложеност интерфејса.

Постоје два основна типа интерфејса: паралелни интерфејс и серијски интерфејс.

Код *паралелног интерфејса* се битови података преносе симултано кроз интерфејс паралелним линијама. Сваки бит се преноси посебном линијом. Овакви интерфејси могу бити широки једну или више речи. Паралелни интерфејс ради веома брзо, јер се обавља пренос целокупне речи у једном циклусу. Недостатак овог интерфејса се огледа у томе што су потребни примопредајници за сваку линију. Најпознатији паралелни интерфејси дефинисани су стандардима *IEEE-488* и *SAMAC*.

Серијски интерфејси користе само две линије за пренос података и могу се користити у случајевима великих удаљености између повезаних модула. Подаци се преносе сукцесивно, као низ битова по једној линији. Код овог типа интерфејса, умањен је број предајника и пријемника којима се сигнали смештају у међумеморију и обрађују. Најпознатији интерфејси овог типа дефинисани су стандардима *RS-232*, *RS-422* и *RS-485*. Недостаци серијског интерфејса су спор пренос података, потреба за физичком изменом жичаних веза у случају измене мерног система и немогућност да се користи директан приступ меморији.

У ЕОГ системима дигитални интерфејс се користи за повезивање рачунара и појачавача, односно блока за дигитализацију.

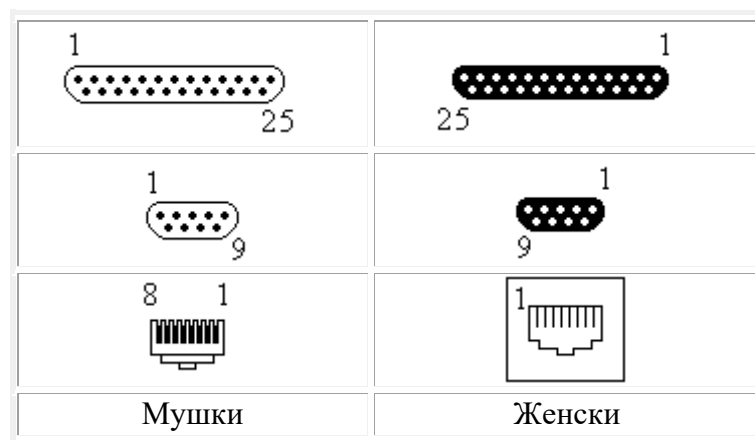
3.9.1. *RS-232* интерфејс

Серијски интерфејс *RS-232* се ранијих година користио за повезивање рачунара са периферијама - модемима, штампачима и другим периферним уређајима и, сходно томе, *RS-232* серијски порт је био стандардна опрема персоналних

рачунара. Различите врсте стандардних конектора *RS-232* интерфејса приказане су на слици 3.11.



а)



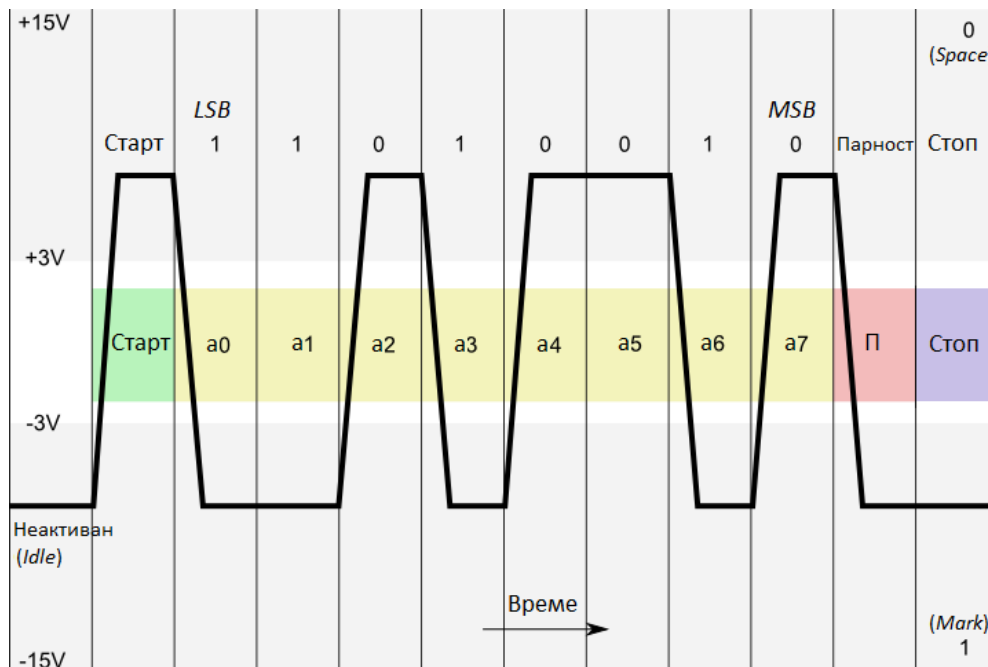
б)

Слика 3.11. а) *RS-232* конектор (мушки и женски), б) Различите врсте *RS-232* конектора

По *RS-232* стандарду, информација се шаље у виду низа битова на физичкој линији везе. Ови битови су груписани у дигиталне речи, при чему је дозвољена променљива дужина речи. Број битова који носе информацију у једној *RS-232* поруци, или пакету, може бити 5 и 8 битова, а постоје и додатни битови за синхронизацију и детекцију грешке. Због присуства ових додатних синхронизационих битова у поруци, смањује се пропусни опсег и продужава време преноса.

Постоје *асинхрони* пренос, који се највише користи јер је јефтинији и отпорнији на шум, и *синхрони* пренос, који се користи за веома брзе преносе података. *RS-232* стандард представља једну врсту асинхроне серијске комуникације [78]. Информација се шаље у виду низа битова на физичкој линији везе. *RS-232* стандард дозвољава само два физичка стања на линији за пренос (слика 3.12). Први напонски ниво је -12 V на линији, који представља *ON* стање, односно број 1 или маркер (*mark*).

Други напонски ниво на линији је $+12\text{ V}$, који представља *OFF* стање, односно број 0 или празно место (*space*). Преноси се реч дужине 5 или 8 битова. Када нема преноса поруке, неактивна (*idle*) линија је на -12 V , што представља стање логичке 1 или бинарни број 1. Први бит у поруци је *START* бит и увек је напонског нивоа $+12\text{ V}$, односно логичка 0. Тиме се сигнализира почетак поруке. Порука се завршава *STOP* битом, односно логичком 1, чији је напонски ниво увек -12 V . Након битова поруке преноси се бит парности (*parity*), који служи за проверу исправности преноса. Бит парности, или бит провере, је бит који се налази на крају поруке бинарног кода и показује да ли је број битова у поруци, који имају вредност 1, паран или непаран. Парност бита се користи као најједноставнији начин за детекцију грешке.



Слика 3.12. Пренос ASCII *K* карактера преко *RS-232* интерфејса: логичком нивоу 0 (*space*) одговара напонски ниво од $+3\text{ V}$ до $+15\text{ V}$, док логичком нивоу 1 (*mark*) одговара напонски ниво од -15 V до -3 V

Постоје две варијанте парности битова: *парна парност битова* и *непарна парност битова*. У случају *парне парности*, бит парности се поставља на 1, ако је број јединица у датом скупу битова непаран (не укључујући бит парности), чинећи број јединица у целом скупу битова парним (укључујући и парност бита). Уколико је паран број јединица у датом скупу битова, бит парности се поставља на 0. Када се користи *непарна парност*, бит парности се поставља на 1, ако је број јединица у

датом скупу паран (не укључујући бит парности), чинећи број јединица у целом скупу битова непарним (укључујући и бит парности). Када је број јединица непаран, онда се непарни бит парности поставља на 0.

Један прикључени бит парности може поуздано да открије само једну једнобитну грешку. Ако дође до грешака у више битова (рафалне грешке) вероватноћа да ће грешка бити откривена износи 0,5.

Недостатак *RS-232* интерфејса је тај што има ниску брзину преноса, кратку максималну дужину кабла, велике напонске осцилације и велике стандардне конекторе [79]. Дозвољене дужине везе за одговарајућу брзину преноса код *RS-232* интерфејса приказане су у табели 3.1.

Табела 3.1. Дозвољене дужине везе за одговарајућу брзину преноса

Брзина преноса (b/s)	Максимална дужина кабла (m)
19200	15
9600	152
4800	304
2400	916

3.9.2. *USB* (Universal Serial Bus) интерфејс

Данас су у употребу ушли серијски *USB* интерфејси. На савременим персоналним рачунарима, *USB* је заменио *RS-232* за већину својих периферних уређаја. Многи рачунари више нису опремљени *RS-232* портовима и мора се користити неки спољашњи *USB / RS-232* конвертор (слика 3.13). Ипак, захваљујући њиховој једноставности и досадашњој свеобухватности, *RS-232* интерфејси се још увек користе - нарочито на индустријским машинама, опреми за умрежавање и научним инструментима где брзина преноса података и дужина кабла нису од пресудног значаја.

USB стандард је развијен како би обезбедио велики проток података на релативно кратким растојањима [23]. У зависности од верзије *USB* стандарда, разликују се максималне брзине преноса података и приказане су у табели 3.2.

USB магистрала је адресног типа, са адресним кодом величине 7 битова, тако да подржава до 127 различитих уређаја повезаних на једној магистрали. Подразумева

се да је рачунар *host* на магистралаи. Битна карактеристика *USB* комуникације је *hot swap* могућност повезивања уређаја, што значи да уређај можемо повезати, а да нема



Слика 3.13. USB / RS-232 конвертори

Табела 3.2. Називне брзине преноса података код USB стандарда

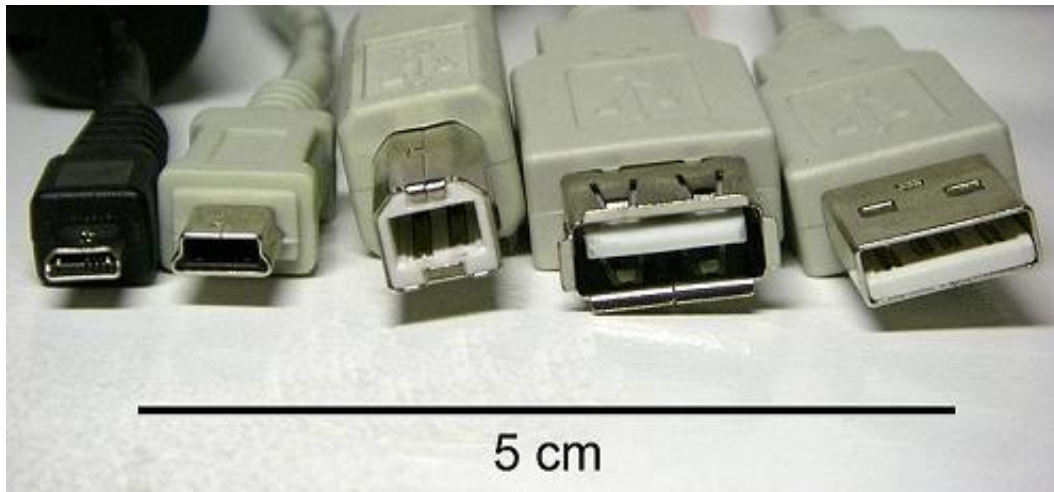
Ознака	Брзина преноса	Верзија стандарда
<i>LowSpeed</i>	1.5 Mbit/s	USB 1.0
<i>FullSpeed</i>	12 Mbit/s	USB 1.1
<i>HiSpeed</i>	480 Mbit/s	USB 2.0
<i>SuperSpeed</i>	3.2 Gbit/s	USB 3.0

потребе за претходним искључивањем рачунара, поновним подизањем оперативног система и сличних отежавајућих поступака. Стандардни *USB* каблови се састоје од две уврнуте парице, једне задужене за бидирекциони серијски пренос података, а друге за пренос напајања од +5 V DC. Ово омогућава да се уређаји одговарајуће потрошње напајају директно преко *USB* магистрале. На слици 3.14 могу се видети различити типови *USB* конектора и тумачење проводника који се користе.

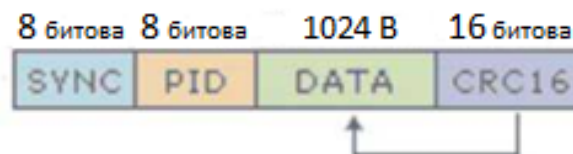
Што се тиче преноса података, они се шаљу серијски у *диференцијалном* и *push-pull* режиму, са напонским нивоима различитих поларитета (сигнали *Data⁻* и *Data⁺*). Ово повећава отпорност на шум (*SNR* однос) повећавајући ефективну амплитуду сигнала који се преноси. Максималан напон на *Data⁺* линији је + 3,3 V, односно +6 V, ако посматрамо диференцијално.

Размена података на *USB* магистралаи одвија се пакетски. С обзиром да је пројектован да подржи широк спектар уређаја, може користити четири различита формата за размену података. Један од два најчешће примењена формата зове се *bulk асинхрони* формат. Овакав пренос података користи се када нема потребе за обрадом

података у реалном времену. *Изохрони* режим се користи када постоји пренос података који је временски критичан (на пример модемска веза, пренос аудио сигнала и слично). На слици 3.15 може се видети приказ блокова који се шаљу при размени података.



Слика 3.14. Приказ различитих *USB* конектора



Слика 3.15. Блокови података који су присутни при *USB* комуникацији

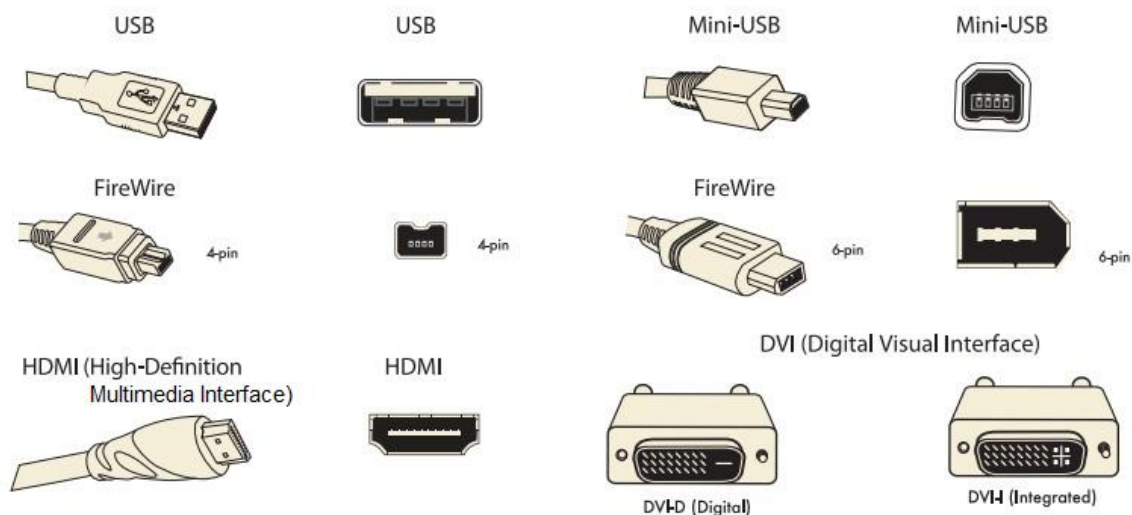
Сваки почетак преноса података почиње са *SYNC* пакетом величине 8 битова, који служи за синхронизацију између *host-a* и уређаја. Затим следи *PID* пакет у коме стоје информације о типу податка који се шаље и правцу слања (ка *host-у* или од њега). За *DATA* пакет је резервисано 1024 бајта, који је на крају праћен *CRC* (Cyclic Redundancy Check) пакетом. Овај пакет се накнадно користи за проверу послатих података.

Најновији трендови су примена бежичних (*wireless*) интерфејса, а посебно према *ZigBee* спецификацији. *ZigBee* спецификација је намењена за комуникационе протоколе високог нивоа за мале дигиталне радио уређаје ниске потрошње. Базирана је на *IEEE 802.15.4-2003* стандарду намењеном бежичним персоналним мрежама (*WPAN* – Wireless Personal Area Network). Технологија направљена према *ZigBee*

спецификацији је једноставнија и јефтинија него друге *WPAN* технологије, као што је *Bluetooth*.

Највећу препреку успеху *USB* магистрале представља стандард *IEEE 1394 FireWire* ("ватрена жица"), који је још један стандард за брзу периферијску магистралу [80]. Овај стандард је замишљен да буде комплементаран *USB* стандарду, а не да му буде алтернатива, с обзиром да је могуће да две магистрале коегзистирају у једном систему (слично као што то данас чине паралелни и серијски портови). Међутим, постоје назнаке да су главни произвођачи штампача много више заинтересовани за *IEEE 1394* него за *USB* из једноставног разлога јер је за дигиталне камере много погоднији прикључак *IEEE 1394* од *USB* порта.

На слици 3.16 приказани су конектори за различите врсте интерфејса.



Слика 3.16. Конектори различитих савремених стандарда интерфејса

3. 10. Артефакти при мерењу ЕОГ сигнала

Артефакти померања, артефакти промене импедансе контакта електрода/кожа и артефакти услед других биоелектричних сигнала су појаве које често контаминирају корисни ЕОГ сигнал. С обзиром на природу ових сметњи, проблем се не може решавати применом различитих техника приликом пројектовања појачавача. Артефакти померања се могу избећи одговарајућим понашањем пацијента, али и механичком стабилизацијом електрода и каблова током мерења, док

се артификали промене импедансе контакта електрода/кожа могу умањити коришћењем електродног гела.

Артифакти услед других биоелектричних сигнала се могу избећи такође одговарајућим понашањем пацијента. Ови артификали могу бити последица померања очију, трептања, грчења мишића лица, померањем главе и тела, и тако даље. Због тога је потребно договорити се са пацијентом, када је то могуће, да се избегавају поменуте активности у сврху тачности мерења. Када се артификали већ десе, онда се секције снимака са артикалима елиминишу или се настоје решити техникама дигиталне обраде измерених сигнала.

4. *BIOPAC* систем као пример комерцијалног уређаја са функцијом мерења ЕОГ сигнала

4.1. *BIOPAC* систем за студентска истраживања

BIOPAC систем за студентска истраживања (*BSL PRO*), приказан на слици 4.1, представља модерну дигитализовану замену за постојеће аналогне графичке уређаје за снимање и записивање електрофизиолошких (биоелектричних) сигнала код људи и животиња [81]. Користи се за студентске лабораторијске експерименте и научна истраживања на универзитетима. Овај систем садржи софтверску и хардверску подршку за аквизицију и анализу података из области науке о живим организмима.

BSL PRO софтвер омогућава лакше прикупљање података и обезбеђује лаку и брзу анализу, што је скоро немогуће на аналогним графичким уређајима за снимање [82]. Исто тако, уз помоћ овог софтвера лако се могу мењати подаци, брисати и копирати делови записа, обављати математичке и статистичке трансформације, пребацивати подаци у апликације за израду извештаја и објављивање, као што су програми за цртање графика и/или табеле.

Високософистицирани хардвер *BIOPAC* система, са четворо-каналном платформом за аквизицију података (*MP36*), има уграђене универзалне појачаваче снимљених и кондиционираних електричних сигнала срца, мишића, нерава, мозга, очију, респираторног система и ткива.

Електрични сигнали, које јединица за аквизицију података прима са електрода и претварача, изузетно су малих амплитуда (реда μV). Из тог разлога, ови сигнали се појачавају, филтрирају (редукује се шум и одстрањују спољашње сметње), претварају

се у низ дитиланих вредности и прослеђују рачунару на коме је инсталиран и покренут *BSL PRO* софтвер [82]. Софтвер ове дигиталне вредности приказује у виду графика на екрану рачунара.

Цео *BIOPAC* систем (софтвер и хардвер) је компатибилан са *Windows* оперативним системом, тако да је његово коришћење још једноставније. *BSL PRO* софтвер користи познати *point-and-click* интерфејс, који је заједнички за све *Windows* апликације, тако да се комплексни задаци, попут дигиталног филтрирања или брзе Фуријеове трансформације, могу извршавати једноставним одабиром опције из менија самог софтвера.



Слика 4.1. Комплетан *BIOPAC* систем

За снимање електрофизиолошких сигнала код људи и животиња користе се специјално дизајниране електроде, које су саставни део *BIOPAC* система. То су електроде за једнократну употребу (*EL503*) и оловне елктроде са стандардним потисним конекторима (*SS2L*).

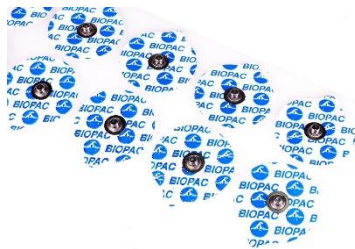
EL503 електроде за једнократну употребу (слика 4.2) имају кружну контактну површину и најпогодније су за краткотрајна снимања, укључујући и површинска снимања као што су ЕМГ, ЕКГ и ЕОГ. Малих су димензија и омогућавају лако постављање и једноставно скидање са коже. Електроде имају инкорпориран течни

електролитски гел и умерено високу концентрацију соли хлорида за брза и прецизна читавања. Ове електроде обезбеђују исти пренос сигнала као и електроде за вишеструку употребу, а пружају већу удобност и бољу хигијену.

SS2L оловне електроде чини потпуно оклопљени склоп каблова. Ове електроде омогућавају записе високе резолуције уз помоћ електрода за једнократну употребу. Кабл је дужине 2 m и завршава се стандардним потисним конекторима за повезивање са електродама за једнократну употребу (слика 4.3).

BSL PRO хардвер, односно јединице за аквизицију података *MP36*, *MP36R* или *MP35*, повезан је са рачунаром преко *USB* кабла.

У склопу *BIOPAC* система је и детаљни приручник за повезивање, подешавање и коришћење система.



Слика 4.2. *EL503* електроде



Слика 4.3. *SS2L* оловне електроде

4.2. Експериментално снимање ЕОГ сигнала помоћу *BIOPAC* система

У конкретној реализацији експерименталног снимања ЕОГ сигнала [36, 83] коришћена је *MP36* четворо-канална јединица за аквизицију података, приказана на сликама 4.4 и 4.5.



Слика 4.4. Хардверски део *BIOPAC* система: четворо-канална јединица за аквизицију података *MP36* – предња страна



Слика 4.5. Хрдверски део *BIOPAC* система: четворо-канална јединица за аквизицију података *MP36* – задња страна

Експериментално испитивање је изведено на особи мушког пола, старости 28 година, која нема никаквих офталмолошких проблема [36].

Задаци експеримента били су:

- снимање ЕОГ сигнала и поређење покрета очију током реалног и симулираног праћења осцилирајућег клатна у хоризонталној равни,
- снимање ЕОГ сигнала и поређење покрета очију у току реалног и симулираног праћења предмета у вертикалној равни,
- снимање и поређење сакадичких покрета очију при читању на три различита начина – једноставан текст (у себи), компликован текст (у себи) и компликован текст (наглас).

Пре почетка експеримента повезују се оловне електроде (*SS2L*) са јединицом за аквизицију података (*MP36*), као што је приказано на слици 4.6.

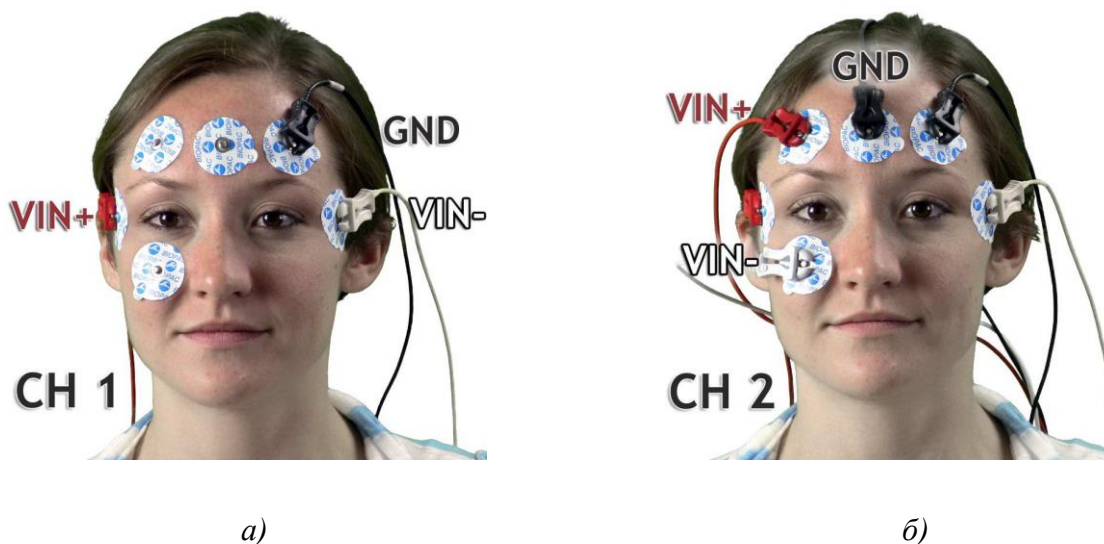


Слика 4.6. Повезивање оловних електрода и аквизиционе јединице: за хоризонтално снимање канал 1 (*CH 1*), за вертикално снимање канал 2 (*CH 2*)

Након тога, постављају се електроде за једнократну употребу (*EL503*) на лице испитаника. Веома је важно да кожа лица буде чиста. На слици 4.7 приказано је правилно постављање шест електрода. Изнад и испод десног ока поставља се по једна електрода, тако да буду у истој вертикалној равни. По једна електрода се поставља са леве стране левог и са десне стране десног ока, тако да буду у истој хоризонталној равни. Преостале две електроде се користе за уземљење хоризонталних и вертикалних линија и најчешће се постављају на централни део чела и изнад левог ока. За постизање оптималног контакта електрода, пожељно је поставити их најмање 5 минута пре почетка калибрације и снимања.



Слика 4.7. Постављање електрода (*EL503*) [83]



Слика 4.8. Постављање електрода (*SS2L*): а) *CH 1* за хоризонтално снимање, б) *CH 2* за вертикално снимање [83]

Оловне електроде са стандардним потисним конекторима (*SS2L*) повезују се на начин приказан на слици 4.8. *СН 1* електрода је за хоризонтално снимање (слика 4.8.а), а *СН 2* електрода за вертикално снимање покрета ока (слика 4.8.б). Веома је важно да се каблови оловних електрода поставе тако да не упадају у видно поље испитаника, како би се добили коректни резултати снимања ЕОГ сигнала.

4.2.1. Калибрација

Пре почетка мерења неопходно је извршити калибрацију инструмента. Калибрација се врши у циљу постављања интерних параметара инструмента, као што су појачање, померај и прилагођење. Калибрација је од суштинског значаја за постизање оптималних перформанси инструмента и представља скуп поступака којима се под одређеним условима успоставља однос између вредности које показује мерни инструмент и вредности коју представља материјализована мера [84].

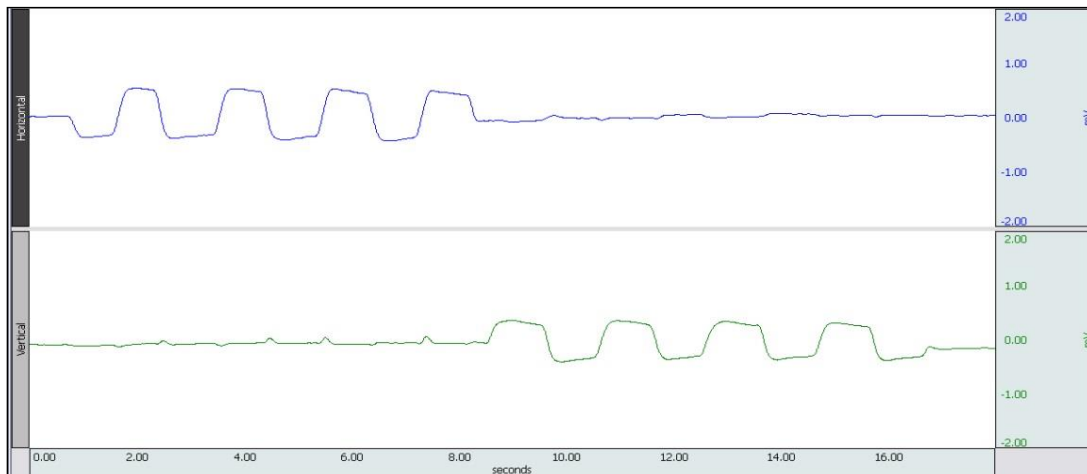
У процесу калибрације испитаник седи, руку опуштених поред тела, ногу савијених у коленима и стопалима поравнатим са подлогом, а главу држи право. Важно је да испитаник држи главу мирно и да за време трајања калибрације (20 s) не трепће (слика 4.9).



Слика 4.9. Правилно држање главе током калибрације и експеримента [83]

Када се покрене процес калибрације, испитаник изводи четири циклуса хоризонталних покрета очима (право, крајње лево, крајње десно и поново право) и

четири циклуса вертикалних покрета (право, крајње горе, крајње доле и поново право). Ако се као резултат добију четири јасно видљива пика, и у хоризонталном и у вертикалном каналу (слика 4.10), калибрација је успешно завршена и може се почети експеримент.



Слика 4.10. Пример успешне калибрације [83]

4.2.2. Реално праћење клатна у хоризонталној равни

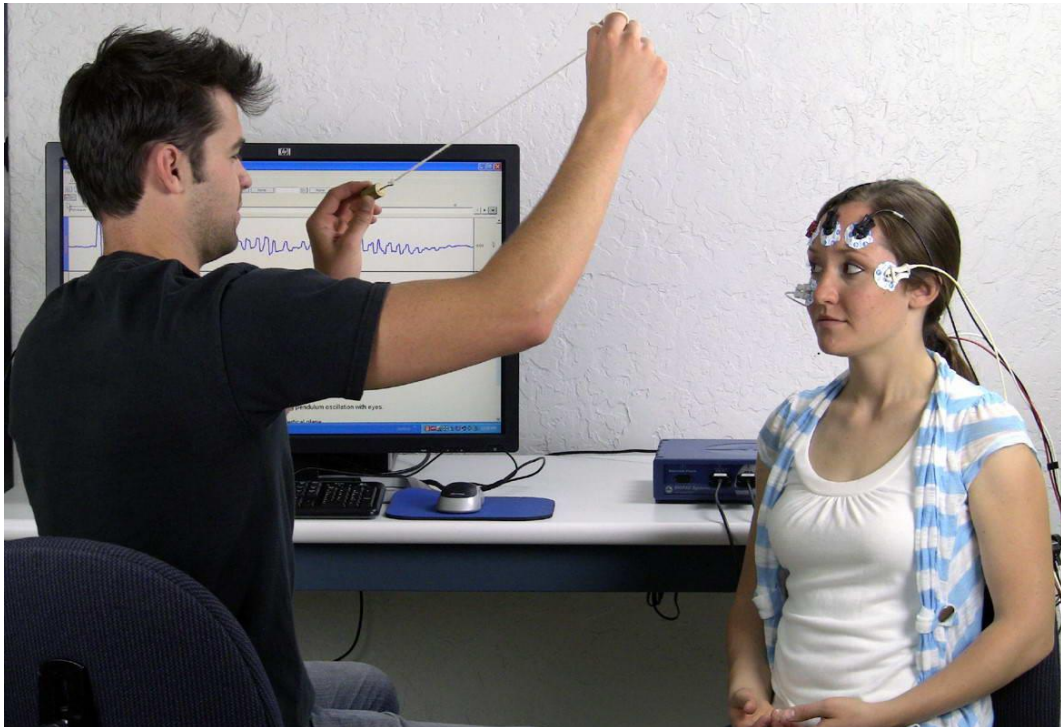
У првој фази експеримента снима се ЕОГ сигнал при покретању очију у хоризонталној равни. Потребно је да за време снимања испитаник не трепће и не помера главу, већ да мету прати само очима.

У овој фази експеримента, мета је клатно које се пушта да слободно осцилује испред испитаника. Клатно виси на канапу дужине 61 cm, удаљено је од испитаника 25 cm и дно клатна треба да буде у висини врха носа испитаника. Клатно се подиже до 45 степени у испитаникову десну страну, при чему се све време одржава затегнутост канапа. Пуштањем клатна да слободно осцилује, снимање ЕОГ сигнала почиње и траје све док клатно не престане да осцилује (слика 4.11).

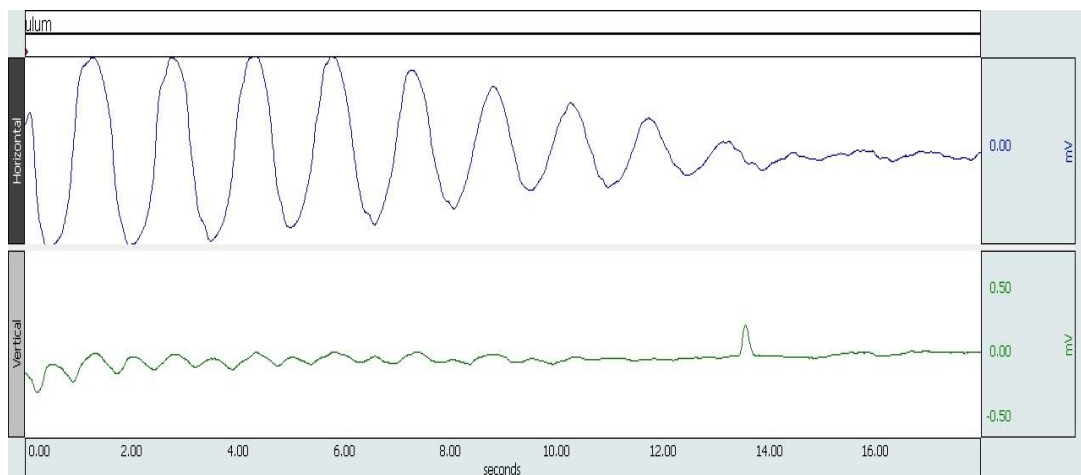
Пример снимљеног ЕОГ сигнала дат је на слици 4.12. У горњем делу слике приказан је сигнал који се добија снимањем покрета очију у хоризонталној равни, док је у доњем делу слике приказан сигнал који се добија снимањем покрета очију у вертикалној равни.

Са слике се види да је амплитуда сигнала снимљеног у хоризонталној равни знатно већа од амплитуде сигнала снимљеног у вертикалној равни, што у потпуности

одговара поставкама овог дела експеримента у коме се снима покретање очију само у хоризонталној равни.



Слика 4.11. Извођење експеримента са клатном [83]

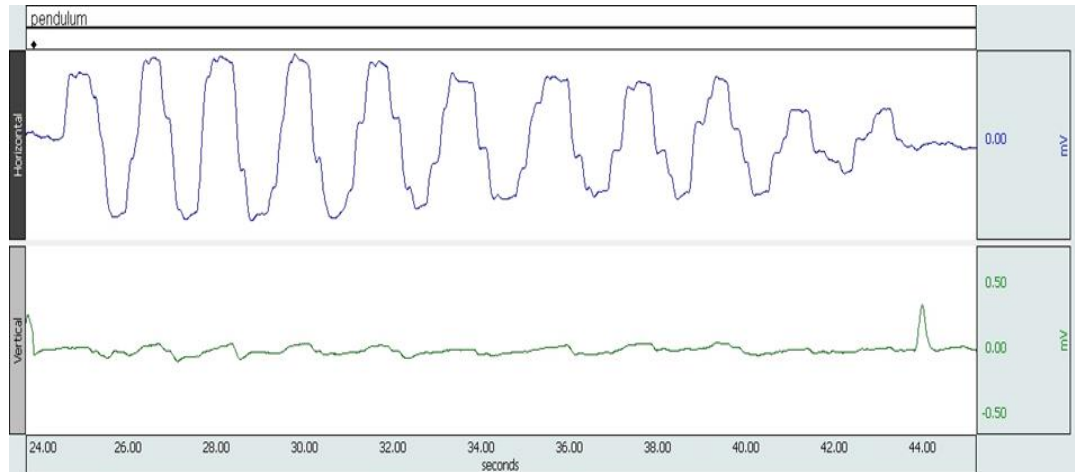


Слика 4.12. Снимљен ЕОГ сигнал - очи прате реално кретање клатна

4.2.3. Симулирано праћење клатна у хоризонталној равни

У овој фази експеримента снимају се покрети очију у хоризонталној равни, али не постоји реална мета коју испитаник прати очима, већ се захтева да је замишља.

Практично, неопходно је да испитаник прати погледом имагинарну мету, тј. имагинарно клатно које слободно осцилује као у првој фази експеримента. На слици 4.13 приказан је снимљен ЕОГ сигнал у овом случају.



Слика 4.13. Снимљен ЕОГ сигнал - симулирано кретање клатна

На основу добијених резултата, може се закључити да постоје знатне разлике између снимљених сигнала у случају праћења реалне и у случају праћења замишљене мете. У првом случају, осцилације су глатке и амплитуда сигнала се прогресивно смањује, што значи да се и амплитуда осциловања постепено смањује. У другом случају осцилације нису глатке, прелази су нагли, неуједначени и испрекидани. На неким местима види се да испитаник није успевао да постепено смањује амплитуду осцилација замишљеног клатна, што је и очекивано.

Исто тако, постоје разлике и у вертикалном каналу. Наиме, клатно има своје највише и најниже вертикалне тачке, које утичу на померање ока и у вертикалној равни. И поред тога што су амплитуде ових вертикалних сигнала мале, уочљиве су разлике на основу којих се може закључити да је испитанику било тешко да замисли ово мало вертикално кретање.

Након завршеног снимања у хоризонталној равни, врши се обрада добијених резултата. На основу добијених записа мере се временски интервал ΔT , за који се заврши један циклус покретања очију, и распон сигнала од врха-до-врха $P-P$ (енг. *Peak to Peak*) за време једног циклуса покретања очију. Резултати мерења приказани су у табели 4.1.

Анализом резултата приказаних у табели 4.1 може се закључити да код реалног праћења клатна време трајања једног циклуса и распон сигнала од врха до

врха постепено опадају, што је последица смањивања амплитуде осциловања клатна. Међутим, код симулираног праћења долази до одступања, што наводи на закључак да је теже пратити замишљену мету него реалну мету фиксирати погледом.

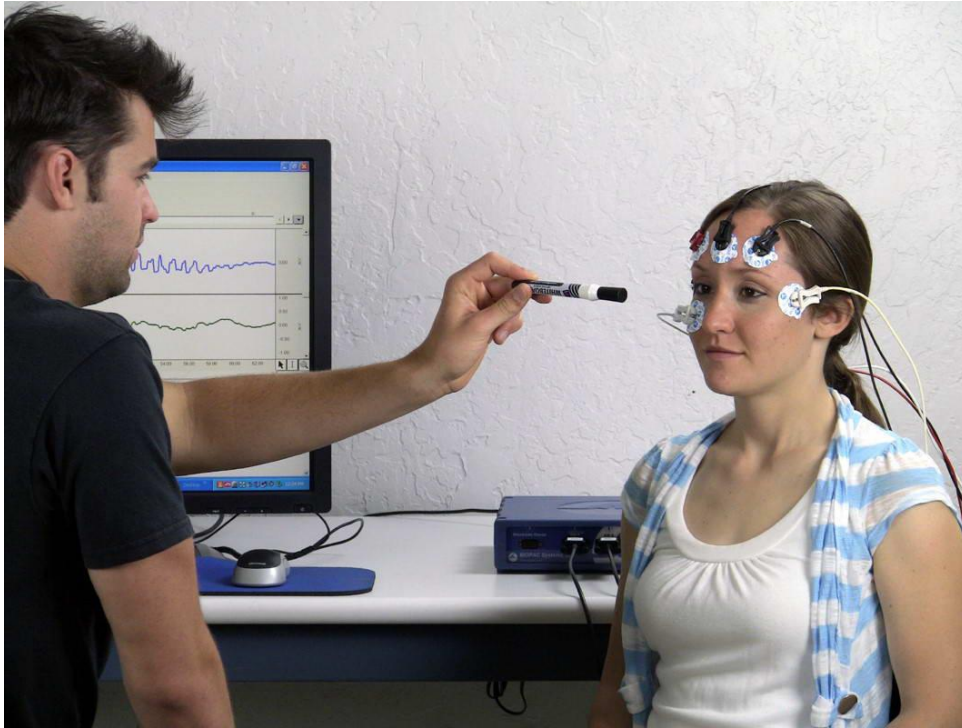
Табела 4.1. Праћење клатна и симулација праћења (хоризонтално)

Циклус	Клатно		Симулација клатна	
	40 Delta T	40 P-P	40 Delta T	40 P-P
1	1.67 s	0.584 mV	1.59 s	0.484 mV
2	1.61 s	0.571 mV	1.61 s	0.491 mV
3	1.59 s	0.564 mV	1.80 s	0.494 mV
4	1.58 s	0.520 mV	2.01 s	0.470 mV
5	1.52 s	0.470 mV	1.92 s	0.398 mV
6	1.44 s	0.371 mV	2.01 s	0.369 mV
7	1.36 s	0.265 mV	1.92 s	0.353 mV

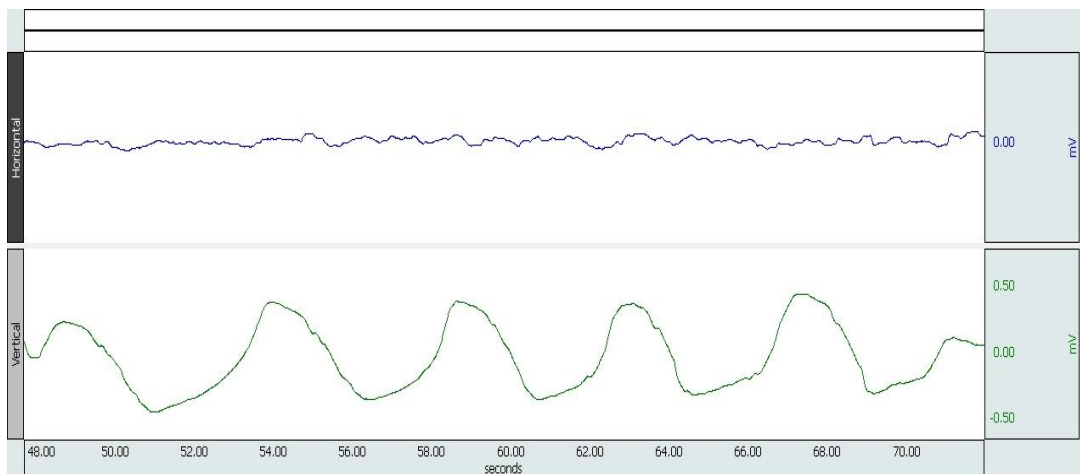
4.2.4. Реално праћење предмета у вертикалној равни

У трећој фази експеримента снима се ЕОГ сигнал при покретању очију у вертикалној равни. За извођење овог експеримента користи се оловка коју испитаник треба да прати погледом, фокусирајући се на њену централну тачку (слика 4.14). Мерење се изводи тако што се оловка подиже навише, од положаја у висини очију испитаника до горње границе видног поља испитаника, а потом се спушта наниже, до доње границе видног поља испитаника. И у овом случају потребно је да за време снимања испитаник не трепће и не помера главу, већ да мету прати само очима. Поступак мерења се понавља пет пута.

На слици 4.15 приказан је резултат снимања ЕОГ сигнала. Изражене промене амплитуде сигнала видљиве су само у вертикалном каналу, док у хоризонталном каналу сигнал има веома мале осцилације амплитуде. С обзиром да у овом делу експеримента нема кретања мете у хоризонталној равни, појава ситних осцилација највероватније је последица несавршеног померања оловке по вертикалној линији.



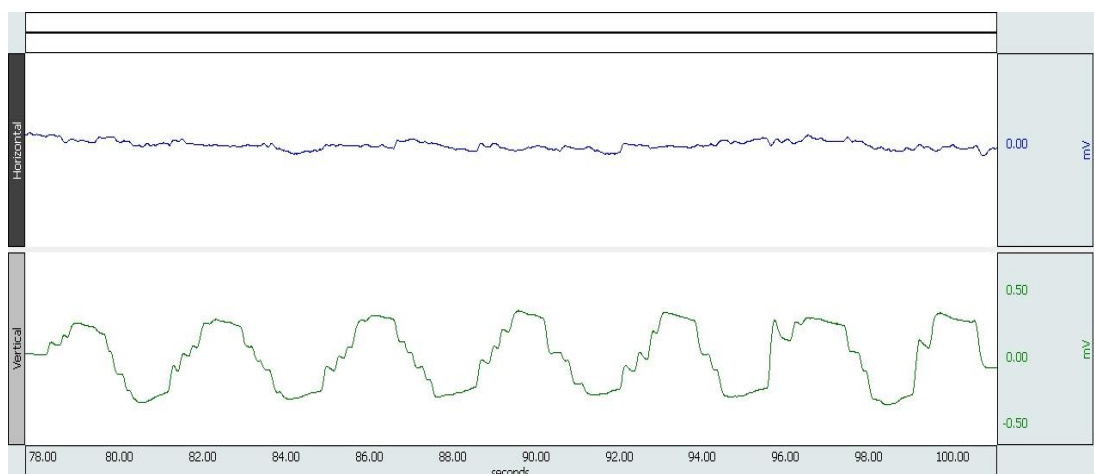
Слика 4.14. Извођење експеримента са оловком [83]



Слика 4.15. Снимљен ЕОГ сигнал - очи прате реално кретање оловке

4.2.5. Симулирано праћење предмета у вертикалној равни

У овој фази експеримента снимају се покрети очију у вертикалној равни, али не постоји реална мета коју испитаник прати очима, већ се захтева да је замишља. Испитаник прати погледом имагинарну мету, тј. имагинарну оловку, која се креће навише и наниже као у претходној фази експеримента. На слици 4.16 приказан је снимљен ЕОГ сигнал у овом случају.



Слика 4.16. Снимљен ЕОГ сигнал - симулирано кретање оловке

Као што се види са слике 3.16, постоје разлике између снимљених сигнала у случају праћења реалне и у случају праћења замишљене мете. Наиме, у првом случају је сигнал гладак, док је у другом случају сигнал много грубљи и скоковитији. Приметно је да су поновљени циклуси међусобно уједначенији у случају праћења замишљене мете него код реалног праћења мете у вертикалној равни.

Ваља напоменути да нормално људско видно поље обухвата приближно 60 степени назално (према носу) у сваком оку, 100 степени темпорално (даље од носа) и приближно 60 степени изнад и 75 степени испод хоризонталне линије [85]. Анализом сигнала приказаног на слици 4.16 може се приметити да је однос позитивне и негативне амплитуде снимљеног сигнала близак односу 60/75, што доводи до закључка да мерења потврђују теорију.

Након завршеног снимања у вертикалној равни, врши се обрада добијених резултата. И у овом случају се, на основу добијених записа мере временски интервал за који се заврши један циклус покретања очију ΔT и распон сигнала од врха-до-врха за време једног циклуса покретања очију $P-P$. Резултати мерења приказани су у табели 4.2.

Анализом резултата приказаних у табели 4.2 може се закључити да при праћењу реалне мете постоје већа одступања у временима трајања једног циклуса. Ова одступања су последица различите брзине померања реалне мете, односно мета је у једном циклусу померана брже док је у другом померана спорије. Међутим, код симулираног праћења мете испитаник је у приближно једнаким интервалима

покретао очи јер је сам себи задавао брзину кретања мете, као и највишу и најнижу тачку коју мета достиже у свом кретању.

Табела 4.2. Праћење оловке и симулација праћења (вертикално)

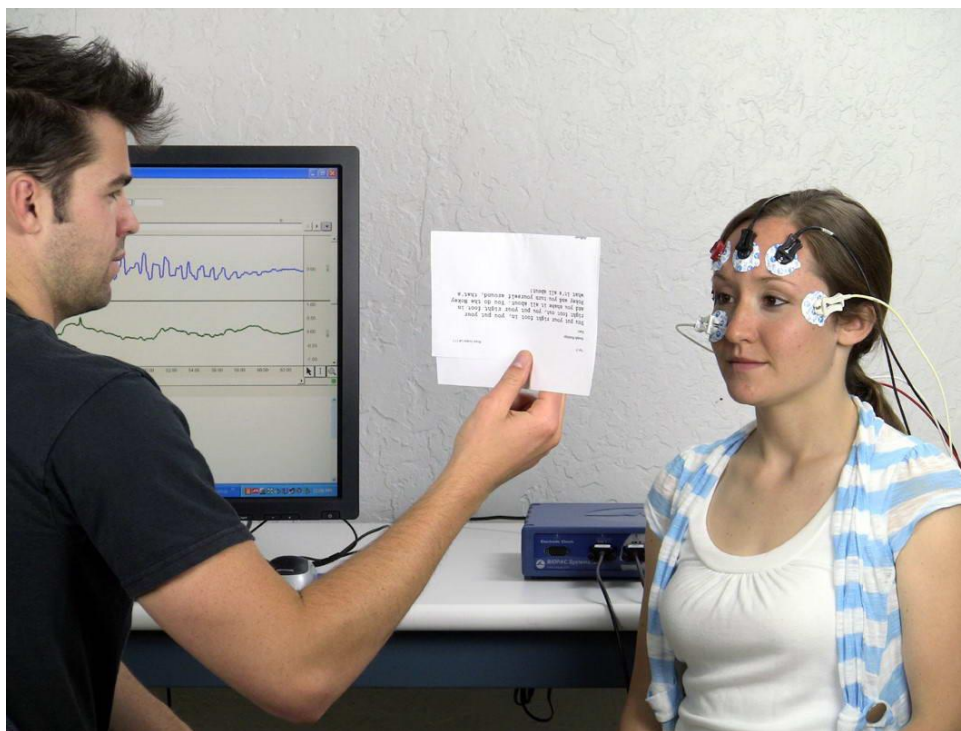
Циклус	Реалан објекат		Симулација	
	41 Delta T	41 P-P	41 Delta T	41 P-P
1	5.52 s	0.0390 mV	3.84 s	0.0440 mV
2	4.29 s	0.0330 mV	3.78 s	0.0386 mV
3	3.96 s	0.0471 mV	3.44 s	0.0315 mV
4	4.39 s	0.0407 mV	3.35 s	0.0405 mV

Распон сигнала од врха до врха се не разликује много у случају праћења реалне и у случају праћења замишљене мете. Међутим, овај распон је приближно десет пута мањи у односу на распон сигнала снимљених у случају праћења покрета очију у хоризонталној равни, што је највероватније последица несиметричности видног поља у хоризонталној и вертикалној равни.

4.2.6. Снимање покрета очију при читању (у себи) једноставног текста

У овој фази експеримента снима се ЕОГ сигнал при читању специјално написаног једноставног текста, лаког за читање. Саветује се да испитаник прочита текст неколико пута пре извођења експеримента. Текст има пет редова и у сваком реду тачно одређен број речи. Текст, на енглеском језику, који испитаник чита, гласи:

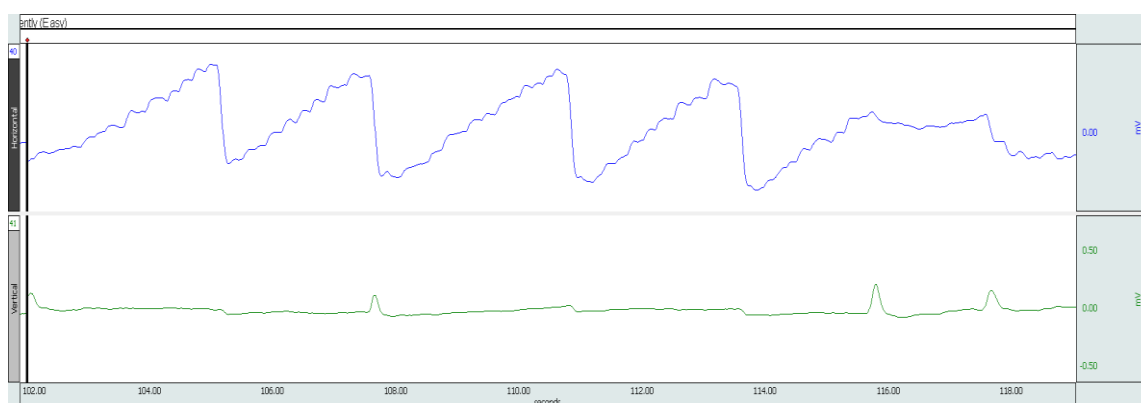
„You put your right foot in, you put your right foot out, you put your right foot in and you shake it all about. You do the Hokey Pokey and you turn yourself around, that’s what it’s all about“.



Слика 4.17. Извођење експеримента - читање задатог текста [54]

Особа која изводи експеримент држи текст право испред испитаника, у висини његових очију и на удаљености на којој испитаник иначе чита (слика 4.17). Испитаник чита текст у себи, пратећи текст само очима, без померања главе.

На слици 4.18 приказан је снимљен ЕОГ сигнал. Уочљиво је да облик сигнала на хоризонталном каналу личи на зупце тестере.

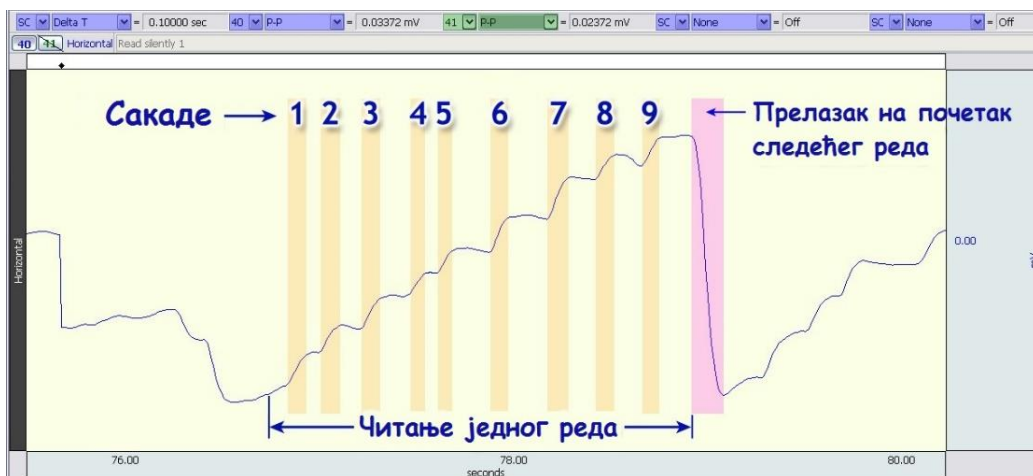


Слика 4.18. Снимљен ЕОГ сигнал – читање једноставног текста у себи

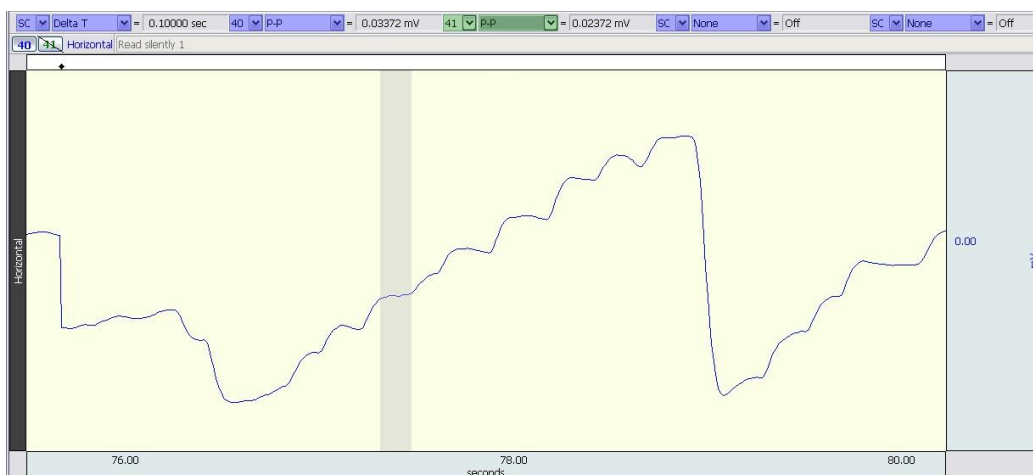
На слици се виде четири лепо дефинисана циклуса, који представљају редове које је испитаник прочитао. Сваки циклус има степеничаст успон, при чему број степеница одговара броју речи у прочитаном реду. Предња ивица сваке степенице

представља покрет очију приликом преласка са једне речи на другу. Овакви покрети очију називају се сакаде. Горња ивица степеница представља време задржавања на самој речи. Прелазак на следећи ред се може лако препознати тако што на крају сваког циклуса постоји нагли пад амплитуде сигнала, који управо представља прелазак очију са краја једног реда на почетак следећег.

Ради лакшег разумевања, на слици 4.19 приказан је увећан циклус читања једног реда где су означени сакадички интервали и прелазак на следећи ред, а на слици 4.20 приказан је интервал задржавања на једној речи.



Слика 4.19. Сакадички интервали



Слика 4.20. Пример интервала између сакада – задржавање на једној речи

На слици 4.18 приметни су мали скокови сигнала у вертикалном каналу. Ови скокови представљају нормалну појаву приликом читања текста и последица су преласка на следећи ред.

4.2.7. Снимање покрета очију при читању (у себи) КОМПЛИКОВАНОГ ТЕКСТА

У шестој фази експеримента снима се ЕОГ сигнал при читању специјално написаног компликованог текста, тешког за читање. Текст је сложенији од претходног, има једанаест редова и речи су тешке за читање, чак и у земљама са енглеског говорног подручја. Текст, на енглеском језику, који испитаник чита, гласи:

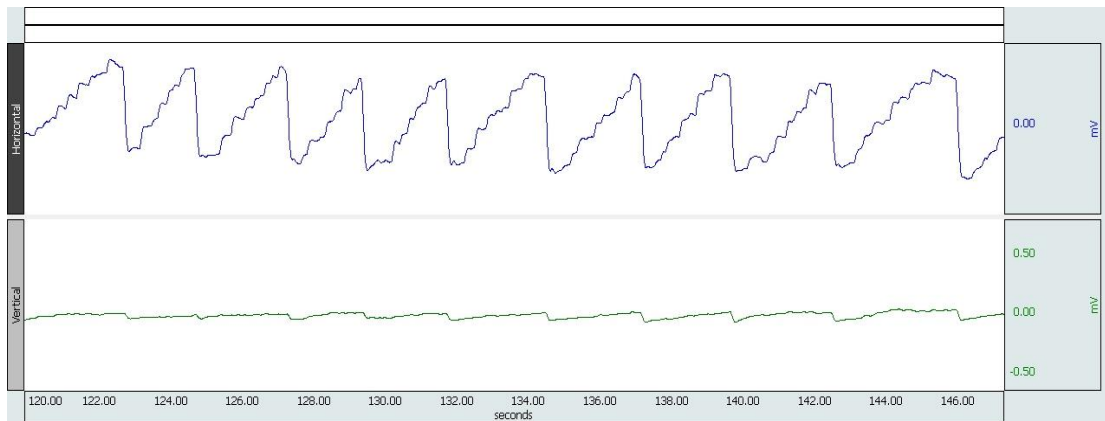
*O proud right foot, that ventures quick
within, then soon upon a backward journey
lithе. Anon, once more the gesture, then
begin: Command sinistral pedestal to
writhe. Commence thou then the fervid
Hokey Poke. A mad gyration, hips in wanton
swirl. To spin! A wilde release from
heaven's yoke, Blessed dervish! Surely
canst go, girl. The Hoke, the Poke –
banish now thy doubt. Verily, I say, 'tis
what it's all about!*

Као и у претходном делу експеримента, испитаник чита текст у себи, пратећи текст само очима, без померања главе. На слици 4.21 приказан је снимљен ЕОГ сигнал.

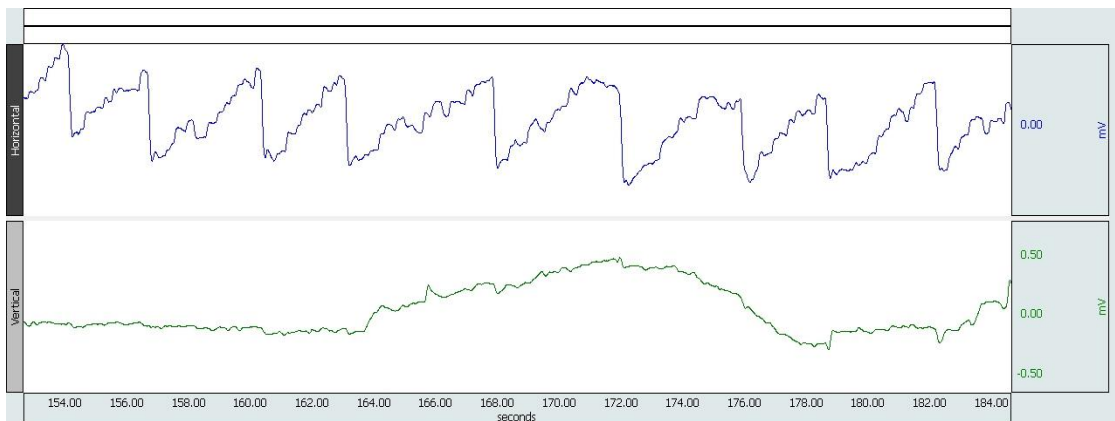
И у овом случају облик сигнала, снимљеног на хоризонталном каналу, личи на зупце тестере. Међутим, сакаде и временски интервали између сакада су доста различити. Може се закључити да је испитаник неке речи, због њихове сложености, читао теже и дуже се задржавао на њима, док је неке речи читао лакше и самим тим је време задржавања на тим речима краће. И овде се примећују мали скокови сигнала у вертикалном каналу при сваком преласку на следећи ред.

4.2.8. Снимање покрета очију при читању (наглас) КОМПЛИКОВАНОГ ТЕКСТА

У последњој фази експеримента снима се ЕОГ сигнал при читању истог текста као у претходној фази (тежи и дужи), с тим што се сада текст чита наглас. Саветује се да испитаник покрете вилице и усана сведе на минимум, јер ће се у снимљеном ЕОГ сигналу појавити артефакти, који су последица управо тих покрета.



Слика 4.21. Снимљен ЕОГ сигнал – читање компликованог текста у себи



Слика 4.22. Снимљен ЕОГ сигнал – читање компликованог текста наглас

На слици 4.22 приказан је ЕОГ сигнал снимљен при читању компликованог текста наглас. Види се да постоје значајна одступања у односу на сигнал који је снимљен када је испитаник текст читао у себи. Разлог лежи у чињеници да текст није писан на матерњем језику испитаника, тако да му је било тешко да изговори неке речи. Поред тога, сигнал у вертикалном каналу има јасно изражен „брег“ који је

последица неадекватног држања текста у висини очију испитаника, па је испитаник померањем очију по вертикали покушавао то да исправи.

Посматрајући сигнале у оба канала, закључује се да је испитаник са тешкоћом прочитао компликовани текст наглас.

Након завршеног снимања ЕОГ сигнала при читању текстова, врши се обрада добијених резултата. На основу добијених записа броји се колико речи се налази у првом и другом реду оба текста, одређује се број сакада у сваком циклусу читања и мери се интервал између сакада (табела 4.3).

Табела 4.3. Сакаде - читање једноставног и компликованог текста (прва два реда)

Мерење	Читање у себи 1		Читање у себи 2		Читање наглас	
	1. ред	2. ред	1. ред	2. ред	1. ред	2. ред
Број речи	9	9	7	7		
Број сакада	9	9	7	7	7	7
Временски интервал између сакада						
#1	0.12 s	0.15 s	0.21 s	0.19 s	0.21 s	0.24 s
#2	0.15 s	0.09 s	0.07 s	0.20 s	0.15 s	0.08 s
#3	0.11 s	0.10 s	0.13 s	0.17 s	0.11 s	0.08 s
#4	0.09 s	0.04 s	0.08 s	0.15 s	0.09 s	0.17 s
#5	0.08 s	0.10 s	0.08 s	0.13 s	0.13 s	0.19 s
#6	0.12 s	0.08 s	0.10 s	0.11 s	0.25 s	0.20 s
#7	0.04 s	0.06 s				
#8	0.11 s	0.07 s				
Просечно време између сакада (израчунато)	0.0944 s		0.135 s		0.158 s	

Из табеле 4.3 види се да се број речи и број сакада поклапају, што значи да је испитаник прочитао сваку реч. Просечно време читања прва два реда једноставног текста у себи било је 0,0944 s, док је просечно време читања компликованог текста у себи било 0,135 s. Према томе, интервал просечног читања је 43 % дужи при читању компликованог текста, што значи да се испитаник више времена задржавао на речима које су биле захтевније за читање.

При читању компликованог текста наглас испитаник се просечно на свакој речи у прва два реда задржавао 0,158 s, што је 17 % више него када је читао исти текст у себи и чак 68 % више у односу на случај када је читао једноставан текст у себи.

5. Дигитална стохастичка метода мерења сигнала

Под класичним дигиталним мерењем подразумева се дискретно дигитално мерење, где су мерни сигнали кондиционирани сигнали који су узорковани и претворени у дискретне дигиталне променљиве. Овакво мерење се назива мерење у тачки, код кога је суштина да се у теоријски бескрајно кратком временском интервалу, односно у тренутку, узме узорак аналогне мерене величине и у интервалу времена Δt претвори у број помоћу А/Д конвертора. Током процеса А/Д конверзије, тачност и брзина су супротстављени захтеви.

Временски интервал Δt је повезан са фреквенцијом узорковања f_s , односно са горњом граничном фреквенцијом f_g

$$\frac{1}{\Delta t} = f_s = 2f_g, \quad (1)$$

где је f_g највиша фреквенција која се јавља у мерном сигналу, тј. горња граница фреквентног опсега мереног сигнала. Како је циљ што прецизније измерити брзопроменљиве сигнале, важно је да временски интервал Δt буде што је могуће краћи. Такав услов задовољавају флеш А/Д конвертори, код којих се конверзија обавља у једном циклусу такта, али је њихова резолуција мала. Повећањем резолуције, двоструко се повећава хардвер флеш А/Д конвертора, па самим тим и извори систематских грешака. Са те тачке гледишта, боље је да флеш А/Д конвертори буду мање резолуције. Међутим, проблем А/Д конвертора мале резолуције (испод седам битова) је што тада не важи Бенетов модел грешке квантизације, па се

грешка квантизације не може третирати као униформни бели шум. Дакле, прецизни и тачни А/Д ковертори су спори, док су брзи А/Д ковертори непрецизни и нетачни. Ово је централни проблем мерења у тачки – изразита нетачност на високим фреквенцијама.

Други проблем мерења у тачки је мерење зашумљених сигнала. Теорија дискретних сугнала не разматра грешку квантизације у целисти, већ процењује сигнал унутар шума [86]. Показано је да је сигнал боље процењен унутар шума ако је фреквенција узорковања виша. Дакле, флеш А/Д ковертори су круцијални и у овом случају. Такође, за мерење зашумљених сигнала, поред теорије дискретних сигнала, неопходно је применити и теорију стохастичких процеса [86]. Главни циљ у развоју мерења у тачки је развој брзих А/Д ковертра са високом резолуцијом.

За разлику од класичне дигиталне методе мерења, дигитална стохастичка мерна метода је метода мерења сигнала којој је, уз употребу А/Д ковертора и додавање стохастичког дитера, главна карактеристика мерење на интервалу. Поред примене за мерење временски непроменљивих и простопериодичних сигнала, метода дигиталног стохастичког мерења се показала погодном и за мерење хармоника стационарних сигнала, уз контролисано потискивање шума.

Могућност поузданог рада инструмената са додатом случајном грешком је истраживано од 1956. године [10]. Битна карактеристика таквог приступа је веома једноставна хардверска структура. Такви инструменти могу да раде веома брзо и могу се лако реализовати помоћу интегрисаних кола. Показано је да додавање случајног униформног шума на улаз А/Д ковертора може раздвојити грешку мерења од улазног сигнала [11, 12]. Такође, овај шум потискује грешку мерења, како због грубе А/Д конверзије тако и због додатног спољашњег шума који се суперпонира са улазним сигналом.

Следећи овакву мерну стратегију, развијено је неколико специфичних метода за мерење средњих вредности DC улаза, AC улаза и/или изобличених AC улаза. Неколико прототипова и малих серија комерцијалних инструмената развијено је и калибрисано, а њихова мерна несигурност је веома мала [13-16]. Овакав приступ назван је дигитални стохастички мерни (ДСМ) метод, а инструменти су названи дигитални стохастички инструменти.

Прототип инструмента, описаног у [15], извршава хармонијску анализу за DC компоненту и 49 хармоника (и косинусне и синусне компоненте) на сваком од седам засебних улазних канала. Његов рад је заснован на стохастичкој А/Д конверзији и

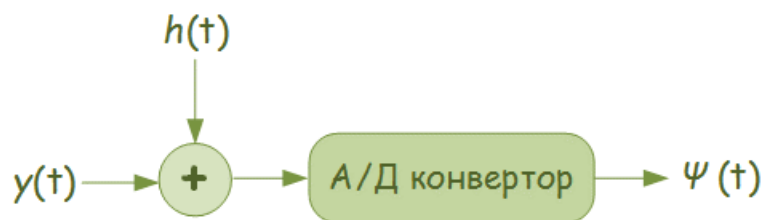
акумулацији, са хардверском структуром пројектованом за мерење хармоника. Метод и претпостављена мерна несигурност за 50 хармоника потврђени су у [15] симулацијом и експериментима, коришћењем фреквенције узорковања од 250 kHz.

У [16] је ДСМ метод испитиван за различите врсте (типове) стационарних сигнала. Докази ових метода су презентовани у [17] за случајеве када основна фреквенција варира у односу на њену номиналну вредност, као што је случај са реалним сигнаlima електричне мреже.

5.1. Дигитално стохастичко мерење стационарних сигнала

5.1.1. Временски непроменљиви и простопериодични сигнали

Основни уређај, који користи принцип мерења на интервалу, приказан је на слици 5.1 [87].



Слика 5.1. Аналогно - дигитални конвертор са дитерованим сигналом на улазу

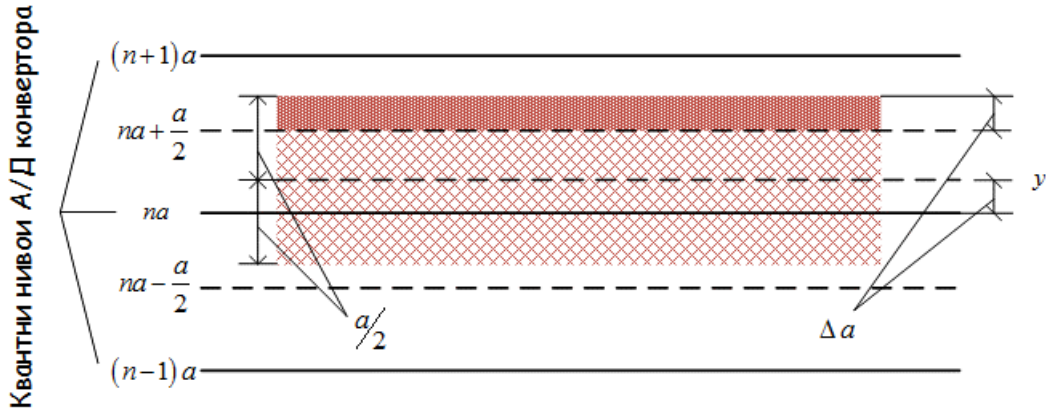
Елементи овог уређаја су аналогни сабирач и униформни квантизер (аналогно-дигитални конвертор). На улаз квантизера доводи се збир улазног напона $y(t)$, који представља мерени сигнал, и дитерског сигнала $h(t)$, који мора бити у опсегу квантизера. Узимамо да је дитерски сигнал случајан и да има униформну расподелу густине вероватноће тако да важи једнакост

$$p(h) = \frac{1}{a}, \quad |h| \leq \frac{a}{2}, \quad (2)$$

при чему је a квант униформног квантизера, а $p(h)$ функција густине расподеле вероватноће.

На слици 5.2 приказан је случај када је на улазу временски непроменљив напон $y(t) = u$ који се налази између n -тог и $(n+1)$ -вог квантног нивоа, односно када важи

да је $na < y < (n+1)a$.



Слика 5.2. Улазни напон са додатим дитерским сигналом униформне расподеле [88]

Пуним линијама означени су квантни нивои $(n-1) \cdot a$, na и $(n+1) \cdot a$, а испрекиданим линијама прагови одлучивања $na - a/2$ и $na + a/2$ који представљају границе напона које се у процесу А/Д конверзије додељују квантном нивоу na . Тако, случајна променљива Ψ поприма вредност $\Psi_{n+1} = (n+1) \cdot a$ када је збир улазног напона и дитера већи од прага $na + a/2$, односно поприма вредност $\Psi_n = n \cdot a$ када је сума мања од овог прага.

Ако са Δa обележимо растојање улазног напона $y(t) = na + |\Delta a|$ од најближег квантног нивоа, онда средњу вредност променљиве Ψ можемо израчунати као

$$\bar{\Psi} = \Psi_{n+1} \cdot P_{n+1} + \Psi_n \cdot P_n = (n+1)a \cdot \frac{|\Delta a|}{a} + na \cdot \frac{a - |\Delta a|}{a} = na + |\Delta a| = y, \quad (3)$$

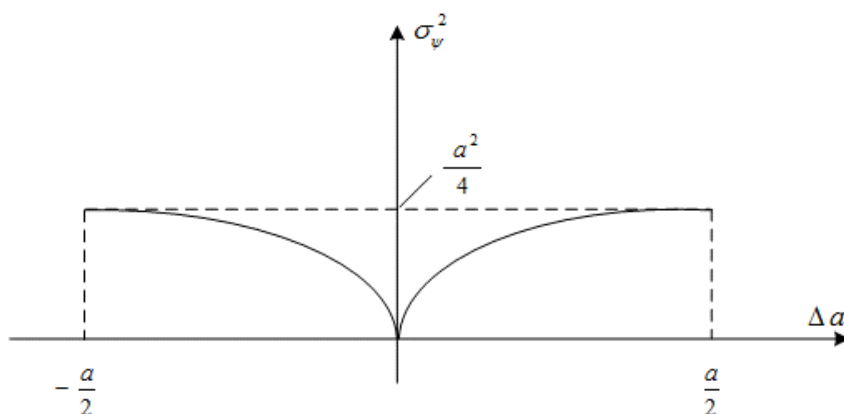
где P_{n+1} и P_n представљају вероватноће да случајна променљива Ψ поприма вредности Ψ_{n+1} и Ψ_n , респективно. Из једнакости (3) види се да је средња вредност излаза квантизера, на чијем улазу је дитерован једносмерни напон $y(t)$, једнака мереној вредности. Дакле, грешка квантизације се изгубила услед великог броја мерења и усредњавања.

Грешку случајних променљивих, каква је Ψ , најчешће изражавамо њиховом средњом квадратном грешком или стандардном девијацијом. У [87] је доказано да средња квадратна грешка износи

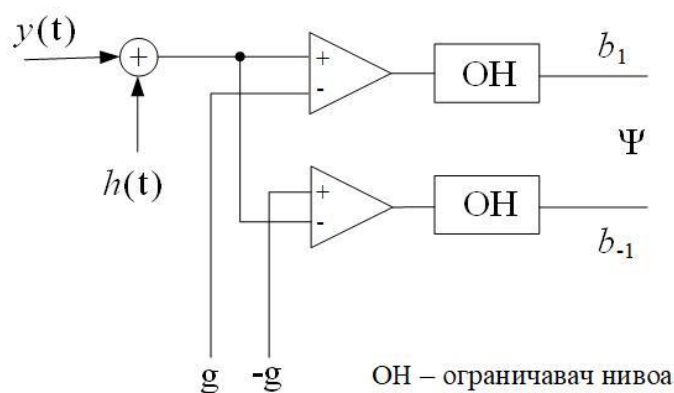
$$\sigma_{\Psi}^2 = \frac{\sigma_{\Psi}^2}{N}, \quad (4)$$

при чему је N коначан број мерења, а σ_{Ψ}^2 представља средњу квадратну грешку једног мерења. Зависност σ_{Ψ}^2 од растојања до најближег нивоа А/Д конвертора дата је на слици 5.3 [87].

С обзиром да у [87] није био назначен редни број квантног нивоа, изведене релације важе за произвољан број квантних нивоа, што значи да важе и за конвертор приказан на слици 5.4. Овај конвертор је назван стохастички адициони А/Д конвертор са једним генератором дитера, или скраћено СААДК1Г.



Слика 5.3. Зависност средње квадратне грешке излаза А/Д конвертора од растојања до најближег нивоа А/Д конвертора, у случају једног мерења.



Слика 5.4. Блок-шема СААДК1Г

Конвертор СААДК1Г има три квантна нивоа: $2g$, 0 и $-2g$, при чему је $2g = a$ и важи

$$\begin{aligned} |y+h| \leq 3g, \quad |y| \leq 2g, \\ \text{и } p(h) = \frac{1}{2g}, \quad |h| \leq g. \end{aligned} \quad (5)$$

Излаз конвертора СААДК1Г је функција Ψ дата изразом

$$\Psi = (b_1 - b_{-1}) \cdot 2g, \quad (6)$$

где су b_1 и b_{-1} излази компаратора који чине А/Д конвертор и могу узимати вредности из скупа $\{0,1\}$. Наравно, не могу оба излаза истовремено бити јединице, јер је немогуће да збир сигнала истовремено буде већи од горњег (позитивног) и мањи од доњег (негативног) прага. Дакле, мора бар један излаз да буде једнак нули и да важи услов да је $b_1 \cdot b_{-1} \neq 1$.

Конвертор приказан на слици 5.4 представља минималну конфигурацију конвертора који је приказан као општи случај. Исто тако, улазни сигнал у конвертор СААДК1Г не мора бити константан, односно непроменљив у времену.

Претпоставимо да је $y = f(t)$ и посматрајмо излаз Ψ конвертора СААДК1Г у временском интервалу $t \in [t_1, t_2]$. У [87] су доказане следеће две теореме:

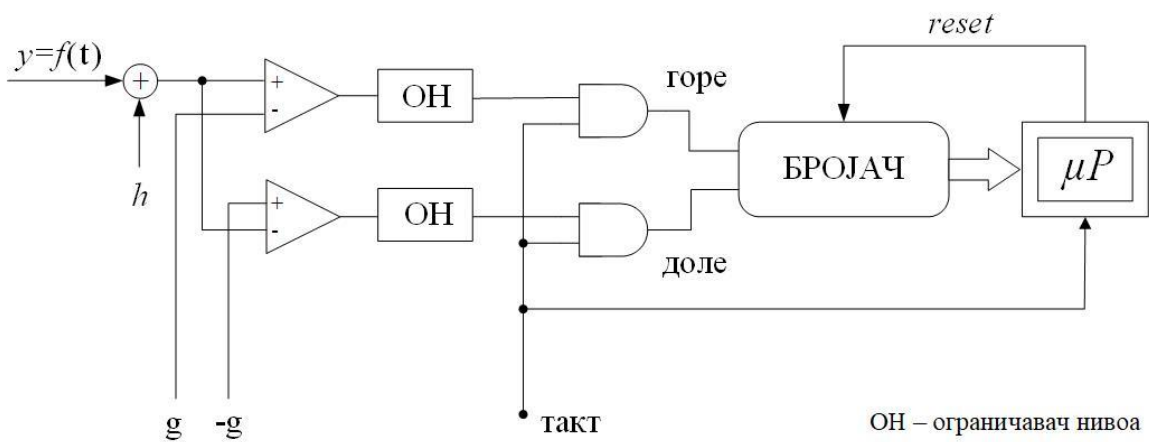
Теорема 1: Средња вредност $\bar{\Psi}$ (математичко очекивање) излаза Ψ из СААДК1Г, у времену $t \in [t_1, t_2]$ дата је изразом

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f(t) dt. \quad (7)$$

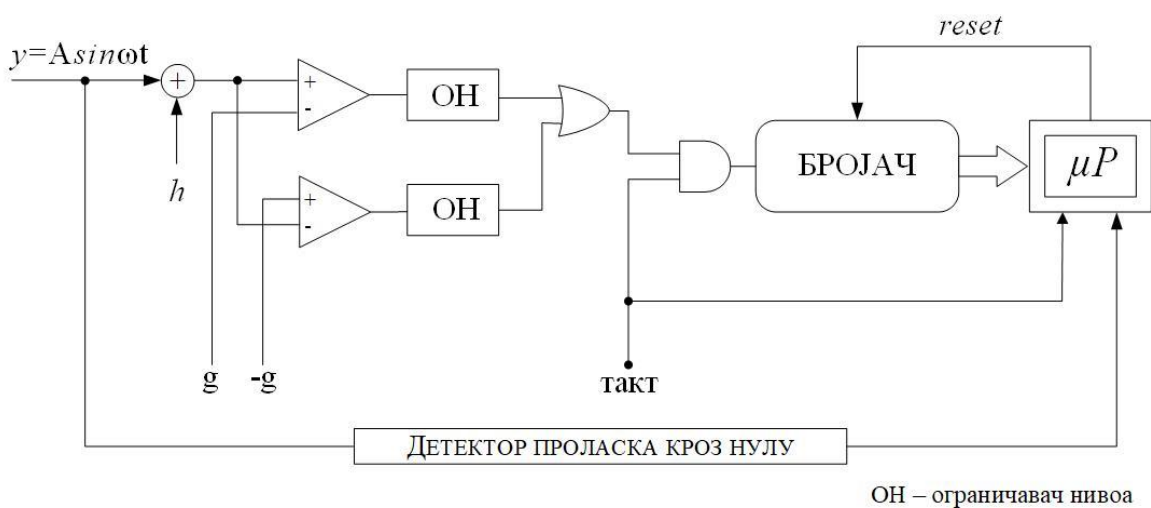
Теорема 2: Стандардна девијација (средња квадратна грешка) излаза Ψ , у случају СААДК1Г, одређена у временском интервалу $t \in [t_1, t_2]$ дата је једначином

$$\overline{e^2} = \sigma^2 = \frac{2g}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} |f(t)| dt - \left[\frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} f(t) dt \right]^2. \quad (8)$$

На основу ових резултата, принципски дијаграм за реализацију СААДК1Г уређаја за мерење средње вредности сигнала (слика 4.5), као и принципски дијаграм за реализацију СААДК1Г уређаја за мерење амплитуде простопериодичних сигнала (слика 4.6) приказани су у [87].



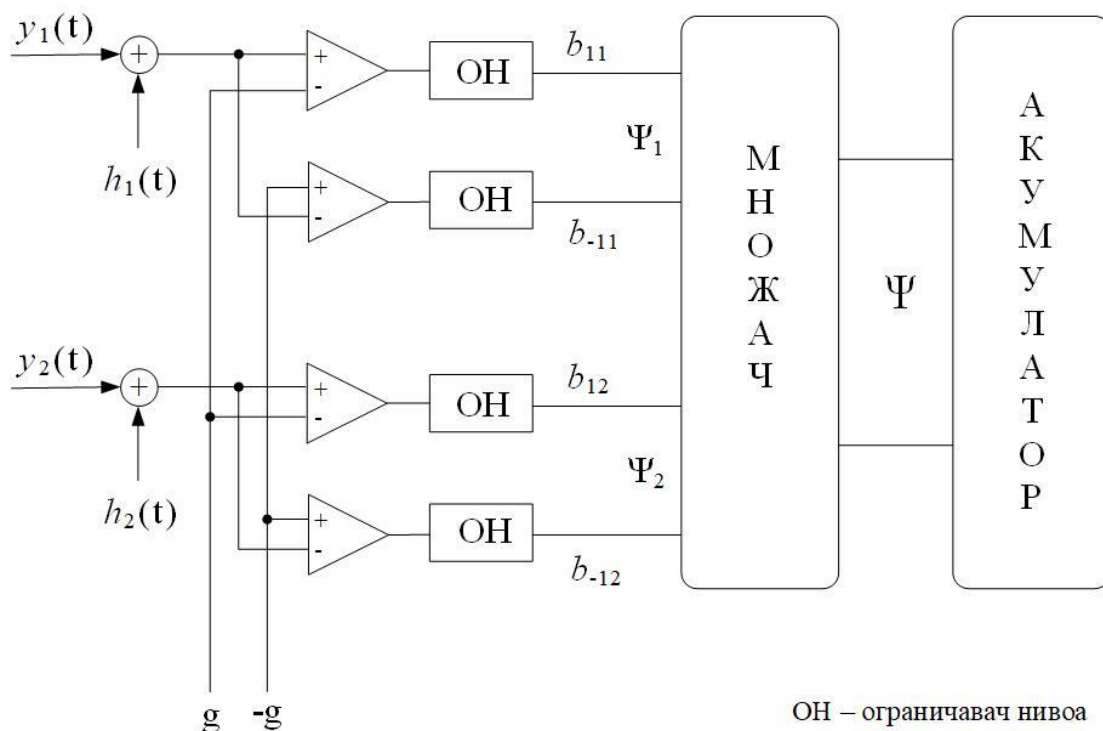
Слика 5.5. Принципски дијаграм за реализацију СААДК1Г уређаја за мерење средње вредности сигнала. Ако је улазни сигнал константан, онда свакако овај уређај коректно мери вредност улазног сигнала.



Слика 5.6. Принципски дијаграм за реализацију СААДК1Г уређаја за мерење простопериодичних сигнала.

5.1.2. Зашумљени сложено-периодични сигнали

Стохастички адициони аналого-дигитални конвертор са два генератора случајног напона (СААДК2Г) садржи у себи два СААДК1Г, множач и акумулатор (слика 5.7). На улазе оба СААДК1Г доводе се дитеровани сигнали $y_1(t) + h_1(t)$ и $y_2(t) + h_2(t)$. Сигнали са излаза СААДК1Г, Ψ_1 и Ψ_2 , представљају улаз множача који врши множење и генерише Ψ које управља радом акумулатора [13].



Слика 5.7. Блок шема СААДК2Г

Акумулатор је реализован као *up-down* бројач, који врши бројање навише када је $\Psi = 1$, не мења стање када је $\Psi = 0$, а броји наниже када је $\Psi = -1$. У односу на услове који су постављени за сигнале код СААДК1Г, овде имамо додатни услов у погледу међусобне независности дитерских сигнала h_1 и h_2 .

У [13] је показано да средња вредност Ψ одговара средњој вредности производа улазних величина:

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} f_1(t) \cdot f_2(t) \cdot dt. \quad (9)$$

Израз (9) описује случај када је бесконачно много мерења обављено у временском интервалу (t_1, t_2) , на основу којих је одређена средња вредност $\bar{\Psi}$. У реалном случају, када имамо коначан број мерења, одређивање $\bar{\Psi}$ дато је изразом

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \Psi_k, \quad (10)$$

при чему је N број узорака Ψ_k функције Ψ на временском интервалу T .

У [13] је изведена следећа релација на основу које се може извршити процена грешке СААДК2Г

$$\sigma_{\Psi}^2 = \frac{(2g)^2}{T} \int_{t_1}^{t_2} |f_1(t) \cdot f_2(t)| \cdot dt - \left[\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} f_1(t) \cdot f_2(t) dt \right]^2. \quad (11)$$

Релација (11) показује да у случају познавања таласних облика мерених сигнала $y_1 = f_1(t)$ и $y_2 = f_2(t)$ можемо израчунати грешку мерења у временском интервалу (t_1, t_2) .



Слика 5.8. Мерни систем заснован на стохастичком дигиталном мерењу.

Даља истраживања су показала да се уређај СААДК2Г, поред мерења ефективне вредности сигнала, може користити и за мерење хармоника сложенопериодичних сигнала и зашумљених сложенопериодичних сигнала [15, 16]. У том случају, мерни систем заснован на стохастичком дигиталном мерењу може се

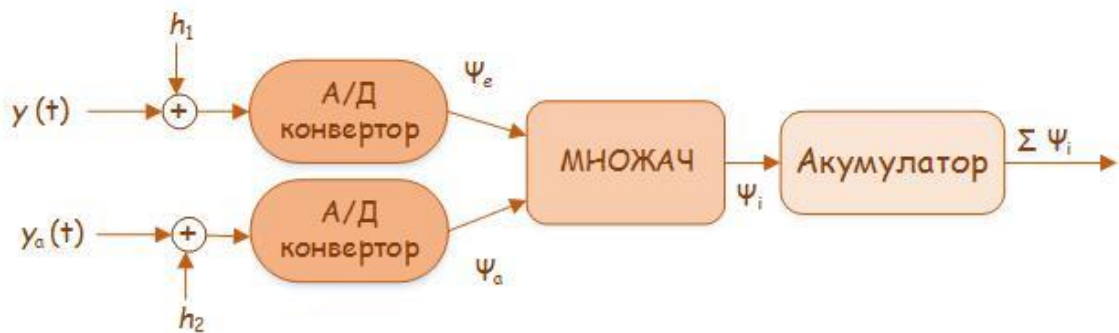
поделити на три блока: блок за кондиционирање, блок за стохастичко дигитално мерење и блок за обраду података, записивање и приказивање (слика 5.8).

Сигнал на улазу у стохастички дигитални мерни блок је кондициониран сигнал. Улога овог кондиционирања може бити појачање, линеаризација, померање нивоа, филтрирање, галванска изолација, различите технике за потискивање шума итд. У овом поглављу фокус анализе је на имплементацији стохастичког дигиталног мерења, занемарујући евентуалне нелинеарне појаве компоненти које чине блок за кондиционирање. Стога, претпостављено је да је кондициониран сигнал $y(t)$ сума линеарно појачаног сигнала $y_e(t)$ (који ће се звати само „појачани улазни сигнал“ у наставку текста) и белог шума n са униформном или Гаусовом расподелом амплитуда:

$$y(t) = y_e(t) + n. \quad (12)$$

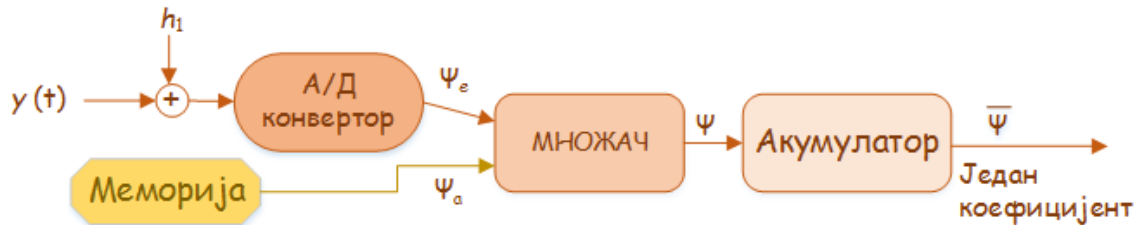
Шум n представља суму свих шума који нису потиснути пре блока за стохастичко дигитално мерење. Извори шума могу бити унутар блока за кондиционирање, али и у интерфејсу на улазу блока за кондиционирање и у интерфејсу између блока за кондиционирање и блока за стохастичко дигитално мерење.

Инструмент представљен у [15, 16] је пројектован за мерење хармоника мрежног напона и струје, али његов концепт се може применити у мерењу хармоника било ког сигнала који се може представити као (12). Концептуални блок дијаграм за стохастичко дигитално мерење једног Фуријеовог коефицијента појачаног улазног сигнала приказан је на слици 5.9, што је једноставнији облик дијаграма са слике 5.7.



Слика 5.9. Блок дијаграм за дигитално стохастичко мерење средње вредности производа два сигнала

Помоћни сигнал y_a је дитерована базисна (косинусна или синусна) функција, тј. важи једнакост $y_a = R \cdot \cos k\omega_0 t$ за мерење k -тог косинусног Фуријеовог коефицијента, односно једнакост $y_a = R \cdot \sin k\omega_0 t$ за мерење k -тог синусног Фуријеовог коефицијента.



Слика 5.10. Блок дијаграм дигиталног стохастичког мерења једног Фуријеовог коефицијента појачаног улазног сигнала. Уместо другог А/Д конвертора, користи се меморија у коју су ускладиштени дигитални узорци дитероване базисне функције

Слично као у [15] концептуални блок дијаграм се може имплементирати као на слици 5.10, тако да y_a није мерени сигнал, већ дитеровани синусни или косинусни сигнал, унапред генерисан и ускладиштен у меморију.

Сигнали h_1 и h_2 су генерисани дитеровани сигнали и они задовољавају следеће услове који ограничавају њихову амплитуду и дефинишу њихову функцију расподеле вероватноће:

$$\begin{aligned} 0 \leq |h_i| &\leq \frac{\Delta_i}{2} \quad (i = 1, 2), \\ p(h_i) &= \frac{1}{\Delta_i} \quad (i = 1, 2). \end{aligned} \quad (13)$$

Нека су узорковане вредности кондиционираног сигнала y и помоћног сигнала y_a у дискретним временским тренуцима унутар временског интервала (T) дате као Ψ_e и Ψ_a , респективно. Измерена вредност Ψ (излаз множака) разликује се од производа улазних сигнала за мерну грешку e , која укључује ефекат квантизације А/Д конвертора и унесени дитер:

$$\Psi = \Psi_e \cdot \Psi_a = y \cdot y_a + e. \quad (14)$$

Како се мерени кондиционирани сигнал састоји од појачаног улазног сигнала и шума, онда је:

$$\Psi = y_e \cdot y_a + n \cdot y_a + e. \quad (15)$$

Први члан излаза множача је сигнал који је потребно мерити, а други члан је последица шума. Три члана у (15) су статистички независни, а средња вредност $\bar{\Psi}$ је сума средњих вредности поменутих чланова.

Средња вредност трећег члана у (15) је нула, као што је показано у [89] и не утиче на средњу вредност очекиваног излаза $\bar{\Psi}$ у мерном интервалу. Коначни улазни опсег $\pm R$ блока за стохастичко дигитално мерење дефинише границе интеграције за усредњавање ефекта шума. Стога су два преостала члана у средњој вредности, као у [90], дата изразом

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{T} \int_0^T y_e \cdot y_a dT + \left(\int_{-R}^R n \cdot p(n) dn \right) \cdot \frac{1}{T} \int_0^T y_a dt. \quad (16)$$

Ако претпоставимо да шум има неполарисану Гаусову расподелу, његова средња вредност је нула. Тако други члан у (16) постаје такође нула. Тада важи да је

$$\bar{\Psi} = \int_0^T y_e \cdot y_a dt. \quad (17)$$

У дигиталном мерењу, за N узорака кондиционираниог сигнала на интервалу $[0, T]$, као што је показано у [15], средња вредност је

$$\bar{\Psi} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N \Psi_k. \quad (18)$$

Сумирање узорака током мерног интервала изведено је помоћу акумулатора, тако да сума са десне стране једнакости (18) представља излаз акумулатора. Потом, излаз акумулатора се дели бројем узорака N и израчунава се свака синусна (и косинусна) компонента k -тог хармоника (индекси $\sin k$ и $\cos k$ указују да је у питању измерени k -ти синусни, односно k -ти косинусни Фуријеов коефицијент)

$$a_k = \frac{2\bar{\Psi}_{\cos k}}{R}, \quad b_k = \frac{2\bar{\Psi}_{\sin k}}{R}. \quad (19)$$

У [15] је вршен прорачун варијансе излаза множача, што је довело до одређивања варијансе усредњеног излаза акумулатора. У блоку за стохастичко дигитално мерење, варијанса излаза множача се састоји од детерминистичке варијансе, случајне варијансе и стохастичке варијансе грешке. Ови делови су некорелисани, тако да укупна варијанса износи

$$\sigma_{\Psi}^2 = \sigma_d^2 + \sigma_r^2 + \sigma_e^2. \quad (20)$$

Детерминистичка варијанса σ_d^2 , према [15], одређена је као

$$\sigma_d^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (s_e \cdot s_a)^2 dt - \left(\frac{1}{T} \int_0^T s_e \cdot s_a dt \right)^2. \quad (21)$$

Детерминистичка варијанса σ_d^2 је својство сигнала [15]. Случајна варијанса и варијанса грешке, σ_r^2 и σ_e^2 , задовољавају централну граничну теорему [91] и варијанса њихове средње вредности зависи од броја узорака N унутар мерног интервала T

$$\sigma_r^2 = \frac{\sigma_r^2}{N}, \quad \sigma_e^2 = \frac{\sigma_e^2}{N}. \quad (22)$$

5.2. Дигитално стохастичко мерење нестационарних сигнала

Метод стохастичког дигиталног мерења верификован је у случају мерења различитих врста стационарних сигнала. Поставља се питање да ли се дигитално стохастичко мерење може применити и на нестационарне сигнале, као што су биомедицински сигнали [9].

Ако се примени краткотрајна Фуријеова трансформација на сигнал u_e из (12), за који се претпоставља да је нестационарни сигнал, са прозорском функцијом ширине једнаке мерном интервалу T . Ако су резултати ове трансформације

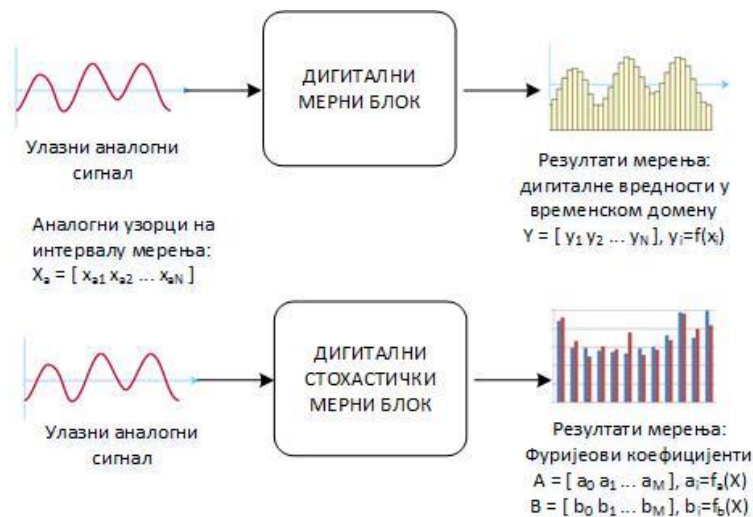
коэффициенти a_i и b_i , онда се y_e може представити у форми тригонометријског полинома облика

$$s_e(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^M a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^M b_n \sin n\omega_0 t, \text{ за } 0 < t < T. \quad (23)$$

У једнакости (23) важи да је $\omega_0 = 2\pi/T$, док је M ред тригонометријског полинома [92]. Поређење концепта стохастичког дигиталног мерења са класичним дигиталним мерењем нестационарног сигнала приказано је на слици 5.11.

Резултат класичног дигиталног мерења („узорак по узорак“) су дигитални узорци у временском домену, који су заправо дигитализоване вредности одговарајућих аналогних узорака улазног сигнала.

За разлику од оваквог приступа, резултат дигиталног стохастичког мерења су Фуријеови коефицијенти a_i и b_i . Сваки Фуријеов коефицијент је функција свих аналогних узорака улазног сигнала током интервала мерења, тако да је овај метод базиран на интервалском приступу.



Слика 5.11. Поређење концепта дигиталног стохастичког мерења нестационарног сигнала у фреквентном домену са типичним дигиталним мерењем у временском домену



Слика 5.12. Концепт мерења нестационарног сигнала у временском домену стохастичким дигиталним мерењем у току једног мерног интервала

Може се закључити да је стохастичко дигитално мерење погодно само за мерење хармоника стационарних сигнала, међутим оно се може користити и за мерење нестационарних сигнала. Резултат мерења је скуп хармоника који су улаз за израчунавање дигиталних вредности сигнала у временском домену. Ова израчунавања могу бити једноставна израчунавања вредности тригонометријског полинома (23) у сваком дискретном временском тренутку у току мерног интервала T или може бити инверзна брза Фуријеова трансформација (*IFFT* - inverse fast Fourier transform), што је бржи метод. У сваком случају, завршни резултати су скуп хармоника сигнала на интервалу T и временске серије сигнала на мерном интервалу T (слика 5.12).

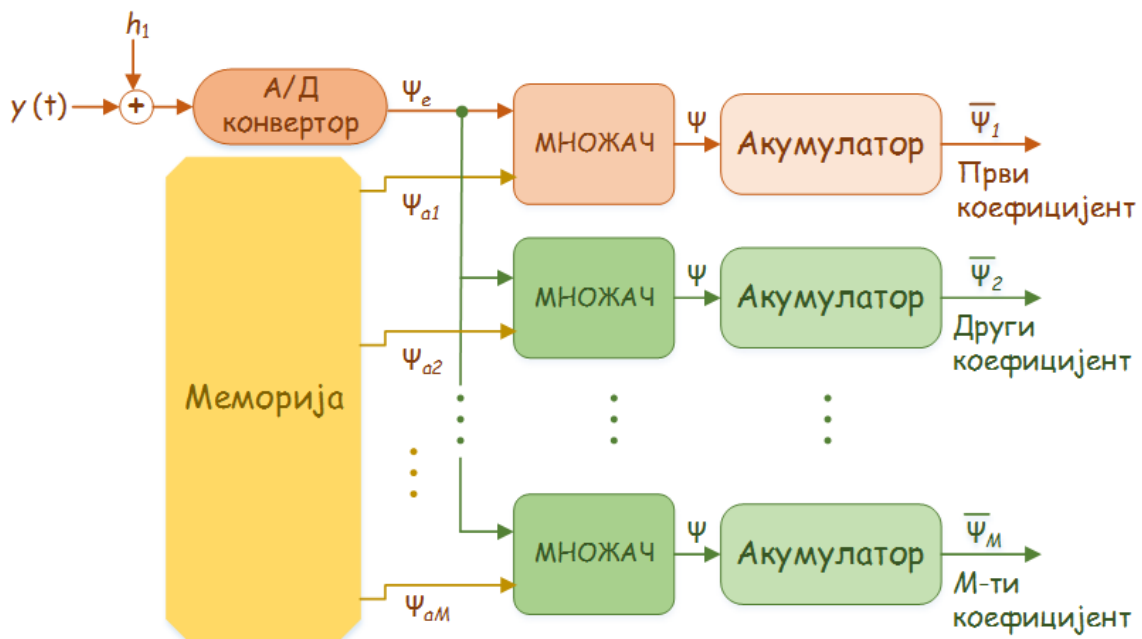
Овај метод не мора бити ограничен само на мерни интервал T . Ако желимо да меримо сигнал на ширем временском интервалу $[0, T_m]$, где је $T_m = m \cdot T$, онда је могуће поделити оригинални мерни интервал на мерне подинтервале $[0, T], [T, 2T], \dots, [(m-1)T, mT]$. Мерење и калкулација се могу извршити на првом интервалу, и даље редом, интервал по интервал, вредности сигнала у временском домену се могу реконструисати на целом великом мерном интервалу $[0, T_m]$.

Концепт мерења Фуријеовог коефицијента појачаног улазног сигнала може бити проширен као на слици 5.13, која представља сложенији концептуални блок дијаграм хардверско-софтверске за мерење предефинисаног скупа хармоника кондиционираног сигнала на улазу у стохастички дигитални мерни блок. Осим једносмерене компоненте, предефинисани скуп укључује све хармонике који су од интереса за анализу сигнала. Меморија даје дитероване базисне функцијеза сваку синусну и косинусну компоненту и свака синусна и косинусна компонента захтевају један дигитални множач и један дигитални акумулатор. Стога, ако би систем требало

да мери једносмерну компоненту и N_h хармоника, ова структура би захтевала $2N_h+1$ множача и $2N_h+1$ акумулатора.

Код избора временског интервала T , треба водити рачуна о захтеву за мерење у реалном времену ЕОГ сигнала. Ако је потребно што пре добити резултате мерења, бира се што краћи временски интервал T .

Ако време добијања резултата није критичан параметар, онда је довољно изабрати дужи временски интервал. У том случају, измерени хармоници се могу одмах искористити и за типичан ЕОГ периодограм. Тада треба водити рачуна да се основна фреквенција и број хармоника бирају у складу са фреквентним опсегом ЕОГ сигнала, који сеже до 100 Hz.



Слика 5.13. Концептуални блок дијаграм хардверско-софтверске платформе стохастичког дигиталног мерења предефинисаног скупа хармоника на једном мерном интервалу ЕОГ сигнала. Сваки излаз би требало поделити са N у циљу калкулације одговарајућег усредњеног излаза Ψ , који је неопходан за даље калкулације Фуријеових коефицијената

У случају класичног дигиталног мерења нестационарних сигнала може се десити да је систем мерења изложен амбијенталном шуму високог нивоа (однос сигнал-шум може бити екстремно низак). У том случају технике кондиционирања сигнала не дају задовољавајуће резултате. Радови [10, 11] представљају резултат истраживања алтернативних решења за ситуације присуства амбијенталног шума

високог нивоа и описују примену дигитално стохастичке мерне методе за мерење хармоника нестационарних сигнала, са различитим интервалом мерења.

Мерна несигурност у [10] је израчуната развијеном теоријом док је ЕЕГ сигнал изабран као пример правог нестационарног сигнала. Дигитално стохастичко мерење хармоника ЕЕГ сигнала је тестирано симулацијама и експериментима у [10, 11]. Резултати симулације и експеримената су поређени са теоријским израчунавањем и поређење потврђује теорију. Представљена метода омогућава смањење мерне несигурности чак и при ниским вредностима SNR -а, повећањем фреквенције узорковања А/Д конвертора. Такође, ЕЕГ сигнал је мерен у временском домену коришћењем ДСМ методе [12]. Примећено је повећање грешке мерења, проузроковано појавом Гибсовог феномена. Аутори су показали да је просечна максимална грешка у односу на опсег улазног сигнала знатно смањена када је интервал мерења повећан са 20 ms на 2 s.

На основу досадашњих истраживања, поставља се питање да ли је могуће применити метод ДСМ за мерење електроокулографског (ЕОГ) сигнала. Овај рад истражује ту могућност и даје допринос дизајну инструмента за дигитално стохастичко мерење ЕОГ сигнала у временском домену коришћењем модела симулације и експеримента. Такође, идеја овог истраживања је да се испита да ли је метода ДСМ има боље резултате, тј. мање грешке мерења него класично дигитално мерење ЕОГ сигнала у случају присуства амбијенталног шума високог нивоа.

6. Симулациони модел дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала

6.1. Мерење ЕОГ сигнала применом ДСМ методе

Дигитално стохастички систем се састоји из три блока: блок за кондиционирање сигнала (појачање, линеаризација, филтрирање, подешавање нивоа, потискивање шума, галванско раздвајање), блок за дигитално стохастичко мерење и блок за обраду резултата, њихово записивање и приказивање. Систем је реализован коришћењем програмског пакета Матлаб. Улазни сигнал ДСМ блока је кондиционирани сигнал. Излаз ДСМ блока су Фуријеови коефицијенти, где је сваки Фуријеов коефицијент функција свих аналогних узорака улазног сигнала на целом мерном интервалу. Резултат мерења је скуп хармоника, на основу кога се израчунавају дигиталне вредности сигнала у временском домену.

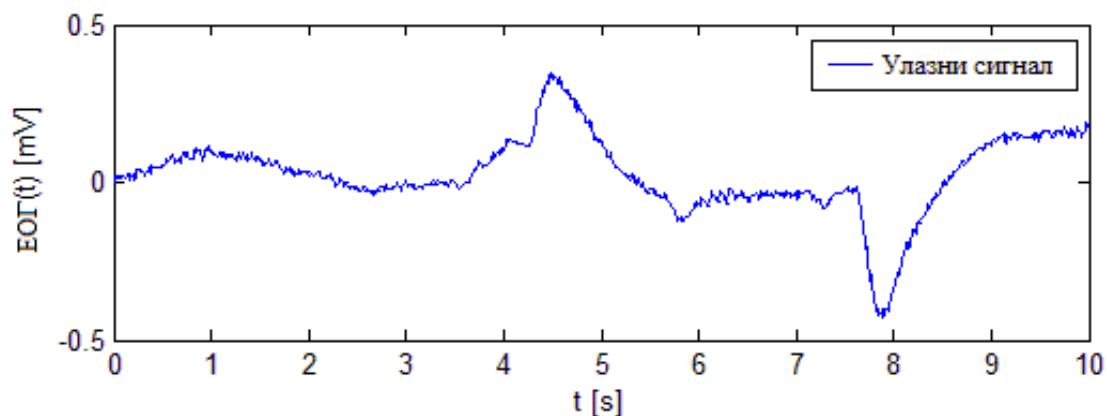
Улазни сигнал ДСМ блока је кондиционирани ЕОГ сигнал. Типични ЕОГ сигнали имају амплитуду реда mV са фреквенцијом једносмерне компоненте од 100 Hz [93]. ЕОГ сигнал је један од стандардних биопотенцијала који се мере током дубоког сна, односно током такозване *REM* (Rapid-Eye-Movement) фазе сна. *REM* фаза подразумева веома брзе и насумичне покрете ока. У нормалном ноћном сну *REM* фаза наступа сваких 90 минута и траје 5 до 30 минута непрекидно.

Имајући за циљ добијање коректних симулационих резултата, које касније можемо међусобно поредити, за сваку симулацију је коришћен исти ЕОГ сигнал. Поновљивост ЕОГ сигнала није могуће постићи мерењем на људском субјекту, односно мерењима „уживо“ за сваку симулацију и експеримент. Из тог разлога, извор

ЕОГ сигнала у симулационим мерењима, а такође и у експерименталним мерењима, није био људски субјекат, него је направљен вештачки извор кондиционираног ЕОГ сигнала у облику датотеке са дигиталним подацима (бројним вредностима).

Улазни сигнал ДСМ блока представља 10 s сигнала које су екстраховане из реалне сесије ЕОГ сигнала измерене стандардним инструментом [94, 95] и приказан је на слици 6.1. Амплитуда овог сигнала је у опсегу од $-0,4275 \text{ mV}$ до $0,3479 \text{ mV}$. С обзиром да су појачање и померање нивоа уобичајени поступци приликом кондиционирања сигнала, ове вредности сигнала су појачане 1000 пута и сабране са $0,025 \text{ V}$. Тако кондициониран ЕОГ сигнал је доведен на улаз ДСМ блока.

У случају реалног мерења, у [94, 95], ЕОГ сигнал је мерен са 250 узорака у секунди ($S/s - \text{samples per second}$). За добијање „глаткијег“ улаза, односно мање степеначастог сигнала, ових 250 S/s узорака је трансформисано у 5000 S/s података. То ресемпловање је постигнуто применом Матлаб функције *'interp'* за ресемпловање улазног сигнала за целобројни фактор, са задатом вредношћу 20. Сваки узорак кондиционираног сигнала је ускладиштен као 64 - битна *floating point* вредност у симулационој *lookup* табели.



Слика 6.1. Улазни сигнал - 10 s сигнала екстрахованих из реално измерене сесије ЕОГ сигнала

Блок за дигитално стохастичко мерење је конфигурисан према подацима датим у табели 6.1. Урађена су четири скупа од по 100 симулација (4×100), односно један сет од 100 симулација без додавања шума и остала три по 100 симулација са додавањем белог шума улазном сигналу. Додати шум је имао униформну функцију густине вероватноће, а однос сигнал/шум (SNR) је 10 dB, 0 dB, и -10 dB , респективно. Претпостављено је да нема *anti-aliasing* (аналогних ниско-фреквентних) филтера пре

блока за ДСМ, који би ограничио фреквентни опсег шума на улазу. Са једне стране, непостојање *anti-aliasing* филтера пре блока за ДСМ је незгодно са становишта нивоа шума који улази у блок за дигитализацију, али је, са друге стране, ово боље са становишта величине и оптимизације блока за кондиционирање због смањења броја компоненти.

Табела 6.1. Особине елемената ДСМ блока у симулацијама

Број симулација	4 x 100 (за сваки SNR ниво)
SNR ниво	Без додатог шума, 10 dB, 0 dB, -10 dB
А/Д конвертор	Резолуција: $m_1 = 6$ битова Улазни опсег напона: $\pm R$ и $R = 2.5$ V Фреквенција узорковања: $f_{ADC} = 250$ kHz
Мерни интервал	$[0, T]$ и $T \in \{0.1$ s; 0.2 s; 0.5 s; 1 s; 2 s}
Основна фреквенција	$f_0 \in \{10$ Hz; 5 Hz; 2 Hz; 1 Hz; 0.5 Hz}
Број узорака по мерном интервалу	$N = f_{ADC} \cdot T \rightarrow N \in \{25000$; 50000; 125000; 250000; 500000}
Дигиталне дитероване базисне функције	Ускладиштене у меморији, симулирају А/Д конвертор следећих особина: Резолуција: $m_2 = 8$ битова Опсег: $\pm R$ и $R=2.5$ V Фреквенција узорковања: $f_{ADC} = 250$ kHz
Број мерених Фуријеових коефицијената	Једносмерна компонента + 15 синусних коефицијената + 15 косинусних коефицијената

Крајњи резултат једног скупа симулација, у временском домену, се израчунава као средња вредност резултата свих симулација у том скупу. Стога, на крају сваке серије мерења добија се репродуковани сигнал. Након завршетка целокупног процеса симулације, као резултат добијају се грешке мерења у фреквентном и временском домену, као и одговарајући графици улазног и репродукованог сигнала. Грешке мерења у временском домену приказане су у табелама 6.2 – 6.6 за различит број хармоника и различиту дужину трајања мерног интервала. За сваки мерни интервал, од 0,1 s до 2 s, урађене су по две групе скупова симулација, за 15 и 25 хармоника¹. Дакле, укупан број урађених симулација је 4000 (5 мерних интервала, 2 различита броја хармоника, 4 скупа од по 100 симулација).

¹ Графици за различите мерне интервале и различит број хармоника приказани су у Прилогу 1.

Табела 6.2. Грешке мерења у временском домену за мерни интервал од 0,1 s

ГРЕШКЕ	Број хармоника	Без додатог шума	SNR		
			10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	15	0.4111	0.4168	0.4139	0.4356
	25	0.6266	0.6315	0.6269	0.6296
Максимална релативна [%]	15	20.5018	20.7823	20.6386	21.7206
	25	31.2469	31.4927	31.2623	31.3976
Средња апсолутна [mV]	15	0.0107	0.0114	0.0144	0.0274
	25	0.0116	0.0126	0.0169	0.0344
Средња релативна [%]	15	0.5333	0.5663	0.7190	1.3661
	25	0.5785	0.6289	0.8431	1.7132

Табела 6.3. Грешке мерења у временском домену за мерни интервал од 0,2 s

ГРЕШКЕ	Број хармоника	Без додатог шума	SNR		
			10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	15	0.5204	0.5239	0.5180	0.4844
	25	0.6187	0.6159	0.6138	0.5749
Максимална релативна [%]	15	25.9523	26.1246	25.8320	24.1552
	25	30.8508	30.7114	30.6063	28.6692
Средња апсолутна [mV]	15	0.0115	0.0117	0.0135	0.0232
	25	0.0118	0.0123	0.0150	0.0275
Средња релативна [%]	15	0.5733	0.5864	0.6716	1.1552
	25	0.5884	0.6135	0.7485	1.3711

Табела 6.4. Грешке мерења у временском домену за мерни интервал од 0,5 s

ГРЕШКЕ	Број хармоника	Без додатог шума	SNR		
			10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	15	0.5469	0.5456	0.5505	0.5221
	25	0.6351	0.6401	0.6294	0.6003
Максимална релативна [%]	15	27.2708	27.2056	27.4527	26.0380
	25	31.6695	31.9171	31.3853	29.9372
Средња апсолутна [mV]	15	0.0137	0.0138	0.0145	0.0208
	25	0.0129	0.0131	0.0140	0.0220
Средња релативна [%]	15	0.6857	0.6893	0.7212	1.0396
	25	0.6436	0.6521	0.6991	1.0951

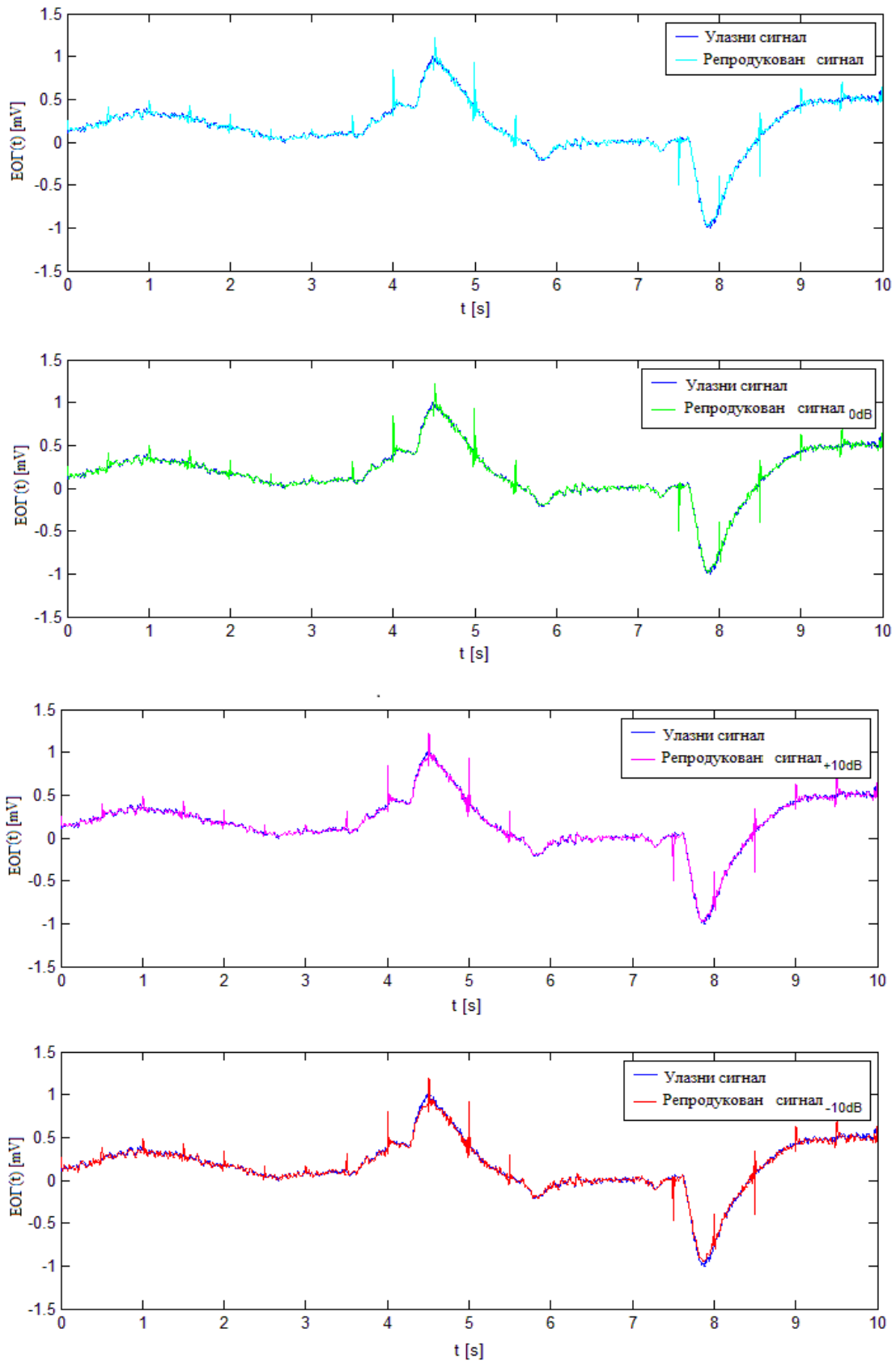
Табела 6.5. Грешке мерења у временском домену за мерни интервал од 1 s

ГРЕШКЕ	Број хармоника	Без додатог шума	SNR		
			10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	15	0.6141	0.6130	0.6125	0.6148
	25	0.6197	0.6216	0.6228	0.6162
Максимална релативна [%]	15	30.6239	30.5666	30.5429	30.6563
	25	30.9040	30.9954	31.0586	30.7296
Средња апсолутна [mV]	15	0.0183	0.0183	0.0184	0.0225
	25	0.0152	0.0152	0.0158	0.0216
Средња релативна [%]	15	0.9119	0.9122	0.9196	1.1214
	25	0.7580	0.7597	0.7895	1.0769

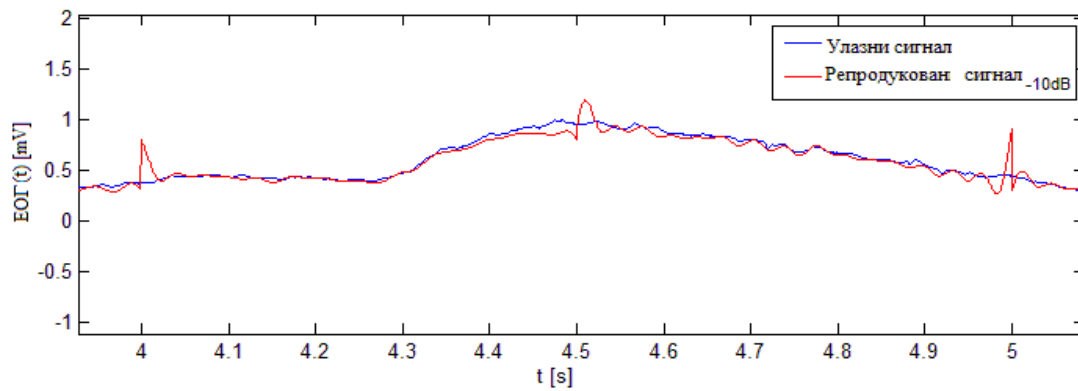
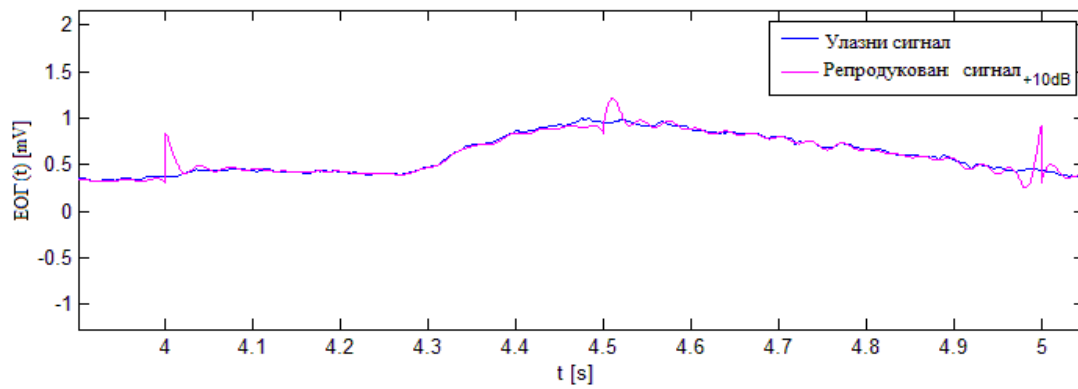
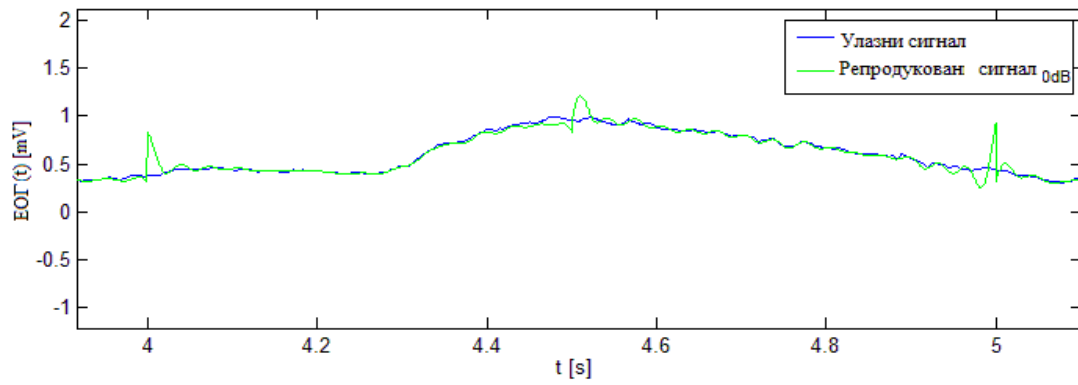
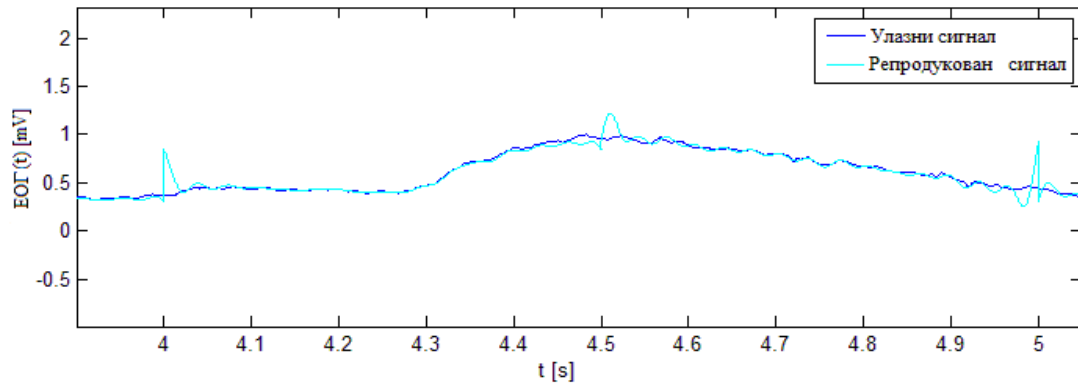
Табела 6.6. Грешке мерења у временском домену за мерни интервал од 2 s

ГРЕШКЕ	Број хармоника	Без додатог шума	SNR		
			10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	15	0.7675	0.7667	0.7656	0.7657
	25	0.8290	0.8294	0.8324	0.8278
Максимална релативна [%]	15	38.2705	38.2335	38.1764	38.1831
	25	41.3401	41.3575	41.5098	41.2783
Средња апсолутна [mV]	15	0.0227	0.0228	0.0229	0.0260
	25	0.0184	0.0184	0.0186	0.0227
Средња релативна [%]	15	1.1344	1.1361	1.1429	1.2966
	25	0.9173	0.9190	0.9301	1.1303

Након анализе резултата приказаних у табелама 6.2 – 6.6, можемо закључити да се најбољи резултати добијају за мерни интервал од 0,5 s и 15 хармоника. Трајање симулације у овом случају је 107,50 s. Одговарајући графици, који представљају компарацију улазног и репродукованих сигнала, за мерни интервал од 0,5 s и различите вредности SNR-а, представљени су на слици 6.2, док су на слици 6.3 приказани увеличани графици са слике 6.2. Могу се приметити знатна одступања репродукованог сигнала у односу на улазни сигнал. Ова одступања се појављују на почетку и на крају сваког мерног интервала, односно сваких 0,5 s, и представљају последицу појаве Гибсовог феномена [96, 97, 98]. Овај феномен значајно повећава грешку мерења, тако да максимална релативна грешка (за SNR 0 dB) достиже чак 27,4527 %.



Слика 6.2. Компарација улазног и репродукованих сигнала: без додавања шума и различите вредности SNR -а



Слика 6.3. Увеличани графици са слике 6.2

6.2. Развој нове методе мерења ЕОГ сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора

С обзиром да је утицај појаве Гибсовог феномена на грешку мерења велики, јавила се идеја модификације дигиталне стохастичке мерне методе. Модификација се огледа у томе да се постигне преклапање мерних интервала (временских прозора) T_k . У ту сврху, имплементиран је идентичан мерни канал који мери исти ЕОГ сигнал, али код кога узорковање почиње са унапред дефинисаним кашњењем dT . На слици 6.4 приказано је преклапање мерних интервала (временских прозора) T_k и T_k' ($k = 1, 2, \dots$), који представљају интервале мерења у мерним каналима K_1 и K_2 , респективно. Сиви делови мерних интервала представљају области где се јавља Гибсов феномен, док бели делови означавају области где нема појаве Гибсовог феномена. Као коначан резултат добија се резултујући сигнал тако што се из сваког мерног канала узимају само узорци из белих делова преклопљених интервала (испрекидана линија). На слици 6.5 приказан је крајњи резултат преклапања временских прозора и добијање резултујућег сигнала. Ова метода се може назвати модификована дигитална стохастичка метода мерења (МДСММ).

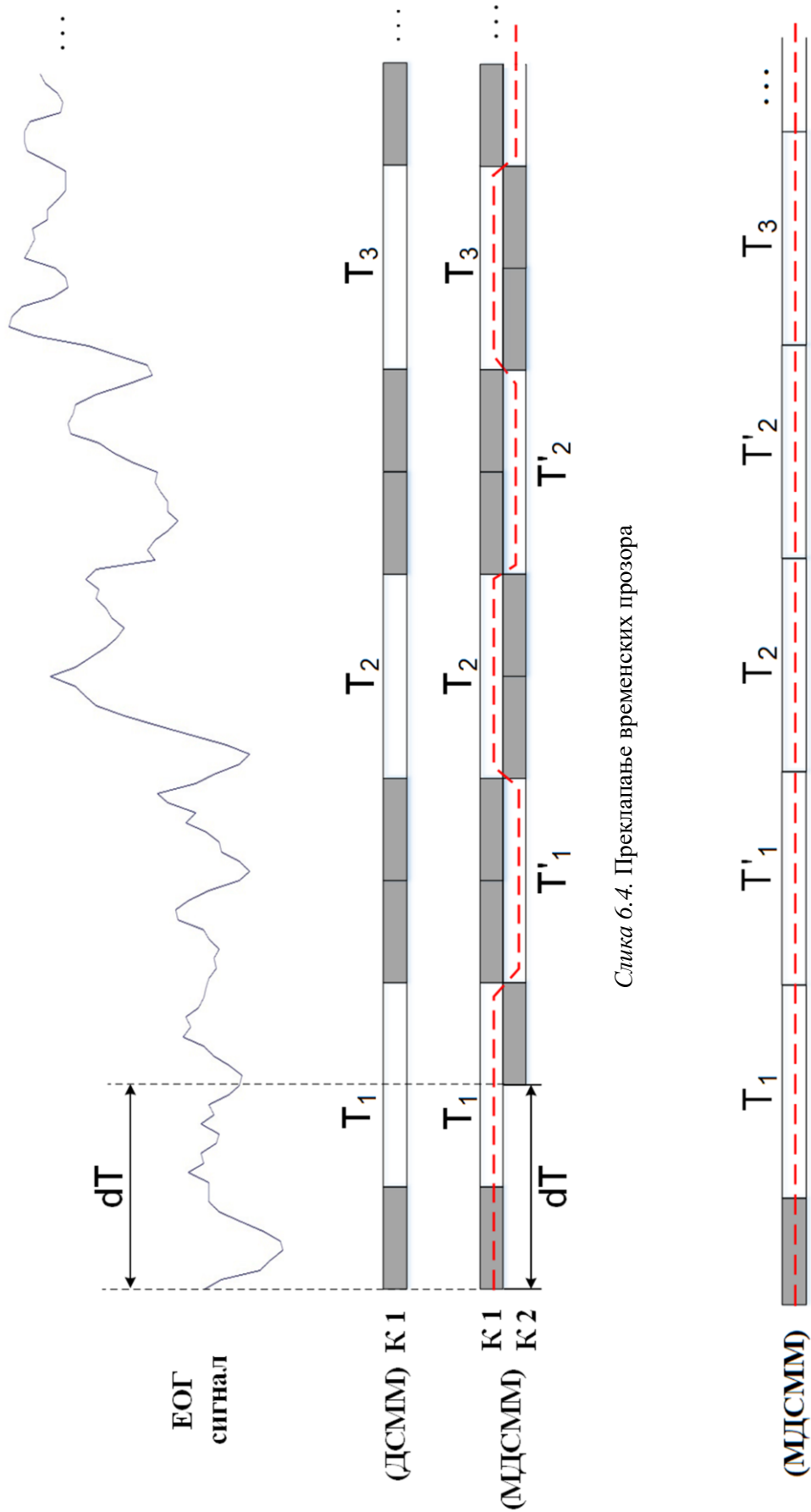
Након завршетка целокупног процеса симулације, као резултат добијају се грешке мерења у временском домену, као и одговарајући графици улазног сигнала, репродукованих сигнала за сваки мерни канал и резултујућег сигнала².

Упоредни преглед грешака мерења у временском домену за обе мерне методе, као и за методу класичног дигиталног мерења за мерни интервал од 0,5 s и 15 хармоника, приказане су у табелама 6.7 - 6.10.

Табела 6.7. Грешке мерења у временском домену – без додатог шума

ГРЕШКЕ	Класично дигитално мерење	ДСММ	МДСММ
Максимална апсолутна [mV]	0.0308	0.5469	0.0542
Максимална релативна [%]	3.9589	27.2708	2.7013
Средња апсолутна [mV]	0.0165	0.0137	0.0063
Средња релативна [%]	2.1277	0.6857	0.3117

² Графици за различите мерне интервале приказани су у Прилогу 2.



Слика 6.4. Преклапање временских прозора

Слика 6.5. Добијен резултујући сигнал

Табела 6.8. Грешке мерења у временском домену – вредност SNR -а је +10 dB

ГРЕШКЕ	Класично дигитално мерење	ДСММ	МДСММ
Максимална апсолутна [mV]	0.0183	0.5456	0.0528
Максимална релативна [%]	2.3588	27.2056	2.6350
Средња апсолутна [mV]	0.0034	0.0138	0.0063
Средња релативна [%]	0.4359	0.6893	0.3146

Табела 6.9. Грешке мерења у временском домену – вредност SNR -а је 0 dB

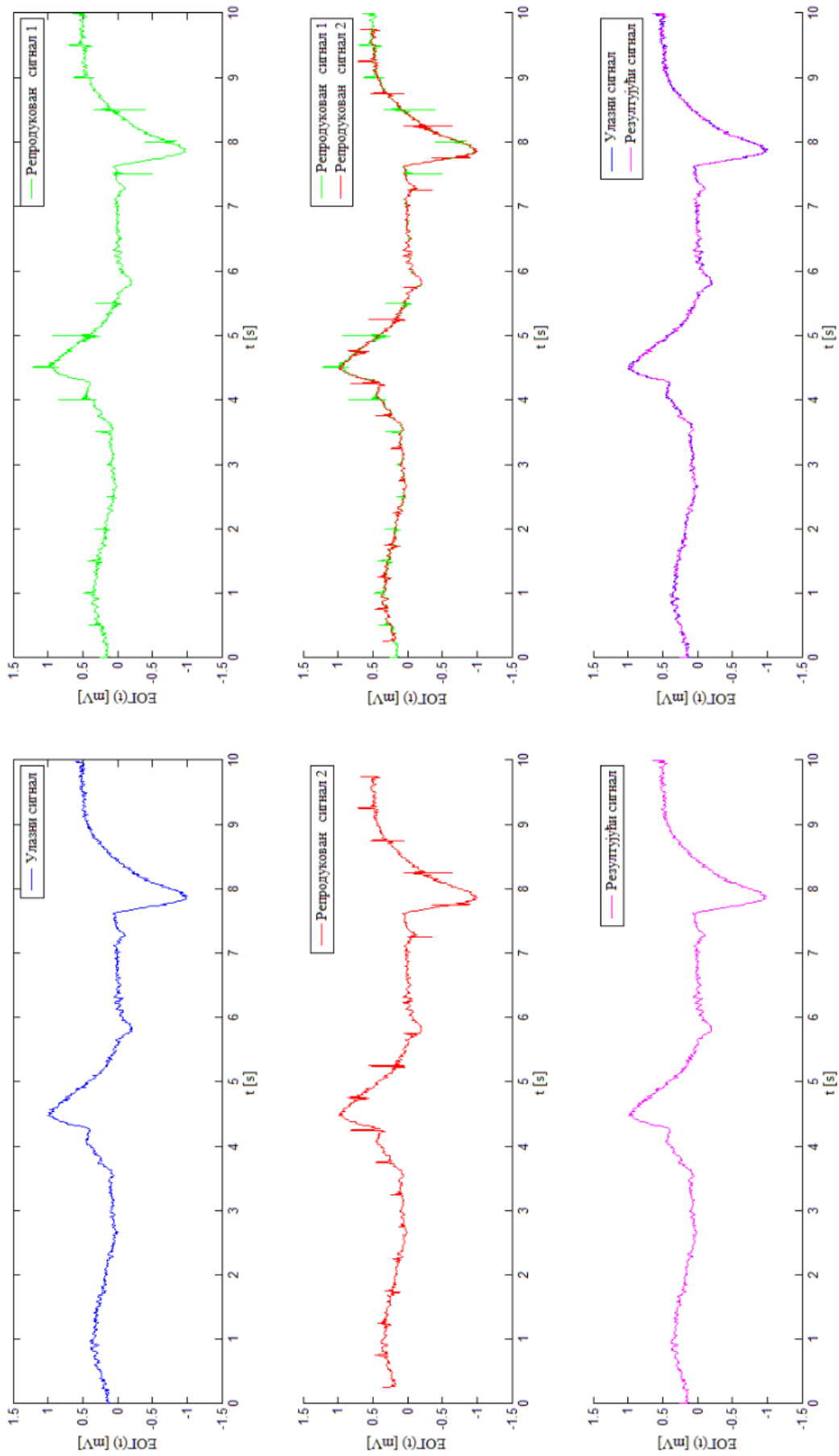
ГРЕШКЕ	Класично дигитално мерење	ДСММ	МДСММ
Максимална апсолутна [mV]	0.0442	0.5505	0.0572
Максимална релативна [%]	5.6804	27.4527	2.8516
Средња апсолутна [mV]	0.0098	0.0145	0.0070
Средња релативна [%]	1.2654	0.7212	0.3511

Табела 6.10. Грешке мерења у временском домену – вредност SNR -а је -10 dB

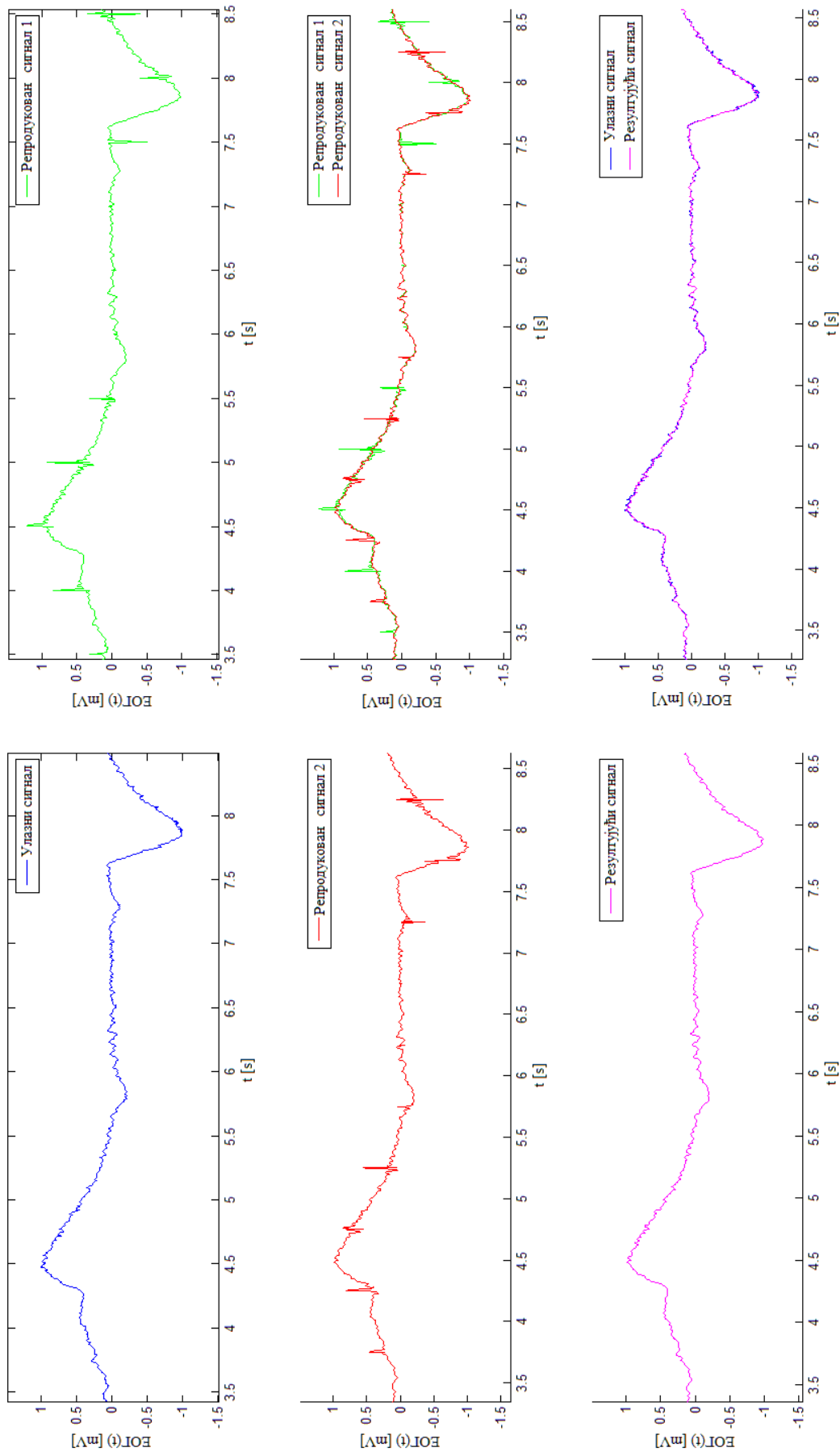
ГРЕШКЕ	Класично дигитално мерење	ДСММ	МДСММ
Максимална апсолутна [mV]	0.1479	0.5221	0.0922
Максимална релативна [%]	19.0183	26.0380	4.5955
Средња апсолутна [mV]	0.0313	0.0208	0.0144
Средња релативна [%]	4.0225	1.0396	0.7157

Одговарајући графици улазног сигнала, репродукованих сигнала за сваки мерни канал и резултујућег сигнала за сваки скуп симулација приказани су на сликама 6.6 – 6.9.

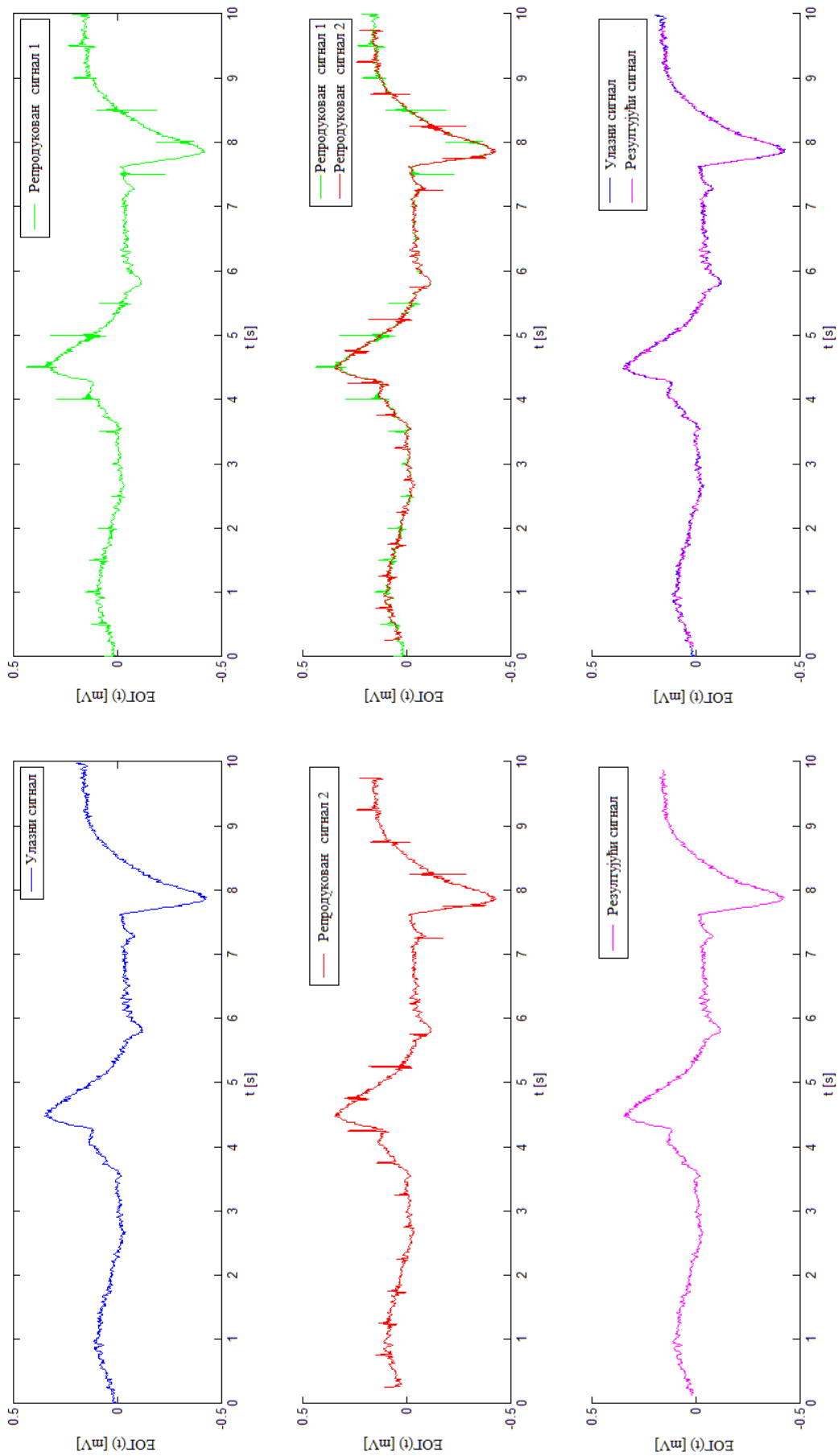
Трајање симулације у случају предложене методе је 370,78 s, што је знатно дуже од симулације за мерење ЕОГ сигнала ДСМ методом. Разлог овако дугог трајања симулације лежи у чињеници да је у случају преклапања временских прозора неопходно извести двоструко већи број мерења Фуријеових коефицијената и извршити спајање два репродукована сигнала у резултујући сигнал. То захтева велики број израчунавања, а исто тако и велики меморијски простор. Стога, долази се до закључка да је фреквенција од 250 kHz незадовољавајућа са аспекта практичне реализације предложеног модела за дигитално стохастичко мерење ЕОГ сигнала. Из тог разлога, реализован је симулациони модел са фреквенцијом узорковања од 1 kHz (детаљан опис дат је у поглављу 8).



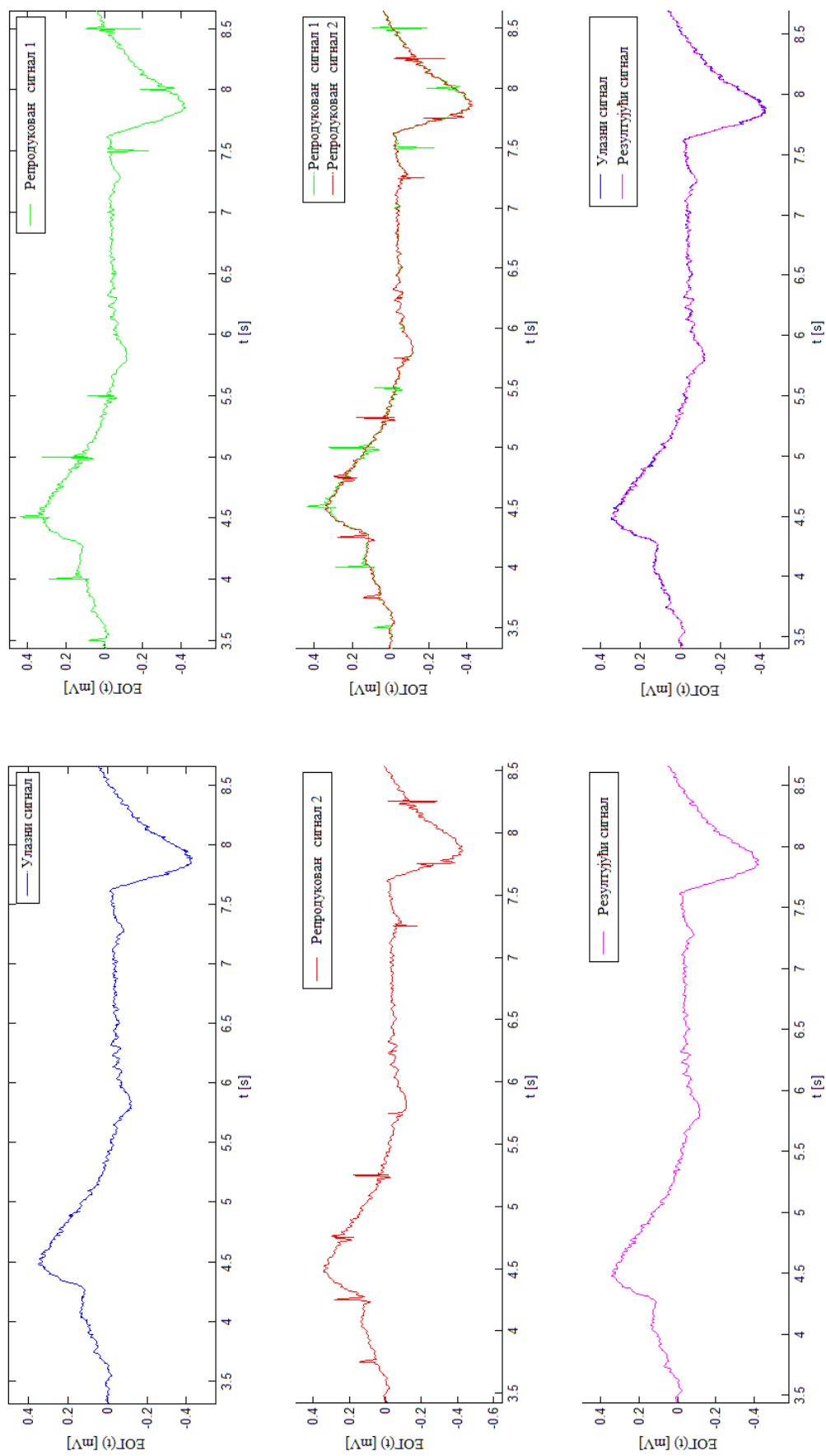
Слика б.б.а. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – без додагог шума



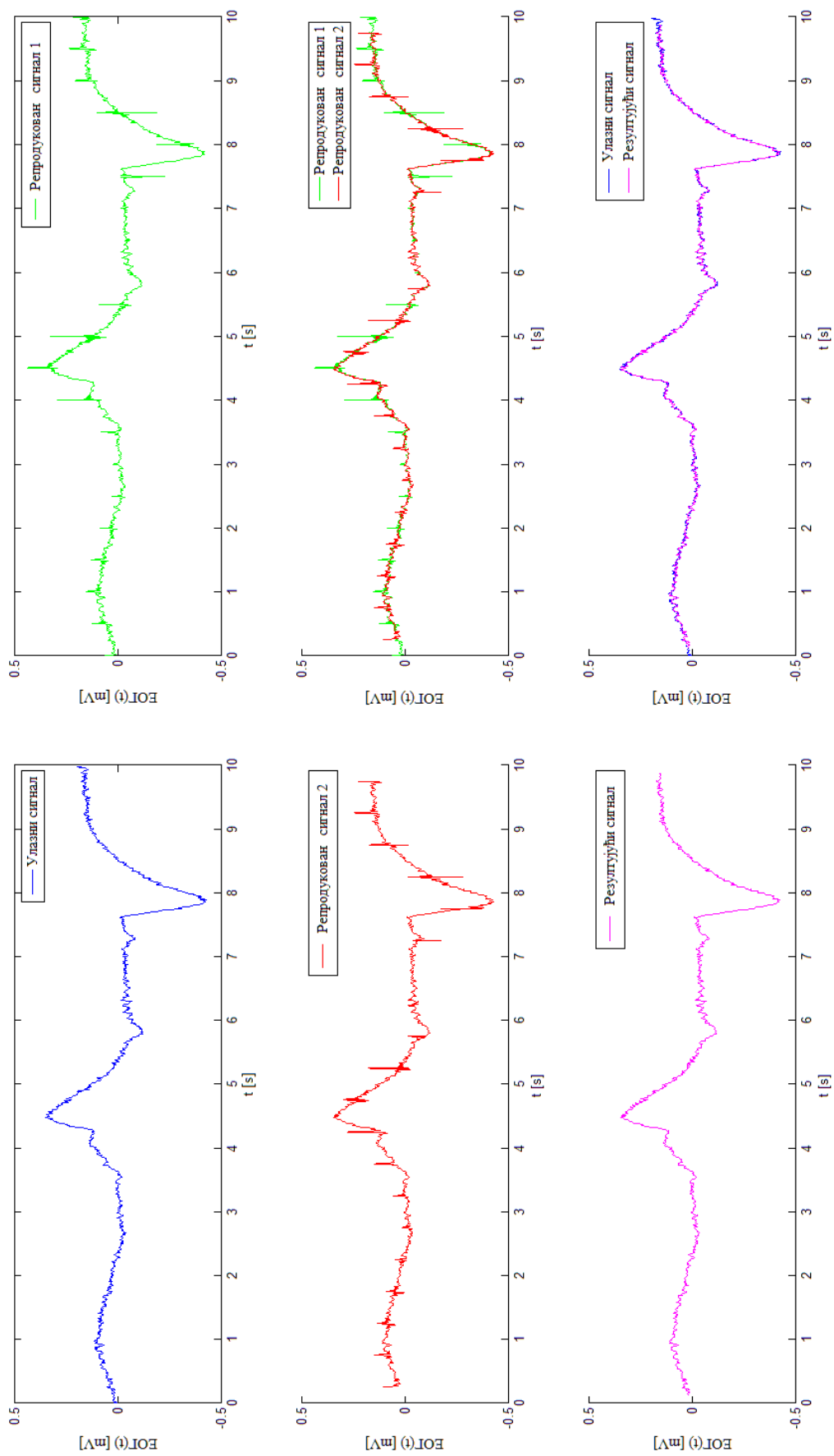
Слика б.б.б. Увеличани графици са слике б.б.а



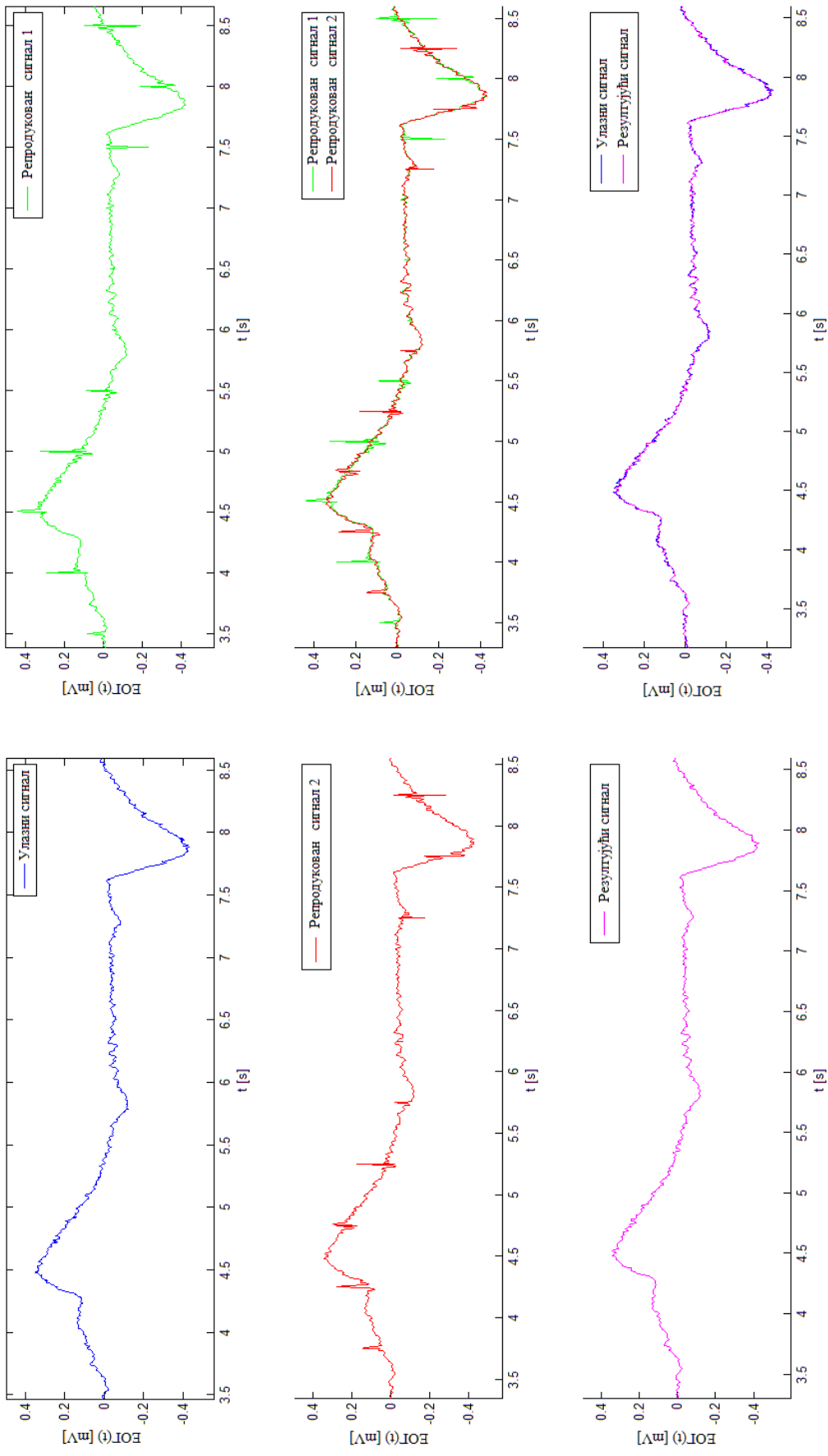
Слика 6. 7. а. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал - вредност SNR -а је +10 dB



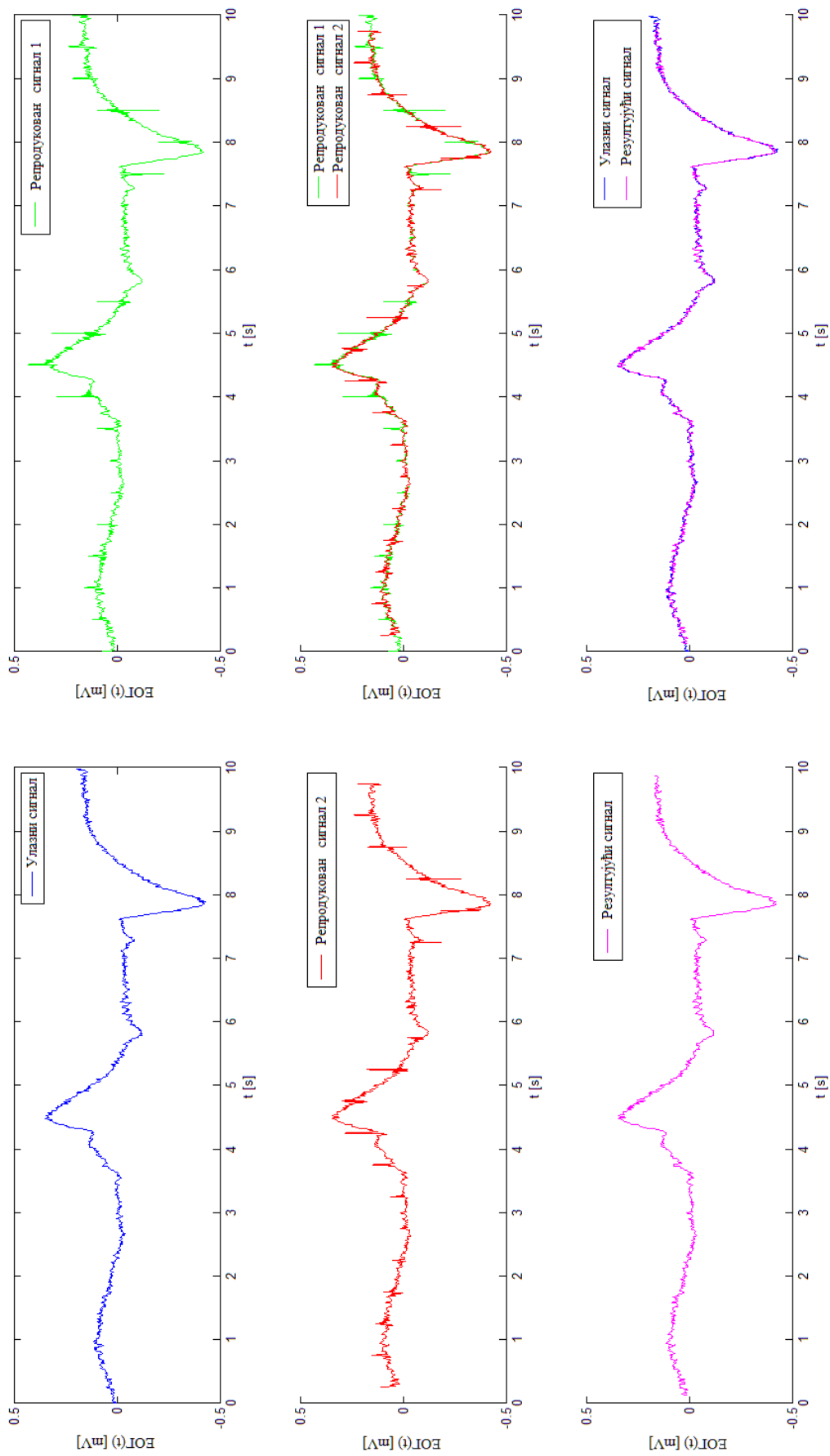
Слика 6.7.б. Увеличани графици са слике 6.7.а



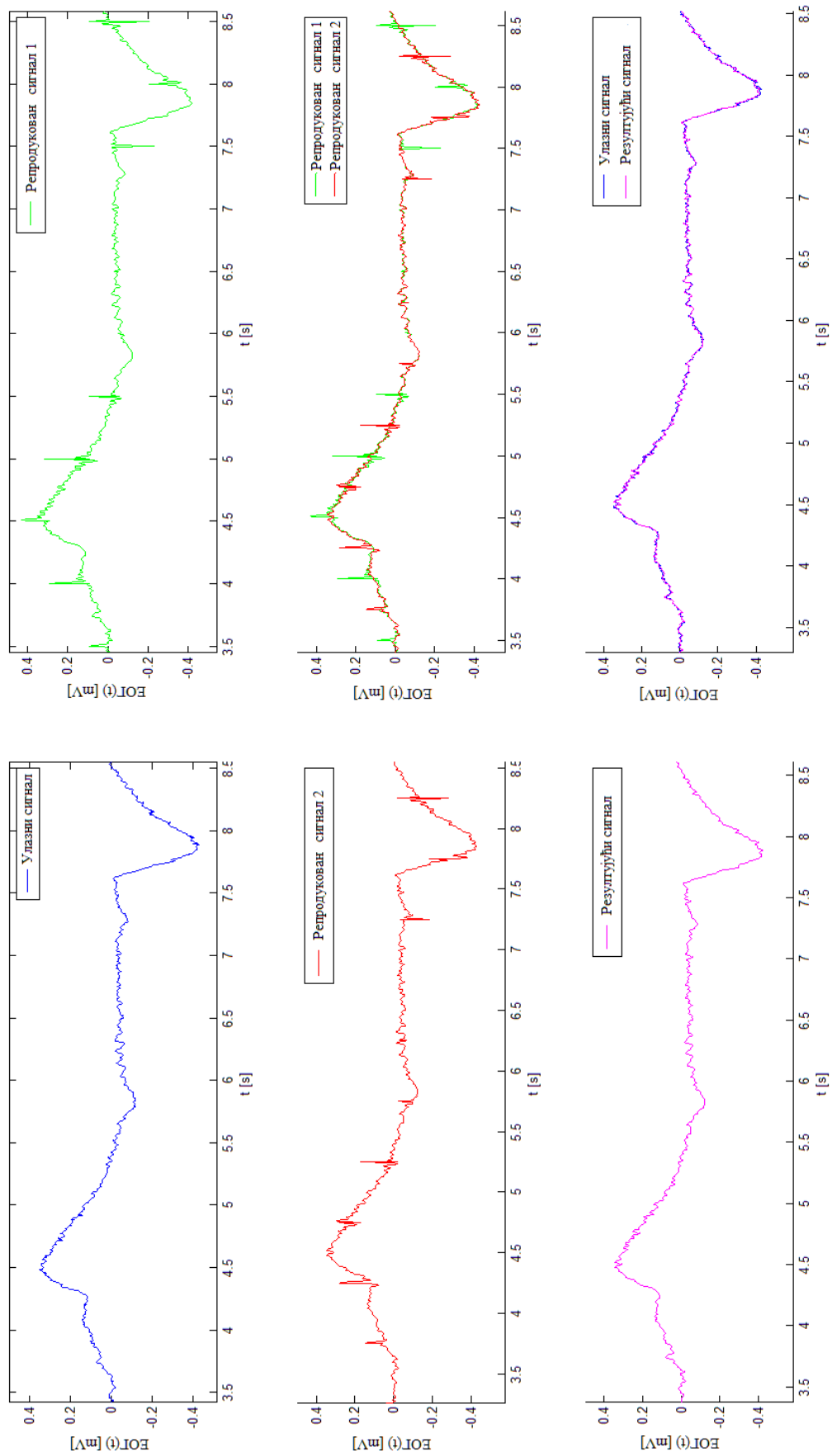
Слика 6.8.а. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал - вредност SNR-а је 0 dB



Слика 6.8.б. Увеличани графици са слике 6.8.а



Слика 6.9.a.. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал - вредност SNR -а је -10 dB

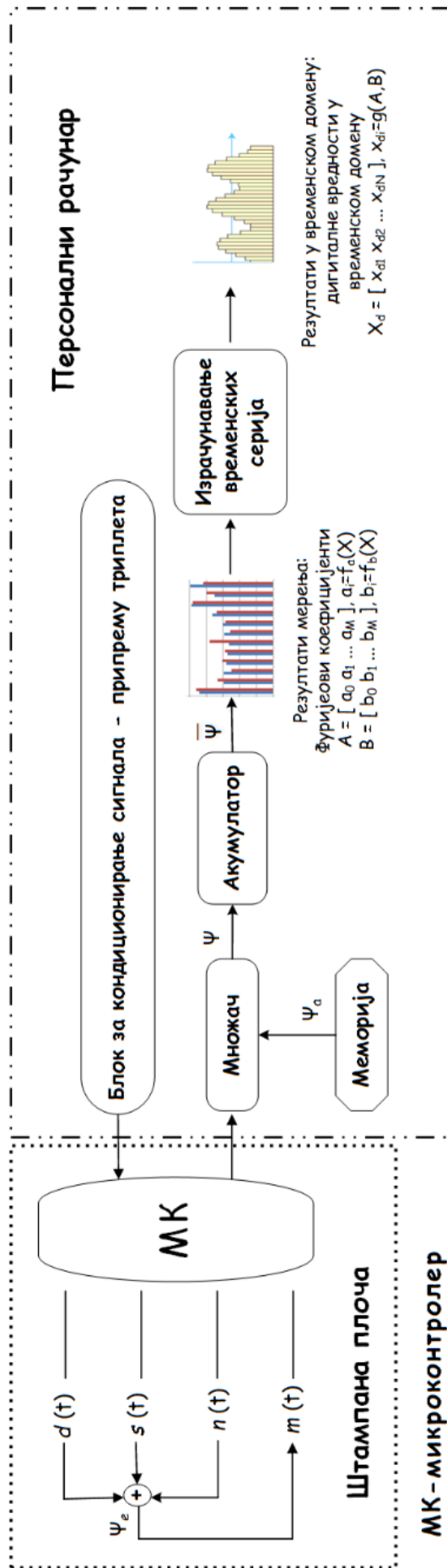


Слика 6.9.б. Увеличани графици са слике 6.9.а

7. Модуларна експериментална платформа

7.1. Микроконтролерски модул за дигитално стохастичко мерење

У циљу провере симулационог модела за ДСМ мерење нестационарних сигнала, описаног у претходном поглављу и у [99, 100], у овој дисертацији пројектовано је и реализовано експериментално хардверско решење. Експериментално хардверско решење заснива се на персоналном рачунару са додатним микроконтролерским хардвером за обраду аналогног сигнала, реализованим на штампаној плочи (слика 7.1). За реализацију овог решења коришћен је 48-пински микроконтролер STM32F303C6T6 [101]. Употребљени микроконтролер има 32-битно *RISC* језгро високих перформанси, које ради на фреквенцији до 72 MHz, уграђену *floating-point* јединицу, уграђену меморију од 32 KB, као и широку палету побољшаних улазно/излазних периферија. Поред тога, STM32F303C6T6 микроконтролер има два брза 12-битна А/Д конвертора (5 Msps), три ултра брза компаратора, операциони појачавач, три Д/А конвертора, један 32-битни тајмер опште намене, један тајмер намењен контроли мотора и четири 16-битна тајмера опште намене. Такође, има стандардне и напредне комуникацијске интерфејсе. Породица STM32F303 микроконтролера ради у температурном опсегу од -40 °C до до +105 °C и напајају се напоном од 2,0 V до 3,6 V.



Слика 7.1. Експериментално хардверско решење засновано на персоналном рачунару са додатном штампаном плочом

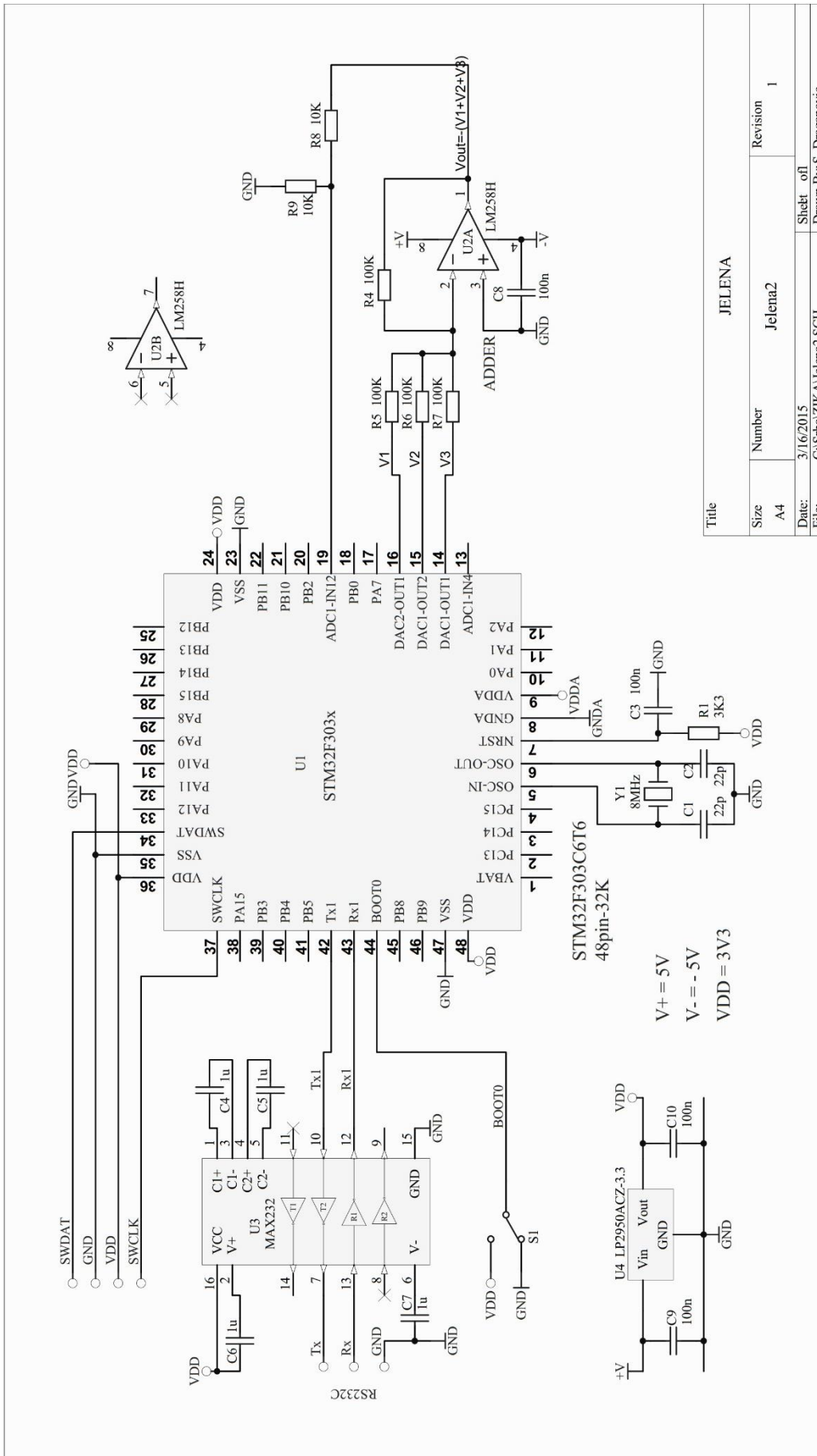
Функционална блок-шема експерименталне штампане плоче, која је повезана са рачунаром преко серијског порта *RS-232*, приказана је на слици 7.2, где важи да је сигнал $s(t)$ улазни сигнал, $n(t)$ шум, $d(t)$ дитер и $m(t)$ резултујући сигнал [102, 103]. Сви ови сигнали су 8-битне дигиталне речи са фреквенцијом од 1 kHz. Сигнали $s_a(t)$, $n_a(t)$, $d_a(t)$ и $m_a(t)$ су аналогни сигнали, где је $m_a(t) = s_a(t) + n_a(t) + d_a(t)$.



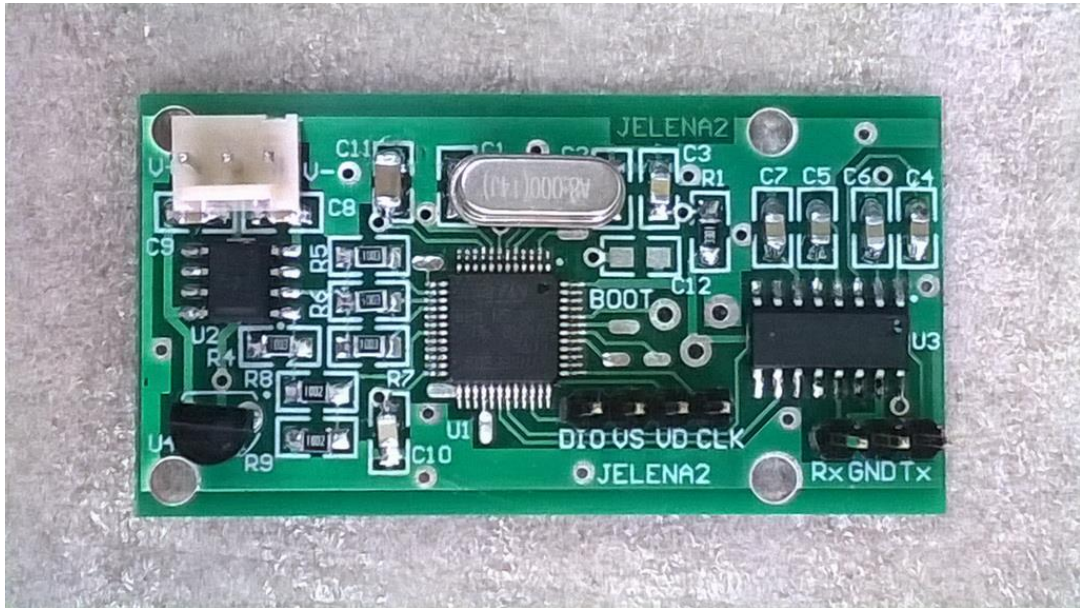
Слика 7.2. Функционална блок-шема штампане плоче повезане са рачунаром

Преко серијског порта *RS-232* рачунар шаље штампаној плочи секвенцу узорака унапред припремљених триплета { сигнал, шум, дитер } фреквенцијом која је једнака фреквенцији од 1 kHz. Примљени триплети се чувају у улазном складишту. Управљани часовником реалног времена, који ради на фреквенцији од 1 kHz, узорци триплета се преносе до улаза Д/А конвертора. Тако почиње Д/А конверзија 8-битних података { сигнал(t), шум(t) дитер(t) }. Аналогни излази Д/А конвертора су везани на улаз аналогног сабирача који извршава сабирање $s_a(t) + n_a(t) + d_a(t)$. На излазу сабирача добија се резултујући аналогни сигнал $m_a(t)$, који се у А/Д конвертору претвара у дигитални сигнал $m(t)$ и смешта у изразно складиште. Из изразног складишта дигиталне вредности резултујућег сигнала се одмах преносе на рачунар преко серијског порта.

Пројектована штампана плоча извршава конверзију у реалном времену, што значи да се подаци из улазног складишта пребацују на Д/А конвертор брзином од 1000 узорака у секунди. Детаљна шема експерименталне штампане плоче приказана је на слици 7.3, док је њен реални изглед приказан на слици 7.4.



Слика 7.3. Детаљна шема експерименталне штампане плоче

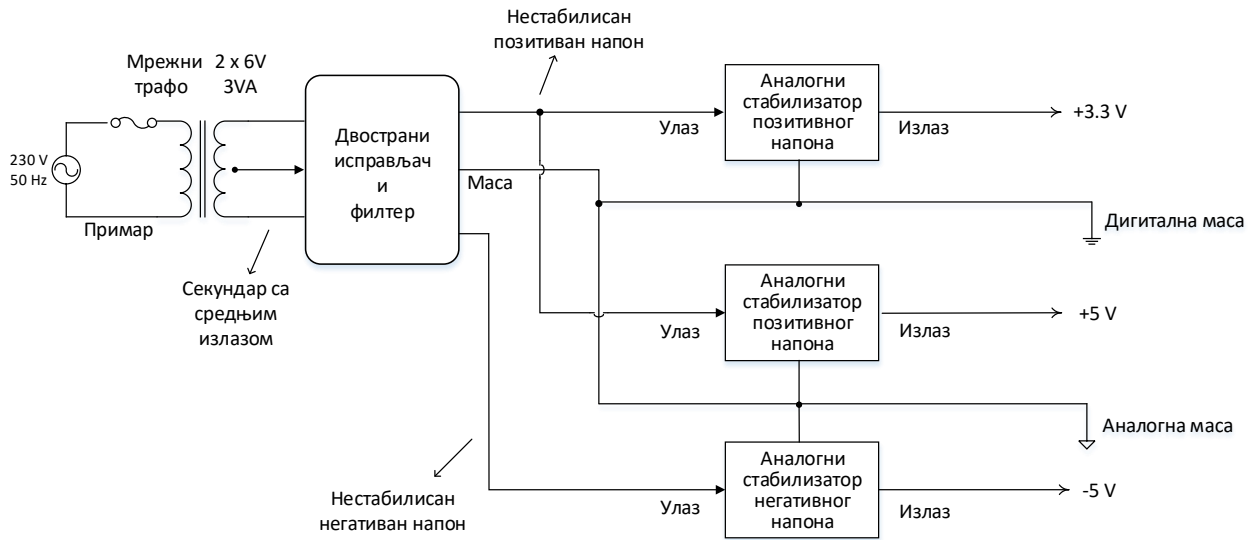


Слика 7.4. Експериментална штампана плоча

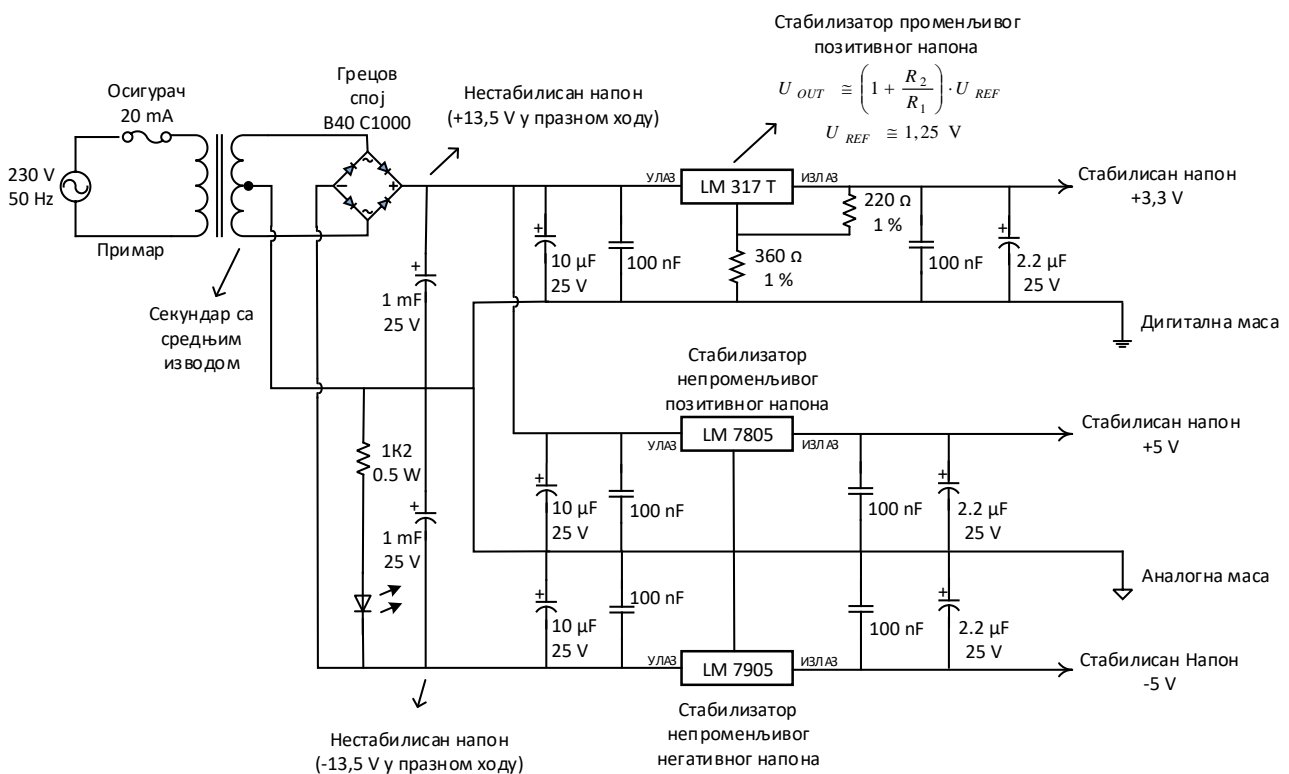
У циљу стабилнијег напајања штампане плоче, као и могућности лаког преношења експеримента, у реализацији експерименталне платформе није коришћен лабораторијски калибратор већ је реализовано засебно напајање са стабилисаним излазним напонима од 3,3 V и +/- 5 V. Блок-шема стабилисаног извора једносмерног напајања штампане плоче приказана је на слици 7.5, док је детаљна електрична шема приказана на слици 7.6.

Део за екстерно напајање реализован је коришћењем линеарних исправљача (стабилизатора), што знатно поједностављује његову израду. Напајање микроконтролера изведено је стабилисаним напоном од 3,3 V, док се операциони појачавач напаја дуалним симетричним стабилисаним напонима од +5 V и -5 V. У циљу смањења могућег утицаја дигиталног шума, који се јавља као последица рада микроконтролера, на квалитет и „чистоћу“ аналогног сигнала, дигитална маса (3,3 V) и аналогна маса (+/-5 V) су раздвојене и спајају се у самом стабилизатору у једној тачки. Трансформатор који је употребљен је малих димензија, али и поред тога обезбеђује двоструко већу струју од оне која је потребна за рад кола. Потрошња операционог појачавача је мала, струја је реда mA.

На слици 7.7 приказано је реализовано екстерно напајање, док је на слици 7.8 приказан начин повезивања са штампаном плочом.



Слика 7.5. Блок-шема стабилизованог извора једносмерног напајања



Слика 7.6. Детаљна електрична шема стабилизованог извора једносмерног напајања



Слика 7.7. Екстерно напајање штампане плоче са стабилисаним излазним напонима од 3,3 V и +/- 5 V



Слика 7.8. Експериментална штампане плоча повезана са стабилисаним напајањем

7.2. Рачунарски модул за управљање експерименталном платформом

Рачунарски модул за управљање експерименталном платформом представља рачунарску апликацију за дигитално стохастичко мерење нестационарних сигнала којој се приступа преко графичког корисничког интерфејса (Graphical User Interface - *GUI*). Апликација је реализована у програму *Delphi* и подешена је према подацима приказаним у табели 7.1.

Табела 7.1. Особине рачунарске апликације

Број мерења (избор)	4 x100 (за сваки <i>SNR</i> ниво)
<i>SNR</i> ниво (избор)	Без додатог шума, 10 dB, 0 dB, -10 dB
Мерни интервал (избор)	[0, <i>T</i>] и $T \in \{0.1 \text{ s}; 0.2 \text{ s}; 0.5 \text{ s}; 1 \text{ s}; 2 \text{ s}\}$
Основна фреквенција	$f_0 = 1 / T \rightarrow f_0 \in \{10 \text{ Hz}; 5 \text{ Hz}; 2 \text{ Hz}; 1 \text{ Hz}; 0.5 \text{ Hz}\}$
Број узорака по мерном интервалу	$N = f_{ADC} \cdot T \rightarrow N \in \{100; 200; 500; 1000; 2000\}$
Дигиталне дитероване базисне функције	Ускладиштене у меморији, симулирају А/Д конвертор следећих особина: Резолуција: $m_2 = 8$ битова Опсег: $\pm R$ и $R=2.5 \text{ V}$ Фреквенција узорковања: $f_{ADC} = 1 \text{ kHz}$
Број мерених Фуријеових коефицијената (избор)	Једносмерна компонента + 15 синусних коефицијената + 15 косинусних коефицијената

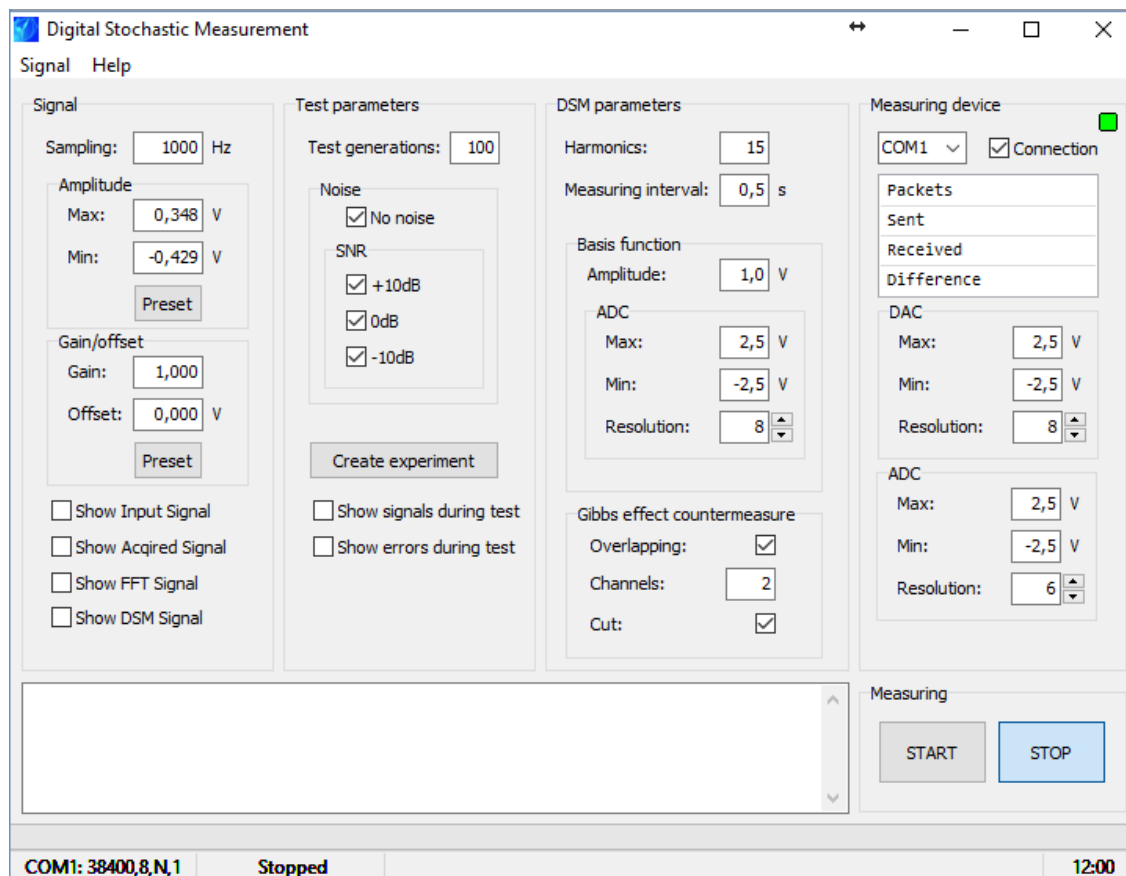
На слици 7.9 приказана је главна форма графичког корисничког интерфејса преко кога се врше подешавања самог експеримента, као и покретање и заустављање извођења експеримената.

Улазни параметри који се могу подесити пре почетка експеримента су фреквенција узорковања, опсег улазног сигнала (максимална и минимална амплитуда), линеарно појачање сигнала (*gain*), померај сигнала (*offset*) и тест параметри. У тест параметре спадају број мерења и ниво односа сигнал/шум (*SNR*).

Пре почетка експеримента врши се кондиционирање улазног сигнала. Када се задају жељене амплитуде улазног сигнала и тест параметри, апликација врши

прорачун (*Preset*) потребног линеарног појачања и помераја. С обзиром да појачање у реалном систему може имати само целобројну вредност, у другом кораку се врши прорачун амплитуда са задатим целобројним појачањем. Након тога, *GUI* показује колике су заиста вредности амплитуда улазног сигнала. Пример кондиционираног улазног сигнала је приказан на слици 7.10.

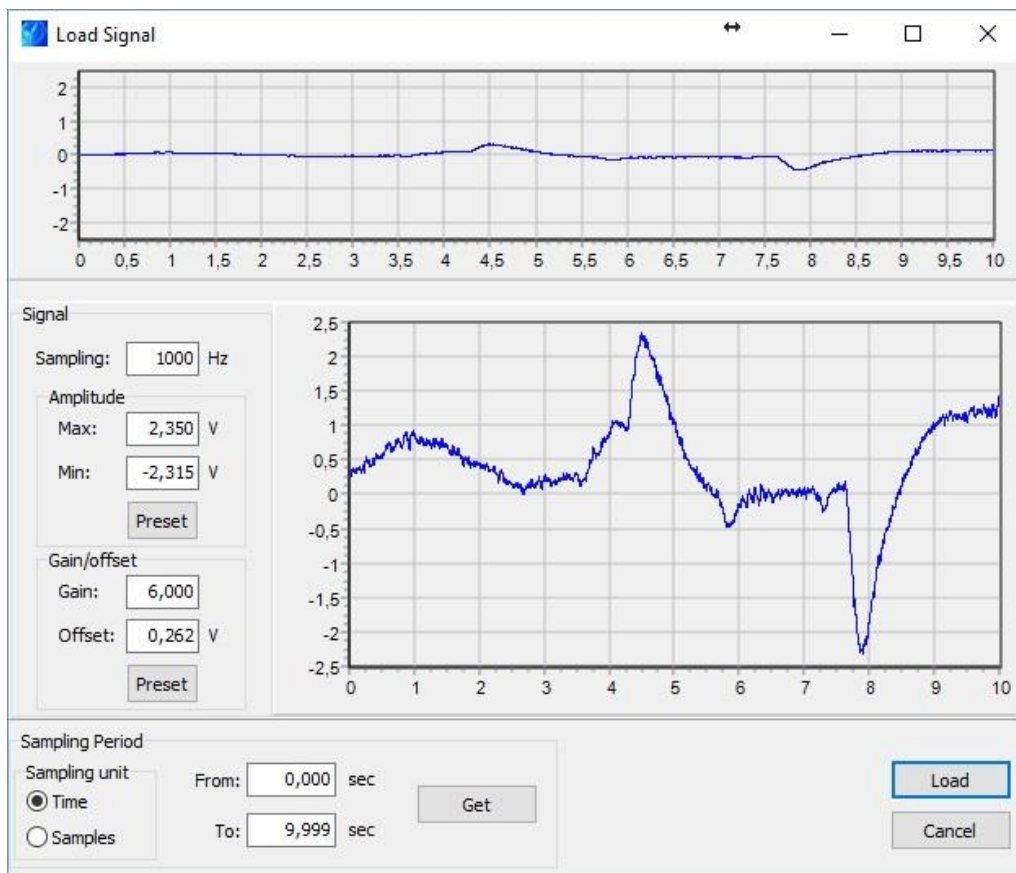
Интерни параметри ДСМ блока су број хармоника, интервал мерења и параметри за генерисање дигиталних дитерованих базисних функција сачуваних у меморији. Спољни параметри ДСМ блока зависе од хардвера штампане плоче, подешавају се у складу са расположивим хардвером и приказују у главној форми *GUI*-а (*Measuring device*). То су фреквенција семпловања и резолуција А/Д и Д/А конвертора микроконтролера и комуникациони порт преко кога је повезан хардвер.



Слика 7.9. Главна форма графичког корисничког интерфејса (Graphical User Interface - *GUI*)

Апликација на рачунару генерише све параметре реализованог уређаја, односно обезбеђује припрему и извођење експеримената, као и анализу добијених резултата. Након подешавања параметара, учитава се кондиционирани улазни сигнал

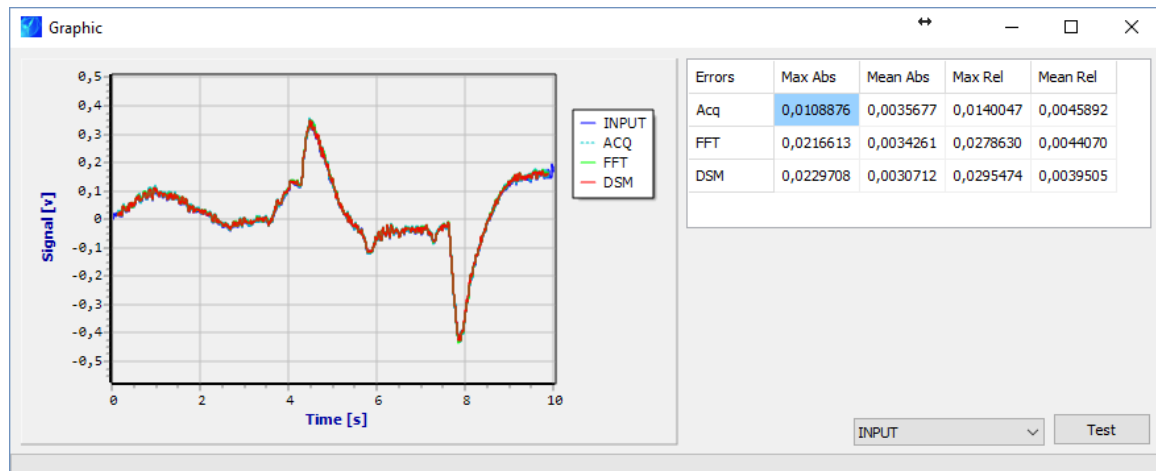
и покреће се експеримент (дугме *START*). Треба напоменути да се извођење експеримента може зауставити у сваком тренутку (дугме *STOP*).



Слика 7.10. Кондициониран улазни сигнал

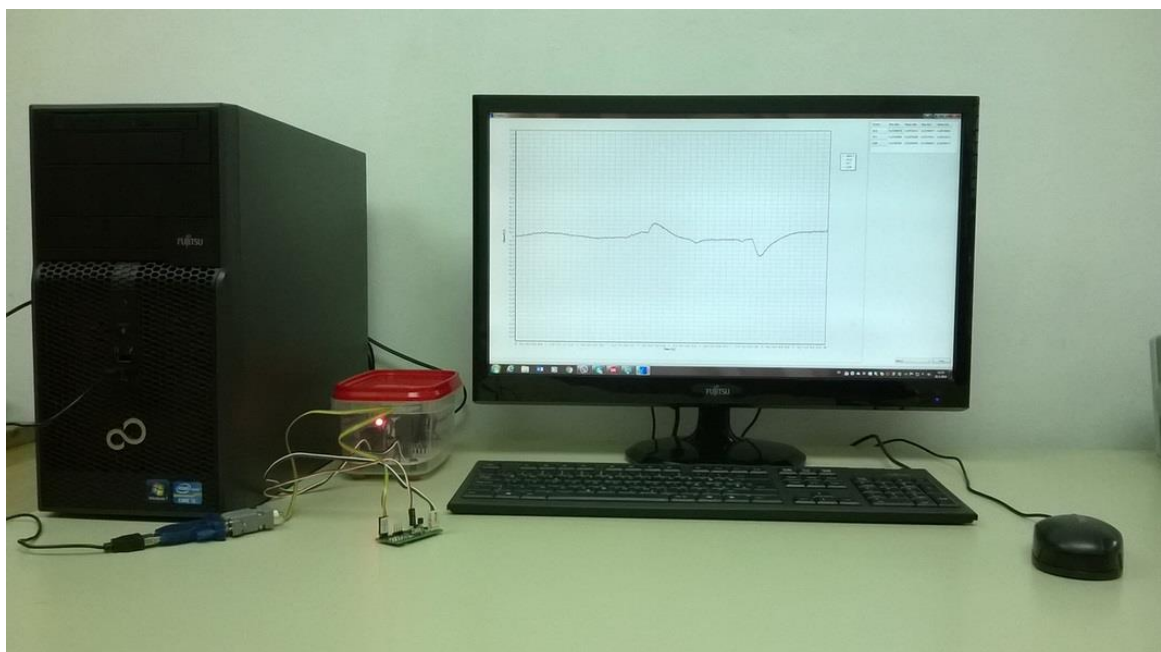
На основу задатих параметара рачунар припрема триплете {сигнал, шум, дитер} и шаље их, преко серијског порта *RS-232*, микроконтролеру на штампаној плочи. Детаљан опис рада штампане плоче са микроконтролером дат је у делу 7.1 овог поглавља. Након завршене обраде, дигиталне вредности резултујућег сигнала $m(t)$ се са штампане плоче одмах преносе на рачунар преко серијског порта. Те дигиталне вредности се потом преносе у дигитални множач. У множачу се дигиталне вредности резултујућег сигнала множе дигитализованим дитерованим базисним функцијама, преузетим из меморије. Добијени производ се преноси до акумулатора. Излази акумулатора су Фуријеови коефицијенти. Сваки Фуријеов коефицијент је функција свих узорака улазног сигнала на задатом мерном интервалу. Ови Фуријеови коефицијенти представљају улазне величине за израчунавање дигиталних вредности сигнала у временском домену, односно за израчунавање репродукованог сигнала. Након завршеног експеримента, апликација се зауставља. Као коначан резултат

конкретног експеримента добијају се грешке мерења у временском домену и одговарајући графици улазног и репродукованог сигнала, који се генеришу и приказују у табеларном и графичком облику (слика 7.11).



Слика 7.11. Резултат експеримента

Фотографија реализованог инструмента за мерење ЕОГ сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора дата је на слици 7.12.



Слика 7.12. Инструмент за мерење ЕОГ сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора

8. Експериментална верификација симулационог модела

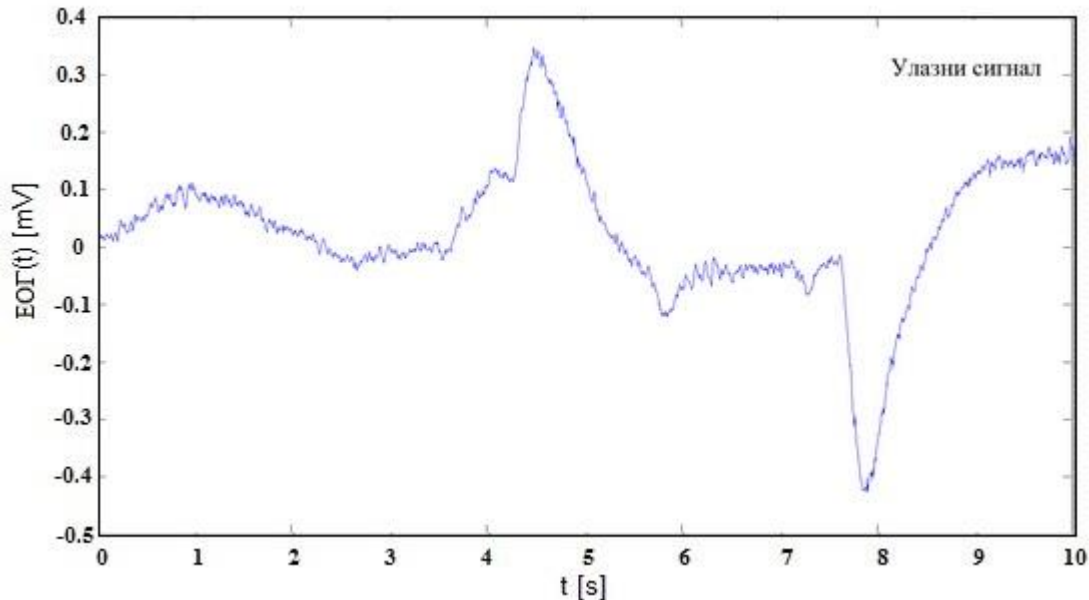
У циљу експерименталне верификације реализованог симулационог модела за мерење ЕОГ сигнала модификованом ДСМ методом, пројектован је инструмент базиран на рачунарској платформи. Имплементирани систем (описан у претходном поглављу) у основи има микроконтролер који добија тест податке из рачунара, генерише аналогни тест сигнал и преузима измерене податке са А/Д конвертора и шаље их натраг рачунару. Овај систем комуницира преко серијског интерфејса, у реалном времену, са рачунаром који обавља дигитално стохастичко мерење.

8.1. Резултати Матлаб симулација дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала

С обзиром на ограничење брзине поуздане серијске комуникације, која износи 38400 bps (енг. *bits per second*), пренос тест сигнала и обрада сигнала у реалном времену може бити могућа само ако фреквенција узорковања не прелази 1 kHz. Када је фреквенција узорковања виша, на пример 250 kHz, поред немогућности преноса тест сигнала серијским интерфејсом, потребан је и велики број израчунавања и велики меморијски простор за базисне функције и израчунате Фуријеове коефицијенте. Из тог разлога, реализована је симулација са смањеном фреквенцијом узорковања, тј. фреквенцијом од 1 kHz.

Улазни сигнал од 10 s је екстрахован из реалне сесије ЕОГ сигнала измерене стандардним инструментом [99, 100] и приказан је на слици 8.1. Амплитуда сигнала је у опсегу од $-0,4275$ mV до $0,3479$ mV. Преузете вредности сигнала су појачане

1000 пута и сабране са 0,025 V. Тако кондициониран ЕОГ сигнал је доведен на улаз ДСМ блока, који је, у реализованој симулацији, конфигурисан према подацима датим у табели 8.1.



Слика 8.1. Улазни сигнал – 10 s сигнала екстрахованих из реално измерене сесије ЕОГ сигнала

Урађена су четири скупа од по 100 симулација (4 x 100), односно један сет од 100 симулација без додавања шума и остала три по 100 симулација са додавањем белог шума улазном сигналу [104]. Додати шум је имао униформну функцију густине вероватноће, а однос сигнал/шум (SNR) је 10 dB, 0 dB, и -10 dB, респективно. Претпостављено је да нема *anti-aliasing* филтера пре блока за ДСМ, који би ограничио фреквентни опсег шума на улазу. Са једне стране, не постојање *анти-алиасинг* филтера пре блока за ДСМ је незгодно са становишта нивоа шума који улази у блок за дигитализацију, али је, са друге стране, ово боље са становишта величине и оптимизације блока за кондиционирање због смањења броја компоненти. Резултат свих скупова симулација, односно грешке мерења у временском домену, приказане су у табели 8.2. Трајање симулације у овом случају износи 6,13 секунди.

Анализом добијених резултата, може се закључити да је време трајања симулације са фреквенцијом узорковања А/Д конвертора од 1 kHz мање у односу на трајање симулације са вишом фреквенцијом узорковања. Међутим, максимална релативна грешка у односу на опсег улазног сигнала је повећана са 2,85 % на 3,31 %, док је средња релативна грешка у односу на опсег улазног сигнала занемарљиво

повећана са 0,35 % на 0,44 % (за $SNR = 0$ dB). Исто тако, средња релативна грешка у случају када је $SNR = -10$ dB је повећана са 0,72 % на 1,02 %. С обзиром да је реализација овог једноставног хардвера за експерименталну верификацију предложене модификоване методе, а посебно у реалном времену, практично немогућа у случају фреквенције узорковања од 250 kHz, повећање грешака мерења у случају смањене фреквенције узорковања је занемарљиво.

Табела 8.1. Особине елемената ДСМ блока у симулацијама

Број симулација	4 x100 (за сваки SNR ниво)
SNR ниво	Без додатог шума, 10 dB, 0 dB, -10 dB
А/Д конвертор	Резолуција: $m_1 = 6$ битова Улазни опсег напона: $\pm R$ и $R = 2.5$ V Фреквенција узорковања: $f_{ADC} = 1$ kHz
Мерни интервал	$[0, T]$ и $T = 0.5$ s, док је $dT = 0.25$ s
Основна фреквенција	$f_0 = 2$ Hz
Број узорака по мерном интервалу	$N = f_{ADC} \cdot T = 500$
Дигиталне дитероване базисне функције	Ускладиштене у меморији, симулирају А/Д конвертор следећих особина: Резолуција: $m_2 = 8$ битова Опсег: $\pm R$ и $R = 2.5$ V Фреквенција узорковања: $f_{ADC} = 1$ kHz
Број мерених Фуријеових коефицијената	Једносмерна компонента + 15 синусних коефицијената + 15 косинусних коефицијената

Табела 8.2. Грешке мерења за мерни интервал од 0,5 s и фреквенцију узорковања 1 kHz - симулација

ГРЕШКЕ	Број хармоника: 15			
	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0223	0.0236	0.0258	0.0344
Максимална релативна [%]	2.5236	3.0430	3.3123	4.4226
Средња апсолутна [mV]	0.0018	0.0025	0.0034	0.0079
Средња релативна [%]	0.2354	0.3202	0.4361	1.0159

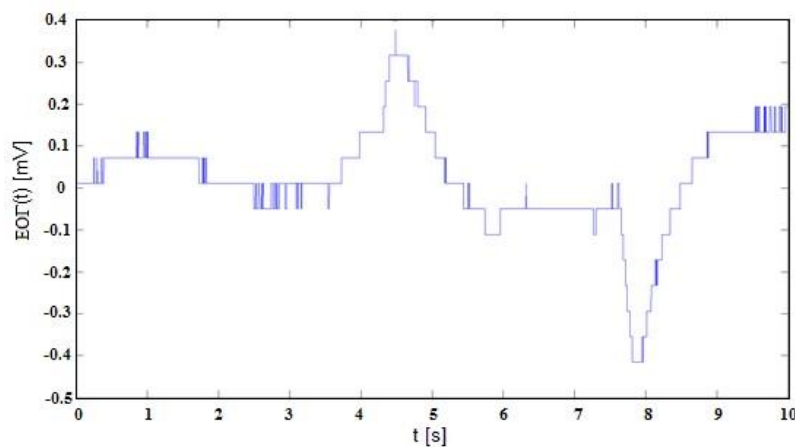
У случају класичног дигиталног мерења ЕОГ сигнала, што подразумева мерење „узорак по узорак“, средња релативна грешка је знатно већа. Све грешке

мерења за класично дигитално мерење, које је изведено 6-битним А/Д конвертором као и за дигитално стохастичко мерење, приказане су у табели 8.3. На сликама 8.2 – 8.5 приказани су одговарајући графици сигнала добијени класичним дигиталним мерењем, за различите вредности SNR -а.

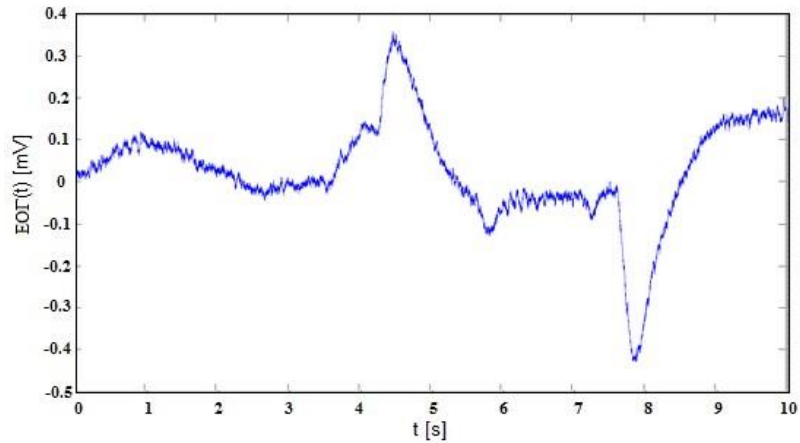
Табела 8.3. Класично дигитално мерење са 6-битним А/Д конвертором и фреквенцијом узорковања од 1 kHz: грешке мерења у временском домену - симулација

ГРЕШКЕ	Број хармоника: 15			
	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0297	0.0164	0.0515	0.1503
Максимална релативна [%]	3.8249	2.1042	6.6292	19.3349
Средња апсолутна [mV]	0.0149	0.0034	0.0098	0.0312
Средња релативна [%]	1.9104	0.4348	1.2558	4.0164

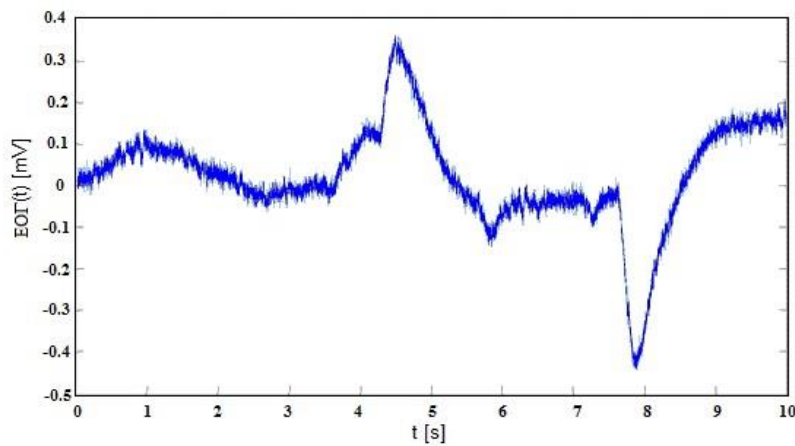
Из табеле 8.3 види се да у случају када је $SNR = -10$ dB, тј. када је присутан шум високог нивоа, средња релативна грешка достиже 4,02 %, док је максимална релативна грешка 19,33 %. Са друге стране, код дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала предложеном методом, такође у случају када је $SNR = -10$ dB, средња релативна грешка је 1,02 %, а максимална релативна грешка 4,42 %.



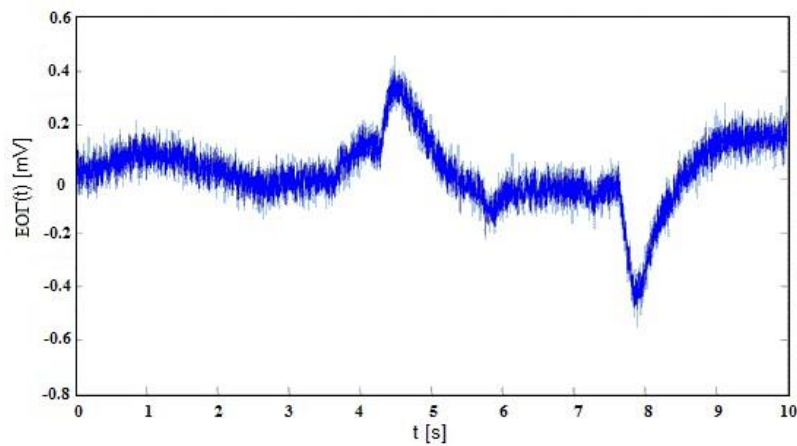
Слика 8.2. Сигнал добијен класичним дигиталним мерењем, без додатог шума



Слика 8.3. Сигнал добијен класичним дигиталним мерењем, $SNR = 10$ dB



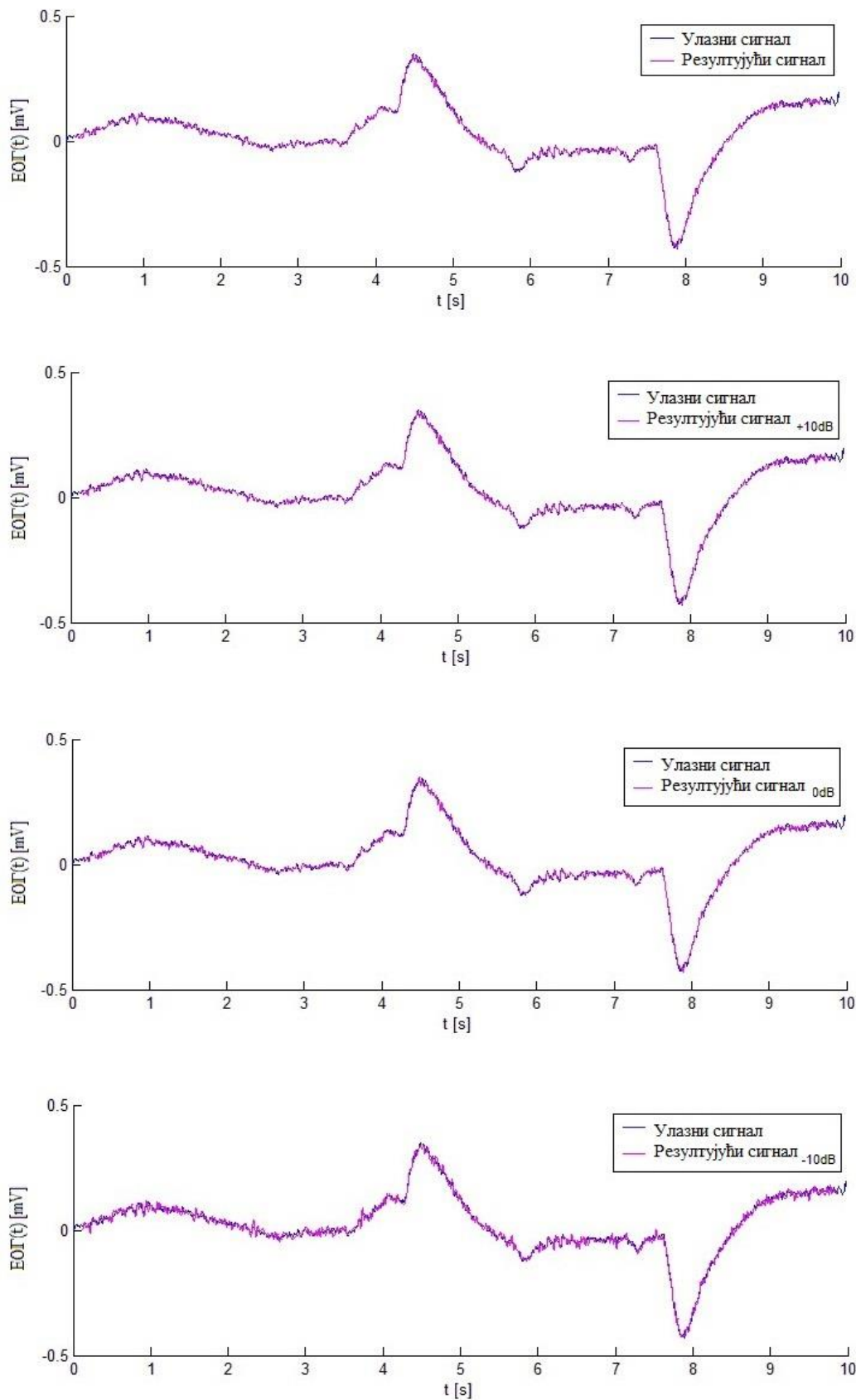
Слика 8.4. Сигнал добијен класичним дигиталним мерењем, $SNR = 0$ dB



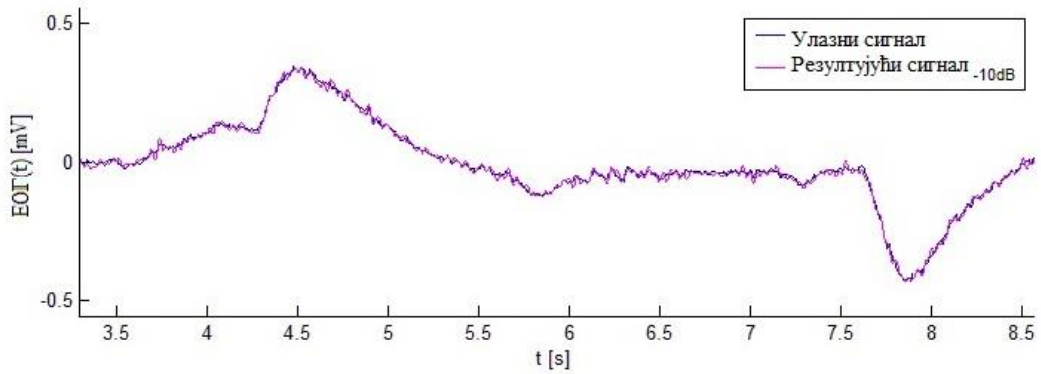
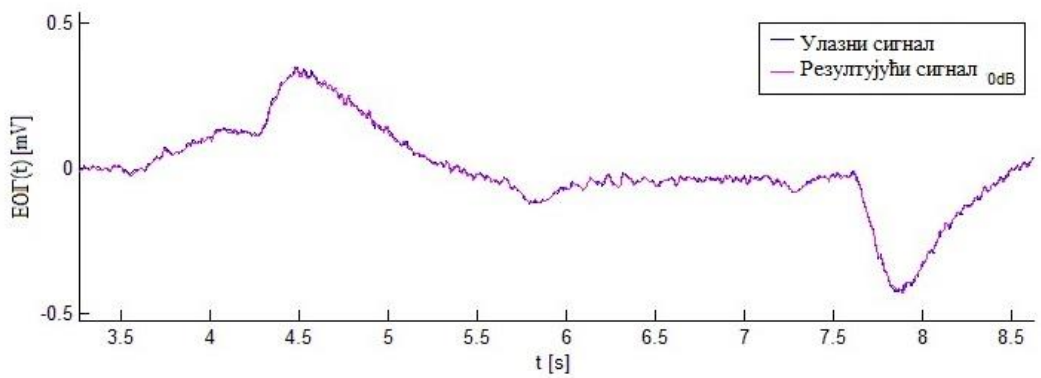
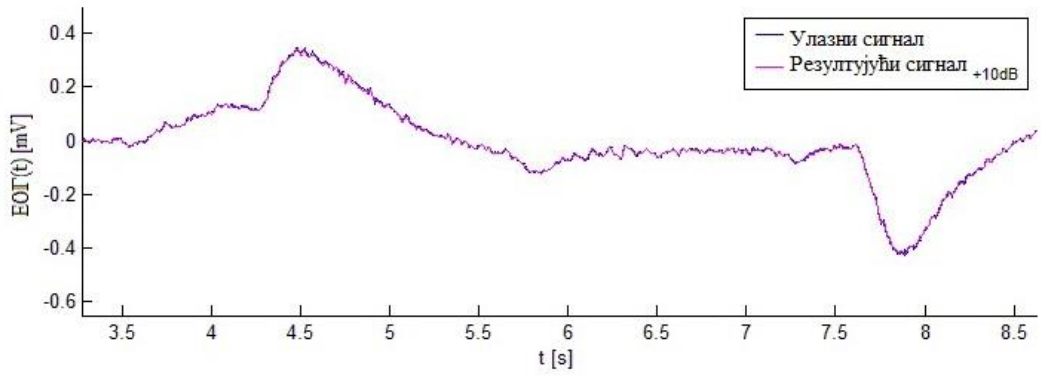
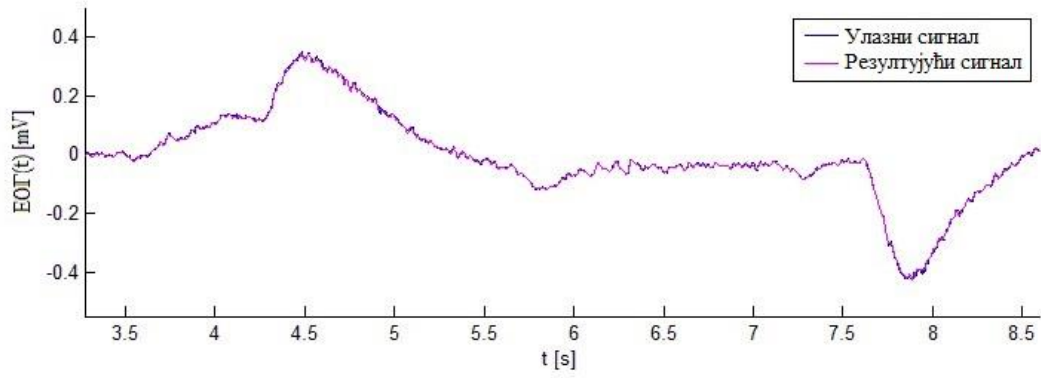
Слика 8.5. Сигнал добијен класичним дигиталним мерењем, $SNR = -10$ dB

Одговарајући графици, који представљају компарацију улазног и резултујућих сигнала, за мерни интервал од 0,5 s и различите вредности SNR -а, представљени су на сликама 8.6 и 8.7 ³.

³ Грешке мерења и графици за различите мерне интервале приказани су у делу *Прилог 3*.



Слика 8.6. Компарација улазног и репродукованих сигнала: без додавања шума и различите вредности SNR -а



Слика 8.7. Увеличани графици са слике 8.6

8.2. Резултати експеримената дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала

Урађена су четири скупа експеримената на исти начин као и симулације - један скуп без додавања шума и остала три са додавањем белог шума улазном сигналу. Додати шум је имао униформну функцију густине вероватноће, а однос сигнал/шум (*SNR*) је 10 dB, 0 dB и -10 dB, респективно [104].

Након завршетка свих експеримената у једном скупу, резултати конкретног скупа се генеришу и представљају у табеларном и графичком облику. Као резултат мерења добијају се апсолутне и релативне грешке у временском домену и одговарајући графици сигнала. Добијене грешке мерења за сва четири скупа експеримената дате су у табели 8.4, док су на сликама 8.8 – 8.11 приказани графици добијених сигнала⁴. Ради лакшег поређења, на сваком графику је приказано по четири сигнала - улазни сигнал (*INPUT*), сигнал добијен класичним дигиталним мерењем (*acquire* - *ACQ*), сигнал добијен брзом Фуријеовом трансформацијом (*Fast Fourier Transform* - *FFT*) и сигнал добијен мерењем модификованом дигиталном стохастичком методом (*digital stochastic measurement* - *DSM*).

Табела 8.4. Грешке мерења за мерни интервал од 0,5 s и фреквенцију узорковања 1 kHz - експеримент

ГРЕШКЕ	Број хармоника: 15			
	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0241	0.0224	0.0240	0.0520
Максимална релативна [%]	3.0954	2.8851	3.0845	6.6849
Средња апсолутна [mV]	0.0031	0.0055	0.0083	0.0197
Средња релативна [%]	0.4012	0.7054	1.0641	2.5371

⁴ Грешке мерења и графици за различите мерне интервале приказани су у делу *Прилог 3*.

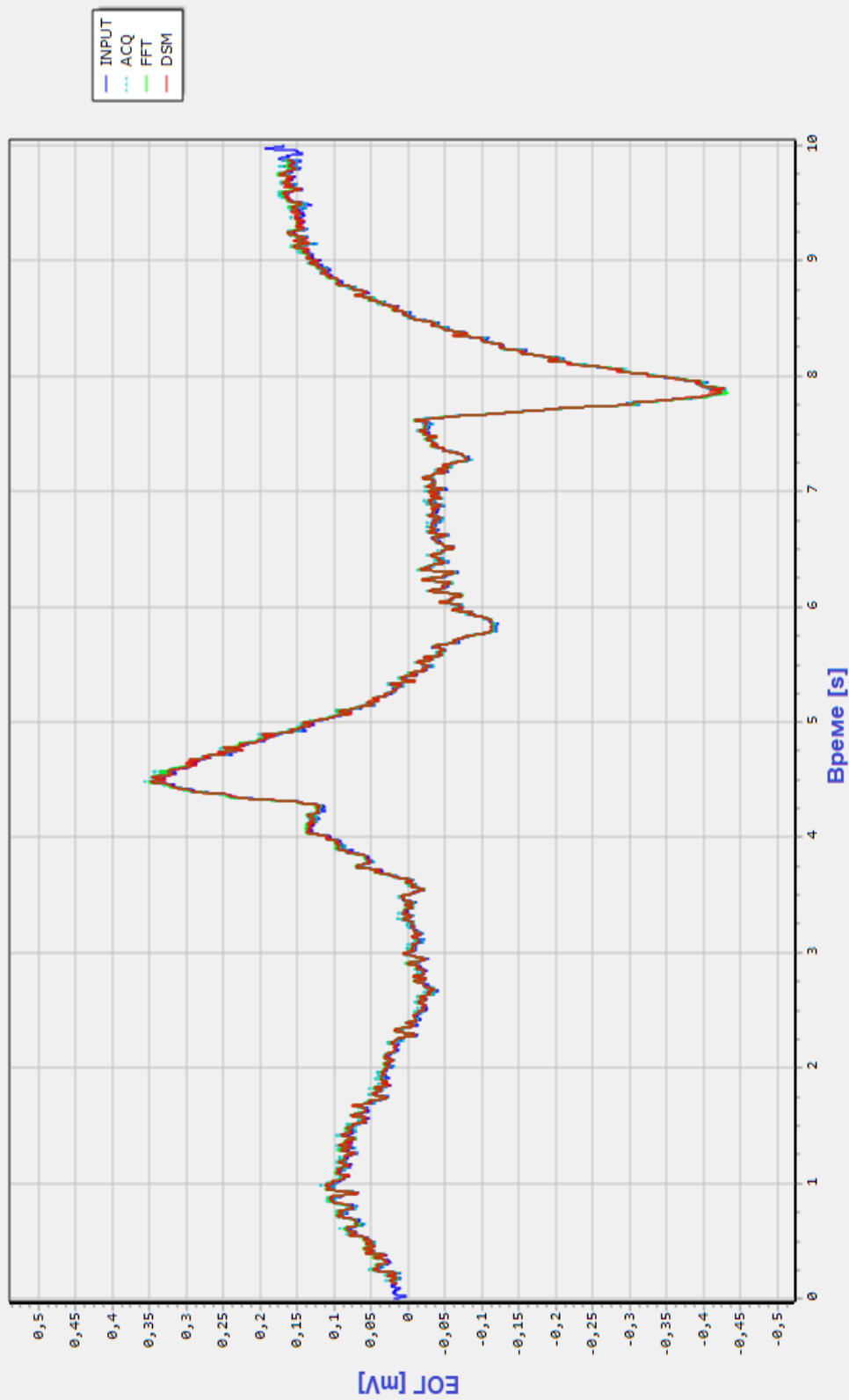
Исто тако, за сва четири скупа експеримената грешке мерења за класично дигитално мерење, које је изведено 6-битним А/Д конвертором као и дигитално стохастичко мерење, приказане су у табели 8.5.

Табела 8.5. Класично дигитално мерење са 6-битним А/Д конвертором и фреквенцијом узорковања од 1 kHz: грешке мерења у временском домену - експеримент

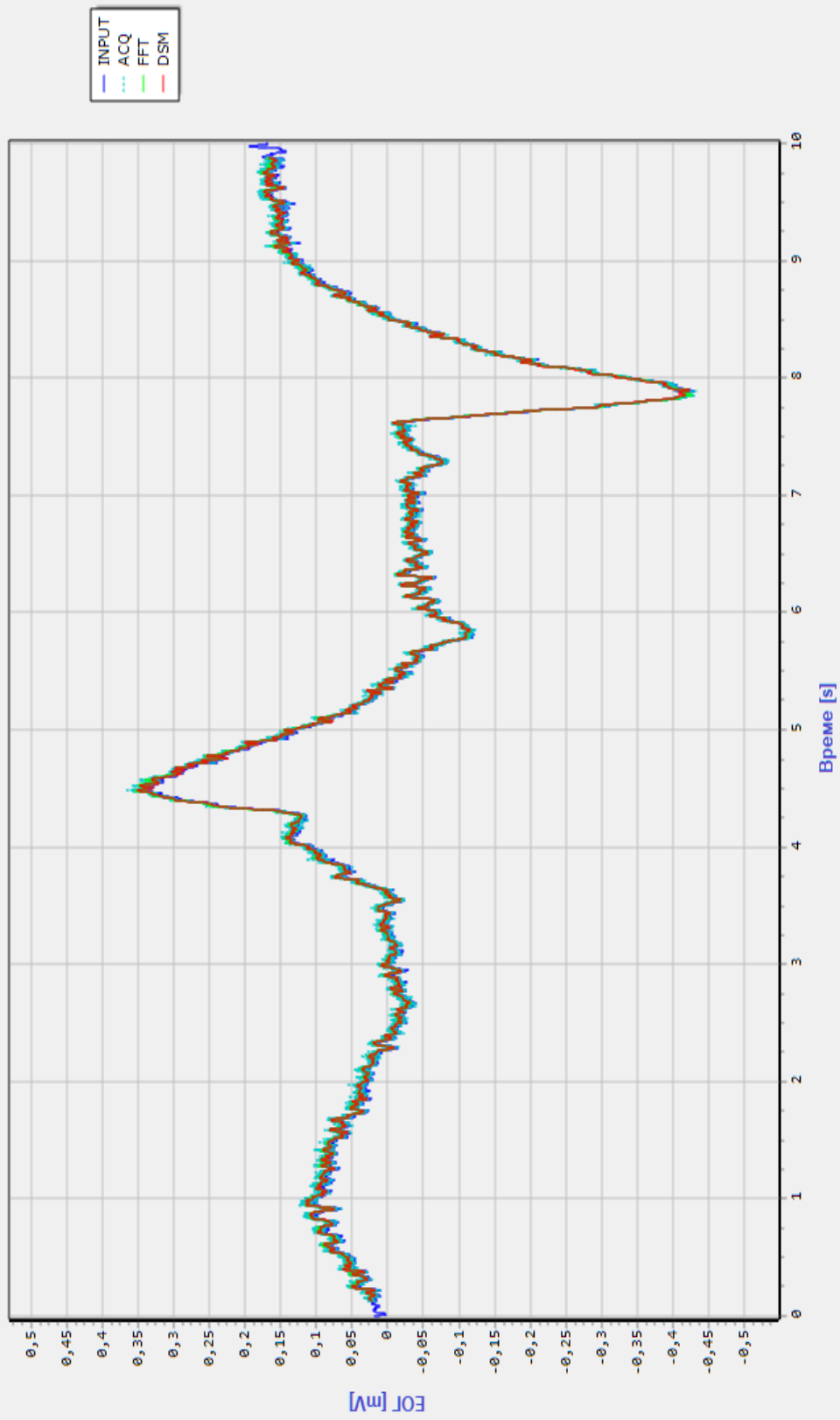
ГРЕШКЕ	Број хармоника: 15			
	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0109	0.0239	0.0561	0.1660
Максимална релативна [%]	1.4005	3.0713	7.2141	21.3550
Средња апсолутна [mV]	0.0036	0.0065	0.0124	0.0360
Средња релативна [%]	0.4578	0.8360	1.5966	4.6346

На основу добијених резултата може се закључити да су грешке експеримента веће у односу на грешке симулације, и у случају примене модификоване ДСМ методе и у случају класичног дигиталног мерења. Ово повећање грешака је последица несавршености конвертора којима се изводи двострука конверзија сигнала при извођењу експеримената. С обзиром да експериментални хардвер није оклопљен и заштићен, не треба занемарити ни утисај амбијенталног шума на систем.

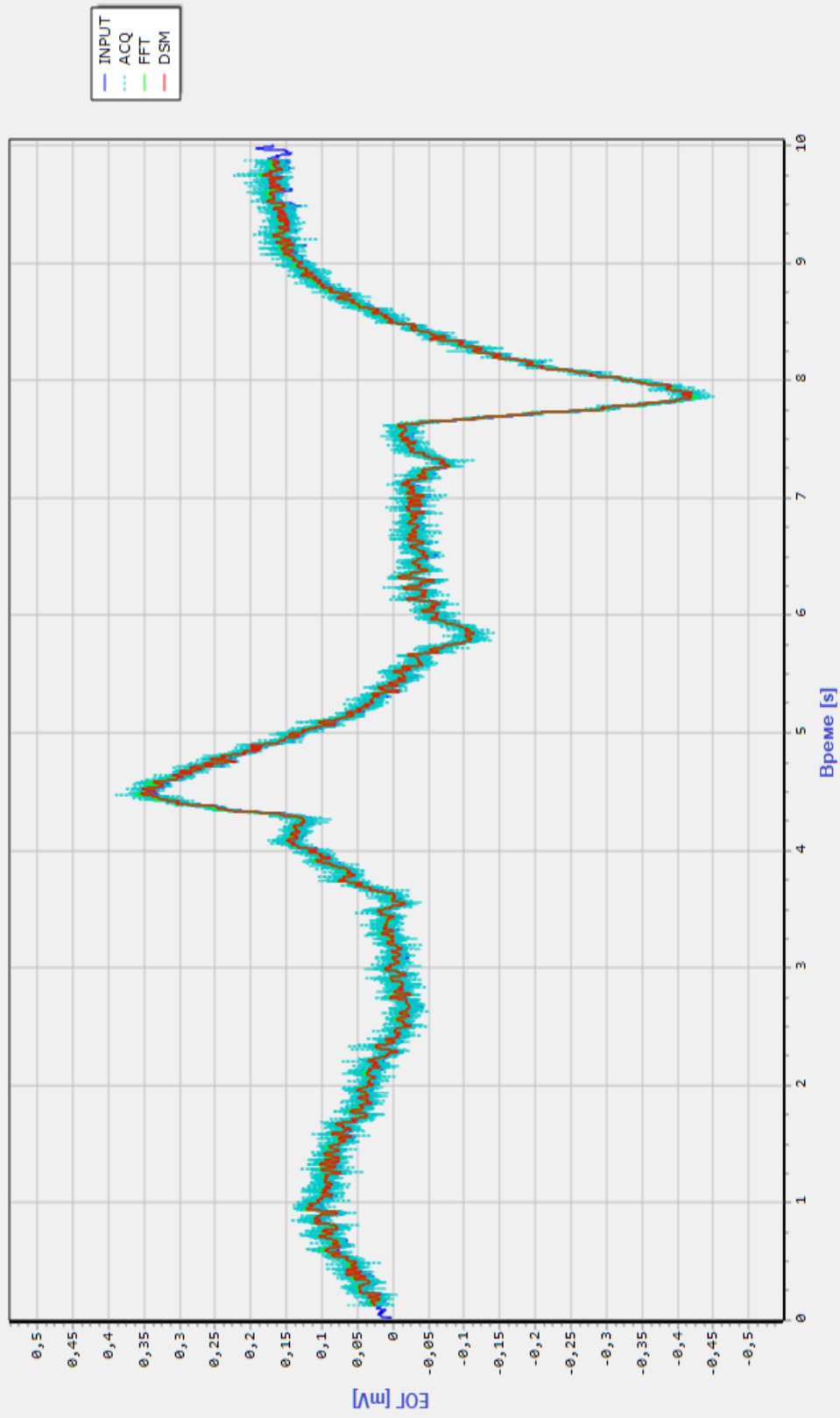
Упоређивањем добијених грешака мерења, долази се до закључка да предложено експериментално решење за мерење ЕОГ сигнала модификованом ДСМ методом даје боље резултате од класичног дигиталног мерења. Наиме, из табеле 8.5 види се да у случају када је $SNR = -10$ dB, тј. када је присутан шум високог нивоа, средња релативна грешка достиже 4,63 %, док је максимална релативна грешка 21,36 %. Са друге стране, код дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала предложеном методом, такође у случају када је $SNR = -10$ dB, средња релативна грешка је 2,54 %, а максимална релативна грешка 6,68 % (табела 8.4).



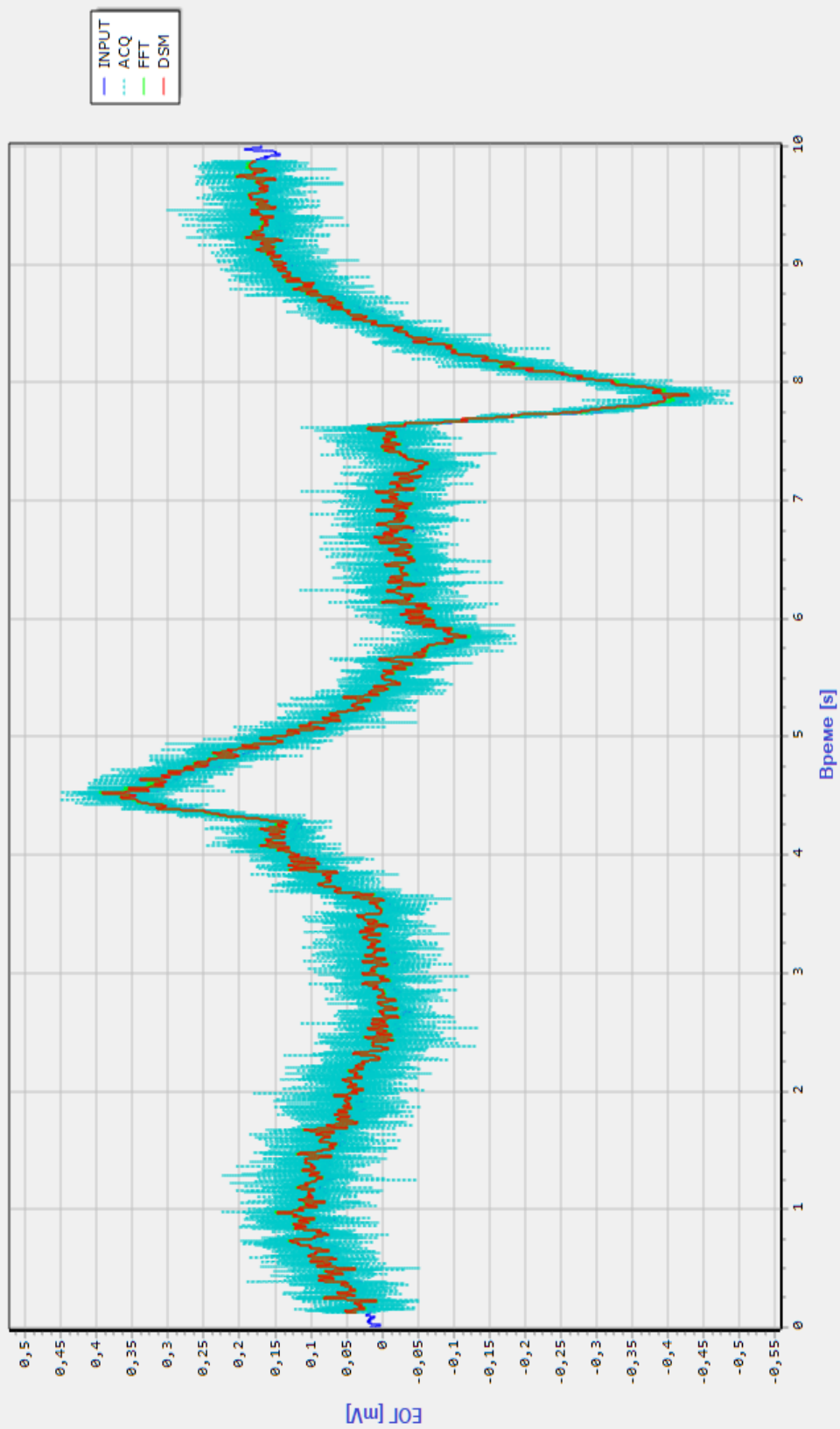
Слика 8.8. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом дигиталном стохастичком методом – без додатог шума



Слика 8.9. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом дигиталном стохастичком методом – вредност *SNR*-а је +10 dB



Слика 8.10. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT* -ом и сигнал измерен модификованом дигиталном стохастичком методом – вредност *SNR*-а је 0 dB



Слика 8.11. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен FFT -ом и сигнал измерен модификованом дигиталном стохастичком методом – вредност SNR -а је -10 dB

9. Закључак

Електроокулографија нам омогућава детектовање покрета очију мерењем потенцијала између рожњаче и мрежњаче и представља једну од најчешће коришћених метода за детекцију покрета ока. Поред клиничке примене, електроокулографија има примену и у истраживањима. Електроокулографски сигнали се у последње време све више користе за управљање екстерним уређајима, као што су виртуелне тастатуре, електрична инвалидска колица, вештачке руке и роботи, и алармни системи засновани на систему интеракције човека и рачунара - *HCI*.

Мерно-аквизициони системи у електроокулографији могу се поделити на аналогне и дигиталне, у зависности од тога да ли се врши дигитализација аналогног ЕОГ сигнала или не. Сложеност ЕОГ система може доста да варира, али у основи сваког постоји неколико блокова које чине електроде и појачавач са филтерима, уређај за записивање аналогног сигнала (код аналогних система), блок за дигитализацију и рачунар (код дигиталних система). Како ЕОГ сигнал спада у веома слабе сигнале, подложен је великим изобличењима услед амбијенталног шума. Развијене су многе методе пројектовања појачавачког блока и рачунарске обраде дигиталних резултата мерења које потискују шум, ако ниво амбијенталног шума није превелики. Међутим, у случајевима снимања ЕОГ сигнала у присуству високог нивоа амбијенталног шума те методе нису довољне.

Поред тога, код комерцијалних ЕОГ уређаја, код којих се искључиво користи метода класичног дигиталног мерења, уграђени А/Д конвертори имају већу резолуцију него што је потребно. То доказује чињеница да су вредности најмањег значајног бита уграђеног А/Д конвертора много мање од вредности унутрашњег

шума који узрокују сами уређаји. Због тога постоји потреба за моделом ЕОГ уређаја који ће унапредити тачност у условима снимања ЕОГ сигнала у присуству високог нивоа амбијенталног шума и уједно користити А/Д конверторе ниске резолуције и једноставан хардвер. Претпоставка да се такав модел може реализовати применом дигиталне стохастичке методе мерења јавила се на основу раније верификације и имплементације ове методе у пракси.

Метода дигиталног стохастичког мерења је најпре верификована симулационо и експериментално у мерењу стационарних сигнала. Имплементирана је на примеру мерења временски непроменљивих сигнала и простопериодичних сигнала, а потом и на примеру мерења сложенопериодичних сигнала и зашумљених сложенопериодичних сигнала. Симулациона и експериментална верификација ове методе извршена је и на примеру мерења нестационарног ЕЕГ сигнала.

У овом раду је најпре формиран одговарајући модел дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала. Након анализе добијених резултата, утврђено је да се појављују одступања на почетку и на крају сваког мерног интервала и да представљају последицу појаве Гибсовог феномена. Овај феномен значајно повећава грешке мерења.

С обзиром да је утицај појаве Гибсовог феномена на грешку мерења велики, развијена је модификација дигиталне стохастичке мерне методе. Модификација се огледа у томе да се постигне преклапање мерних интервала (временских прозора) T_k . У ту сврху, имплементиран је идентичан мерни канал који мери исти ЕОГ сигнал, али код кога узорковање почиње са унапред дефинисаним кашњењем dT . На слици 6.4 приказано је преклапање мерних интервала (временских прозора) T_k и T_k' ($k = 1, 2, \dots$), који представљају интервале мерења у мерним каналима K_1 и K_2 , респективно. Као коначан резултат добија се резултујући сигнал тако што се из сваког мерног канала узимају само узорци из области где нема појаве Гибсовог феномена. Ова метода је названа метода мерења ЕОГ сигнала на интервалу са преклапањем временских прозора, односно модификована дигитална стохастичка метода мерења (МДСММ). На основу предложене методе, формиран је одговарајући симулациони модел дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала. Фреквенција узорковања је 250 kHz. Овај модел је метролошки верификован путем већег броја описаних симулација.

У циљу експерименталне верификације реализованог симулационог модела за мерење ЕОГ сигнала модификованом ДСМ методом, пројектован је инструмент базиран на рачунарској платформи. Имплементирани систем у основи има

микроконтролер који добија тест податке из рачунара, генерише аналогни тест сигнал и преузима измерене податке са А/Д конвертора и шаље их натраг рачунару. Рачунарска апликација за управљање експерименталном платформом, којој се приступа преко графичког корисничког интерфејса (Graphical User Interface - *GUI*), генерише све параметре реализованог уређаја, односно обезбеђује припрему и извођење експеримената, као и анализу добијених резултата. Овај систем комуницира преко серијског интерфејса, у реалном времену, са рачунаром који обавља дигитално стохастичко мерење.

С обзиром на ограничење брзине поуздане серијске комуникације, која износи 38400 bps, пренос тест сигнала и обрада сигнала у реалном времену могу бити могући само ако фреквенција узорковања не прелази 1 kHz. Када је фреквенција узорковања виша, на пример 250 kHz, поред немогућности преноса тест сигнала серијским интерфејсом, потребан је и велики број израчунавања и велики меморијски простор за базисне функције и израчунате Фуријеове коефицијенте. Из тог разлога, реализован је симулациони модел са смањеном фреквенцијом узорковања, тј. фреквенцијом од 1 kHz.

Анализом добијених резултата, закључује се да је време трајања симулације са фреквенцијом узорковања А/Д конвертора од 1 kHz мање у односу на трајање симулације са вишом фреквенцијом узорковања, али су повећане грешке мерења. С обзиром да је реализација овог једноставног хардвера за експерименталну верификацију предложене модификоване методе, а посебно у реалном времену, практично немогућа у случају фреквенције узорковања од 250 kHz, повећање грешака мерења у случају смањене фреквенције узорковања је занемарљиво. Модел експерименталног хардверског решења је метролошки верификован путем већег броја експеримената.

Упоредивањем добијених грешака мерења, долази се до закључка да предложено експериментално решење за мерење ЕОГ сигнала МДСМ методом даје боље резултате од класичног дигиталног мерења, а посебно у случајевима присуства шума високог нивоа. Код класичног дигиталног мерења дигитализује се сигнал на улазу, а задатак потискивања шума је остављен блоку за појачање и дигиталној обради сигнала на рачунару. Код модела дигиталног стохастичког мерења ЕОГ сигнала, дигитални блок се замењује дигиталним стохастичким блоком, који омогућава додатно потискивање шума, што чини овај систем напреднијим у односу на класичне системе.

На овај начин постигнути су циљеви истраживања и закључак је да стохастичко дигитално мерење није погодно само за мерење хармоника стационарних сигнала, већ се оно може користити и за мерење ЕОГ сигнала, уз предложену модификацију дигиталне стохастичке методе мерења.

Овим је доказана хипотеза изложена у уводу - да модел стохастичког дигиталног мерења ЕОГ сигнала омогућује пројектовање ЕОГ мерног уређаја који је отпорнији на утицај шума, него што је то случај са ЕОГ мерним уређајима заснованим на класичном дигиталном мерењу. С обзиром да модел стохастичког дигиталног мерења ЕОГ сигнала не захтева употребу *anti-aliasing* (аналогних ниско-фреквентних) филтера, ово поједностављује дизајн појачавачког блока и смањује потребу ослањања на поузданост аналогних електронских кола.

Нова метода се може применити у прецизним мерењима ЕОГ сигнала, како за потребе медицинске дијагностике тако и у сврхе истраживања, као што су области управљања екстерним уређајима (виртуелне тастатуре, електрична инвалидска колица, вештачке руке и роботи).

Имајући у виду ове резултате, предложени приступ може да се користи за пројектовање и реализацију инструмента са довољном тачношћу, користећи једноставан хардвер.

Литература

1. Arimitsu, S.; Sasaki, K.; Hosaka, H.; Itoh, M.; Ishida, K.; Ito, A. *Seat Belt Vibration as a Stimulating Device for Awakening Drivers*, *Mechatronics*, IEEE/ASME Transactions on, vol. 12, no. 5, pp. 511-518, Oct. 2007.
2. Barea, R.; Boquete, L.; Mazo, M.; López, E. *Wheelchair guidance strategies using EOG*, *J. Intell. Robot. Syst.*, vol. 34, no. 3, pp. 279–299, 2002.
3. Iáñez, E.; Azorín, J.M.; Fernández, E.; Úbeda, A. *Interface based on electrooculography for velocity control of a robot arm*, *Appl. Bion. Biomech.*, vol. 7, no. 3, pp. 199–207, Sep. 2010.
4. Nagel, J.H. *Biopotential Amplifiers*, Chapter 70 in *The Biomedical Engineering Handbook*, Joseph D. Bronzino (Ed.), CRC Press LLC, 2000.
5. Zhao Lv, Xiao-Pei Wu, Mi Li, De-Xiang Zhang, *Development of a human computer Interface system using EOG*, *HEALTH*, vol. 1, pp. 39-46, 2009.
6. Siddiqui, U.; Shaikh, A.N. *An Overview of 'Electrooculography'*, *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, vol. 2, no. 11, 2013.
7. Venkataramanan, S.; Prabhat, P.; Choudhury, S.R.; Nemade, H.B.; Sahambi, J.S. *Biomedical Instrumentation based on Electrooculogram (EOG) Signal Processing and Application to a Hospital Alarm System*, *Proceedings of International Conference on Intelligent Sensing and Information Processing –ICISIP*, pp. 535 – 540, 4-7 January, 2005.
8. CleveLabs Laboratory Course System – Student Edition, *Electro-Oculography I Laboratory*, Cleveland Medical Devices Inc., Cleveland, Ohio, USA

9. Ubeda, A.; Iañez, E.; Azorin, J.M. *Wireless and Portable EOG-Based Interface for Assisting Disabled People*, Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, vol. 16, no. 5, pp. 870 – 873, Oct. 2011.
10. J. von Neumann, *Probabilistic logic and the synthesis of reliable organisms from unreliable components*, In Shannon, C., McCarthy, J. (eds.) Automata Studies. Princeton University Press, pp. 43-98, 1956.
11. Wagdy, M.F., Ng, W. *Validity of uniform quantization error model for sinusoidal signals without and with dither*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 38, no. 3, pp. 718-722, 1989.
12. Kamensky, M., Kovač, K. *Correction of ADC errors by additive iterative method with dithering*, Measurement Science Review, vol. 1, no. 1, pp. 15-18, 2011.
13. Vujičić, V., Milovančev, S., Pešaljević, M., Pejić, D., Župunski, I. *Low frequency stochastic true RMS instrument*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 48, no. 2, pp. 467-470, 1999.
14. Pejić, D., Vujičić, V. *Accuracy limit of high precision stochastic Watt-hour meter*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 49, no. 3, pp. 617-620, 2000.
15. Santrač, B., Sokola, M.A., Mitrović, Z., Župunski, I., Vujičić, V. *A novel method for stochastic measurement of harmonics at low signal-to-noise ratio*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 58, no. 10, pp. 3434-3441, 2009.
16. Pjevalica, V., Vujičić, V. *Further generalization of the low-frequency true-RMS instrument*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 59, no. 3, pp. 736-744, 2010.
17. Antić, B.M, Mitrović, Z.L, Vujičić V.V. *A method for harmonic measurement of real power grid signals with frequency drift using instruments with internally generated reference frequency*, Measurement Science Review, vol. 12, no. 6, pp. 277-285, 2012.
18. Sovilj, P. M., Milovančev, S. S., Vujičić, V. *Digital Stochastic Measurement of a Nonstationary Signal with an Example of EEG Signal Measurement*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 60, no. 9, pp. 3230-3232, 2011.
19. Д. Раденковић, *Електромедицинска инструментација*, Електронски факултет, Ниш, 2005.
20. http://en.wikipedia.org/wiki/Membrane_potential

21. R. Barr, *Basic Electrophysiology*, Chapter 19 in *Biomedical Engineering Fundamentals*, Vol. I, J.D. Bronzino (Editor), 3rd ed., CRC Press Taylor & Francis Group, 2006.
22. Aguirre, J; Votta-Velis, G; Borgeat, A (2012). *Practical pharmacology in regional anesthesia*. In: Kaye, A D; Urman, R D; Vadivelu, N. *Essentials of Regional Anesthesia*. New York: Springer, 121-156.
23. Платон Совиљ, *Стохастичко дигитално мерење ЕЕГ сигнала*, докторска дисертација, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду, 2010.
24. http://en.wikipedia.org/wiki/Action_potential
25. R. Plonsey and R. C. Barr, *Bioelectric Phenomena: A Quantitative Approach*. New York: Plenum, 1988.
26. J. Malmivuo and R. Plonsey, *Bioelectromagnetism Principles and Applications of Bioelectric and Biomagnetic Fields*. Oxford: Oxford University Press, 1995.
27. R. M. Gulrajani, *Bioelectricity and Biomagnetism*. Montreal: John Wiley & Sons, 1998.
28. M. R. Neuman, *Biopotential electrodes*, in *Medical Instrumentation. Application and Design* (J. G. Webster, ed.), ch. 5, pp. 183-232, New York: John Wiley & Sons, 1998.
29. L. Sornmo, P. Laguna, *Bioelectrical Signal Processing in Cardiac and Neurological Applications*, Elsevier Academic Press, 2005.
30. J. C. Armington, *The Electroretinogram*. New York: Academic Press, 1974.
31. J. R. Heckenlively and G. B. Arden (eds.), *Principles and Practices of Clinical Electrophysiology of Vision*. St. Louis, MO: Mosby Year Book, 1991.
32. R. H. S. Carpenter, *Movements of the Eyes*. London: Pion, 2nd ed., 1988.
33. W. C. Alvarez, *The electrogastrogram and what it shows*, JAMA, vol. 28, pp. 1116-1118, 1922.
34. <http://www.laserfocus.eu/ljudsko-oko>
35. https://sr.wikipedia.org/sr/Прави_мишићи_очне_јабучице
36. Dragan Golubović, *Elektrookulografija na Biopac sistemu*, Završni rad, PMF, Novi Sad, 2015.
37. H. R. Schiffman, *Sensation and Perception: An Integrated Approach*, 5th ed. New York: John Wiley and Sons, Inc., 2001

38. C. N. Karson, K. F. Berman, E. F. Donnelly, W. B. Mendelson, J. E. Kleinman, and R. J. Wyatt, "Speaking, thinking, and blinking," *Psychiatry Research*, vol. 5, no. 3, pp. 243-246, 1981.
39. R. Schleicher, N. Galley, S. Briest, and L. Galley, "Blinks and saccades as indicators of fatigue in sleepiness warnings: looking tired?" *Ergonomics*, vol. 51, no. 7, pp. 982 - 1010, 2008.
40. A. Bulling, J. Ward, H. Gellersen, G. Tröster, *Eye Movement Analysis for Activity Recognition Using Electrooculography*, IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, Vol. 33, No. 4, pp. 741 – 753, 2011.
41. A.T. Duchowski, *Eye Tracking Methodology: Theory and Practice*. Secaucus, NJ, USA: Springer-Verlag New York, Inc., 2007.
42. B. R. Manor and E. Gordon, "Defining the temporal threshold for ocular fixation in free-viewing visio cognitive tasks," *Journal of Neuroscience Methods*, vol. 128, no. 1-2, pp. 85 - 93, 2003.
43. https://hr.wikipedia.org/wiki/Ljudsko_oko
44. Ivan Kaurić, *Sustav za detekciju usmjerenosti pogleda*, Fakultet elektrotehnike i računarstva, Zagreb, 2013.
45. Uzma Siddiqui, A.N. Shaikh, „A Overview of 'Electrooculography'“, *International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering*, IJARCCCE, Vol. 2, Issue 11, pp. 4328-4330 , 2013.
46. Carpenter, R.H.S. (Ed.). *Movements of the Eyes*, 2nd Ed. Pion, London, 1988: 405-426
47. Heide, W., Koenig, E., Trillenber, P., Kömpf, D., & Zee, D. S. (1999). Electrooculography: technical standards and applications. *Electroencephalogr Clin Neurophysiol Suppl*, 52, 223-240.
48. Joshua Borah, Measurement techniques for eye movement, in *Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation: Biomechanics of Echocardiography and Doppler Echocardiography–Human Spine (Vol. 3)*, edited by John G. Webster University of Wisconsin–Madison, pp. 263-286, Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2006.
49. Mowrer OH, Ruch RC, Miller NE. The corneo-retinal potential difference as the basis of the galvanometric method of recording eye movements. *Am J Physiol* 1936;114:423.

50. Marg E. Development of electro-oculography—standing potential of the eye in registration of eye movement. *AMA Arch Ophthalmol* 1951;45:169.
51. Kris C. Vision: electro-oculography. Glasser O, editor. *Medical Physics*: Chicago: Chicago Yearbook Publishers; 1960.
52. Shackel B. Review of the past and present in oculography. *Medical Electronics Proceedings of the Second International Conference*. London: Hiffe; 57, 1960.
53. Shackel B. Eye movement recording by electro-oculography. In: Venables PH, Martion I, editors, *A manual of Psychophysiological Methods*. Amsterdam: North-Holland Publishing Co.; pp 300–334, 1967.
54. <https://sr.wikipedia.org/wiki/Електроокулографија>
55. Jung, R. and Kornhuber, H.H. *Results of electronystagmography in man: The value of optokinetic, vestibular, and spontaneous nystagmus for neurologic diagnosis and research*. In: M.B. Bender (Ed.). *The Oculomotor System*. Harper and Row, New York, 1964: 428-488.
56. <http://eyeseer-research.com/blog/eye-tracking-history/>
57. Brown, M., Marmor, M. and Vaegan, *ISCEV Standard for Clinical Electro-oculography (EOG)*, in: *Documenta Ophthalmologica*, vol. 113, No.3, pp. 205—212, 2006.
58. <http://www.bem.fi/book/28/28.htm>
59. Baloh, R.W. and Honrubia, V. (Eds.) *Clinical Neurophysiology of the Vestibular System*, 2nd Edition. Davis, Philadelphia, PA, 1990: 130-173.
60. R. Barea, L. Boquete, M. Mazo and E. Lopez, *Guidance of a Wheelchair Using Electrooculography*, in Proc. of the 3rd IMACS International Multiconference on Circuits, Systems, Communications and Computers (CSCC'99), 1999.
61. A. B. Usakli and S. Gurkan, *Design of a Novel Efficient Human–Computer Interface: An Electrooculogram Based Virtual Keyboard*, *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, No. 8, pp. 2099 – 2108, 2010.
62. Hari Singh, Jaswinder Singh, *A Review on Electrooculography*, *International Journal of Advanced Engineering Technology*, IJAET, Vol.III, Issue IV, pp. 115-122, 2012.
63. Дејан Поповић, Мирјана Поповић, Милица Јанковић, *Биомедицинска мрежа и инструментација*, Академска мисао, ЕТФ Београд, 2010.
64. M. Abeles and M. Goldstein, *Multispikes Train Analysis*, *Proc. IEEE*, No. 65, pp 762-773, 1977.

65. B. B. Winter and J. G. Webster, *Driven-right-leg circuit design*, IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 30, pp. 62-66, 1983.
66. M. Kutz, *Standard Handbook of Biomedical Engineering and Design*, McGraw-Hill, 2003.
67. B. A. Schnitz , *Improving signal quality and test reliability in EEG measurements using integrated high-density surface-mount electronics*, SMAT Medical Electronics Symposium, Minneapolis Airport Marriott , Bloomington, May 2004.
68. L. M. Angeloneb, P. L. Purdona, J. Ahveninena, J. W. Belliveaua and G. Bonmassara, *EEG/(f)MRI measurements at 7 Tesla using a new EEG cap ("InkCap")* , NeuroImage, vol. 33, pp. 1082-1092, 2006.
69. M. Negishi, B.I. Pinus, A.B. Pinus and R.T. Constable, *Origin of the Radio Frequency Pulse Artifact in Simultaneous EEG-fMRI Recording: Rectification at the Carbon-Metal Interface*, IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 54 , pp. 1725 – 1727, 2007.
70. S. M. Mirsattari, J. R. Ives, S. Leung and R. S. Menon, *EEG Monitoring during Functional MRI in Animal Models*, Epilepsia, vol. 48, No. 4), pp. 37–46, Blackwell Publishing, Inc., 2007.
71. Philip J. Allen, Oliver Josephs, and Robert Turner, *A Method for Removing Imaging Artifact from Continuous EEG Recorded during Functional MRI*, NeuroImage, vol. 12, pp. 230–239, 2000.
72. E. Donchin, K. M. Spencer, and R. Wijesinghe, *The mental prosthesis: Assessing the speed of a P300-based brain–computer interface*, IEEE Trans. Rehab. Eng., vol. 8, pp. 174-179, June 2000.
73. N. H. Lovell, F. Magrabi, B. G. Celler, K. Huynh, and H. Garsden, *Web-based acquisition, storage, and retrieval of biomedical signals*, IEEE Eng. Med. Biol. Mag., vol. 20, pp. 38-44, 2001.
74. J.D. Bronzino, *Principles of Electroencephalography*, in Biomedical Engineering Handbook, Vol. I, J.D. Bronzino, 2nd ed., New York: CRC Press LLC, 2000.
75. <http://www.scribd.com/document/171824049/Electrooculography>
76. Y.S. Been, J. N. Khan, and D. C. P. Hui, *Designing medical devices for isolation and safety*, Avago Technologies 2004.
77. Јелена Р. Ђорђевић, *Удаљене метролошке лабораторије – дистрибуирани мерни систем заснован на клијент/сервер архитектури*, магистарски рад, Електронски факултет, Универзитет у Нишу, 2005.

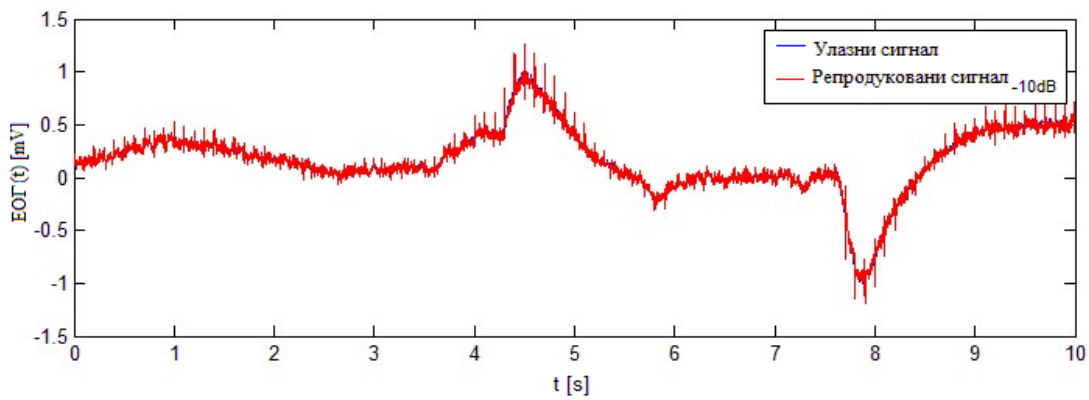
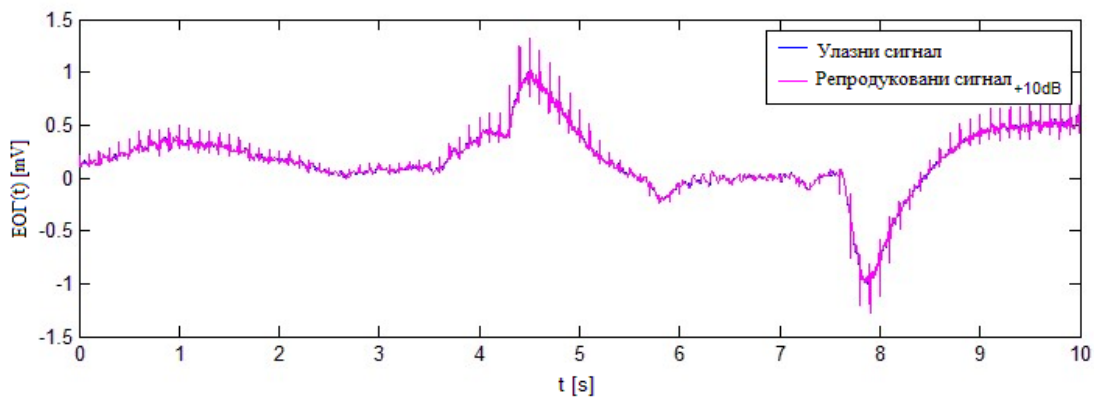
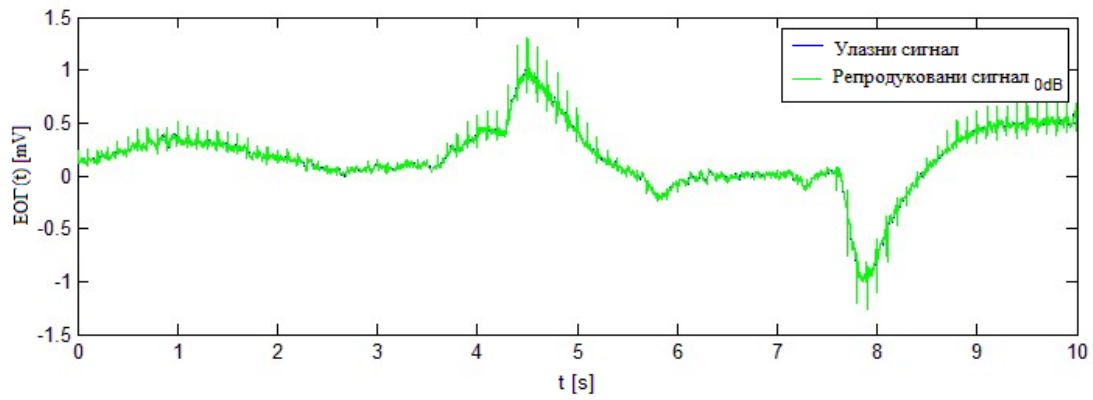
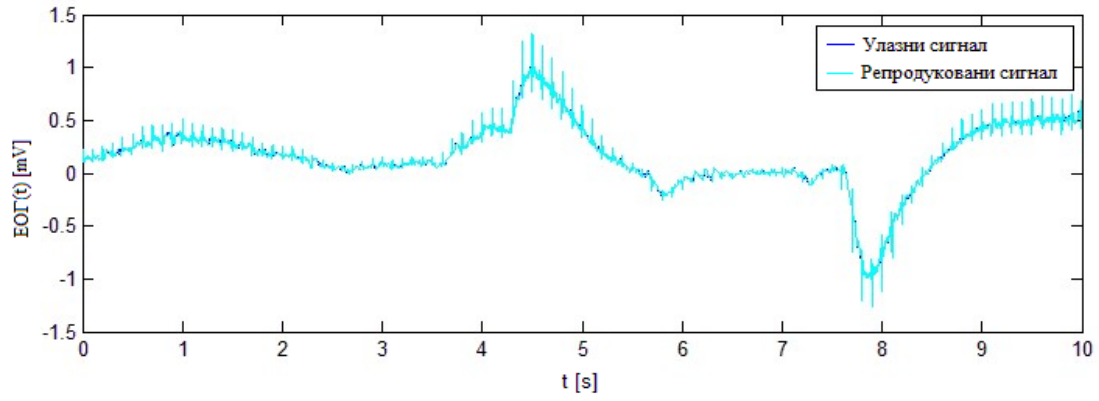
78. *Индустријски системи и протоколи – асинхрони серијски пренос података*, предавања, Факултет техничких наука, Универзитет у Новом Саду.
79. Урош Смиљанић, *RS232 – RS485 конвертор*, пројектни задатак, Електронски факултет, Универзитет у Нишу, 2012.
80. https://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_1394
81. Biopac Student Lab PRO system, *BIOPAC Systems, Inc, Goleta, CA, USA*, <http://www.biopac.com>
82. *BIOPAC софтвер*, www.biopac.com/support/bsl-analysis-student-rsd-download/
83. Richard Pflanzner, William McMullen, *Biopac Student Lab®-Lesson 10: ELECTROOCULOGRAM (EOG) I Procedure*, Rev. 01152013
84. *International vocabulary of basic and general terms in metrology (VIM)*, International Organization for Standardization, joint issue ISO/IEC/OIML/BIPM, 2004 [VIM 1993]
85. https://hr.wikipedia.org/wiki/Vidno_polje
86. S.Kay: *Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory*, Prentice Hall, ISBN 0-13-345711-7, 1993.
87. V.Vujičić, *Stohastička adicijna A/D konverzija I deo*, FTN Novi Sad 2006.
88. D. Pejić, *Stohastičko merenje električne snage i energije*, FTN Novi Sad 2010.
89. V. Vujičić, *Generalized low frequency stochastic true RMS instrument*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 50, pp. 1089-1092, Oct. 2001.
90. Vladimir V. Vujičić, Slobodan S. Milovančev, Mile Đ. Pešaljević, Dragan V. Pejić, Ivan Župunski, *Stohastički instrument za merenje prave efektivne vrednosti na niskim učestanostima*, FTN Novi Sad 2006.
91. A. Papoulis, *Probability, random variables and stochastic processes*, McGraw-Hill series in Systems Science, USA, 1965.
92. S. W. Smith, *Chapter 8: The Discrete Fourier Transform in The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing (Second ed.)*. San Diego, Calif.: California Technical Publishing, 1999.
93. CleveLabs Laboratory Course System – Student Edition, *Electro-Oculography I Laboratory* Cleveland Medical Devices Inc, Cleveland, OH, USA.
94. PhysioNet, <https://www.physionet.org/cgi-bin/atm/ATM>.
95. Goldberger A L, Amaral L A N, Glass L, Hausdorff J M, Ivanov P Ch, Mark R G, Mietus J E, Moody G B, Peng C K, Stanley H E 2000 *PhysioBank, PhysioToolkit*,

- and PhysioNet: Components of a New Research Resource for Complex Physiologic Signals*. *Circulation* vol. 101, No. 23, pp. 215-220,
<http://circ.ahajournals.org/cgi/content/full/101/23/e215>
96. Wilbraham, H., "On a certain periodic function", *The Cambridge and Dublin Mathematical Journal*, 3, pp. 198-201, 1848.
 97. Gibbs, J.W.: 'Fourier's series', *Nature*, vol. 59, No. 1539, pp. 606, 1899.
 98. Hazewinkel, M., *Gibbs phenomenon*, in *Encyclopedia of Mathematics*, Springer, 2001.
 99. Jelena Đorđević-Kozarov, Dejan Mitić, Platon Sovilj, Bladimir Vujičić, Dragan Radenković, *Razvoj modela za stohastičko digitalno merenje EOG signala*, 58. Konferencija za ETRAN 2014, Vrnjačka Banja, Srbija, Zbornik radova (CD), str. ML 1.2.1-3, 2-5. jun 2014.
 100. Jelena Đorđević-Kozarov, Platon Sovilj, Dejan Mitić, Vladimir Vujičić, Dragan Radenković, *Model Development for Digital Stochastic Measurement of Noised EOG Signals*, *Proceedings of the International Scientific Conference ICEST 2014*, Niš, Serbia, Vol. 2, pp. 471-420, June 25–27, 2014.
 101. www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00092070.pdf
 102. Jelena Đorđević-Kozarov, Platon Sovilj, Dejan Mitić, Vladimir Vujičić, Dragan Radenković, *A concept of an experimental solution for Digital Stochastic Measurement of EOG signal*, *Proceedings of the International Conference IcETran 2015*, Srebrno jezero, Serbia, 2015.
 103. Jelena Đorđević-Kozarov, Dejan Mitić, Vladimir Vujičić, Dragan Radenković, Platon Sovilj, *An experimental hardware solution for digital stochastic measurement of biomedical signals*, *Proceedings of the International Conference PES 2015*, CD, pp. P1_18, Niš, Serbia, 2015.
 104. Djordjević-Kozarov J., Sovilj P., Vujičić V., Mitić D., Simić M., Radenković D. (2017) *Experimental Verification of EOG Signal Measurement Using the Modified Digital Stochastic Measurement Method*. In: Badnjevic A. (eds) *CMBEBIH 2017*. IFMBE Proceedings, vol 62. Springer, Singapore, pp. 129-134, DOI: 10.1007/978-981-10-4166-2_20

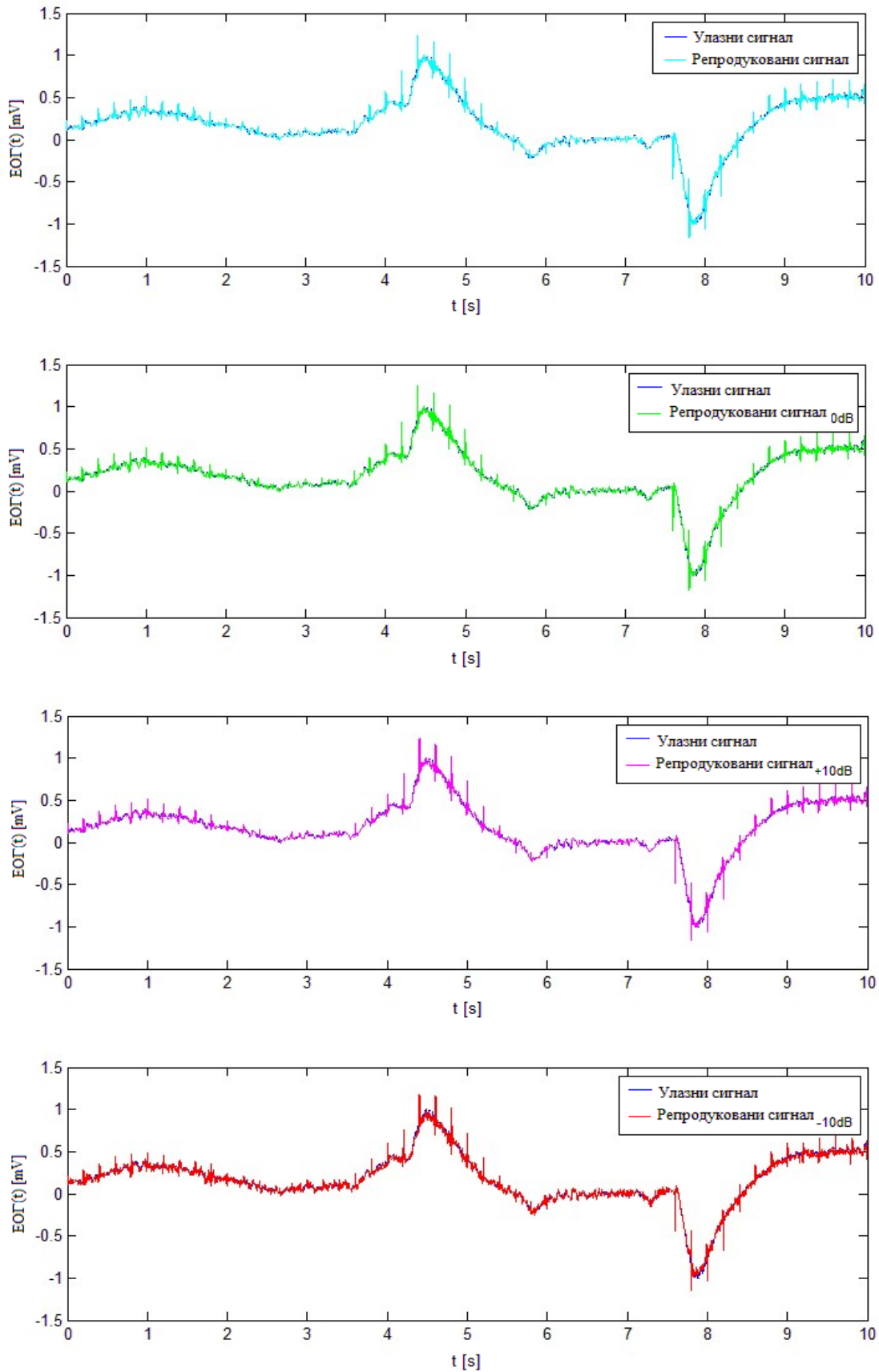
Прилози

Прилог 1

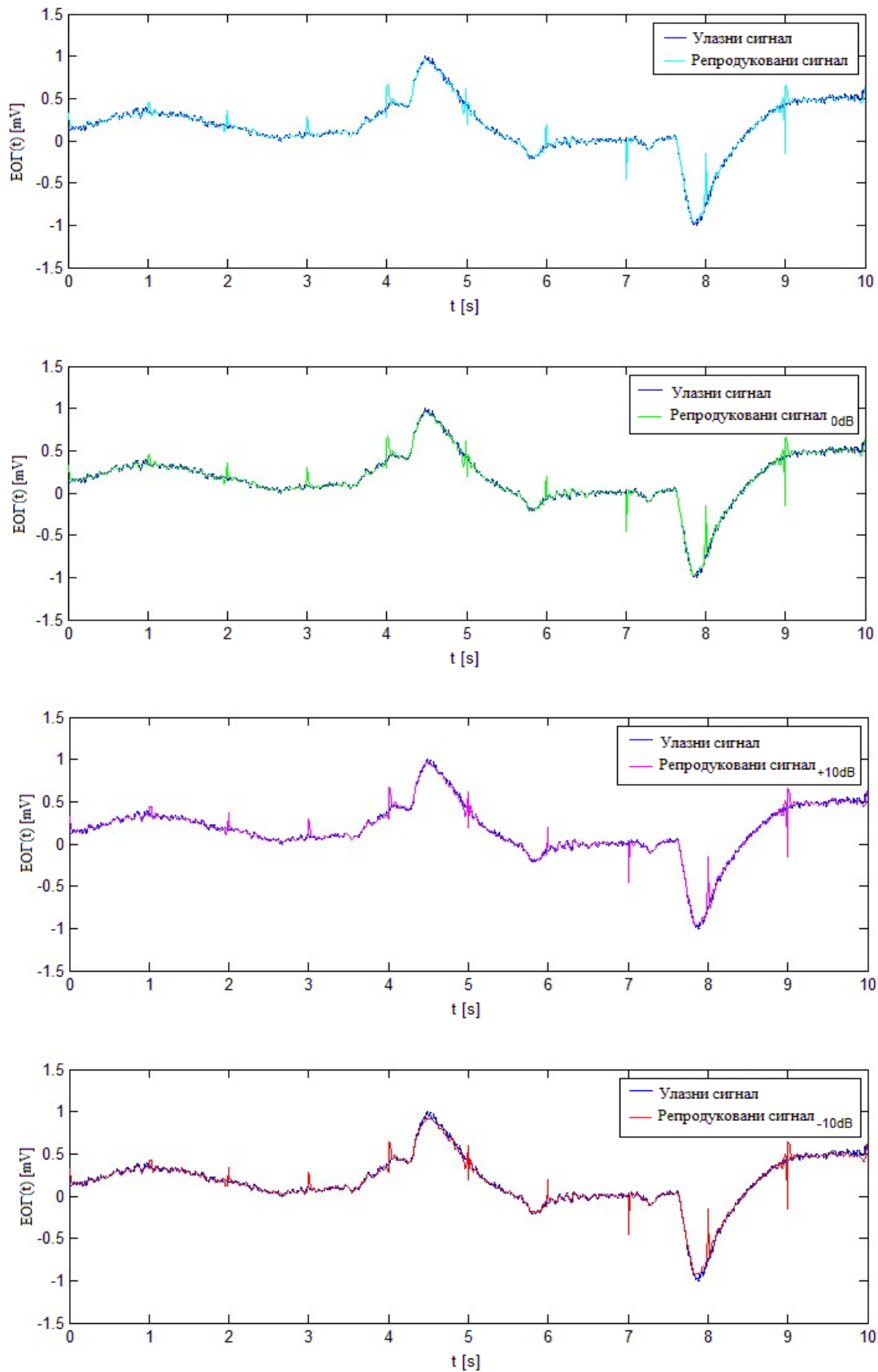
Резултати симулације описане у поглављу 6.1.
Приказани су графици за различите мерне интервале и различит број хармоника.
Фреквенција узорковања је 250 kHz.



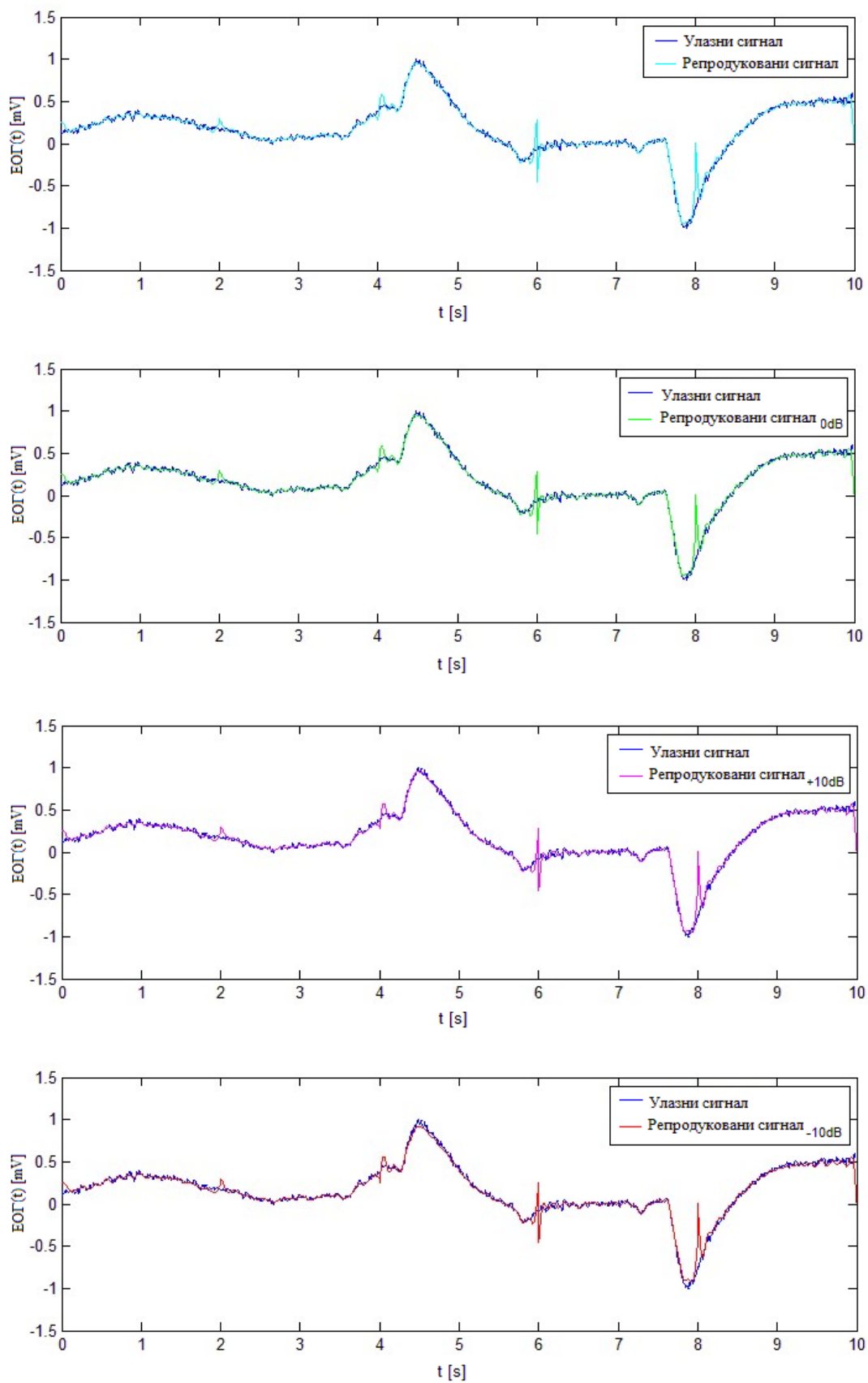
Слика П1.1. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 0,1 s и 15 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR-а



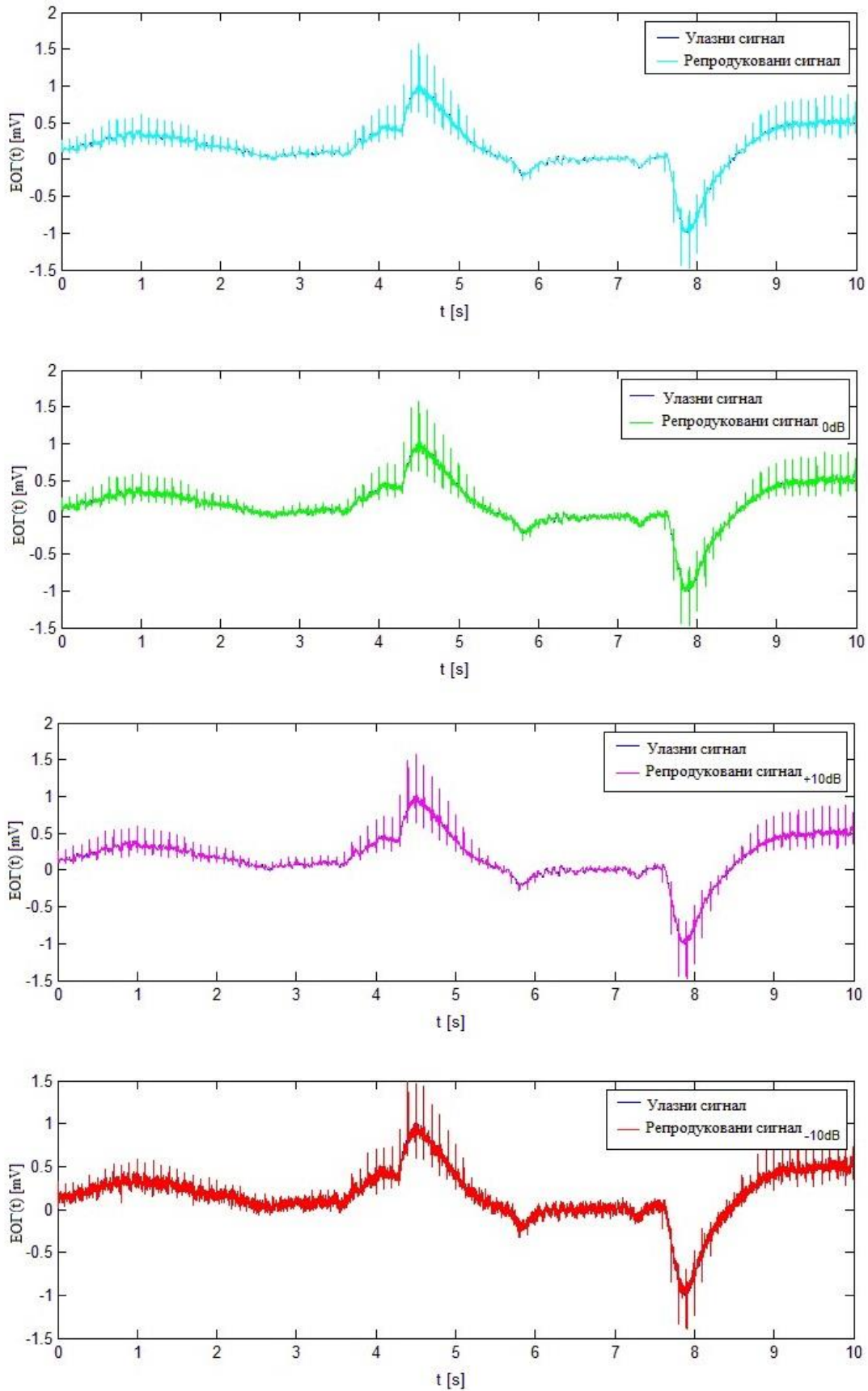
Слика III.2. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 0,2 s и 15 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR-а



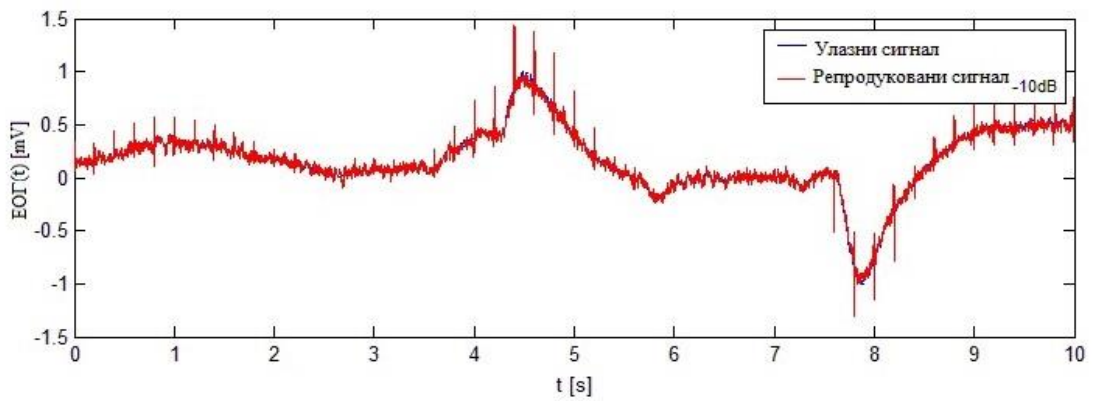
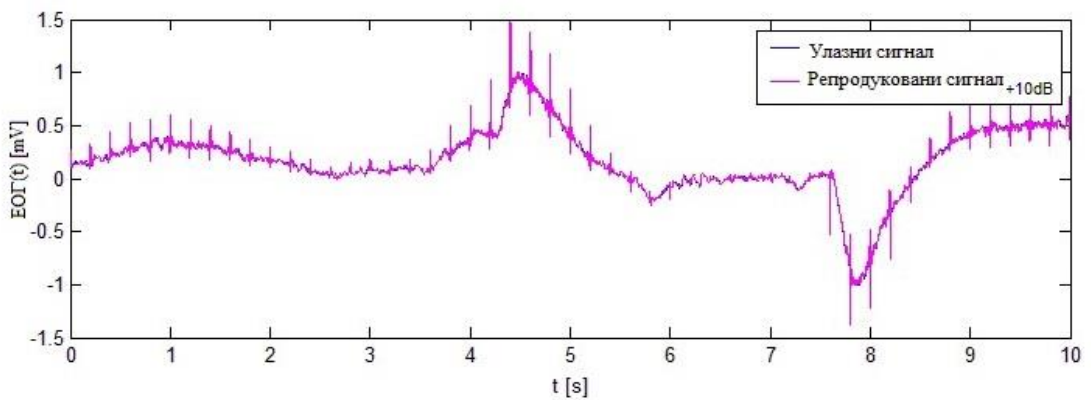
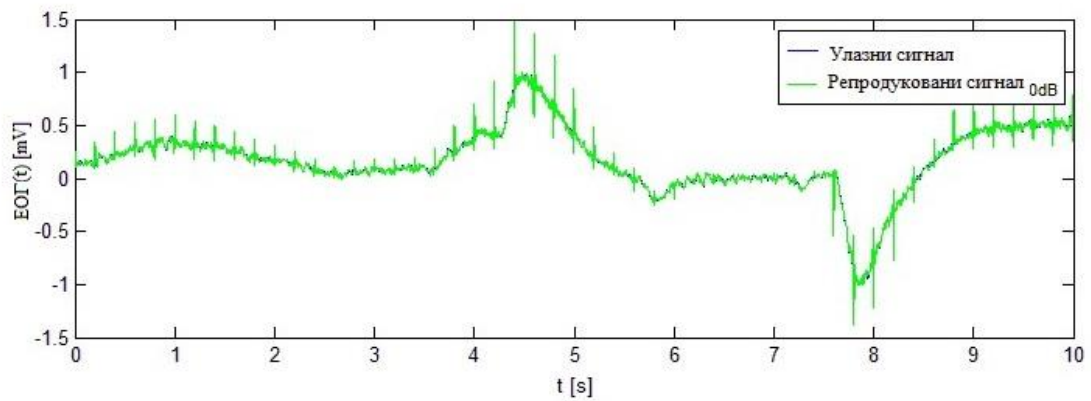
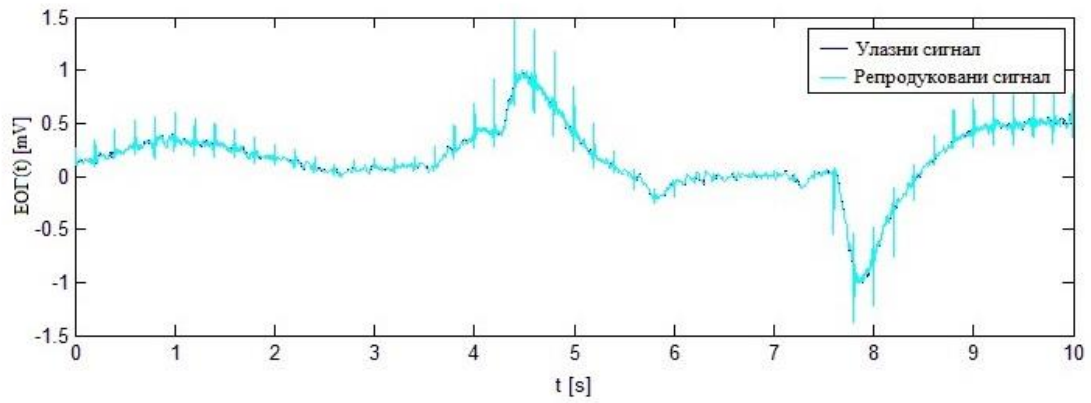
Слика ПП.3. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 1 s и 15 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR-а



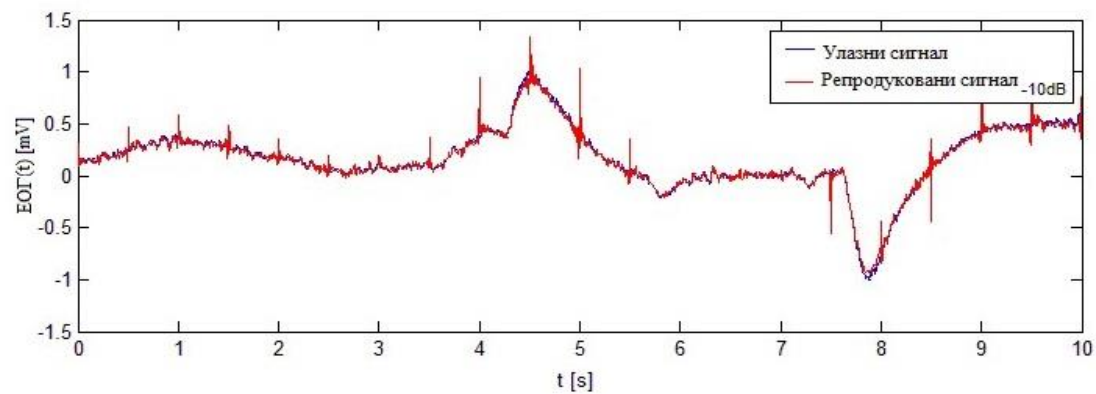
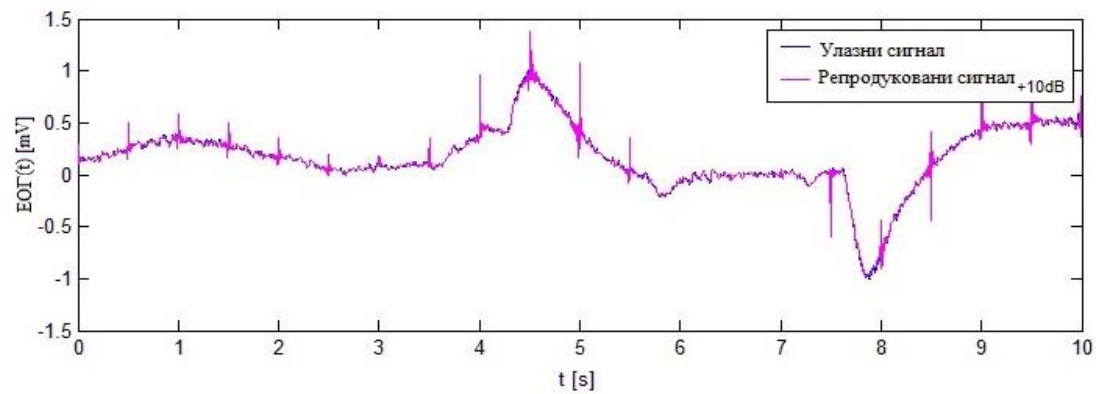
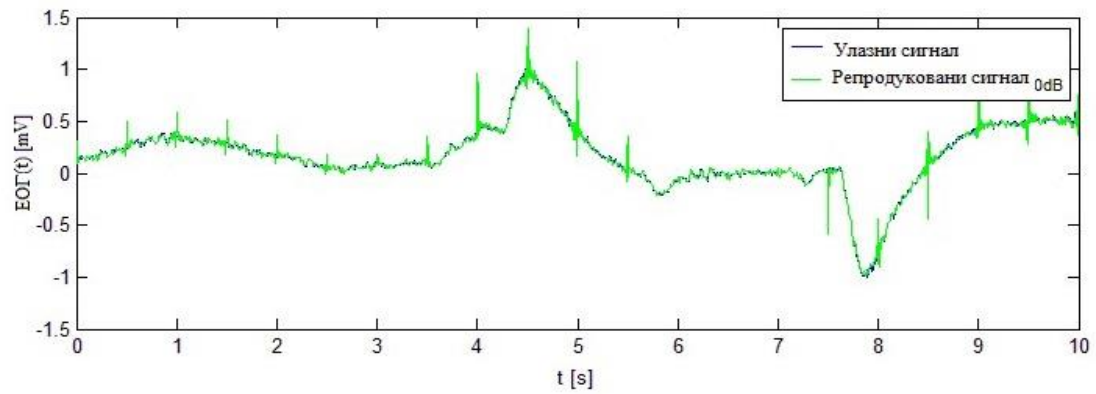
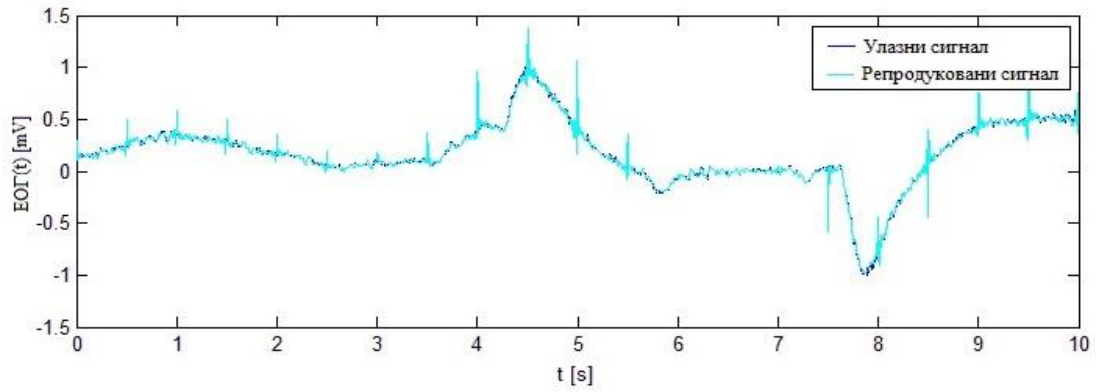
Слика III.4. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 2 s и 15 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR -а



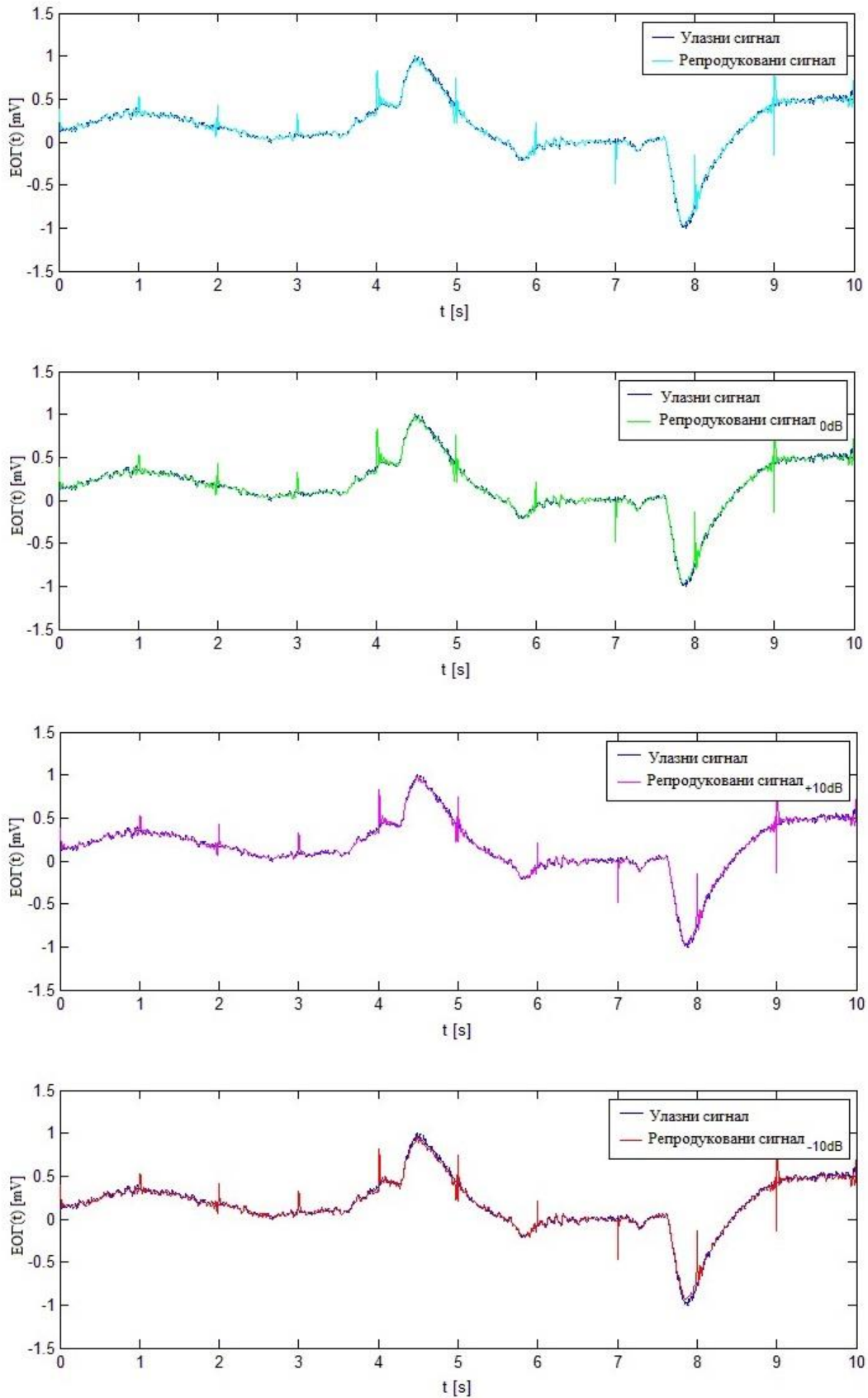
Слика П1.5. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 0,1 s и 25 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR -а



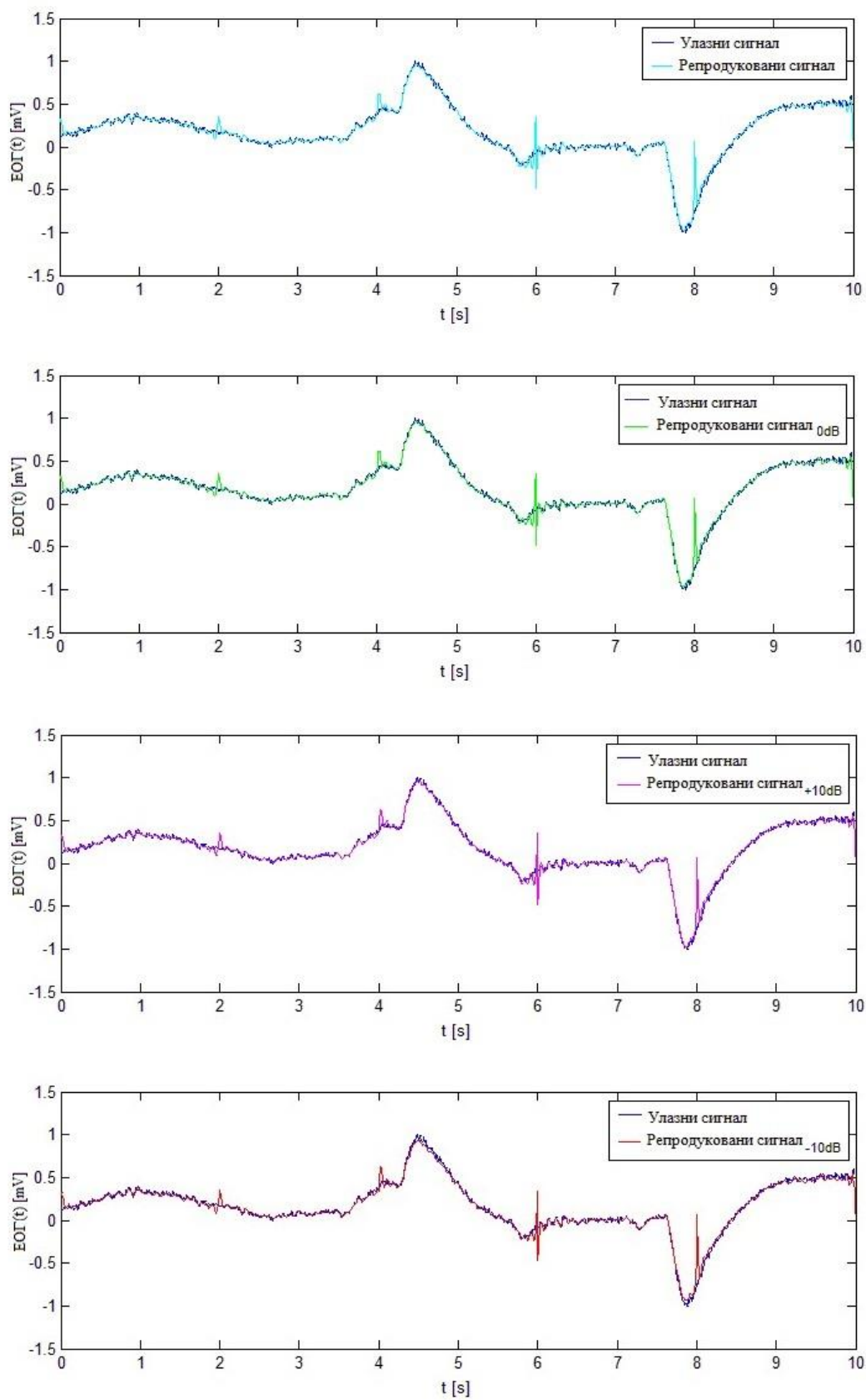
Слика III.6. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 0,2 s и 25 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR-а



Слика III.7. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 0,5 s и 25 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR-а



Слика III.8. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 1 s и 25 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR -а



Слика ПП.9. Компарација улазног и репродукованих сигнала за мерни интервал од 2 s и 25 хармоника: без додавања шума и различите вредности SNR-а

Прилог 2

Резултати симулације описане у поглављу 6.2.

Приказ грешака мерења и одговарајућих графика за различите мерне интервале.

Фреквенција узорковања је 250 Hz, број хармоника је 15.

Табела П2.1. Грешке мерења у временском домену – мерни интервал 0,1 s

ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0344	0.0348	0.0430	0.1101
Максимална релативна [%]	1.7149	1.7366	2.1449	5.4908
Средња апсолутна [mV]	0.0036	0.0044	0.0081	0.0236
Средња релативна [%]	0.1784	0.2182	0.4045	1.1788

Табела П2.2. Грешке мерења у временском домену – мерни интервал 0,2 s

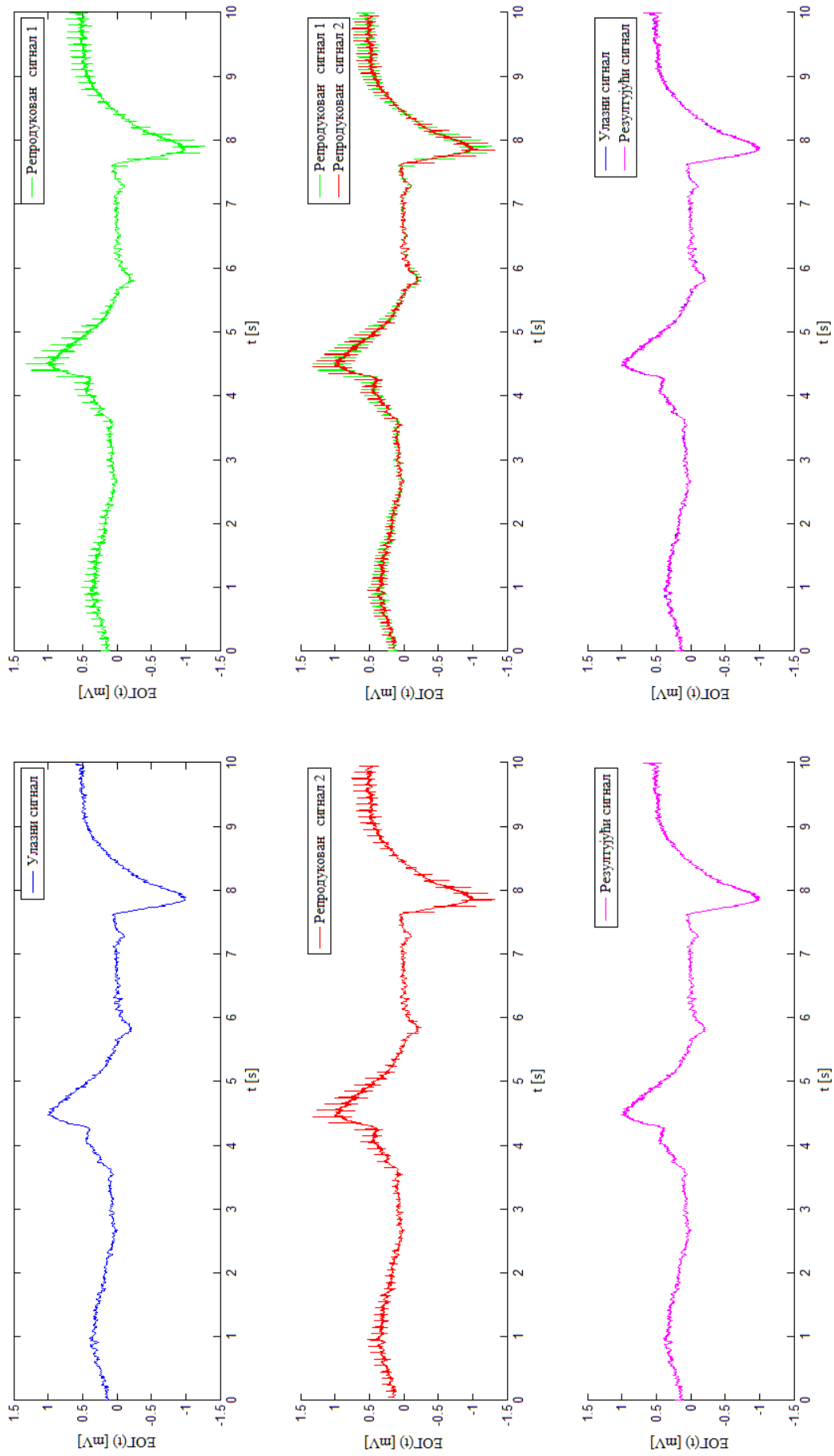
ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0413	0.0398	0.0450	0.0977
Максимална релативна [%]	2.0587	1.9861	2.2437	4.8736
Средња апсолутна [mV]	0.0043	0.0047	0.0067	0.0181
Средња релативна [%]	0.2155	0.2342	0.3347	0.9009

Табела П2.3. Грешке мерења у временском домену – мерни интервал 1 s

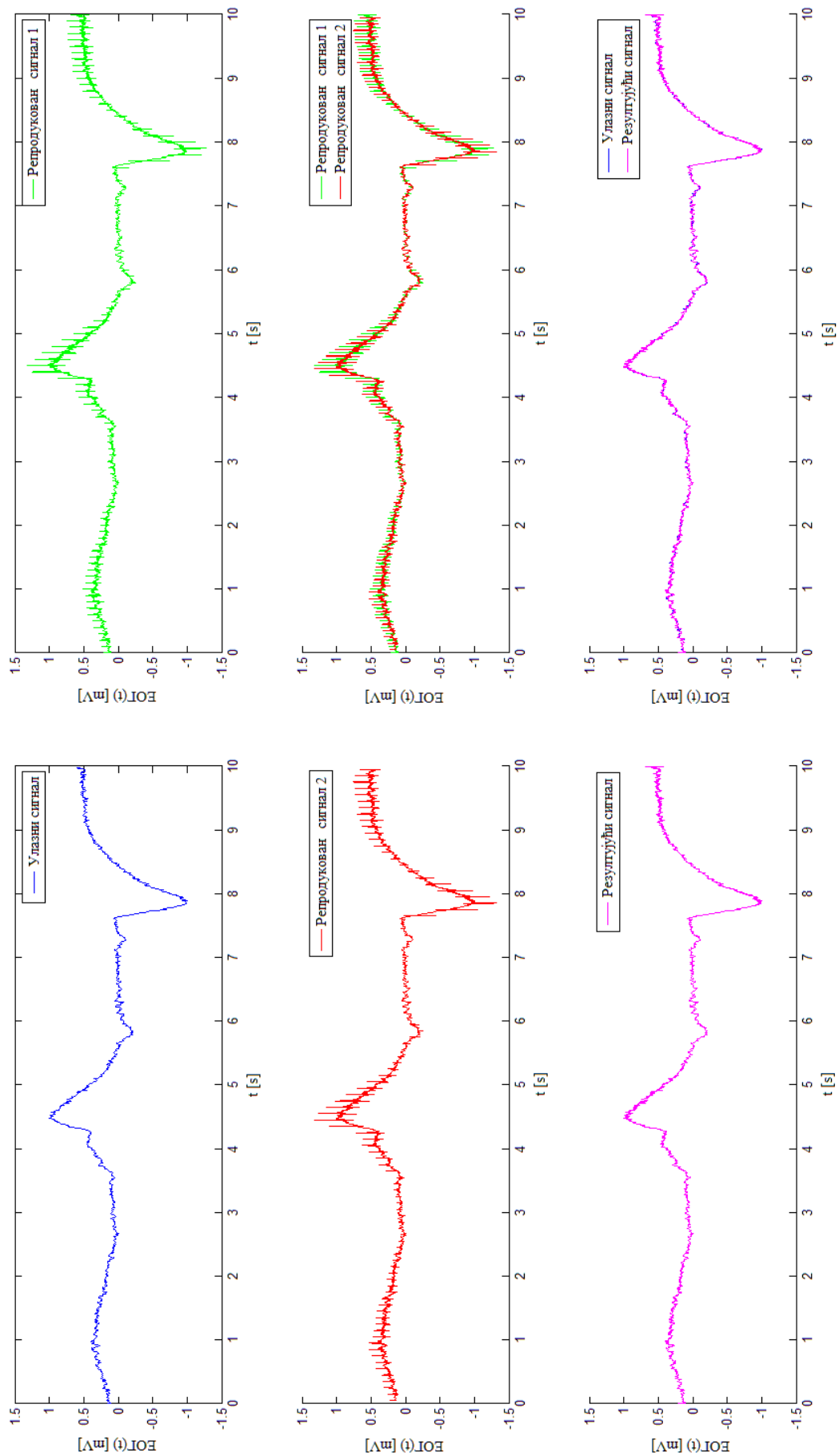
ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0593	0.0591	0.0553	0.0849
Максимална релативна [%]	2.9565	2.9469	2.7570	4.2320
Средња апсолутна [mV]	0.0102	0.0102	0.0104	0.0151
Средња релативна [%]	0.5065	0.5085	0.5198	0.7509

Табела П2.4. Грешке мерења у временском домену – мерни интервал 2 s

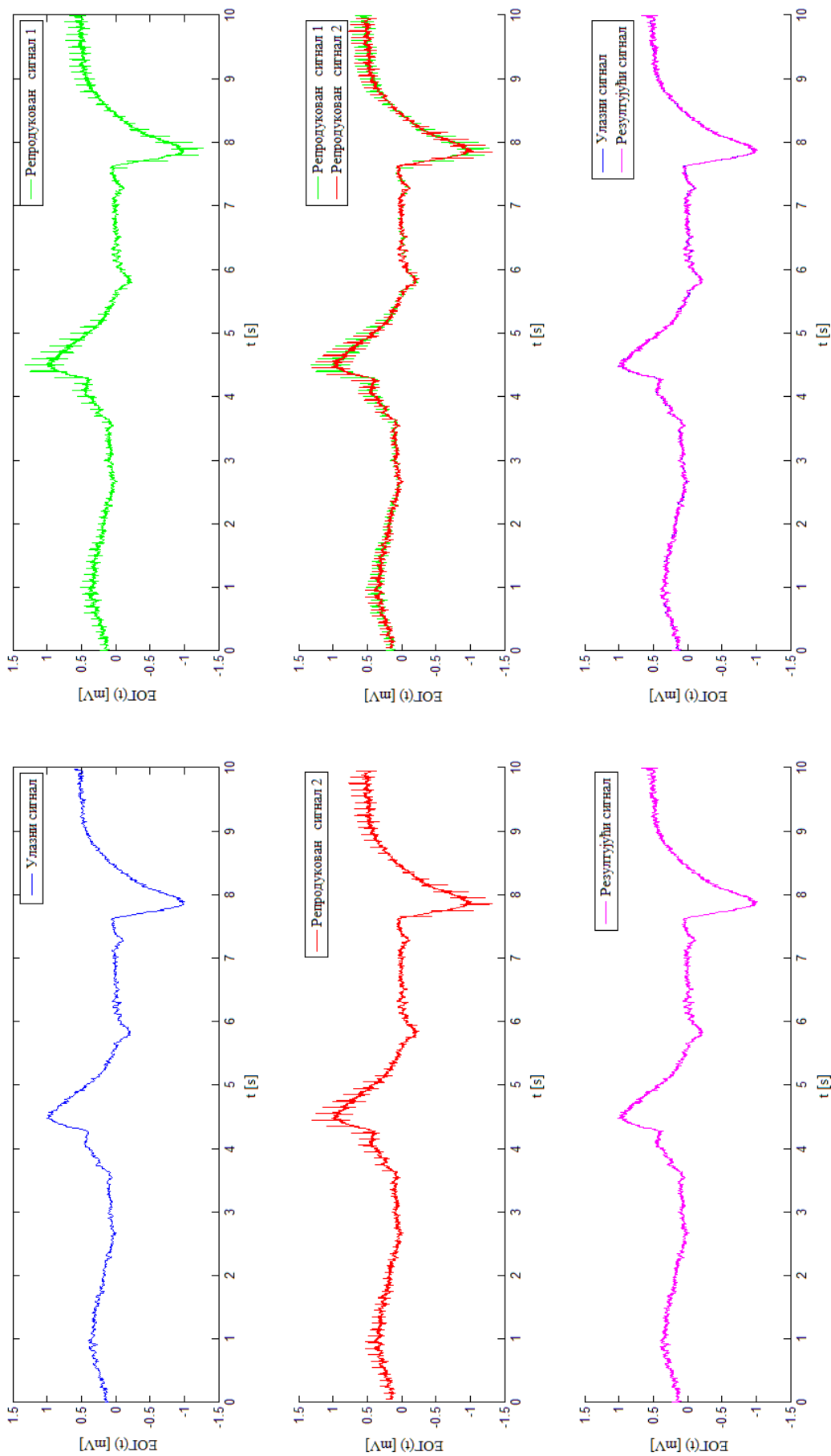
ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0699	0.0698	0.0711	0.0916
Максимална релативна [%]	3.4874	3.4829	3.5469	4.5691
Средња апсолутна [mV]	0.0135	0.0135	0.0136	0.0172
Средња релативна [%]	0.6737	0.6739	0.6805	0.8566



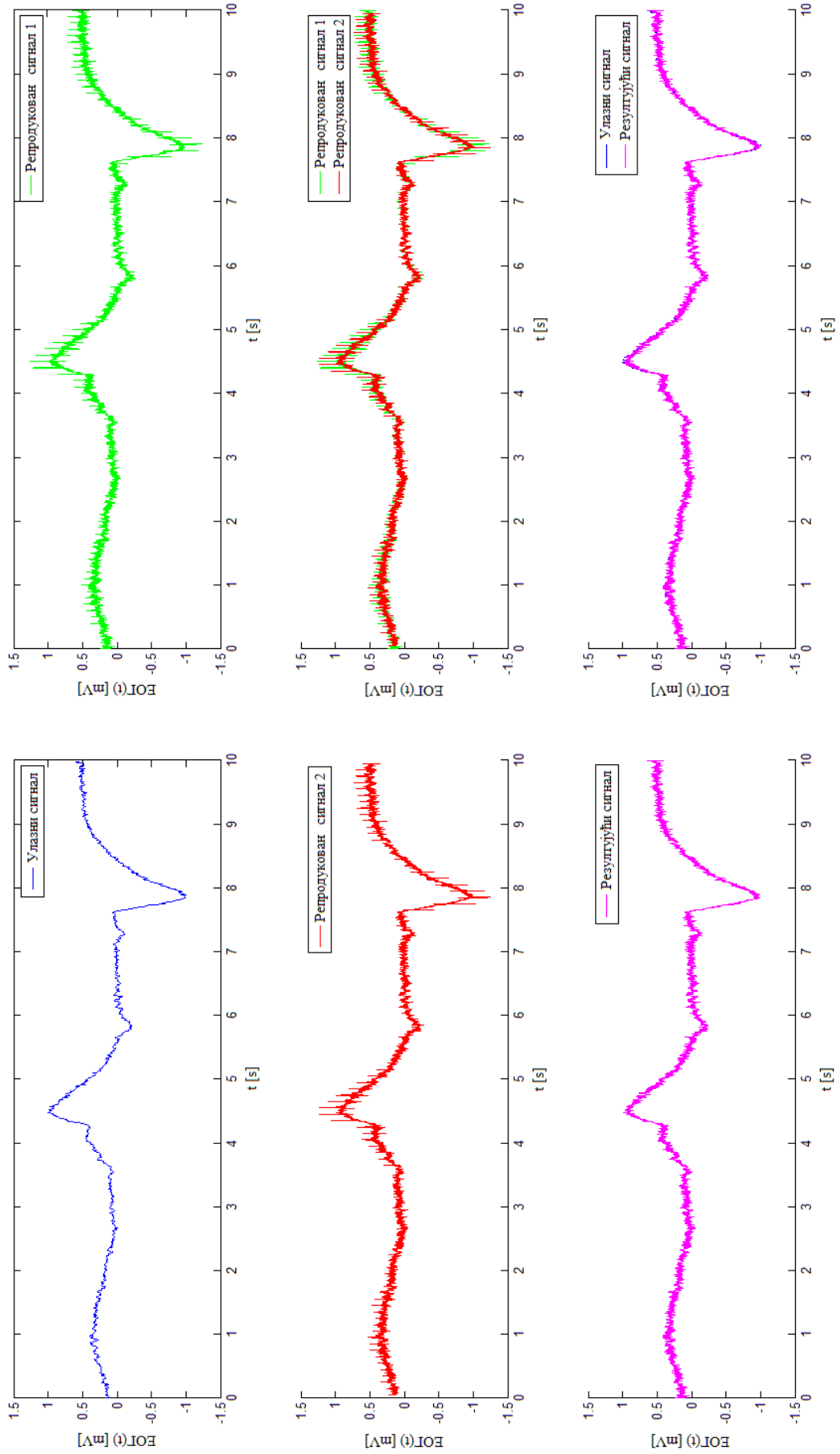
Слика П2.1. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – без додатог шума, мерни интервал 0,1 s



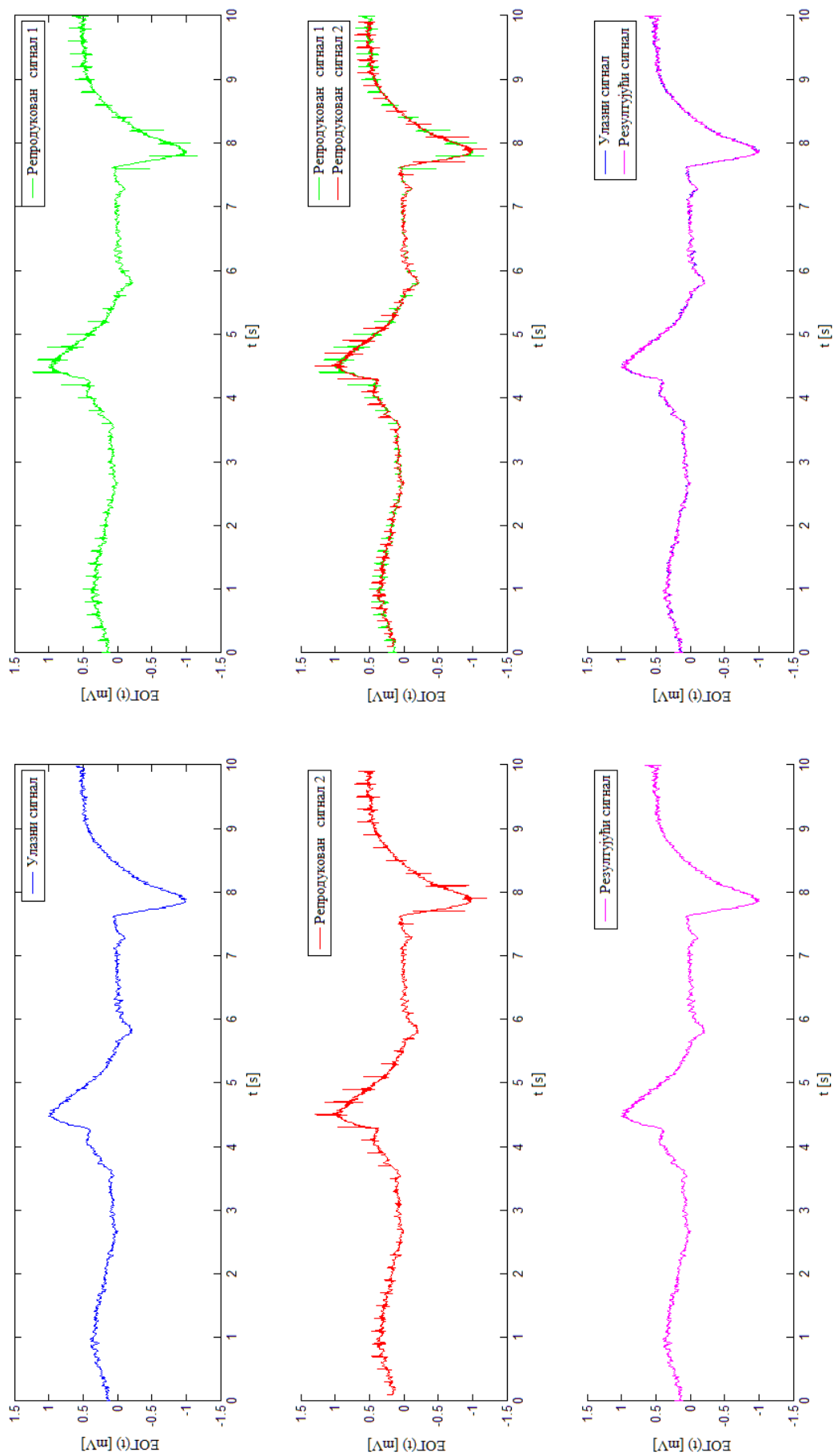
Слика П2.2. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал - вредност SNR -а је +10 dB, мерни интервал 0,1 s



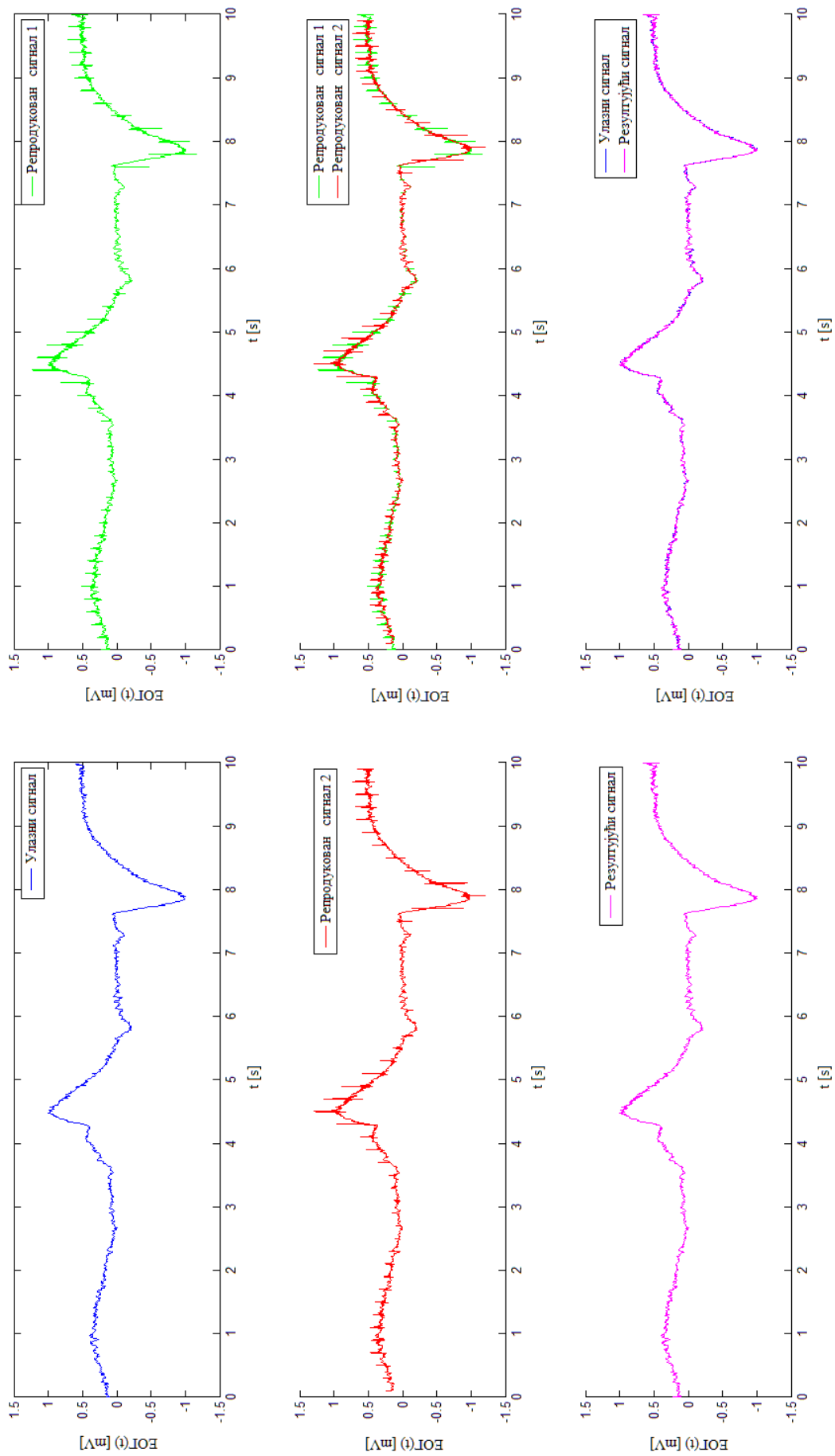
Слика П2.3. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал - вредност SNR -а је 0 dB, мерни интервал 0,1 s



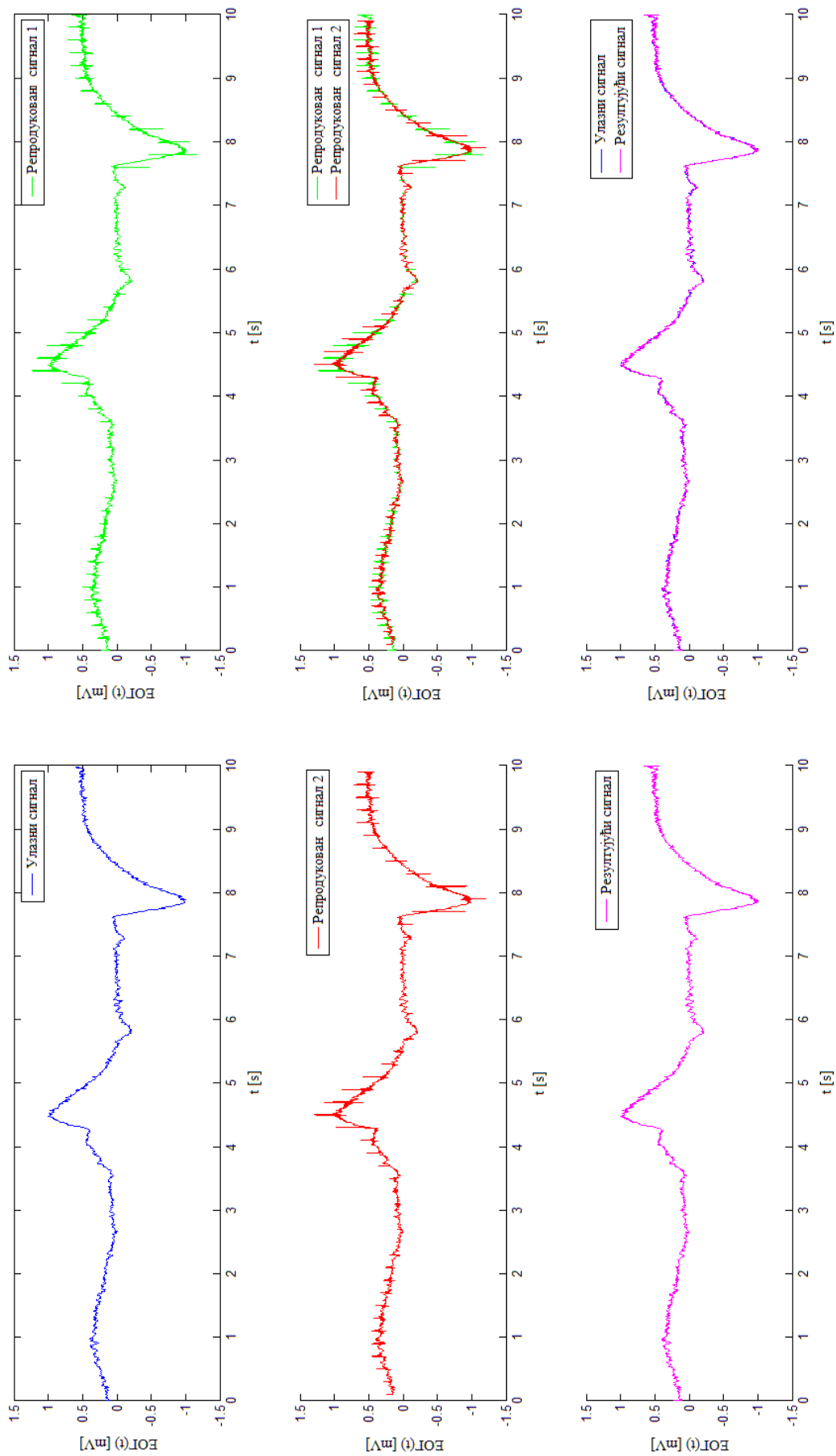
Слика П2.4. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал - вредност SNR -а је -10 dB, мерни интервал $0,1$ s



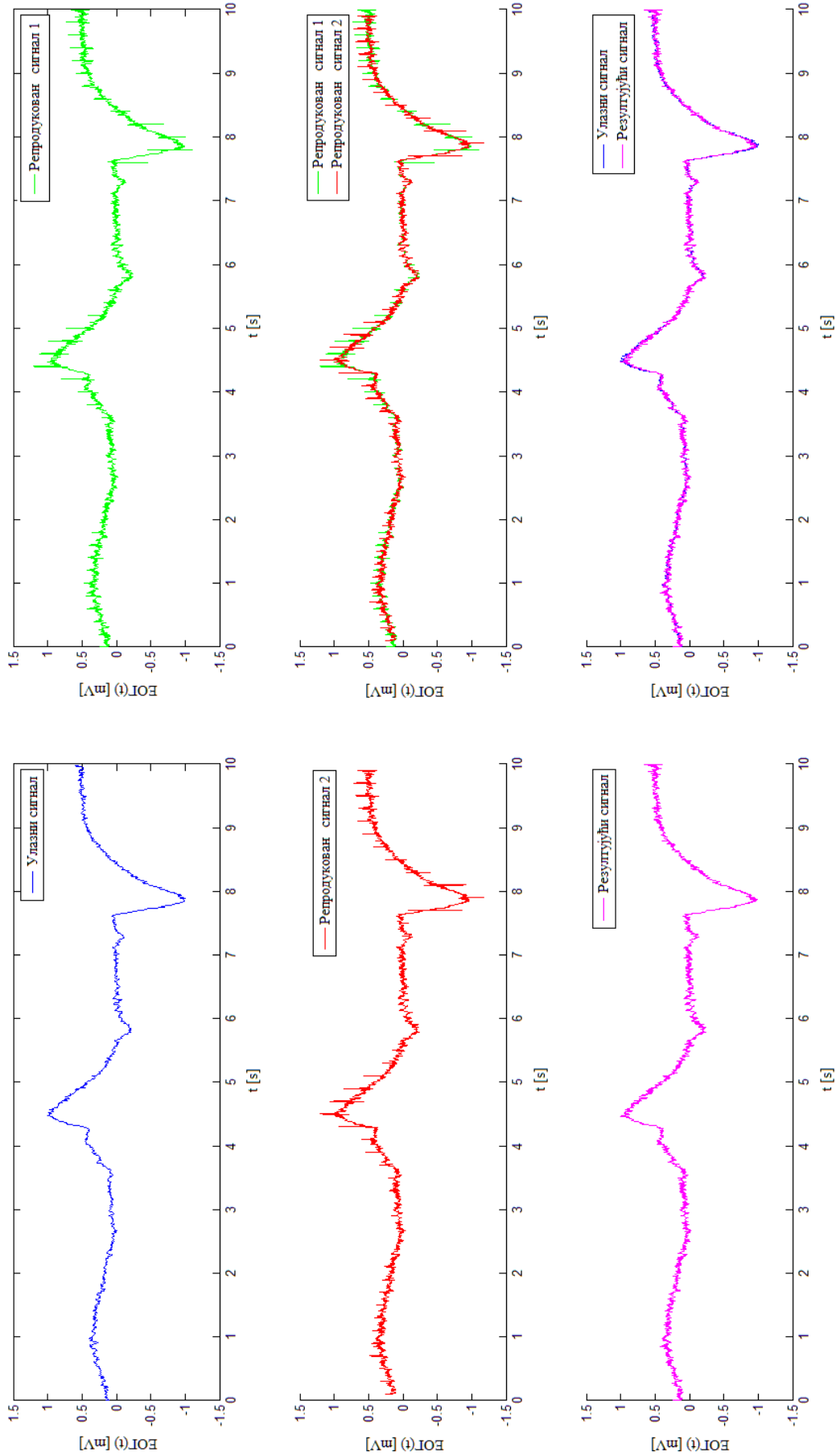
Слика П2.5. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – без додатог шума, мерни интервал 0,2 s



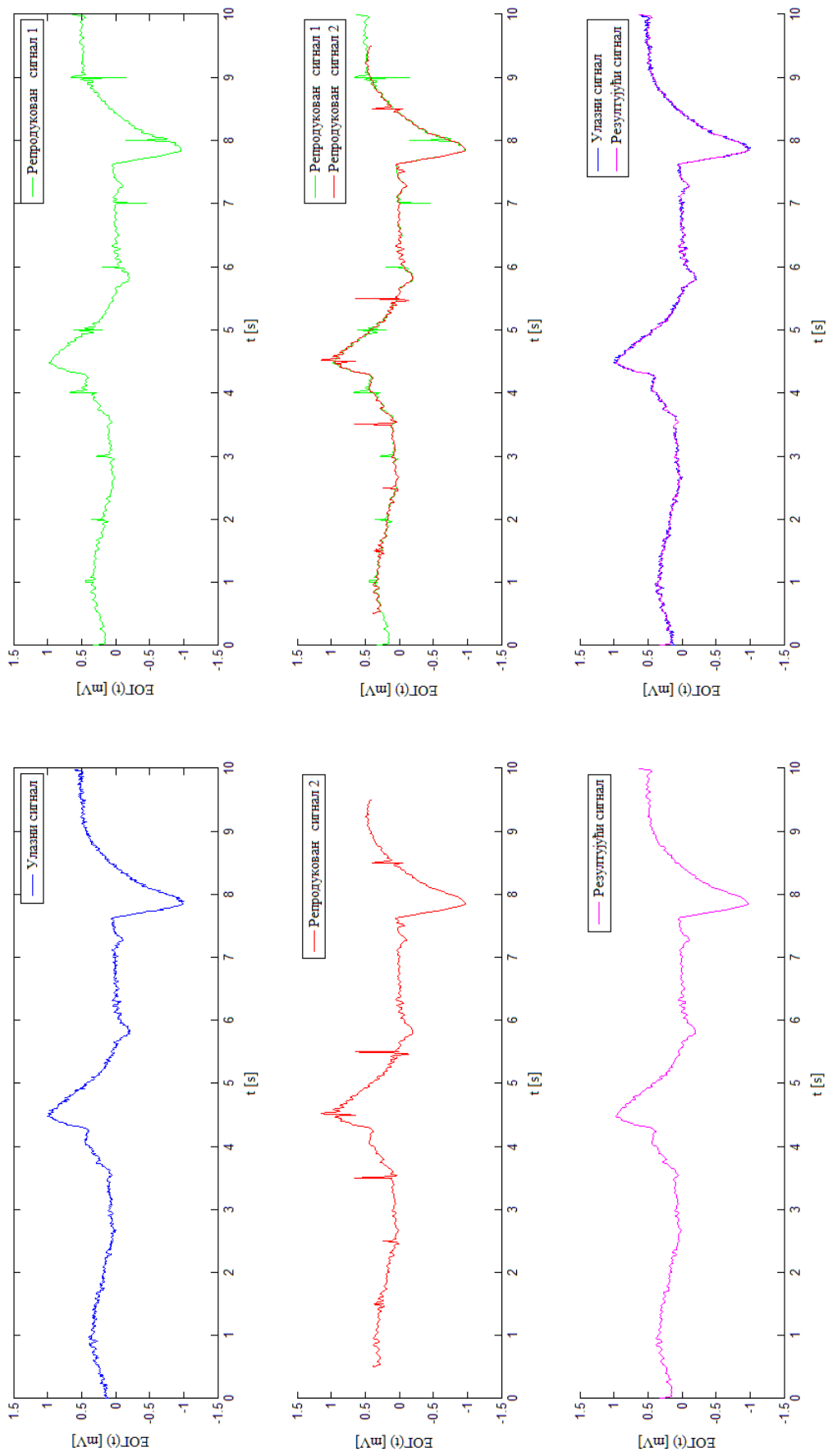
Слика П2.6. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал - вредност SNR -а је +10 dB, мерни интервал 0,2 s



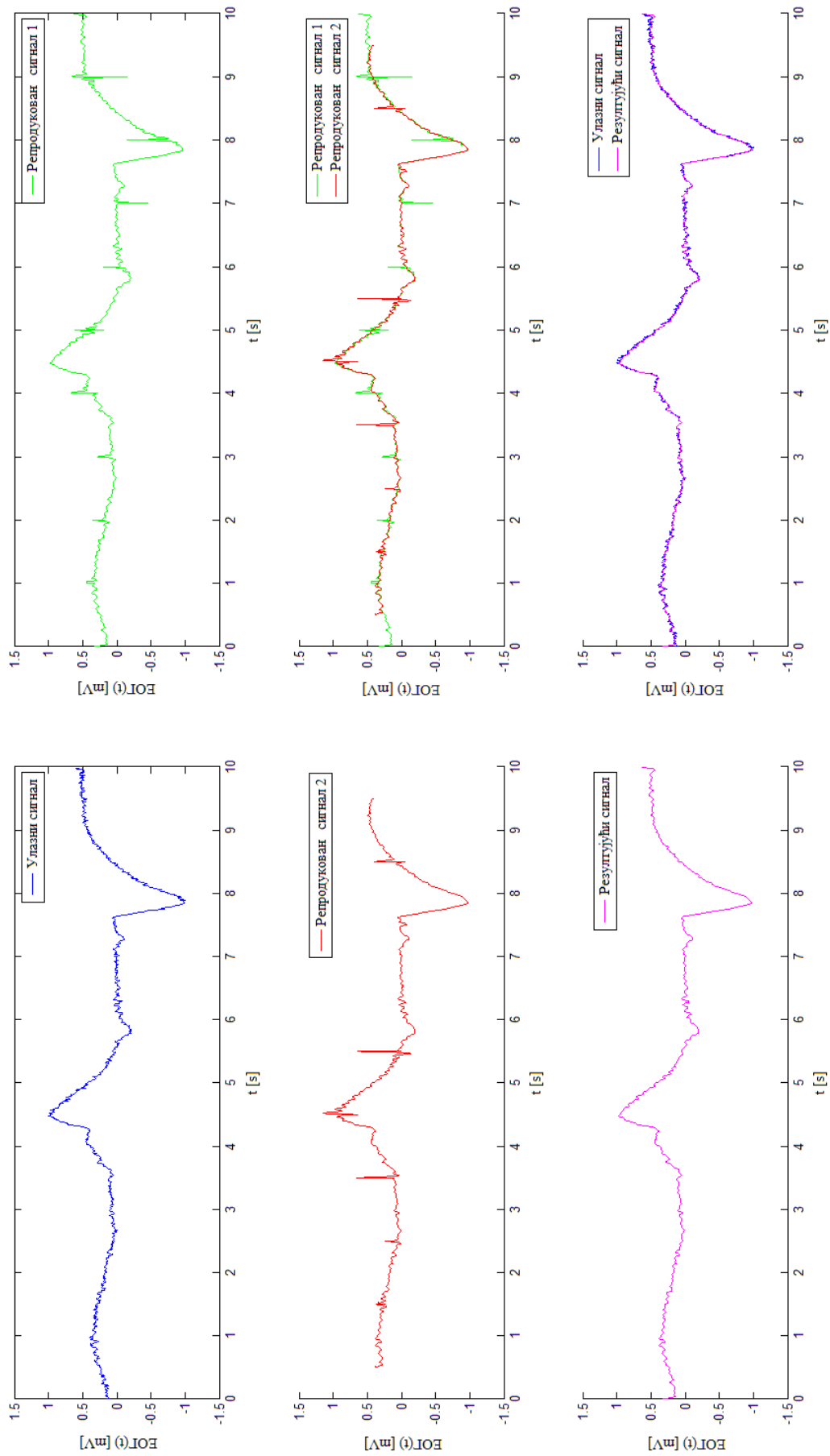
Слика П2.7. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – вредност SNR -а је 0 dB, мерни интервал 0,2 s



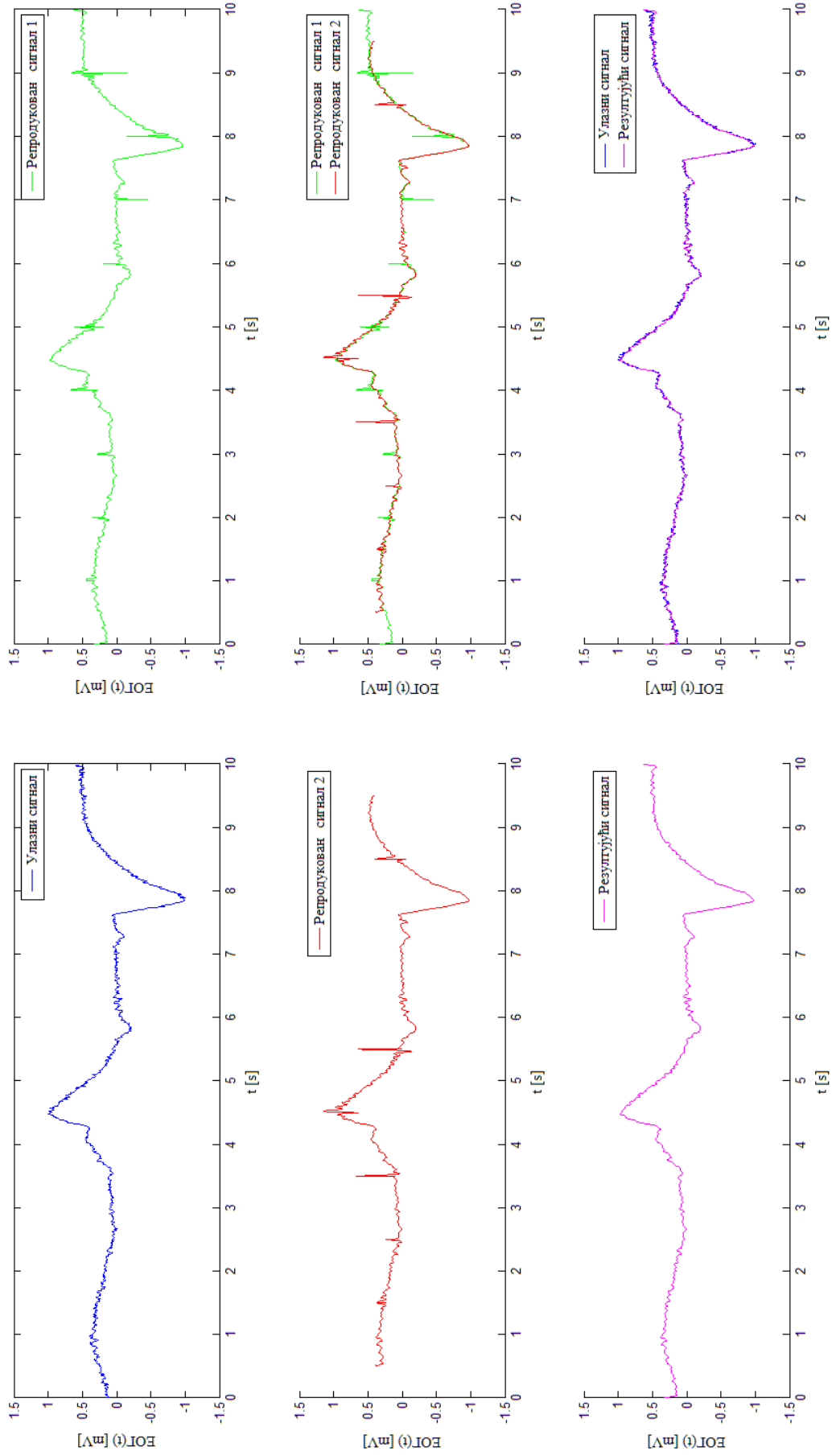
Слика П2.8. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – вредност SNR -а је -10 dB, мерни интервал $0,2$ s



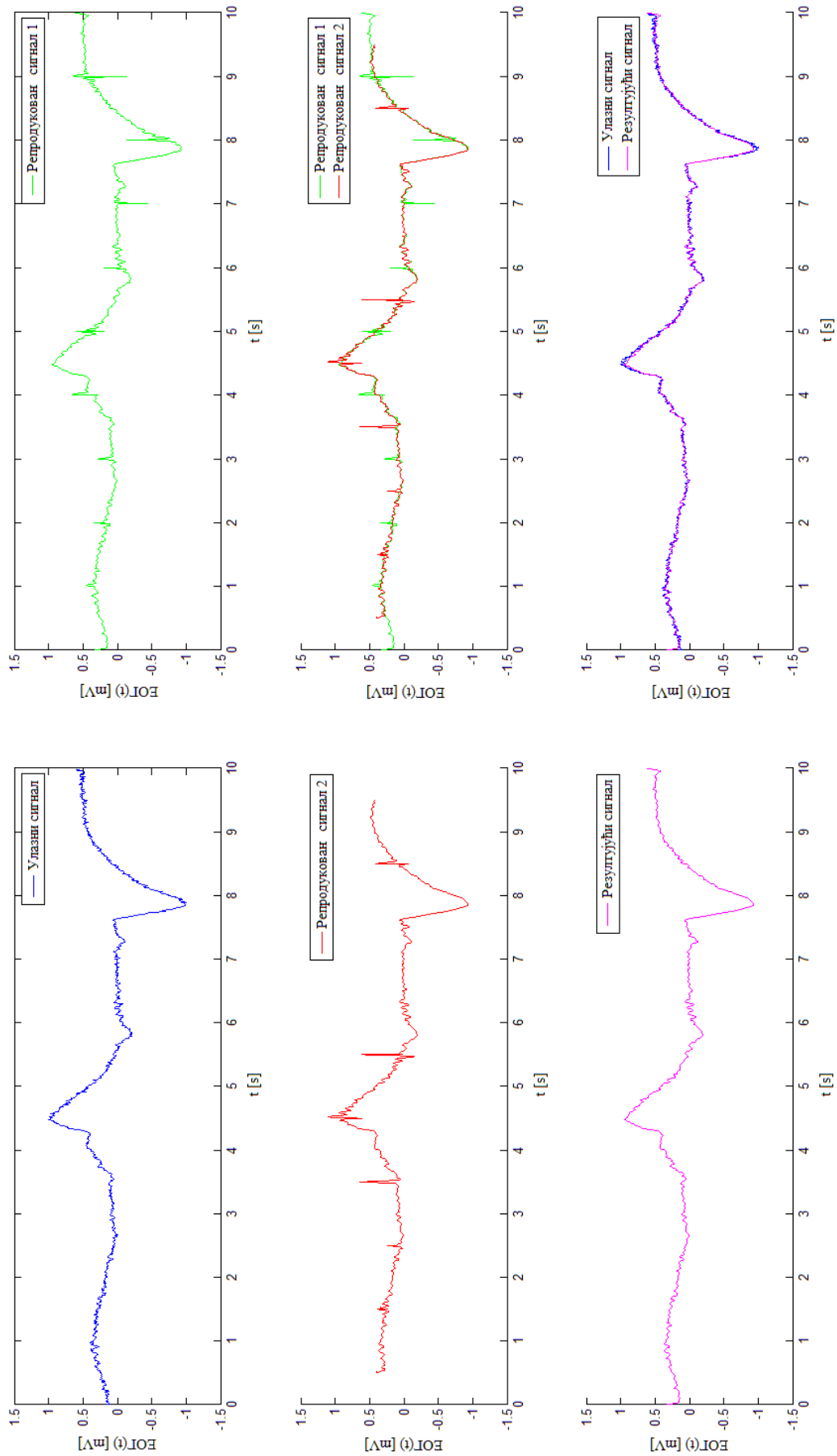
Слика П2.9. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – без додатог шума, мерни интервал 1 s



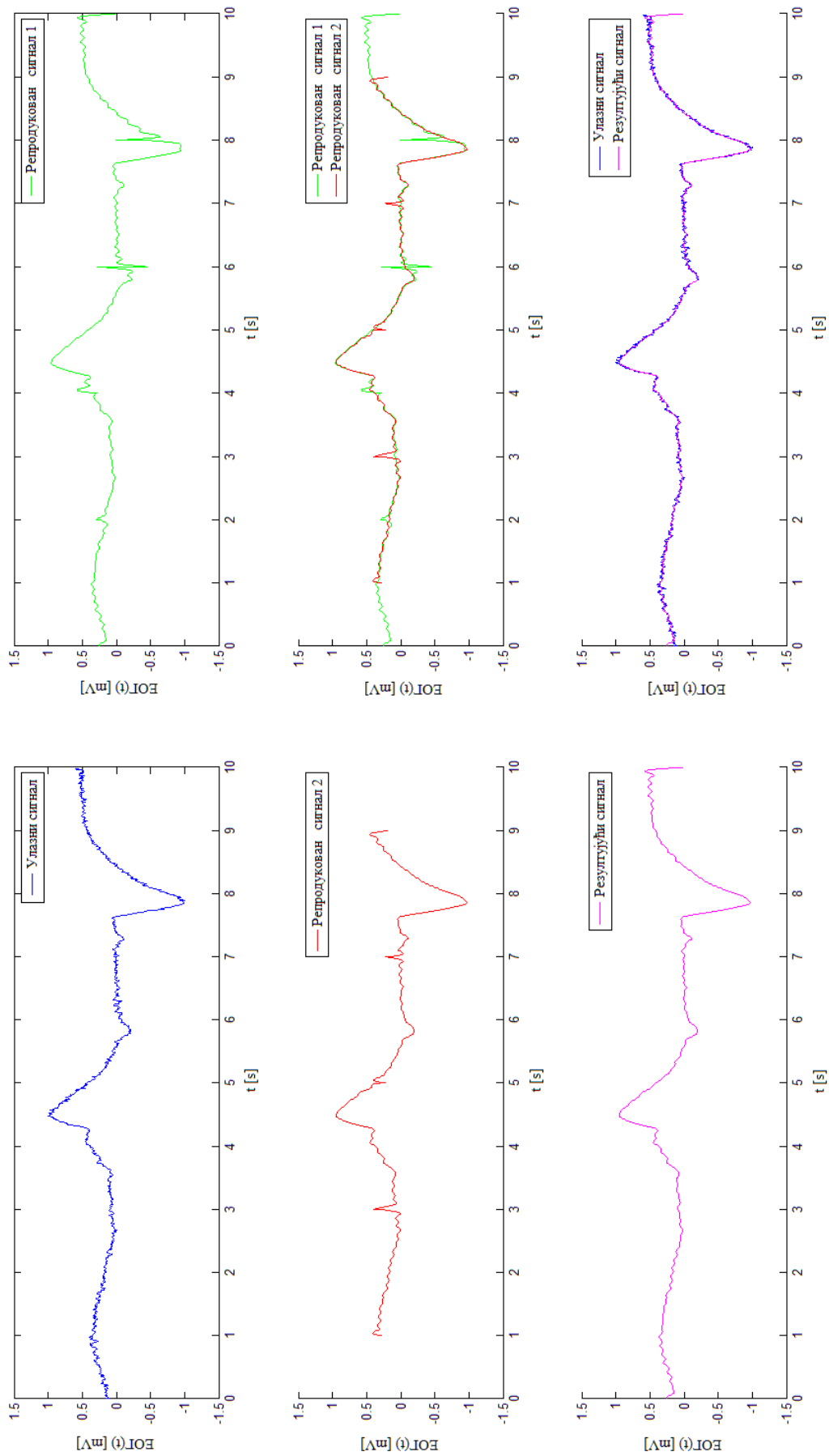
Слика П2.10. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – вредност SNR -а је $+10$ dB, мерни интервал 1 s



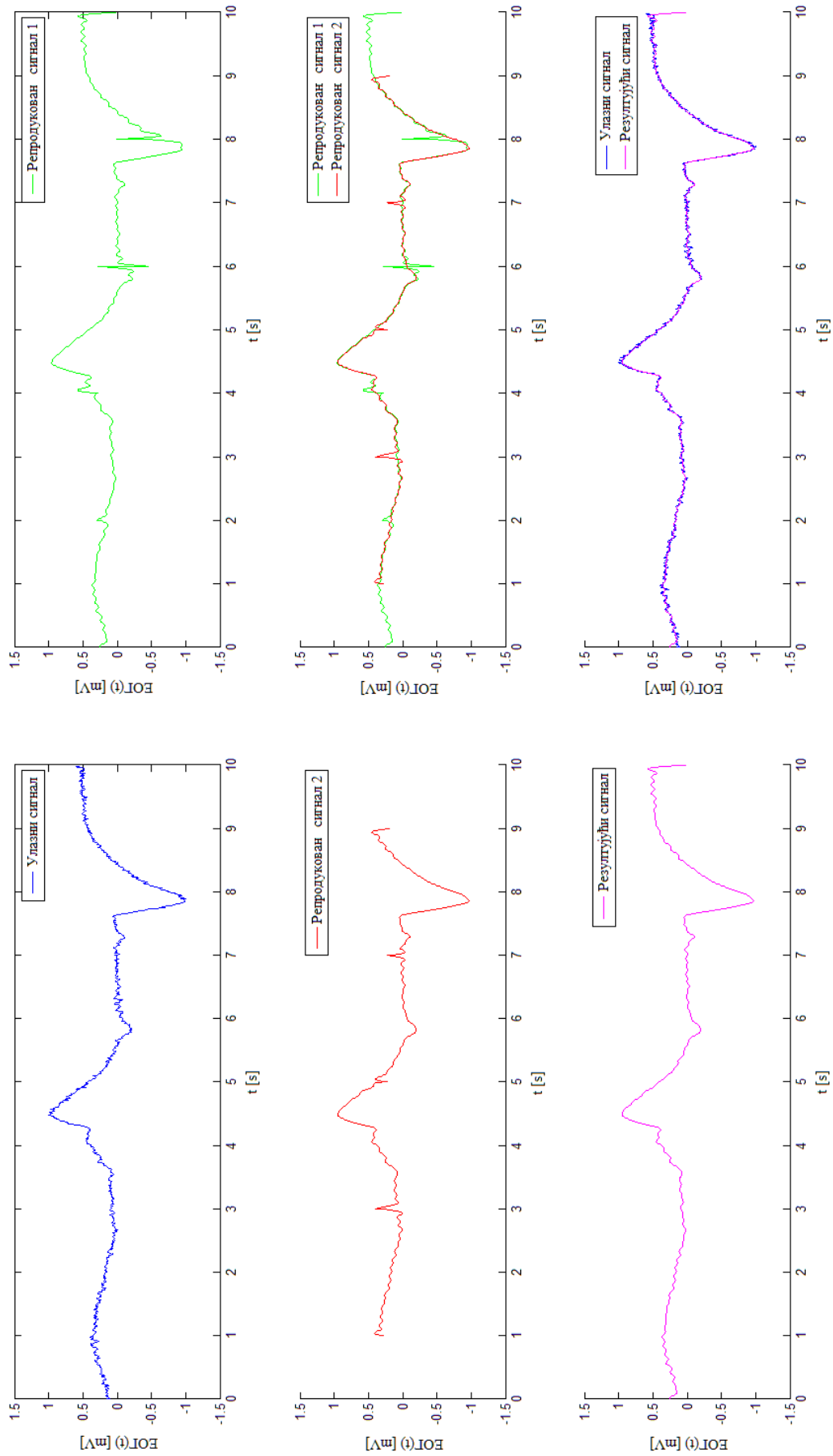
Слика П2.11. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – вредност SNR-a је 0 dB, мерни интервал 1 s



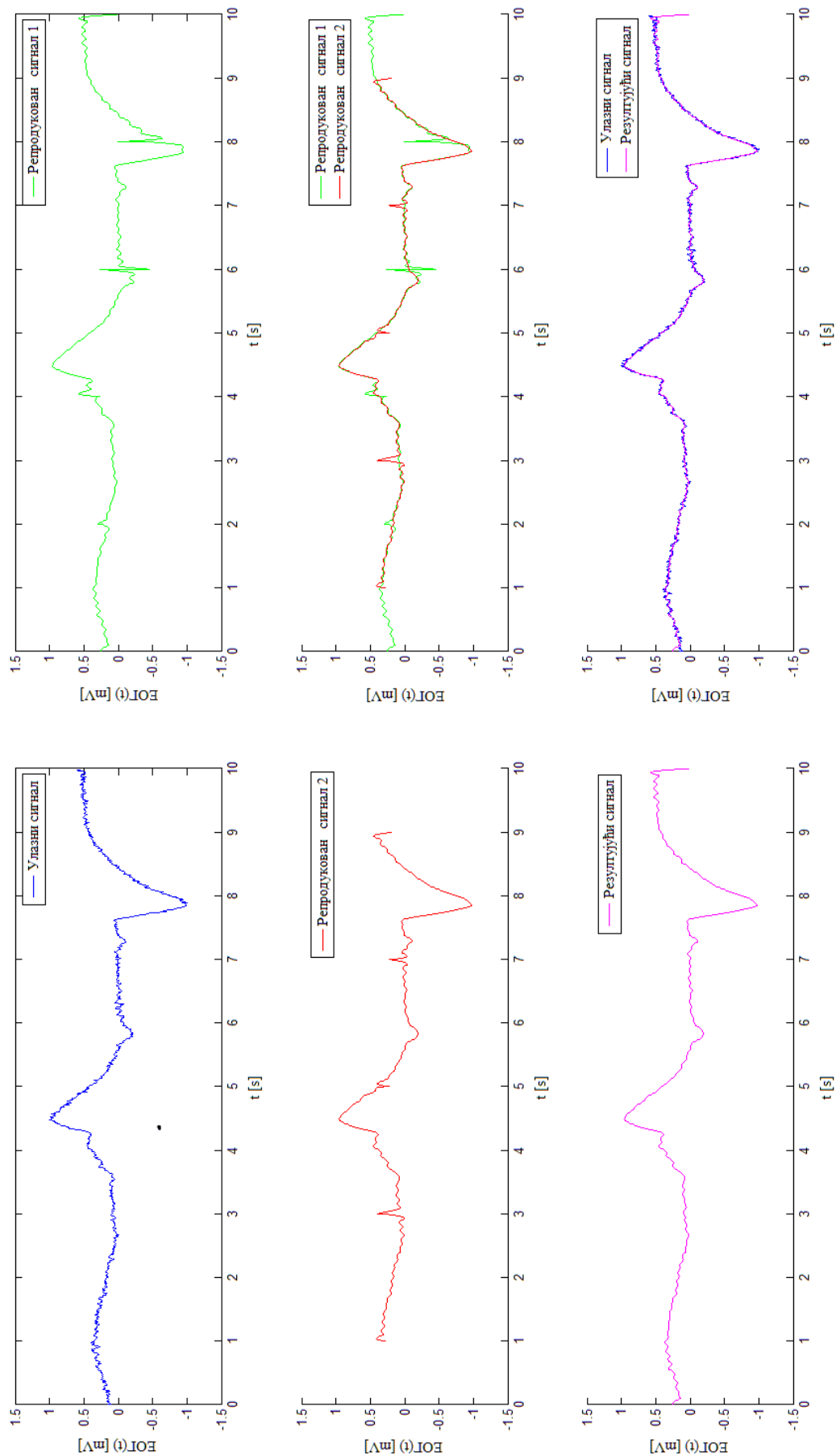
Слика П2.12. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – вредност SNR -а је -10 dB, мерни интервал 1 s



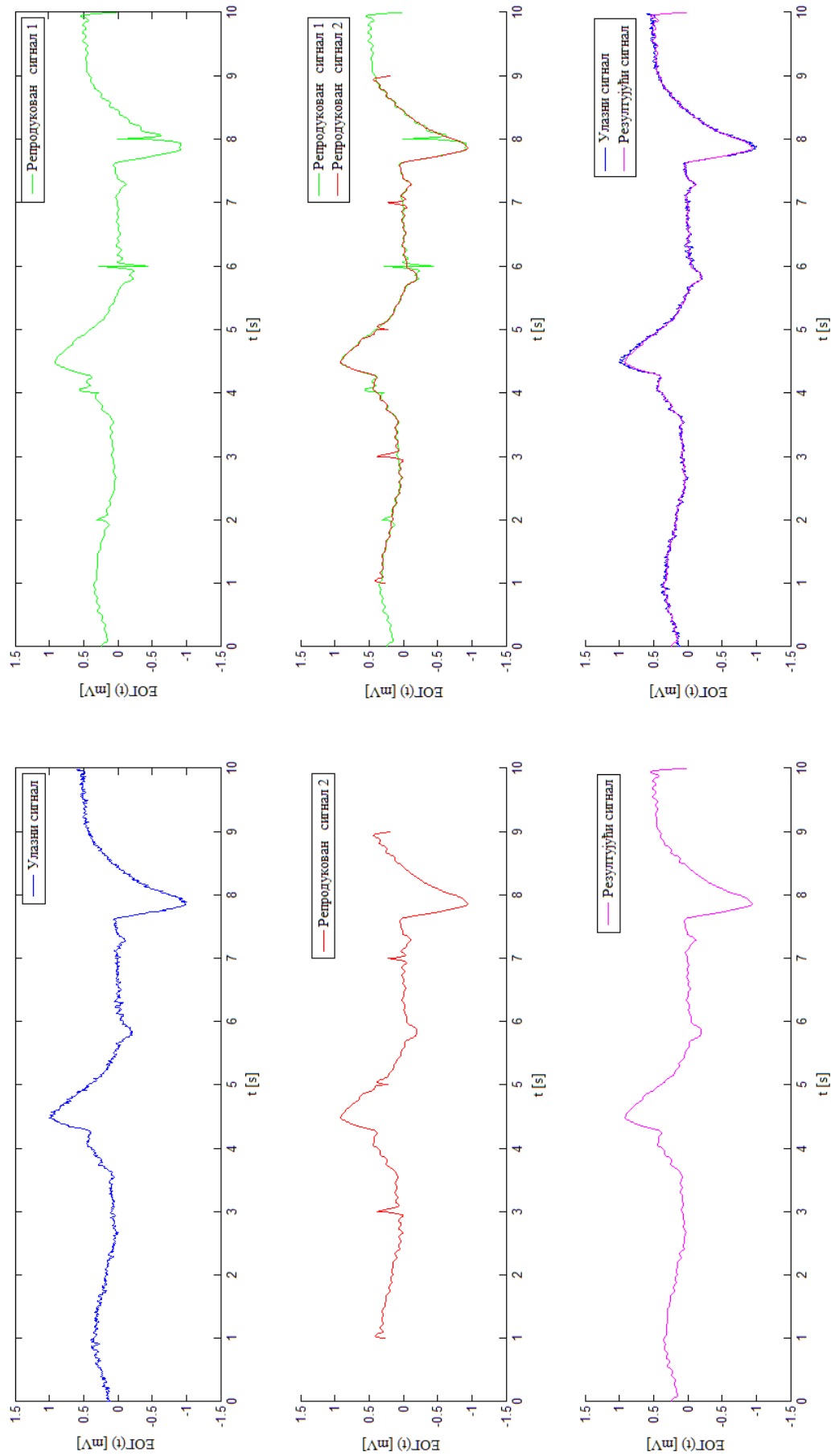
Слика П2.13. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – без додатог шума, мерни интервал 2 s



Слика П2.14. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – вредност SNR -а је +10 dB, мерни интервал 2 s



Слика П2.15. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – вредност SNR -а је 0 dB, мерни интервал 2 s



Слика П2.16. Улазни сигнал, репродуковани сигнали за сваки мерни канал и резултујући сигнал – вредност SNR -а је -10 dB, мерни интервал 2 s

Прилог 3

Резултати симулација и експеримената описаних у поглављу 8.1 и поглављу 8.2.

Приказ грешака мерења и одговарајућих графика за различите мерне интервале.

Фреквенција узорковања је 1 kHz, број хармоника је 15.

Табела ПЗ.1. Грешке мерења за мерни интервал од 0,1 s – симулација (слика ПЗ.1)

ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0131	0.0181	0.0278	0.0932
Максимална релативна [%]	1.6893	2.3330	3.5732	11.9899
Средња апсолутна [mV]	0.0020	0.0027	0.0057	0.0169
Средња релативна [%]	0.2630	0.3478	0.7353	2.1798

Табела ПЗ.2. Грешке мерења за мерни интервал од 0,2 s – симулација (слика ПЗ.2)

ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0204	0.0200	0.0276	0.0552
Максимална релативна [%]	2.6254	2.5735	3.5539	7.0980
Средња апсолутна [mV]	0.0018	0.0022	0.0043	0.0122
Средња релативна [%]	0.2354	0.2911	0.5586	1.5811

Табела ПЗ.3. Грешке мерења за мерни интервал од 1 s – симулација (слика ПЗ.3)

ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0227	0.0225	0.0234	0.0314
Максимална релативна [%]	2.9226	2.8982	3.0051	4.0430
Средња апсолутна [mV]	0.0042	0.0042	0.0045	0.0067
Средња релативна [%]	0.5448	0.5452	0.5772	0.8715

Табела ПЗ.4. Грешке мерења за мерни интервал од 2 s – симулација (слика ПЗ.4)

ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0276	0.0266	0.0273	0.0348
Максимална релативна [%]	3.5540	3.4207	3.5141	4.4859
Средња апсолутна [mV]	0.0053	0.0053	0.0054	0.0067
Средња релативна [%]	0.6831	0.6841	0.7006	0.8680

Табела ПЗ.5. Грешке мерења за мерни интервал од 0,1 s – експеримент (слике ПЗ.5-ПЗ.8)

ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0138	0.0174	0.0384	0.0938
Максимална релативна [%]	1.7714	2.2387	4.9424	12.0719
Средња апсолутна [mV]	0.0030	0.0052	0.0095	0.0235
Средња релативна [%]	0.3922	0.6668	1.2273	3.0253

Табела ПЗ.6. Грешке мерења за мерни интервал од 0,2 s – експеримент (слике ПЗ.9-ПЗ.12)

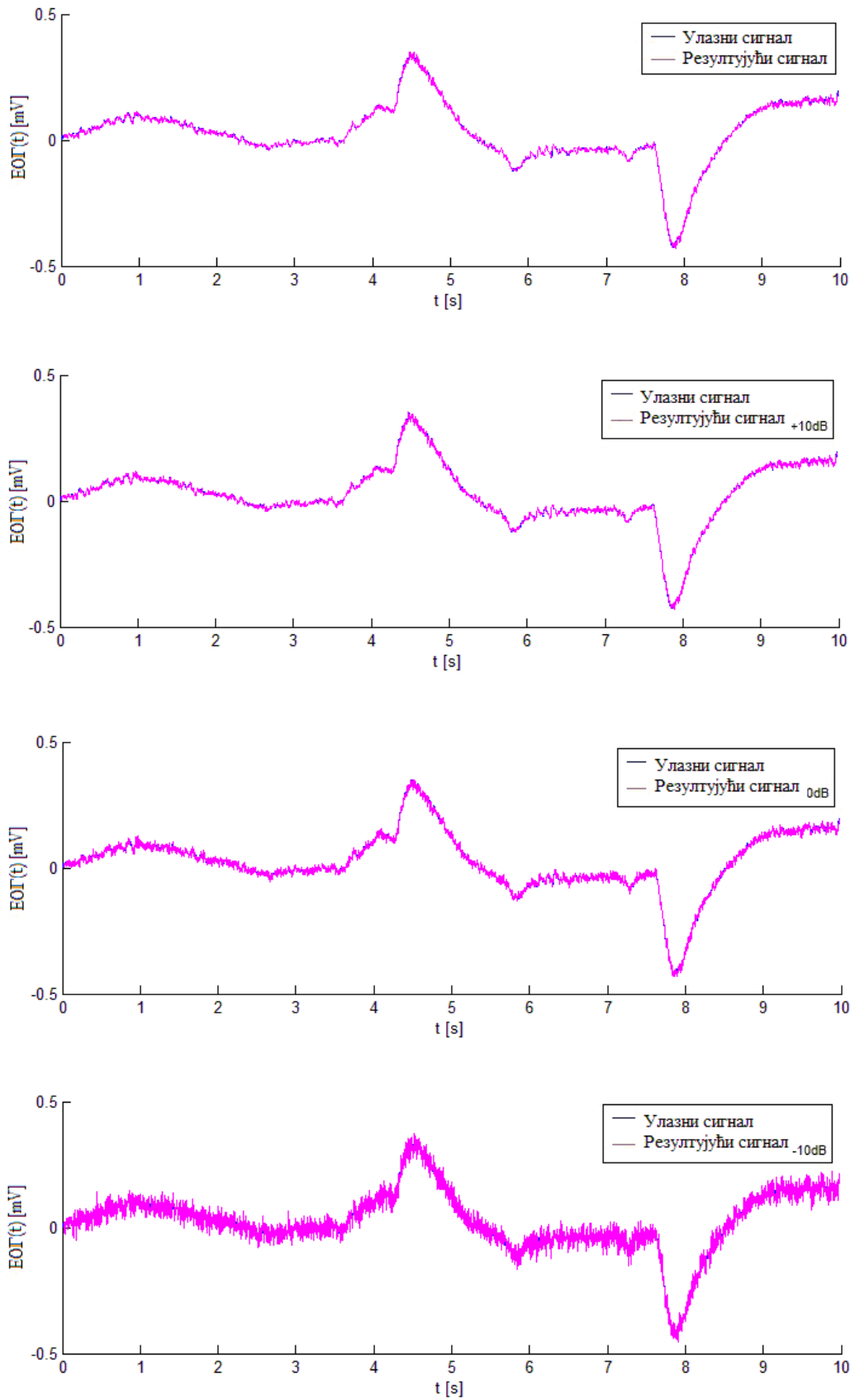
ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0154	0.0178	0.0311	0.0725
Максимална релативна [%]	1.9793	2.2911	4.0033	9.3229
Средња апсолутна [mV]	0.0029	0.0051	0.0088	0.0214
Средња релативна [%]	0.3802	0.6555	1.1385	2.7554

Табела ПЗ.7. Грешке мерења за мерни интервал од 1 s – експеримент (слике ПЗ.13-ПЗ.16)

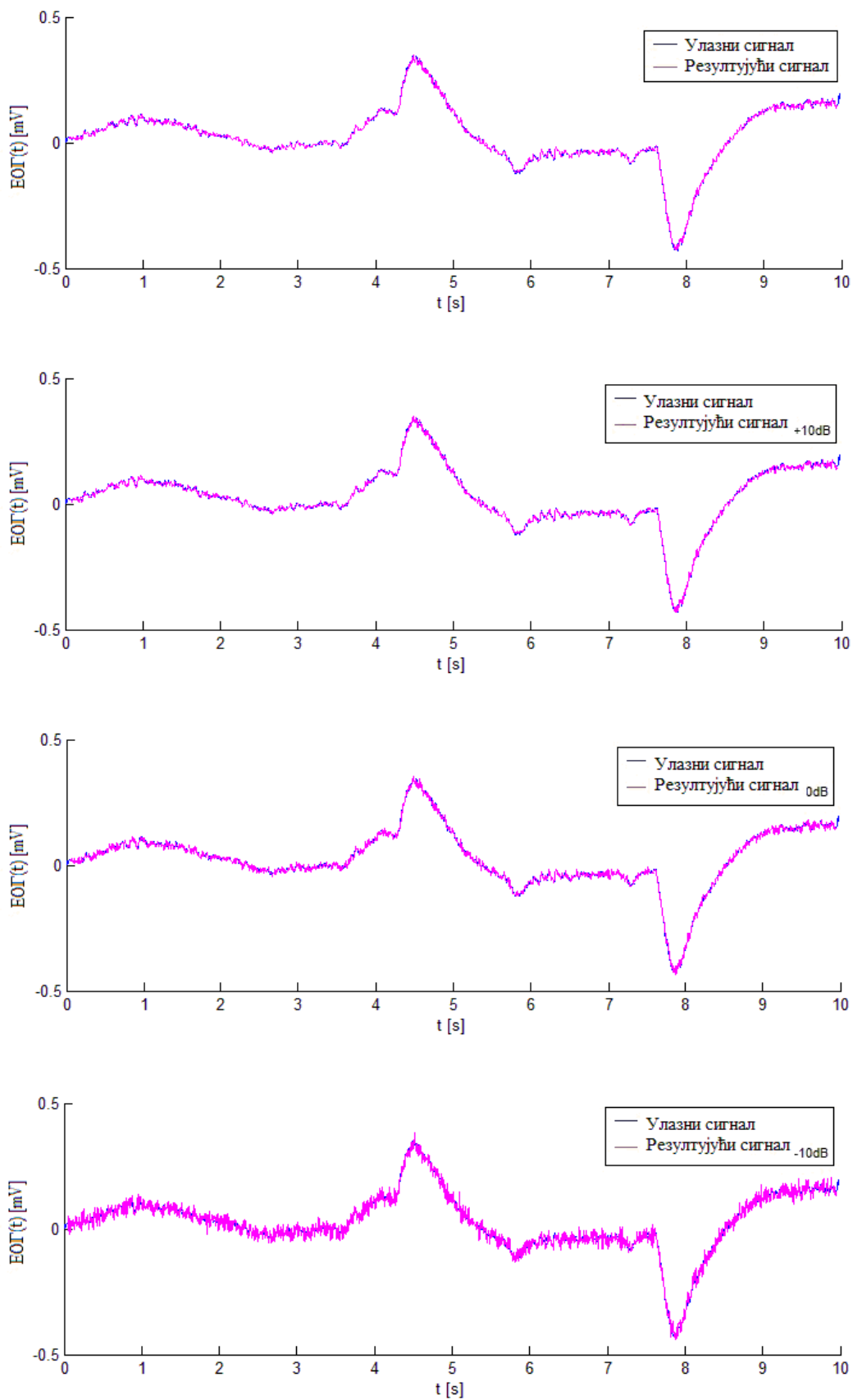
ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0284	0.0322	0.0298	0.0467
Максимална релативна [%]	3.6577	4.1421	3.8314	6.0063
Средња апсолутна [mV]	0.0042	0.0059	0.0085	0.0187
Средња релативна [%]	0.5399	0.7675	1.0997	2.4105

Табела ПЗ.8. Грешке мерења за мерни интервал од 2 s – експеримент (слике ПЗ.17-ПЗ.20)

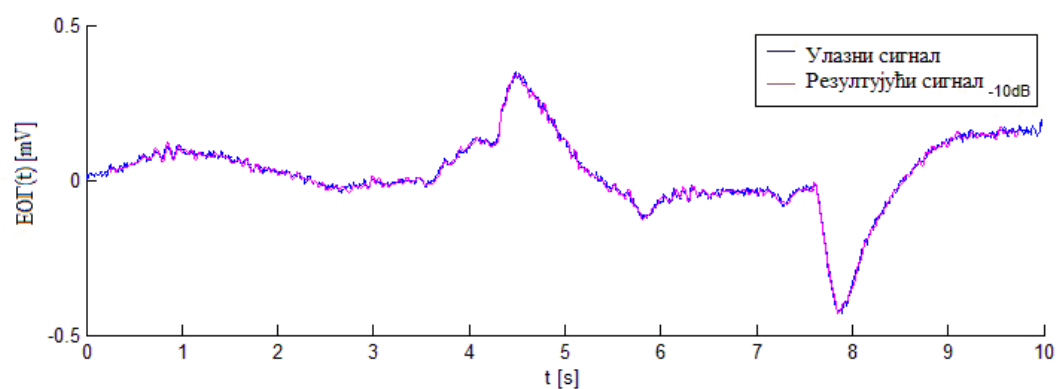
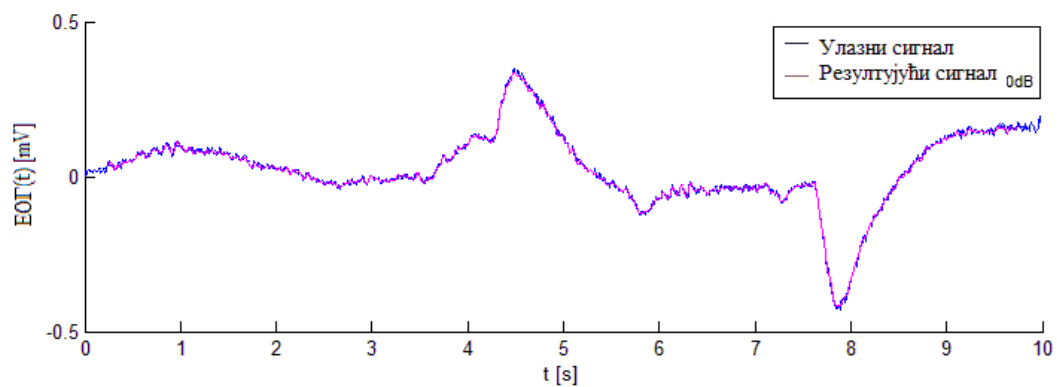
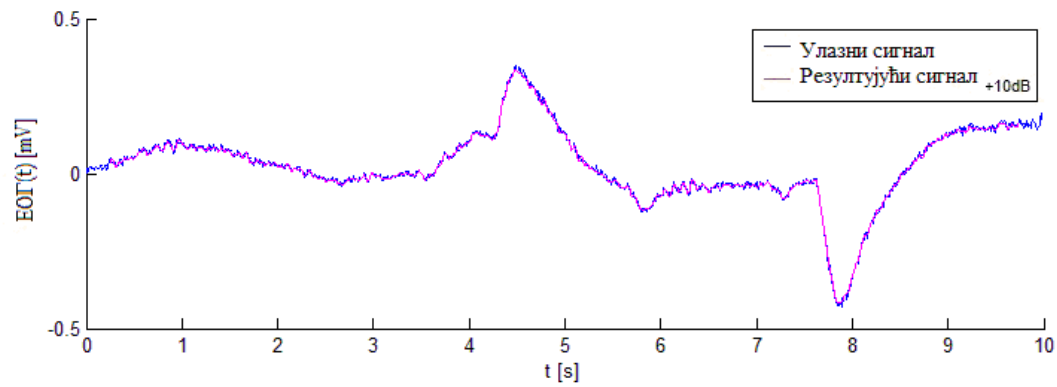
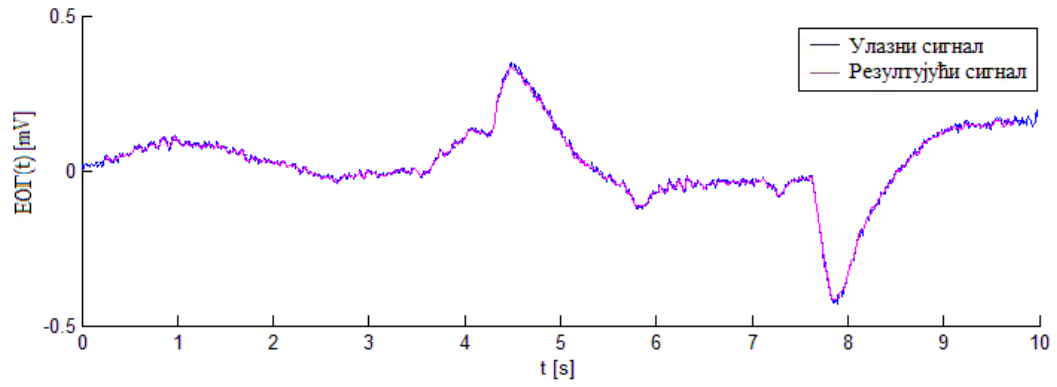
ГРЕШКЕ	Без додатог шума	SNR		
		10 dB	0 dB	-10 dB
Максимална апсолутна [mV]	0.0279	0.0304	0.0318	0.0512
Максимална релативна [%]	3.5856	3.9168	4.0903	6.5827
Средња апсолутна [mV]	0.0054	0.0067	0.0088	0.0183
Средња релативна [%]	0.6943	0.8618	1.1377	2.3509



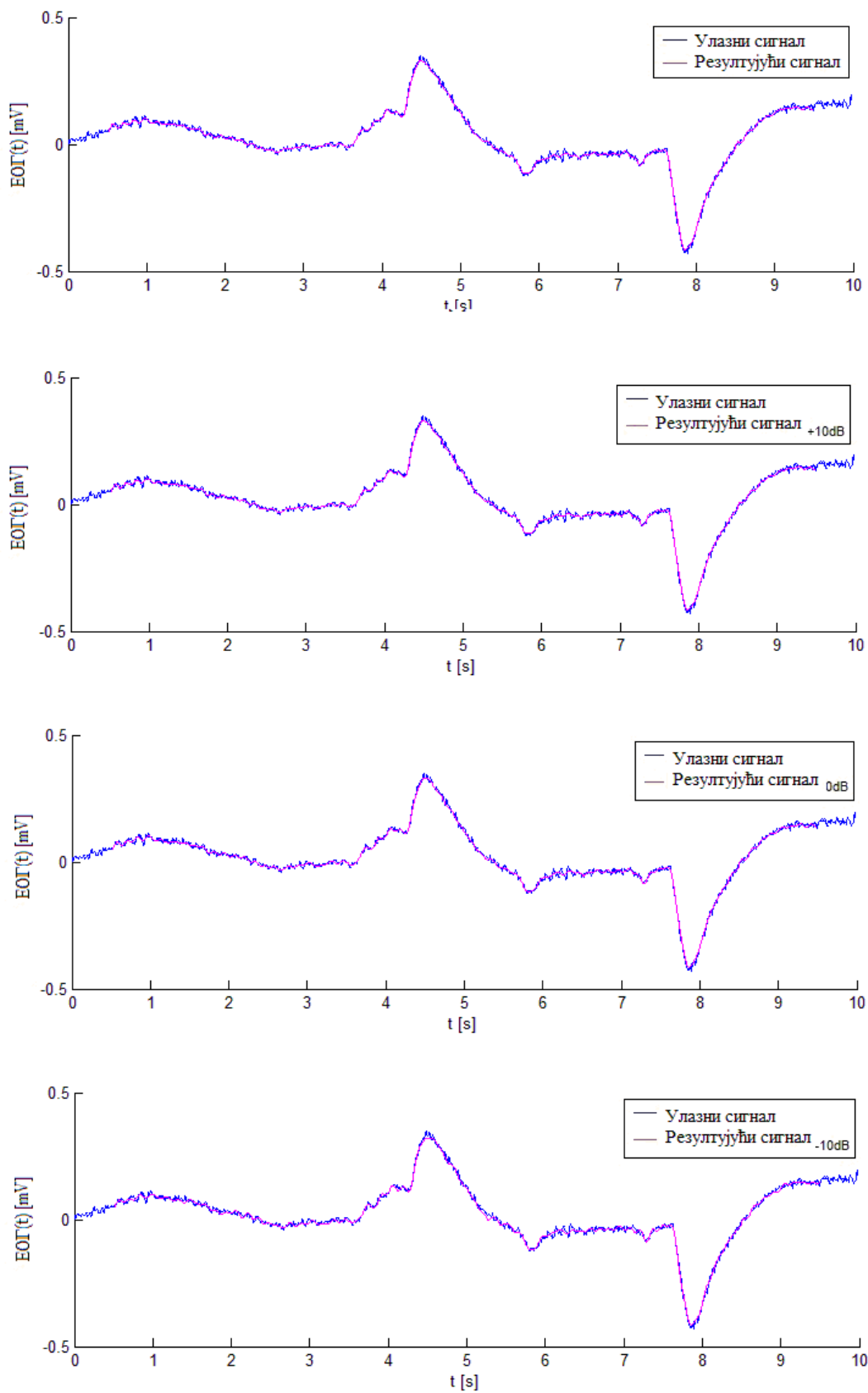
Слика ПЗ.1. Компарација улазног и репродукованих сигнала: без додавања шума и различите вредности SNR -а, за мерни интервал од 0,1 s



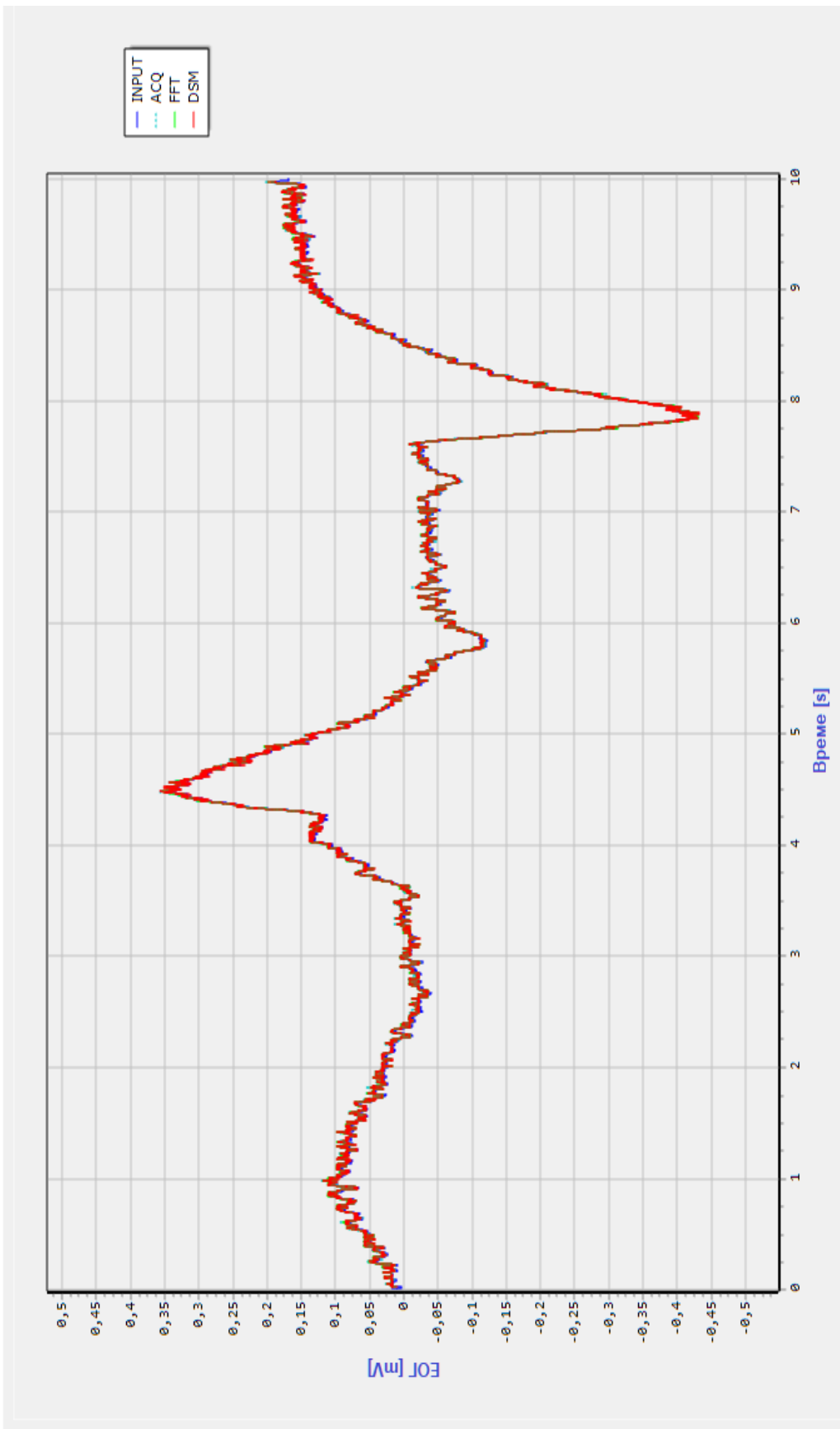
Слика П3.2. Компарација улазног и репродукованих сигнала: без додавања шума и различите вредности SNR -а, за мерни интервал од 0,2 s



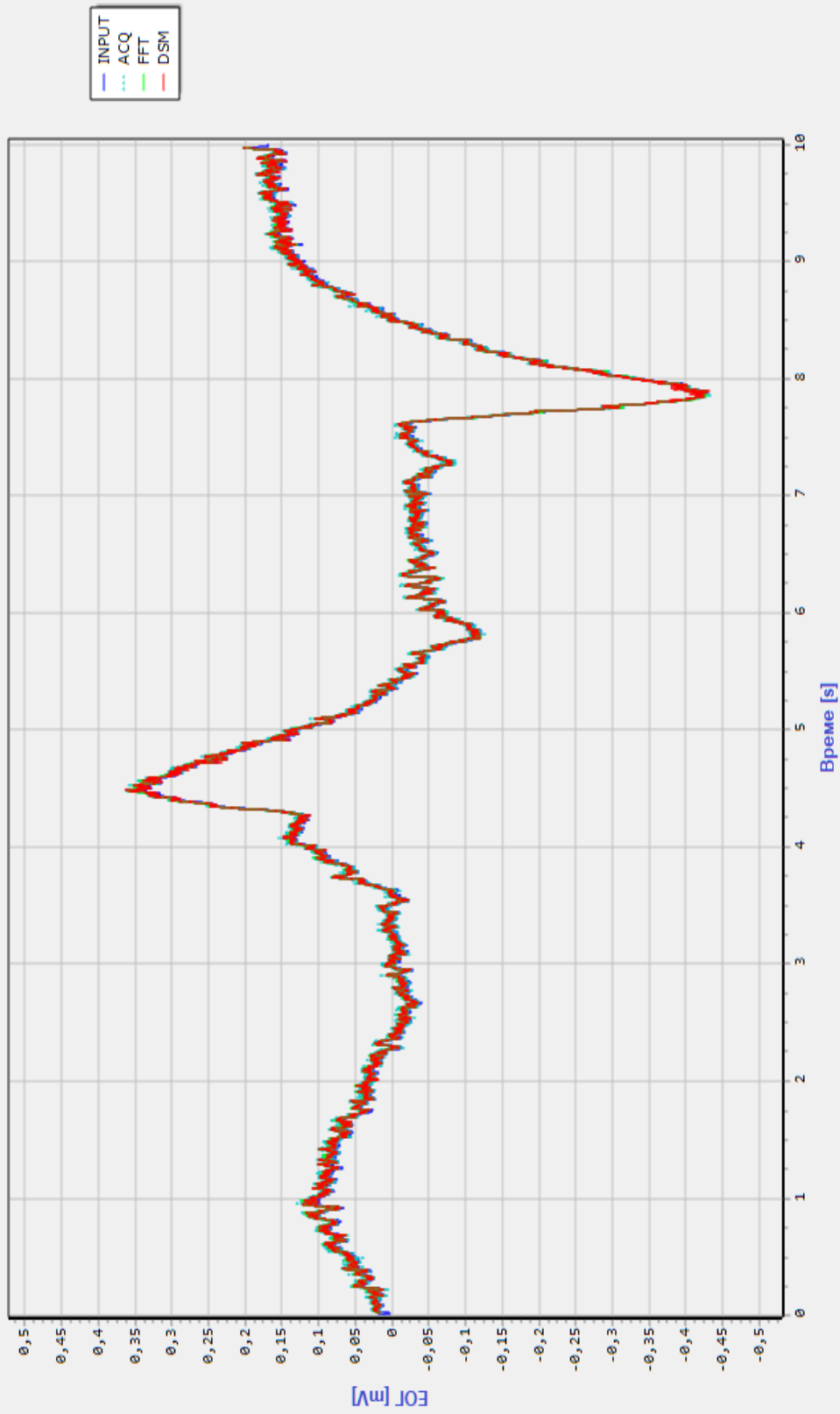
Слика ПЗ.3. Компарација улазног и репродукованих сигнала: без додавања шума и различите вредности SNR -а, за мерни интервал од 1 s



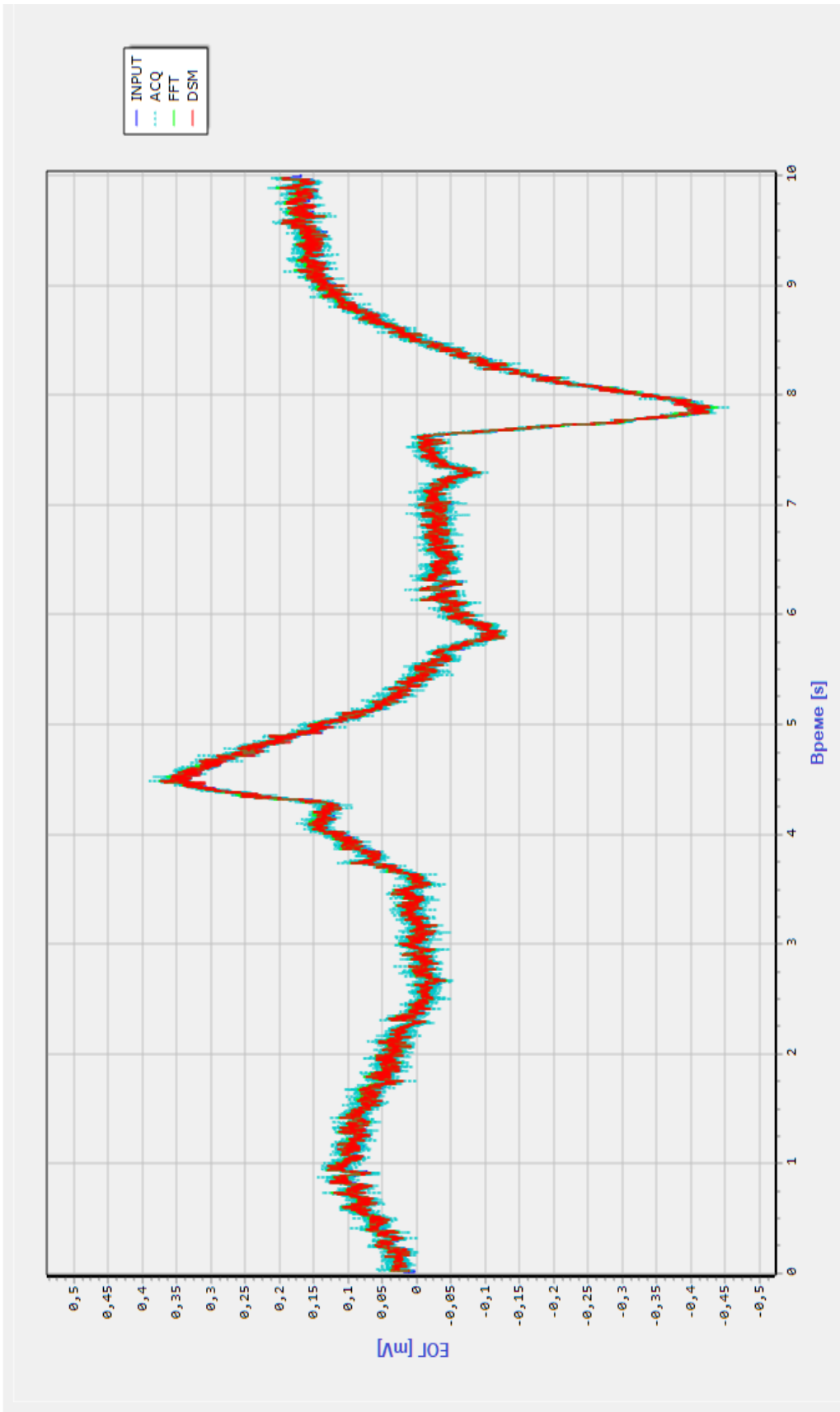
Слика ПЗ.4. Компарација улазног и репродукованих сигнала: без додавања шума и различите вредности SNR -а, за мерни интервал од 2 s



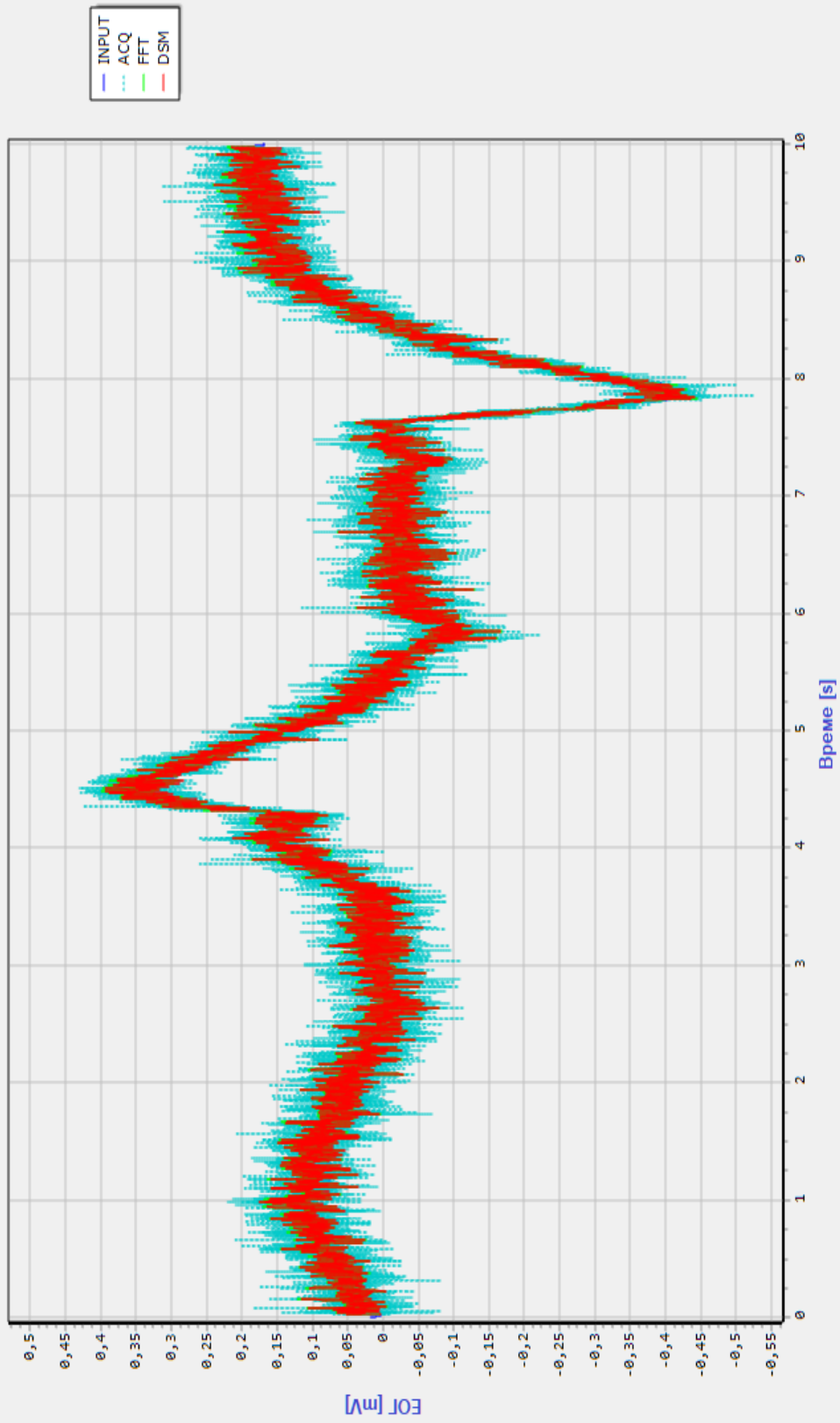
Слика ПЗ.5. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *DSM* методом за мерни интервал од 0,1 s – без додатог шума



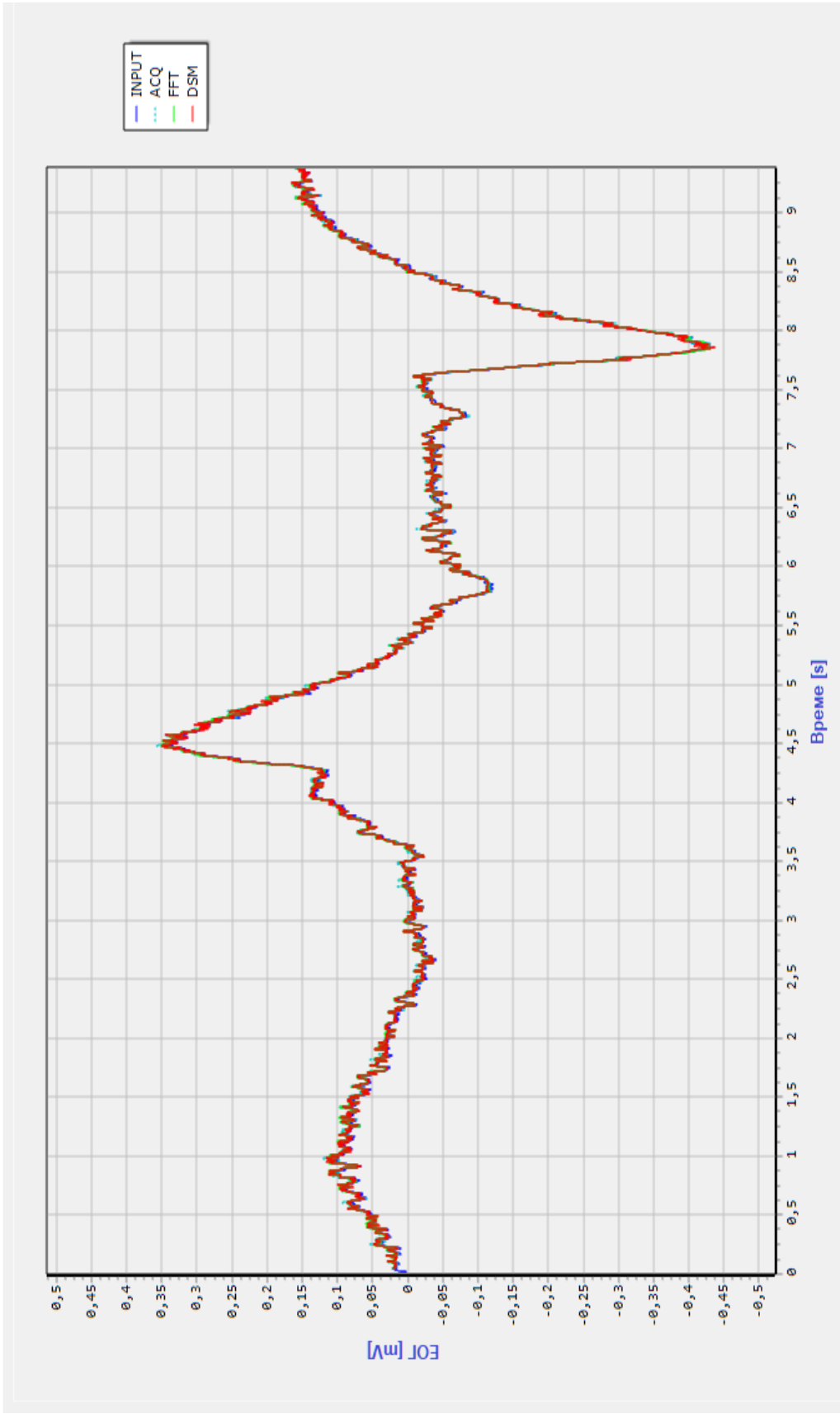
Слика ПЗ.6. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен FFT-ом и сигнал измерен модификованом ДСМ методом за мерни интервал од 0,1 s – вредност SNR-a је +10 dB



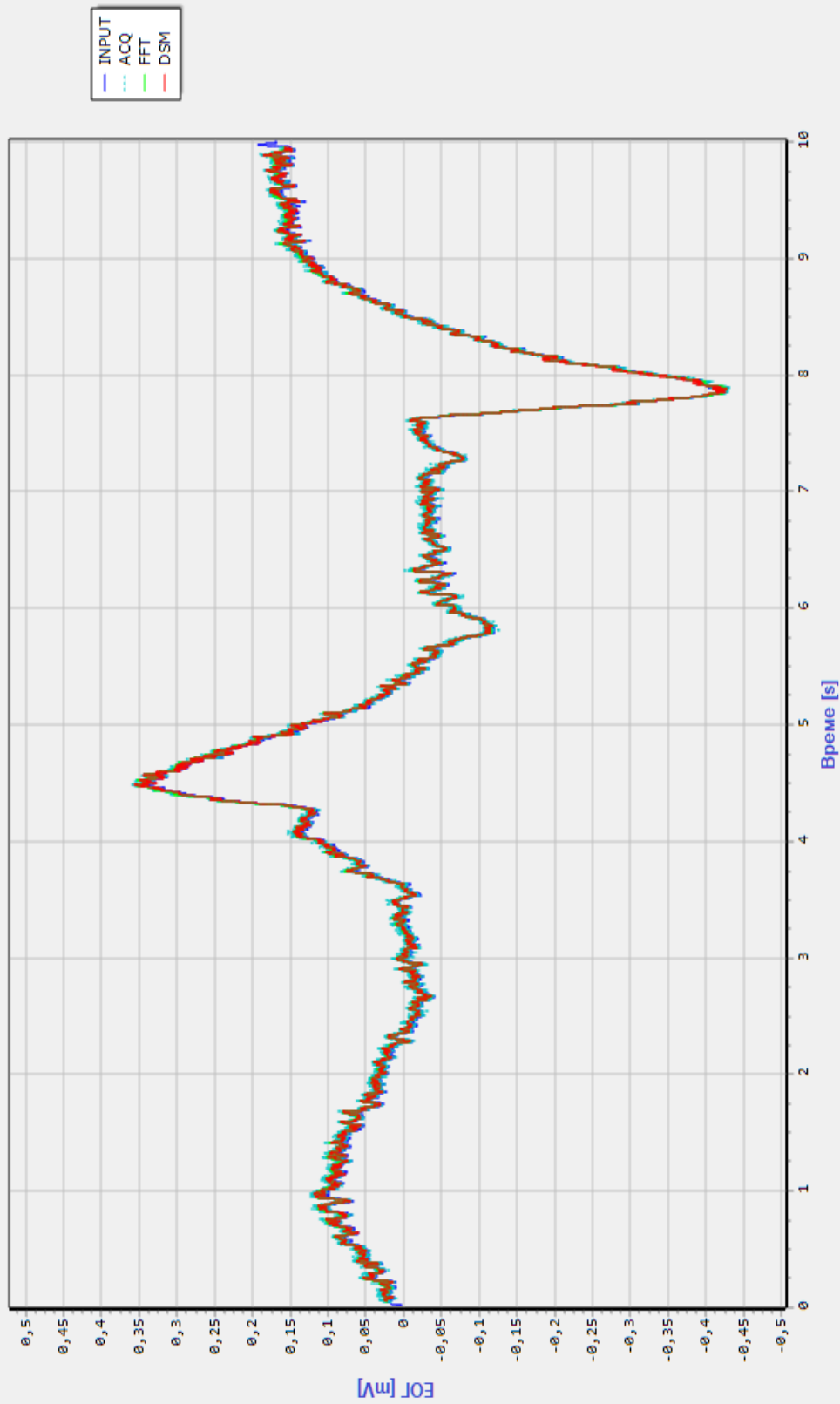
Слика П3.7. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *DSM* методом за мерни интервал од 0,1 s – вредност *SNR*-а је 0 dB



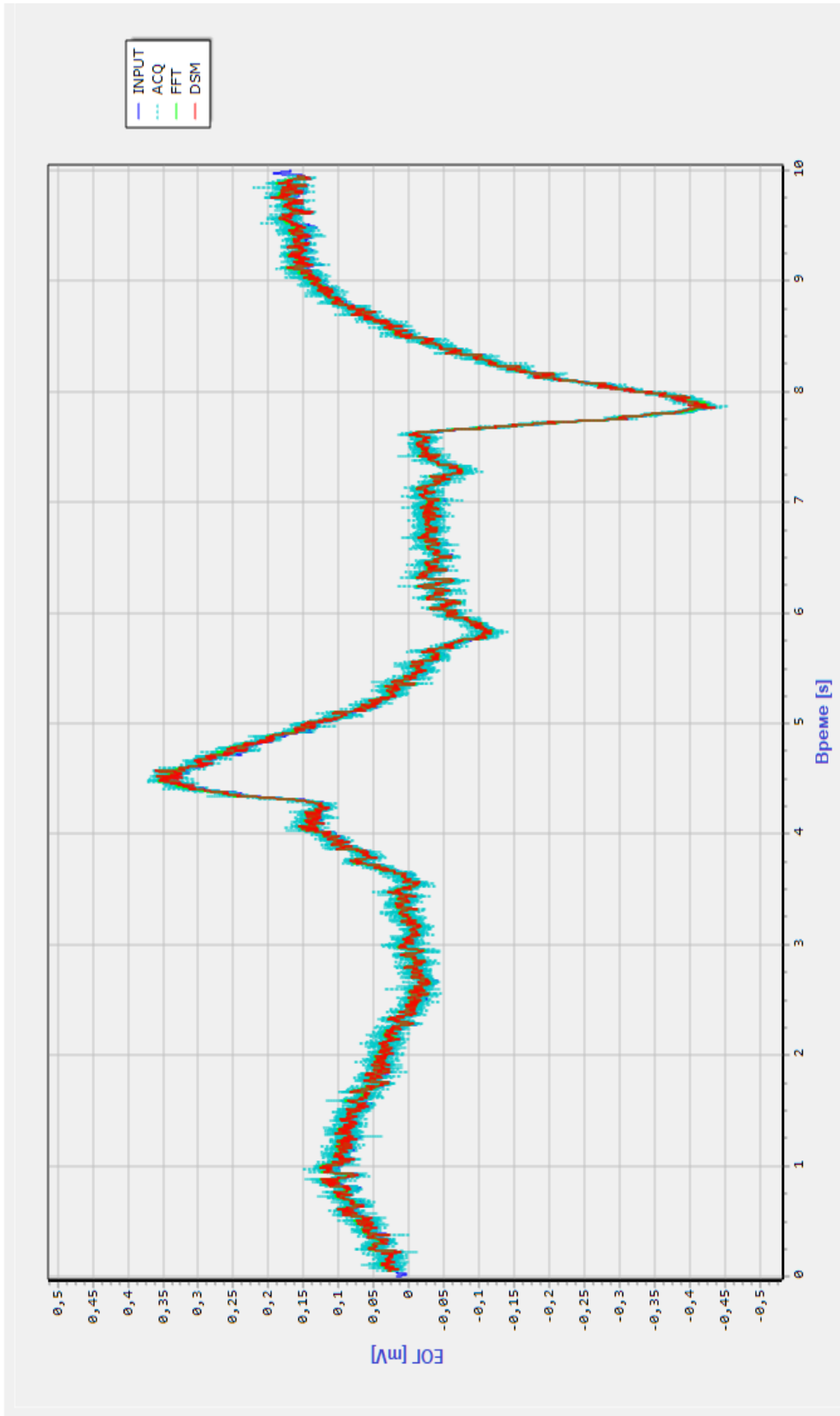
Слика ПЗ.8. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *ДСМ* методом за мерни интервал од 0,1 s – вредност *SNR*-а је -10 dB



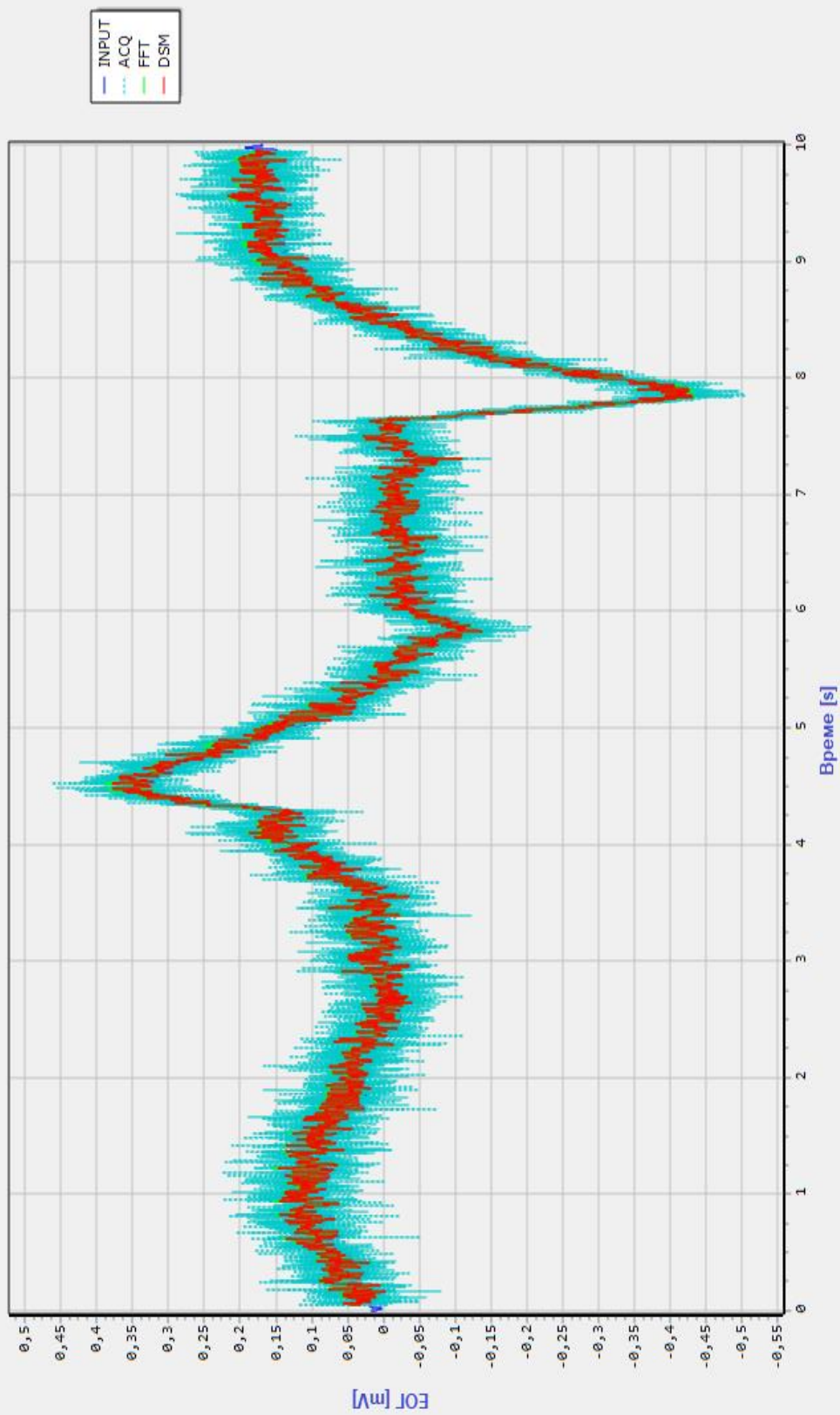
Слика П3.9. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *ДСМ* методом за мерни интервал од 0,2 s – без додатог шума



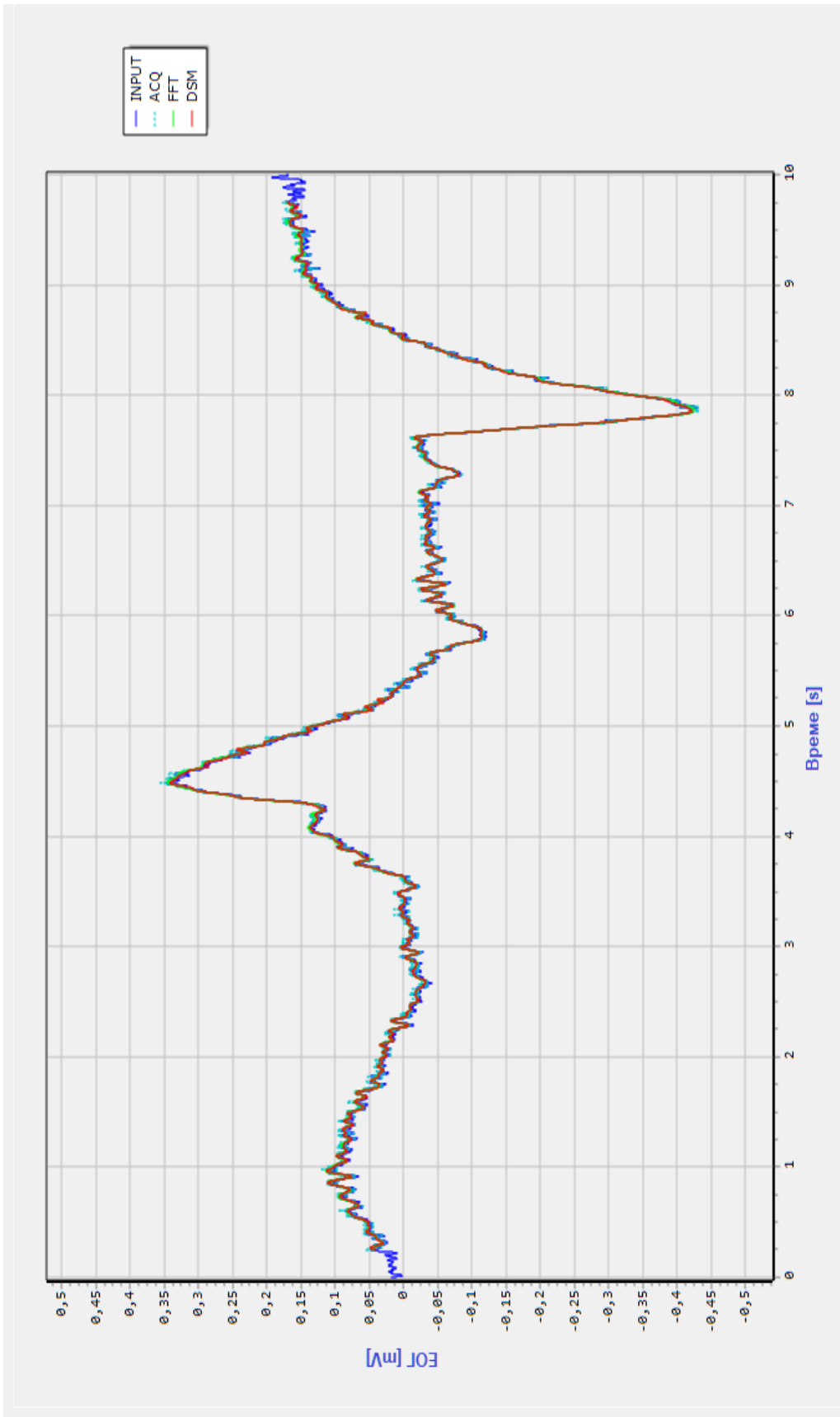
Слика ПЗ.10. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *DSM* методом за мерни интервал од 0,2 s – вредност *SNR*-а је +10 dB



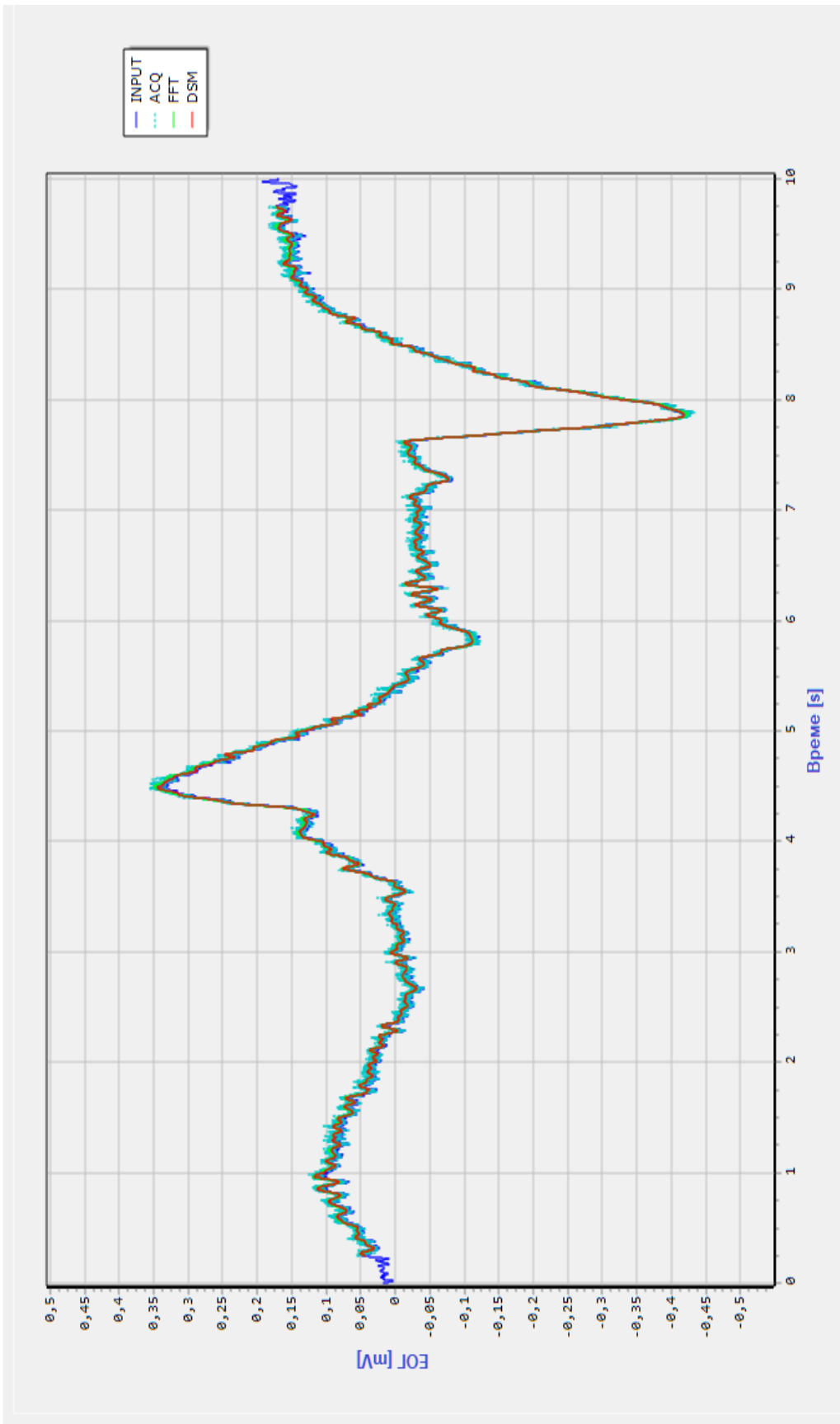
Слика ПЗ.11. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT* -ом и сигнал измерен модификованом *ДСМ* методом за мерни интервал од 0,2 s – вредност *SNR*-а је 0 dB



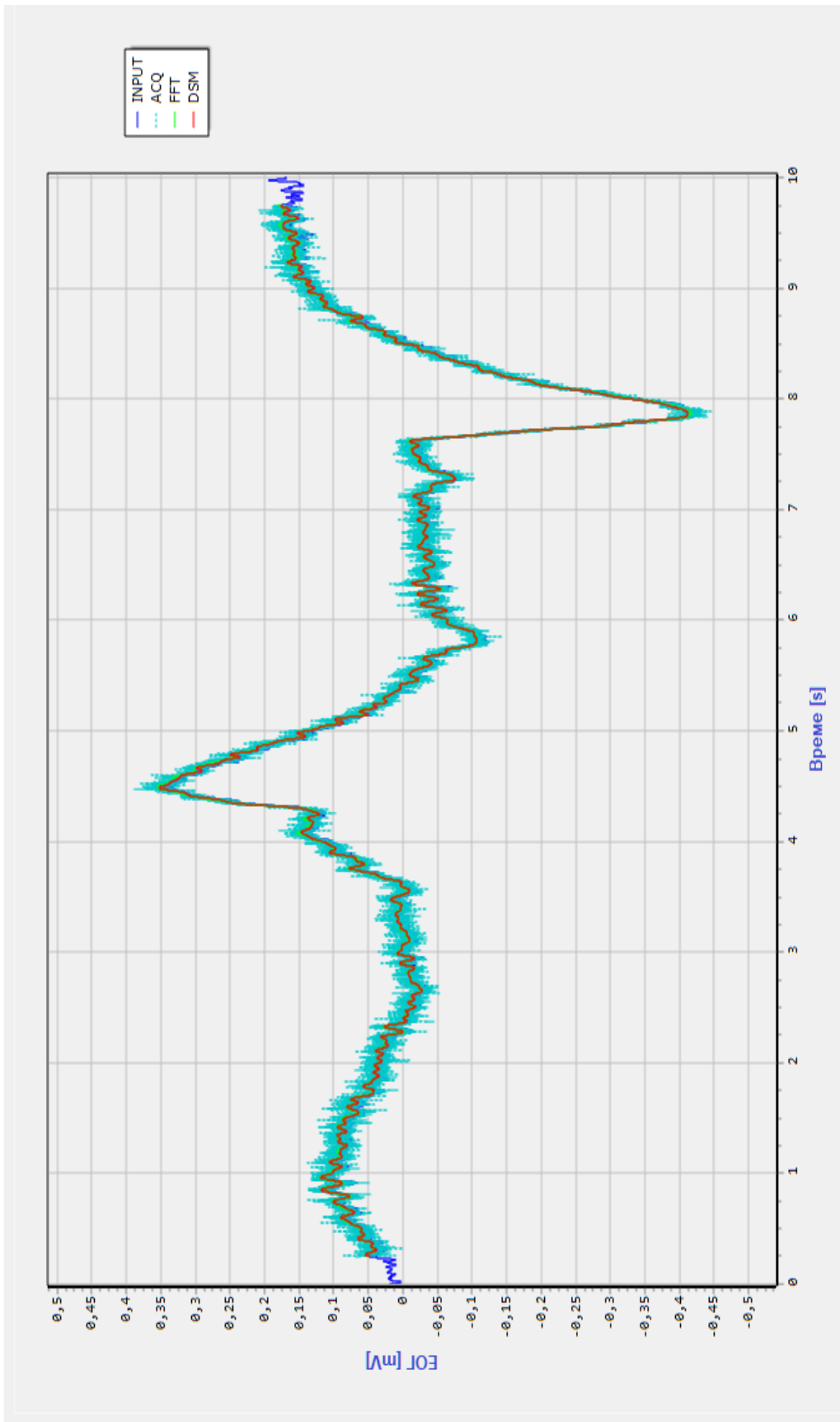
Слика ПЗ.12. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *ДСМ* методом за мерни интервал од 0,2 s – вредност *SNR*-а је -10 dB



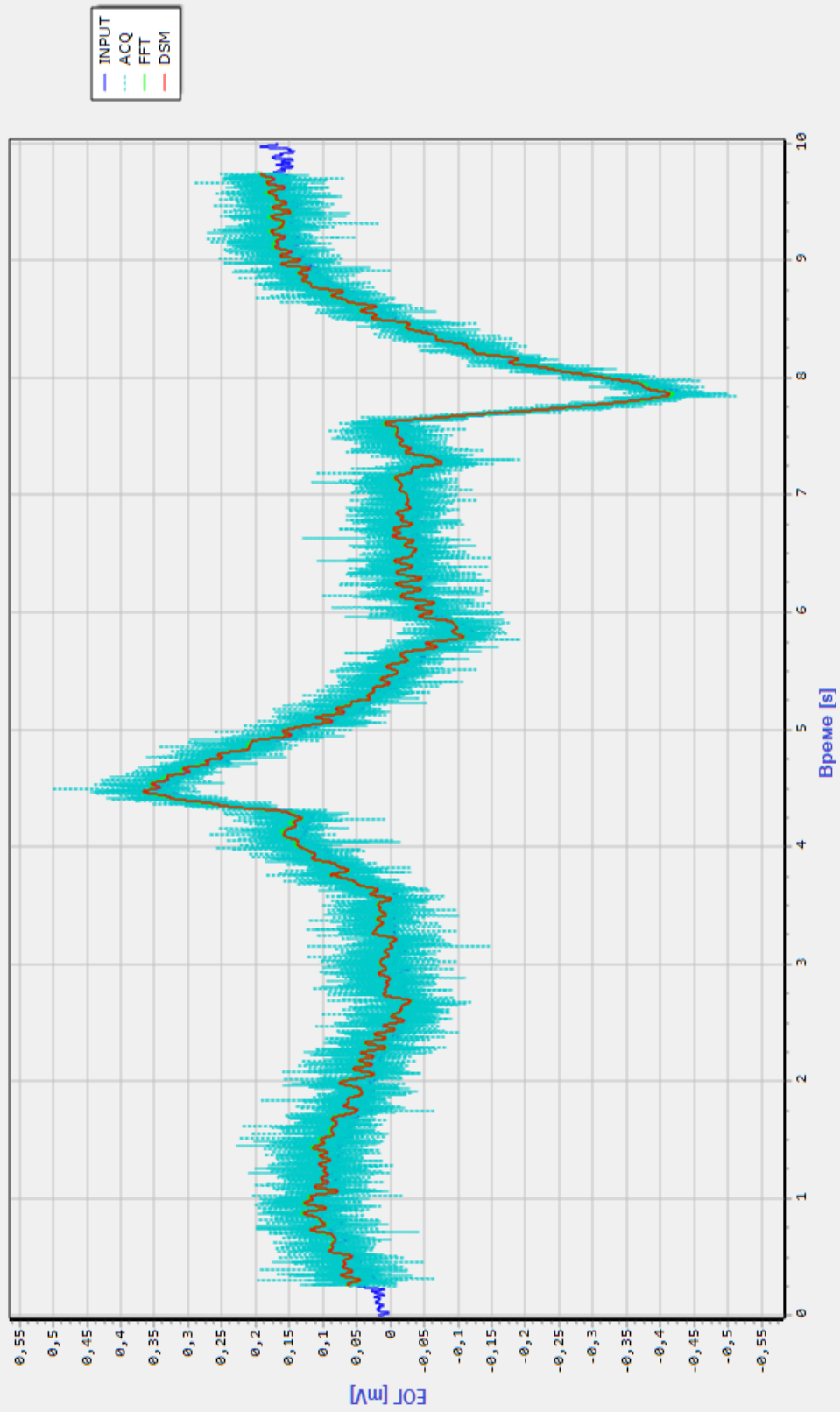
Слика ПЗ.13. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *ДСМ* методом за мерни интервал од 1 s – без додатог шума



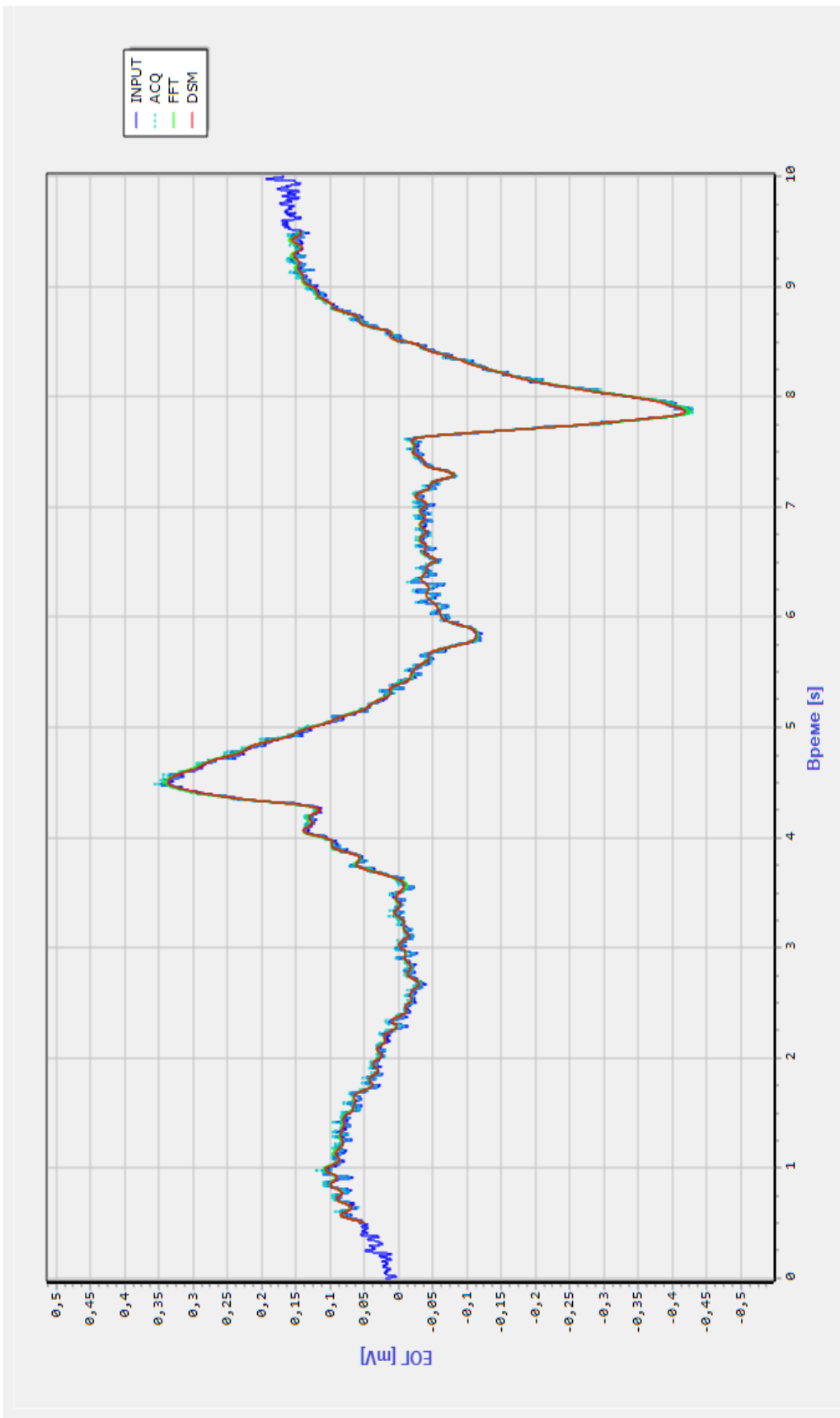
Слика ПЗ.14. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT* -ом и сигнал измерен модификованом ДСМ методом за мерни интервал од 1 s – вредност *SNR*-а је +10 dB



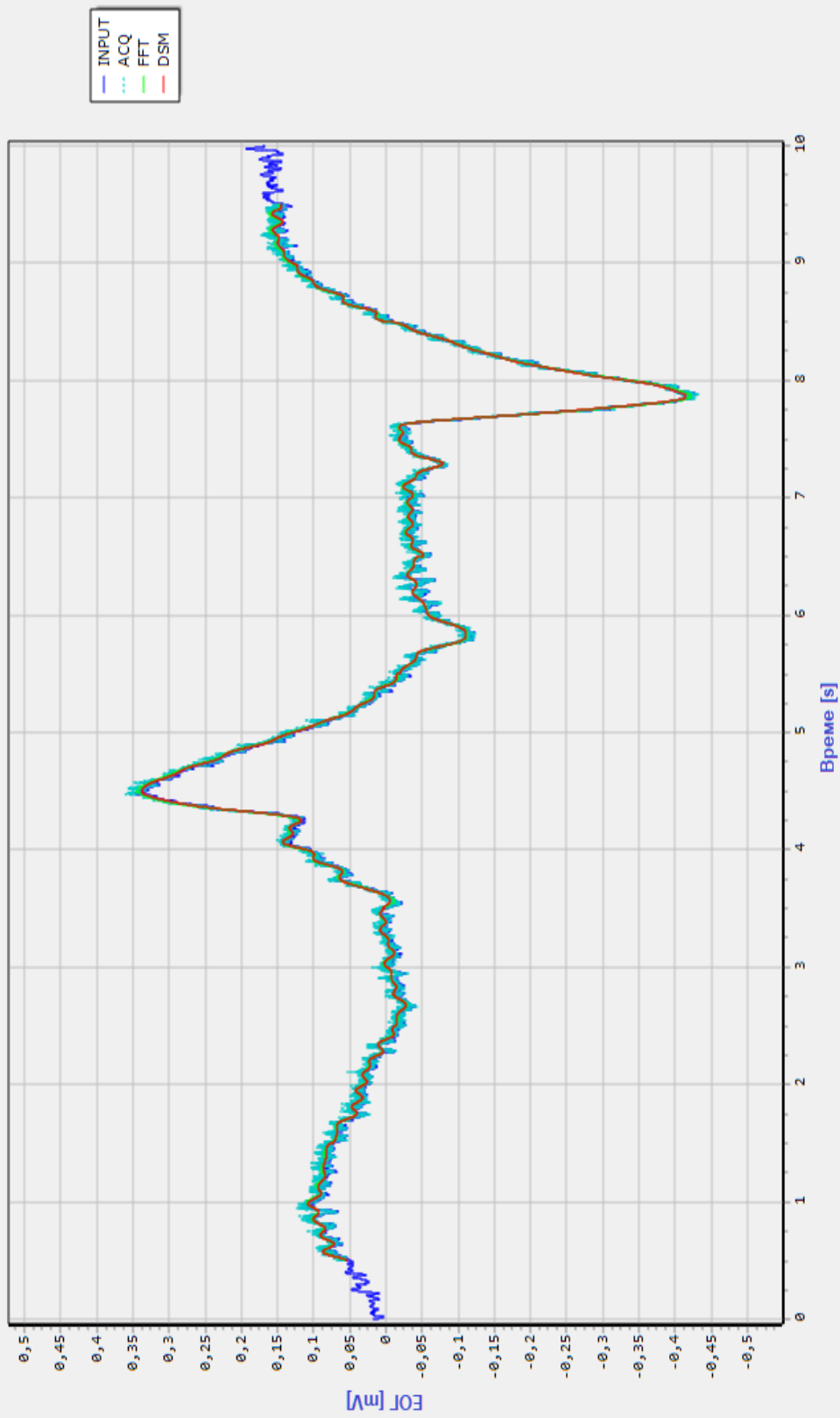
Слика ПЗ.15. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *ДСМ* методом за мерни интервал од 1 s – вредност *SNR*-а је 0 dB



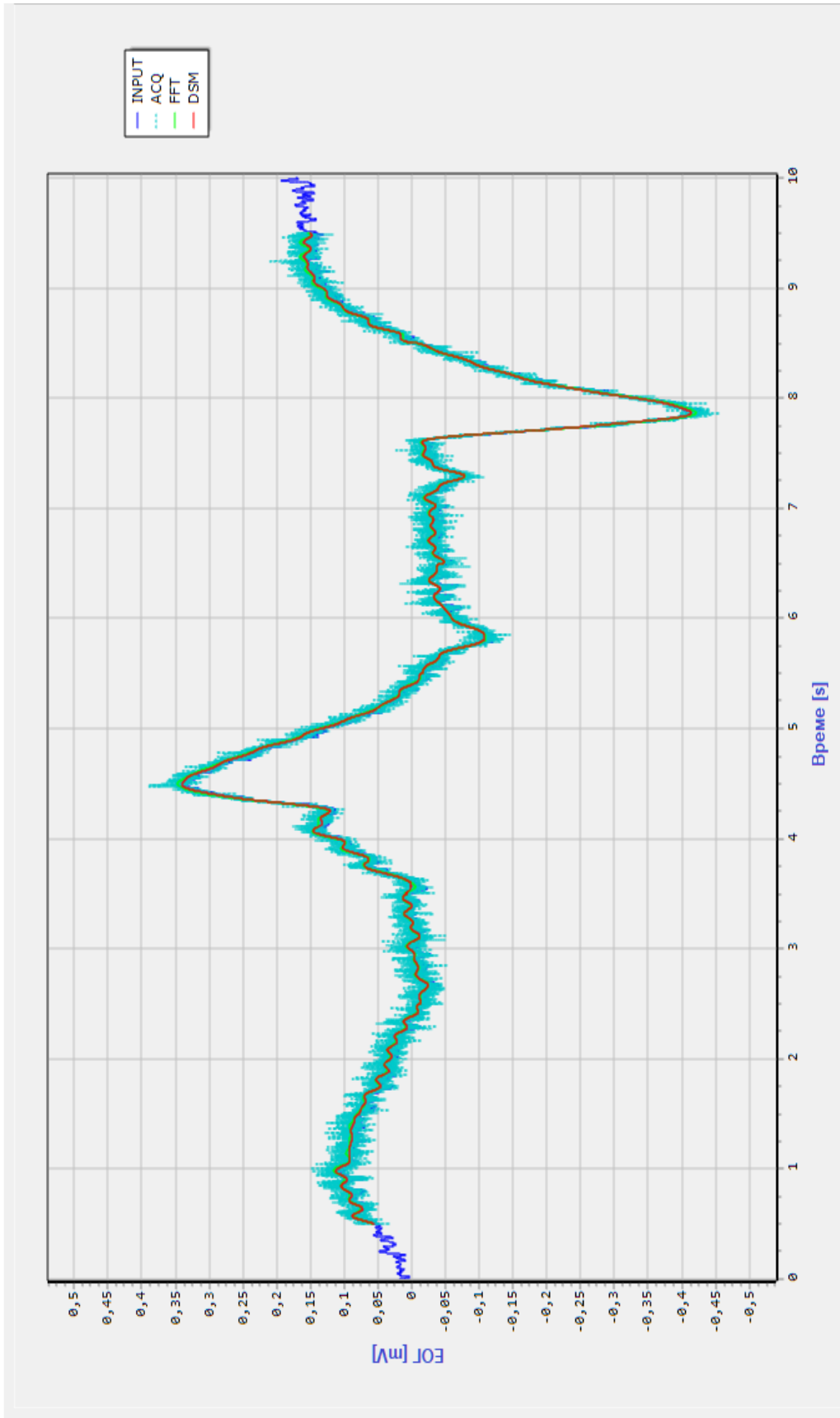
Слика ПЗ.16. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT* -ом и сигнал измерен модификованом *ДСМ* методом за мерни интервал од 1 s – вредност *SNR*-а је -10 dB



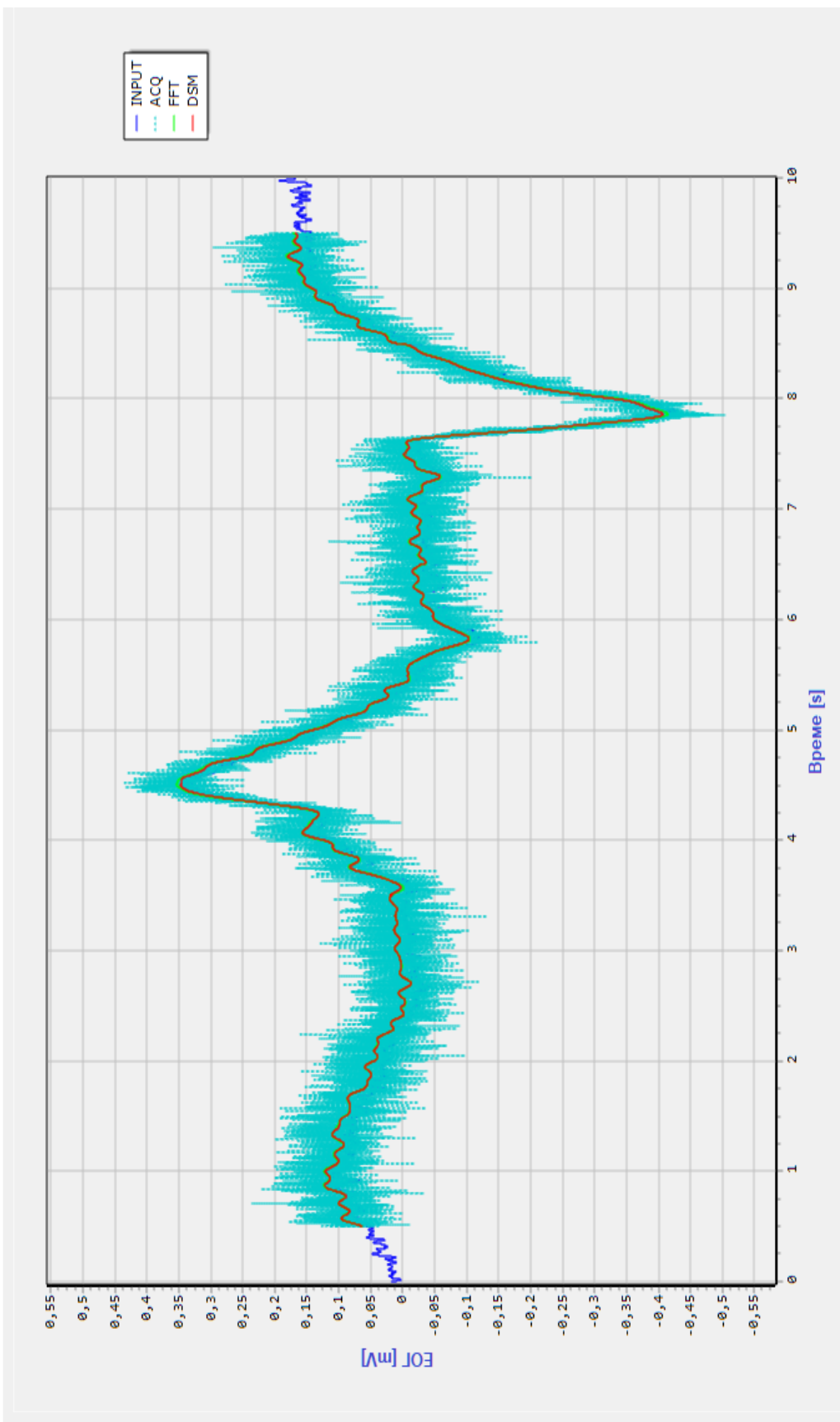
Слика П3.17. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом *DSM* методом за мерни интервал од 2 s – без додатог шума



Слика П3.18. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен FFT -ом и сигнал измерен модификованом ДСМ методом за мерни интервал од 2 s – вредност SNR-a је +10 dB



Слика П3.19. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT*-ом и сигнал измерен модификованом ДСМ методом за мерни интервал од 2 s – вредност *SNR*-а је 0 dB



Слика П3.20. Улазни сигнал, сигнал измерен класичном дигиталном методом, сигнал добијен *FFT* -ом и сигнал измерен модификованом *ДСМ* методом за мерни интервал од 2 s – вредност *SNR*-а је -10 dB