



УНИВЕРЗИТЕТ У НИШУ
ЕЛЕКТРОНСКИ ФАКУЛТЕТ



Милан Д. Динчић

**ДОПРИНОС ПРОЈЕКТОВАЊУ И ПРИМЕНИ
ПСЕУДОСЛУЧАЈНИХ И ЕНТРОПИЈСКИХ
КОДОВА У ДИГИТАЛНИМ МЕРНИМ
СИСТЕМИМА**

- ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА -

Ниш, 2016.



UNIVERSITY OF NIŠ
FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Milan D. Dinčić

**CONTRIBUTION TO THE DESIGN AND
IMPLEMENTATION OF PSEUDORANDOM AND
ENTROPY CODES IN DIGITAL
MEASUREMENT SYSTEMS**

- DOCTORAL DISSERTATION -

Niš, 2016.

Подаци о докторској дисертацији

Ментор: Проф. др Драган Денић, редовни професор, Универзитет у Нишу,
Електронски факултет

Наслов: Допринос пројектовању и примени псеудослучајних и ентропијских
кодова у дигиталним мерним системима

Резиме: У дисертацији ће бити разматрано пројектовање и примена псеудослучајних и ентропијских кодова у дигиталним мерним системима. Применом ових кодова могу значајно да се побољшају перформансе мерних система. Псеудослучајни бинарни кодови (базирани на псеудослучајним бинарним секвенцама) нашли су широку примену у многим мерним системима, а једна од значајних примена јесте у реализацији псеудослучајних енкодера позиције. Примена псеудослучајних кодова омогућава повећање резолуције енкодера позиције без повећања комплексности и цене, примену метода за детекцију грешака и директно подешавање нулте позиције. У дисертацији се пре свега разматра пројектовање конвертора псеудослучајног кода у природни бинарни код, при чему се као доприноси дисертације истичу извођење генерализоване формуле за пројектовање иницијалне логике Галоа конвертора за било коју резолуцију, као и побољшање реализације серијских конвертора кода модификовањем начина уписа битова у флип-флопове померачког регистра, чиме се смањује време конверзије и повећава ефикасност конвертора. Други тип кодова разматран у дисертацији јесу ентропијски кодови (кодови са променљивом дужином кодних речи), који се примењују у циљу компресије мерних сигнала. Компресија мерних сигнала је посебно важна у савременим бежичним мерним системима (телеметријски и телемедицински системи, бежичне сензорске мреже); у овим системима је због ограничених ресурса (ограничена енергија чворова, ограничени капацитети бежичног канала и меморије) неопходно смањити количину мерних података за бежични пренос применом неког алгорита компресије. Највећи број постојећих алгорита за компресију не може директно да се примени у бежичним мерним системима јер нису развијени за мерне сигнале (већ за друге типове сигнала, пре свега за мултимедијалне сигнале) и нису им прилагођени; такође, постојећи алгоритми за компресију углавном имају велику комплексност и не могу да се имплементирају на сензорским чворовима који имају врло ограничене хардверске ресурсе и врло лимитиране способности процесирања. Због тога је потребно развити нове алгоритме за компресију, који ће узети у обзир специфичности мерних сигнала и хардверска ограничења сензорских чворова у мерним системима. У дисертације ће бити предложени алгоритми за компресију мерних сигнала, који се базирају на квантизацији и ентропијском кодовању. Предложени алгоритми ће прво бити описани у генералном облику тако да могу да се примене за широку класу мерних сигнала, након чега ће бити конкретно прилагођени и примењени за компресију сигнала вибрација и ЕКГ

сигнала. Ове сигнале смо издвојили због значаја који имају као и због појаве све већег броја бежичних мерних система за мерење ових типова сигнала, у којима компресија сигнала представља неопходност. Показано је да предложени алгоритми компресије остварују веома добре перформансе, сличне или чак и боље у односу на друге моделе из литературе, а притом се одликују малом комплексношћу. Сви резултати у дисертацији су потврђени симулацијама, а реализован је и експериментални систем за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација у оквиру кога су имплементирани методи компресије претходно описани у дисертацији.

Научна област: Електротехничко и рачунарско инжењерство
Научна дисциплина: Метрологија

Кључне речи: кодовање, псеудослучајни код, конвертори псеудослучајног кода у природни бинарни код, ентропијски кодови, компресија сигнала, квантизација, бежичне сензорске мреже, мерење вибрација, компресија сигнала вибрација, компресија ЕКГ сигнала

УДК: 681.532.8:(621.394.14+621.778.021)

CERIF класификација: Т 110 Инструментациона технологија
Т 121 Обрада сигнала

Тип лиценце
Креативне заједнице: **CC BY-NC-ND**

Data on Doctoral Dissertation

Doctoral Supervisor: Dr Dragan Denić, full professor, University of Niš, Faculty of Electronic Engineering

Title: Contribution to the design and implementation of pseudorandom and entropy codes in digital measurement systems

Abstract: This dissertation considers the design and implementation of pseudorandom and entropy codes in digital measuring systems. Using those codes, performances of measurement systems can be significantly improved. Pseudorandom binary codes (based on pseudorandom binary sequences) are widely used in many measurement systems; and one of the most important application lies in the realization of pseudorandom position encoders. Application of pseudorandom codes allows the increase of resolution of the position encoder without increasing of complexity and cost; also, it allows implementation of methods for the fault detection and direct setting of the zero position. The dissertation mainly discusses the design of the converters of the pseudorandom code into natural binary code; some of the most important contributions of the dissertation are derivation of a generalized formula for the design of the initial logic of Galois code converter for any resolution, as well as the improvement of the realization of serial code converters by modification of the way how bits are written into flip flops of the shift register, which reduces the conversion time and increases the efficiency of the converter. Another type of codes considered in the dissertation are entropy codes (also known as codes with variable length codewords), which are used in order to achieve compression of measurement signals. Compression of measurement signal is particularly important in modern wireless measurement systems (telemetry and telemedicine systems, wireless sensor networks); in these systems, due to limited resources (limited energy of nodes, limited capacity of the wireless channel and limited memory), it is necessary to reduce the amount of measurement data for wireless transmission by applying a compression algorithm. There are the large number of existing compression algorithms, but they are not developed for measurement signals (but for other types of signals, primarily for multimedia signals) and are not adapted to them; also, due to the high complexity of existing compression algorithms, they cannot be implemented on the sensor nodes with very limited hardware resources and processing capability. Hence, the most of existing compression algorithms cannot be directly applied in wireless measurement systems. Therefore, it is necessary to develop new compression algorithms, which will take into account the specificities of measurement signals and hardware limitations of sensor nodes in measurement systems. Several algorithms for compression of measurement signals, based on quantization and entropy coding, are proposed in the dissertation. The proposed algorithms will be firstly described in general form so that it can be applied to a broad class of measurement signals; after that, they will be specifically adjusted and applied for compression of vibration and ECG signals. These signals were

chosen due to importance they have and due to the growing number of wireless measurement systems dedicated to these types of signals, where signal compression is a necessity. It is shown that the proposed compression algorithms, although with small complexity, can achieve very good performances, similar or even better than other models in the literature. All results in the dissertation are validated by simulations; also, an experimental measurement system for measurement, compression and wireless transmission of vibration signals are realized, implementing compression algorithms previously described in the dissertation.

Scientific Field: Electrical and Computer Engineering
Scientific Discipline: Metrology

Key Words: coding, pseudorandom code, converters of pseudorandom code into natural binary code, entropy codes, signal compression, quantization, wireless sensor networks, vibration measurement, compression of vibration signals, compression of ECG signals

UDC: 681.532.8:(621.394.14+621.778.021)

CERIF Classification: T 110 Instrumentation technology
T 121 Signal processing

Creative Commons License Type: **CC BY-NC-ND**

ЗАХВАЛНИЦА

Захваљујем се ментору, проф. др Драгану Денићу, и осталим професорима и колегама са Катедре за мерења, као и проф. др Зорану Перићу, на помоћи при изради докторске дисертацији. Такође се захваљујем породици (сину Димитрију, супрузи Нади и мајци Душанки) на подршци и разумевању.

Милан Динчић

САДРЖАЈ

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| УВОД | 1 |
| 1. ДОПРИНОС ПРОЈЕКТОВАЊУ И РЕАЛИЗАЦИЈИ СЕРИЈСКИХ КОНВЕРТОРА ПСЕУДОСЛУЧАЈНИ/ПРИРОДНИ БИНАРНИ КОД | 11 |
| 1.1. Конверзија псеудослучајног кода у природни бинарни код | 14 |
| 1.2. Серијски конвертори псеудослучајни/природни бинарни код | 21 |
| 1.3. Пројектовање иницијалне логике брзих Галоа конвертора кода | 26 |
| 1.4. Побољшање реализације серијских конвертора кода | 31 |
| 1.4.1. Постојећа реализација Фибоначијевог конвертора кода | 31 |
| 1.4.2. Постојећа реализација Галоа конвертора кода | 36 |
| 1.4.3. Побољшана реализација серијских конвертора кода | 39 |
| 1.5. Симулација и нумерички резултати | 43 |
| 2. ПРОЈЕКТОВАЊЕ ЕНТРОПИЈСКИХ КОДОВА ЗА КОМПРЕСИЈУ МЕРНИХ СИГНАЛА | 46 |
| 2.1. Основни елементи теорије ентропијских кодова и квантизације | 50 |
| 2.1.1. Основни елементи теорије ентропијских кодова | 51 |
| 2.1.2. Основни елементи теорије квантизације | 56 |
| 2.2. Модел за компресију мерних сигнала на бази скаларне квантизације и ентропијског кодовања разлике одмерака сигнала | 76 |
| 2.2.1. Функција густине вероватноће сигнала разлике | 76 |
| 2.2.2. Опис модела компресије | 77 |
| 2.2.3. Оптимизација параметара и израчунавање перформанси модела | 80 |
| 2.2.4. Пројектовање и имплементација модела | 82 |
| 2.2.5. Теоријски и симулациони нумерички резултати | 85 |
| 2.3. Модел за компресију на бази скаларне квантизације и ентропијског кодовања намењен мерним сигнаlima у којима постоје низови одмерака приближно истих вредности | 87 |
| 2.3.1. Опис алгоритма компресије | 87 |
| 2.3.2. Кодовање бројача <i>counter_of_pairs</i> | 89 |
| 2.3.3. Квантизација разлике dif_1 и кодовање квантоване разлике y_{dif_1} | 92 |

| | |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 2.3.4. Декодовање | 94 |
| 2.3.5. Испитивање једнозначне декодабилности ентропијског кода | 96 |
| 2.4. Модел за компресију мерних сигнала на бази линеаризованог продуктног поларног квантизера и ентропијског кодовања | 99 |
| 2.4.1. Пројектовање линеаризованог продуктног поларног квантизера | 99 |
| 2.4.2. Линеаризација продуктног поларног квантизера са логаритамском μ компандинг функцијом | 104 |
| 2.4.3. Анализа утицаја линеаризације на робустност квантизера | 106 |
| 2.4.4. Ентропијски код за линеаризовани продуктни поларни квантизер | 108 |
| 2.5. Модел за компресију мерних сигнала на бази мултипродуктног поларног квантизера са тростепеним хијерархијским кодовањем | 111 |
| 2.5.1. Мултипродуктни поларни квантизер са хијерархијским кодовањем | 111 |
| 2.5.2. Израчунавање параметара и перформанси | 113 |
| 2.5.3. Хијерархијско кодовање | 116 |
| 2.5.4. Нумерички резултати | 118 |
| 2.5.5. Анализа комплексности | 119 |
| | |
| 3. ПРИМЕНА ЕНТРОПИЈСКОГ КОДОВАЊА ЗА КОМПРЕСИЈУ СИГНАЛА ВИБРАЦИЈА И ЕКГ СИГНАЛА | 123 |
| 3.1. Мерење, значај и примена сигнала вибрација | 123 |
| 3.1.1. Мерење сигнала вибрација | 123 |
| 3.1.1.1. МЕМС акцелерометри | 126 |
| 3.1.1.2. Пиезоелектрични акцелерометри | 134 |
| 3.1.2. Значај и примена сигнала вибрација | 147 |
| 3.1.2.1. Стратегије одржавања у индустрији | 149 |
| 3.1.2.2. Технике за мониторинг стања машина и предикцију отказа и кварова у оквиру предиктивног одржавања | 150 |
| 3.1.2.3. Примена сигнала вибрација за детекцију и предикцију кварова и дефеката у ротирајућим машинама | 154 |
| 3.1.2.3.1. Небалансираност | 154 |
| 3.1.2.3.2. Искривљена осовина | 156 |
| 3.1.2.3.3. Нецентрираност осовина | 157 |
| 3.1.2.3.4. Дефекти у котрљајућим лежајевима | 158 |
| 3.1.2.3.5. Дефекти у зупчаницима | 166 |

| | |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 3.1.2.3.6. Машине са лопатицама | 170 |
| 3.1.2.3.7. Вибрације у електричним ротирајућим машинама | 170 |
| 3.1.2.3.8. Технике анализе сигнала вибрација | 178 |
| 3.1.2.3.9. Поређење МЕМС и пиезоелектричних акцелерометара по питању примене у предиктивном одржавању | 184 |
| 3.1.2.3.10. Бежични мерни системи за мерење сигнала вибрација и примена у предиктивном одржавању | 184 |
| 3.2. Компресија сигнала вибрација | 187 |
| 3.2.1. Потреба за компресијом сигнала вибрација | 187 |
| 3.2.2. Компресија сигнала вибрација применом модела предложених у дисертацији | 187 |
| 3.2.2.1. Компресија сигнала вибрација применом модела из поглавља 2.2. | 188 |
| 3.2.2.2. Компресија сигнала вибрација применом модела из поглавља 2.3. | 191 |
| 3.2.2.3. Компресија сигнала вибрација применом модела из поглавља 2.4. | 199 |
| 3.2.2.4. Компресија сигнала вибрација применом модела из поглавља 2.5. | 200 |
| 3.3. Мерење, значај и примена ЕКГ сигнала | 202 |
| 3.3.1. Мерење ЕКГ сигнала | 202 |
| 3.4. Компресија ЕКГ вибрација | 212 |
| 3.4.1. Потреба за компресијом ЕКГ сигнала | 212 |
| 3.4.2. Компресија ЕКГ сигнала применом модела предложеног у дисертацији ... | 212 |
| 4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ СИСТЕМ ЗА МЕРЕЊЕ, КОМПРЕСИЈУ И БЕЖИЧНИ ПРЕНОС СИГНАЛА ВИБРАЦИЈА | 218 |
| 4.1. Опис експерименталног система | 218 |
| 4.2. LabView програми и експериментални резултати | 223 |
| 4.2.1. LabView програми на предајној страни система | 223 |
| 4.2.2. LabView програми на пријемној страни система | 241 |
| ЗАКЉУЧАК | 252 |
| ЛИТЕРАТУРА | 257 |
| Биографија аутора | 268 |
| Списак радова аутора | 269 |

УВОД

Савремени мерни системи и системи за аквизицију података су превасходно дигитални, базирани на примени рачунара и на све већем степену аутоматизације. У таквим системима, мерни подаци и сигнали су представљени у дигиталном облику, а такође је тенденција да се и обрада мерних сигнала (филтрирање, линеаризација, ...) у све већој мери врши у дигиталном домену. Мерни сигнали се добијају на излазу сензора који мерену физичку величину (најчешће аналогну) претвара у електрични сигнал. Највећи број сензора на свом излазу даје аналогни мерни сигнал, који затим мора да се дигитализује (овај процес подразумева одмеравање, квантизацију одмерака и кодовање) [1] да би могао да се користи у дигиталном мерном систему. Међутим, постоје и сензори који на свом излазу дају сигнал директно у дигиталном облику (нпр. енкодери позиције).

Дигитална (бинарна) репрезентација мерног сигнала постиже се кодовањем мерног сигнала неким бинарним кодом. Отуда произилази значај и потреба проучавања примене кодова у дигиталним мерним системима. Најчешће се користи природни бинарни код јер је најлакши за имплементацију. Међутим, у многим применама мерних система од интереса су неки специфични кодови (нпр. псеудослучајни бинарни код или ентропијски кодови) који могу да дају неки додатни квалитет мерном систему (нпр. повећање резолуције, повећање ефикасности система, смањење утrophка енергије, продужење животног века мерног система, повећање брзине рада, детекција кварова и грешака, итд.).

У овој дисертацији посебна пажња биће посвећена пројектовању и примени псеудослучајних бинарних кодова и ентропијских кодова (кодова са променљивом дужином кодних речи) у дигиталним мерним системима.

Псеудослучајни бинарни кодови (базирани на псеудослучајним бинарним секвенцама [2]) нашли су широку примену у многим мерним и електронским системима, као што су: телекомуникације и мобилна телефонија [3, 4], криптографија и заштита података [5], тестирање електронских кола врло високог степена интеграција VLSI (*very*

large scale of integration) [6], тестирање гасних сензора [7], мерење фреквентног одзива [8], бежична локализација, препознавање тродимензионалних (3D) објеката помоћу сензора додира [9, 10] или визуелно (коришћењем камера) [11, 12, 13], итд. Једна од значајних примена псеудослучајних бинарних кодова јесте у реализацији псеудослучајних енкодера позиције [14-33]. Енкодери позиције су сензори за мерење апсолутне позиције, како линеарне тако и угаоне. Ови сензори су дигитални, што значи да на свом излазу дају сигнал директно у дигиталном облику. Један од основних параметара енкодера позиције јесте резолуција, тј. број битова кодне речи за кодовање апсолутне позиције. Класична реализација енкодера позиције базирала се на примени природног бинарног или Грејовог кода. Код тог решења се примењује трансферзално кодовање, што значи да за сваки бит у кодној речи треба нанети по једну кодну траку на кодни диск; то је и основни недостатак овог решења, јер повећање резолуције енкодера захтева повећање броја кодних трака на кодном диску и повећање броја глава за читавање битова, чиме се повећава комплексност и цена реализације енкодера [23]. Чак шта више, у неким случајевима није ни могуће реализовати енкодер позиције довољно велике резолуције јер није физички могуће нанети одговарајући број кодних трака на кодни диск. Овај проблем је решен применом псеудослучајног бинарног кода за кодовање позиције; енкодери позиције који користе псеудослучајни код називају се псеудослучајни енкодери позиције. Код ових енкодера се врши латерално кодовање апсолутне позиције псеудослучајним кодом, што омогућава употребу само једне кодне траке без обзира на резолуцију енкодера. Повећање резолуције не доводи до повећања броја кодних трака па самим тим ни до значајнијег повећања комплексности и цене, што је посебно погодно за реализацију апсолутних енкодера високе резолуције. Поред тога, псеудослучајни енкодери позиције имају и низ других предности у односу на класичне апсолутне енкодере позиције: пружају могућност примене метода за детекцију грешке, чиме се значајно повећава њихова поузданост; у случају ротирајућих енкодера омогућавају директно подешавање нулте позиције након монтирања кодног диска на осовину; могуће је применити серијско читавање кодне траке што није могуће код класичних апсолутних енкодера. Апсолутни енкодери позиције (а самим тим и псеудослучајни енкодери) имају широку примену у различитим областима [28]: у штампачима, копир-апаратима и скенерима; у роботици; у различитим индустријским машинама; у телескопима; у покретним тракама у индустријској производњи; у лифтовима; за позиционирање радара, кранова и дизалица; за контролу кретања аутоматски вођених возила, итд.

Проблем са псеудослучајним бинарним кодом јесте у томе да стандардна дигитална електроника не може директно да ради са псеудослучајним кодним речима. Због тога је неопходно извршити конверзију псеудослучајног бинарног кода у природни бинарни код. Постоје два основна типа конверзије псеудослучајног кода у природни бинарни код: то су паралелна и серијска конверзија [29]. Такође постоји и комбинација ова два типа конверзије у виду серијско-паралелне конверзије [20, 22, 25]. Паралелна конверзија кода базира се на формирању кодне табеле у којој је за сваку псеудослучајну кодну реч дефинисана одговарајућа кодна реч природног бинарног кода; конверзија кода се врши претраживањем кодне табеле која је смештена у ROM меморији. Паралелна конверзија је најбржи тип конверзије кода, али и хардверски скуп и комплексан, при чему комплексност и цена расту са порастом резолуције. Због тога паралелна конверзија кода није погодна за примену у мерним системима високе резолуције, какви се врло често срећу у пракси. Серијска конверзија кода базира се на реверзибилности алгорита за генерисање псеудослучајних секвенци [2, 29]. Одликује се малом комплексношћу и ниском ценом, као и могућношћу директног подешавања нулте позиције код угаоних енкодера позиције, без значајнијих промена хардвера и софтвера [19, 24]; недостатак је релативно мала брзина конверзије. Као компромисно решење, постоји и комбинација серијских и паралелних конвертора кода у виду серијско-паралелних конвертора [20, 22, 25]. Код серијско-паралелне конверзије кода, одређене псеудослучајне кодне речи, униформно распоређене дуж псеудослучајне секвенце, узимају се као референтне кодне речи (тј. као референтни маркери). Серијско-паралелна конверзија неке псеудослучајне кодне речи реализује се тако што се прво врши серијска конверзија од дате кодне речи до првог референтног маркера улево, након чега се врши паралелна конверзија тог референтног маркера. Серијска конверзија кода, због својих добрих особина, има велику примену и значај у пракси, било као чисто серијска конверзија или као део серијско-паралелне конверзије. Због тога ћемо у дисертацији разматрати серијске конверторе кода и дати допринос њиховом пројектовању и реализацији.

Серијски конвертори кода се састоје од генератора псеудослучајних бинарних секвенци и повратне спреге са XOR логичким колима. Постоје два типа серијских конвертора псеудослучајног у природни бинарни код: Фибоначијев и Галоа [14, 34]. Основна разлика између Фибоначи и Галоа конвертора кода је у томе да су XOR логичка кола у повратној спрези код Фибоначијевог конвертора везана редно (па се пропагациона кашњења XOR логичких кола сабирају) а код Галоа конвертора су везана паралелно (па нема сабирања пропагационих кашњења). Галоа конвертори су бржи од

Фибоначијевих, али и комплекснији за реализацију због сложености структуре Галоа генератора псеудослучајних секвенци. У пракси се примењују и Фибоначи и Галоа конвертор: ако је битна брзина конверзије треба применити Галоа конвертор а ако је пресудна једноставност реализације треба применити Фибоначијев конвертор. Процес серијске конверзије псеудослучајног у природни бинарни код врши се на следећи начин: псеудослучајна кодна реч се упише у померачки регистар генератора псеудослучајних секвенци; у сваком такту померачки регистар прелази у ново стање све док не достигне референтно стање; број тактова потребних да померачки регистар дође у референтно стање представља кодну реч природног бинарног кода. Галоа конвертори кода, да би исправно радили, садрже још један део који се зове иницијална логика; псеудослучајна кодна реч се не уписује директно у померачки регистар, већ прво мора да прође кроз иницијалну логику. Пројектовање померачког регистра са повратном спрегом је релативно једноставно, и врши се на основу коефицијената генераторског полинома. Главни проблем у пројектовању Галоа конвертора кода јесте пројектовање иницијалне логике. Иако је у литератури приказано пројектовање иницијалне логике за неке конкретне вредности резолуције [14], до сада није дато генерално решење пројектовања иницијалне логике за произвољну резолуцију. Уместо тога, за сваку конкретну резолуцију је било потребно спровести комплексну математичку процедуру, која није блиска већини инжењера, што је значајно ограничавало ширу употребу брзих Галоа конвертора у пракси.

Важан допринос дисертације јесте извођење формуле која омогућава пројектовање иницијалне логике Галоа конвертора за било коју резолуцију, чиме се решава проблем пројектовања иницијалне логике на један општи (генералан) начин [28]. Поред теоријског значаја који се огледа у стриктном математичком извођењу ове формуле, постоји и велики практични значај који се огледа у томе да је формула дата у готовом облику и да може директно да се примени за пројектовање иницијалне логике, без било каквих додатних математичких извођења. Тиме је инжењерима обезбеђен једноставан начин за пројектовање иницијалне логике Галоа конвертора, што пружа могућност за много већу и ширу примену брзих Галоа конвертора. Још један допринос дисертације јесте метод за побољшање реализације серијских конвертора псеудослучајног у природни бинарни код, како Фибоначијевог тако и Галоа конвертора; модификовањем начина уписа битова у флип-флопове померачког регистра конвертора смањује се време конверзије и повећава ефикасност конвертора. На пример, за резолуцију од 8 бита, за конверторе кода реализоване коришћењем 74LS серије логичких

кола, добијамо да се побољшаном реализацијом Фибоначијевог конвертора кода периода тактних импулса смањује од 172 ns на 135 ns, а побољшаном реализацијом Галоа конвертора кода периода тактних импулса се смањује од 127 ns на 75 ns. Видимо да се применом побољшане реализације серијских конвертора значајно смањује периода тактних импулса, чиме се значајно убрзава рад конвертора кода, а самим тим и рад целог система (нпр. енкодера позиције) у оквиру кога је конвертор кода имплементиран. Сви резултати у дисертацији везани за конверторе псеудослучајног у природни бинарни код су потврђени симулацијама у програмском пакету MultiSim.

Други тип кодова који ће бити разматран у овој дисертацији јесу ентропијски кодови, (тј. кодови са променљивом дужином кодних речи), код којих се одмерци мерног сигнала са великом вероватноћом појављују краћим кодним речима а одмерци са малом вероватноћом појављују дужим кодним речима [35, 36]; ови кодови се примењују у циљу компресије мерних сигнала. Многи савремени мерни системи (нпр. телеметријски и телемедицински системи, бежичне сензорске мреже, итд.) као свој саставни део садрже и пренос мерних података са једног места на друго. Најчешће се мерења врше на различитим удаљеним или изолованим локацијама помоћу сензора и сензорских чворова који имају скромне могућности за процесирање мерних сигнала, а затим се мерни сигнали шаљу (најчешће бежичним путем) до контролног центра са великим капацитетима за процесирање, где се врши обрада свих мерних сигнала. Често се мерни сигнали складиште у меморији у циљу будуће обраде. У овим мерним системима може доћи до озбиљних проблема у раду због ограничених ресурса: ограничен капацитет телекомуникационог канала за бежични пренос, ограничена количина меморије за складиштење мерних података, ограничена количина енергије за напајање сензора и сензорских чворова. Проблем ограничене количине енергије је посебно изражен у бежичним сензорским мрежама [37]; може се рећи да дужина животног века бежичне сензорске мреже директно зависи од способности сензорских чворова да штедљиво користе ограничену количину расположиве енергије, при чему се убедљиво највећа количина енергије троши на бежични пренос података. Сви ови проблеми могу се решити (или у значајној мери смањити) компресијом мерних сигнала, којом се смањује број бита потребних за дигиталну репрезентацију мерних сигнала уз очување задовољавајућег квалитета сигнала. На овај начин се значајно смањује количина података која треба да се пошаље или сачува у меморији, чиме се смањује и потребан капацитет канала и потребна величина меморијског простора а смањује се и

енергија потребна за слање података. Компресија сигнала се базира на уклањању редувантних података из сигнала (то су подаци који су сувишни, који се понављају или који могу да се израчунају на основу других података) [35]. Што је корелисаност сигнала већа, већа је и редуванса у сигналу а самим тим је већа и могућност компресије.

Постоје бројне технике за компресију сигнала, развијене пре свега за компресију мултимедијалних сигнала (аудио, видео, говор, слика). Најчешће коришћене технике компресије су: трансформационо кодовање, предикција и ентропијско кодовање. Трансформационо кодовање [38] подразумева примену неке трансформације (дискретна косинусна трансформација [39], дискретна вејвлет трансформација [36]) којом се сигнал пресликава у трансформациони домен. Суштина је у томе да се трансформацијом врши прерасподела енергије, тако да је скоро сва енергија сигнала (а самим тим и скоро сва информација коју носи сигнал) сконцентрисана у свега неколико коефицијената сигнала у трансформационом домену, док сви остали коефицијенти у трансформационом домену имају занемарљиво малу вредност и могу да се одстране из сигнала а да не дође до значајнијег нарушавања квалитета сигнала. Предикција се базира на идеји да се за сваки одмерак сигнала формира његова предиктивна вредност као функција (најчешће линеарна) одређеног броја претходних одмерака [1, 40, 41]. Предиктивна вредност представља редувансу па се одстрањује из сигнала, а остаје разлика између тачне и предиктивне вредности одмерка која се кодује и преноси. Ентропијско кодовање представља кодовање са променљивом дужином кодних речи на бази статистичких карактеристика сигнала, где дужина кодне речи којом се кодује неки одмерак сигнала зависи од вероватноће појављивања тог одмерка [36].

На основу ових техника развијен је велики број алгоритама за компресију сигнала. Међутим, највећи број постојећих алгоритама не може директно да се примени у бежичним мерним системима за компресију мерних сигнала, зато што ови алгоритми нису развијени за мерне сигнале већ за неке друге типове сигнала (пре свега за мултимедијалне сигнале) и самим тим нису прилагођени мерним сигналима, као и због тога што постојећи алгоритми за компресију сигнала врло често имају велику комплексност и не могу да се имплементирају на сензорским чворовима који имају врло ограничене хардверске ресурсе и врло лимитиране способности процесирања. Због тога је потребно развити нове алгоритме за компресију сигнала, који ће узети у обзир специфичности мерних сигнала и хардверска ограничења сензорских чворова у мерним системима.

У дисертације ће бити предложени алгоритми за компресију мерних сигнала, који се базирају на квантизацији и ентропијском кодовању (тј. на ентропијском кодовању квантизационих нивоа). Предложена су четири алгоритма: два са скаларном и два са поларном квантизацијом. Алгоритми са скаларном квантизацијом су врло ефикасни и остварују врло висок степен компресије (од 10 до 20 пута), уз постизање веома доброг квалитета мерних сигнала (однос сигнал/шум SNR (*signal-to-noise ratio*) у опсегу од 20 dB до 30 dB), који је прихватљив у већини апликација. Алгоритми са поларном квантизацијом остварују мањи степен компресије али постижу врло висок квалитет мерних сигнала (SNR већи од 30 dB, па чак већи и од 40 dB) и погодни су за примену у оним апликацијама у којима се тражи врло висока вредност односа сигнал/шум. Сви предложени алгоритми се одликују малом комплексношћу. Исправност алгоритама је потврђена симулацијама у MatLab-у.

Предложени алгоритми компресије могу да се примене за компресију различитих типова мерних сигнала. Ипак, у дисертацији ћемо анализирати примену ових алгоритама пре свега за компресију сигнала вибрација, као и за компресију ЕКГ сигнала. Ове типове мерних сигнала смо издвојили због значаја који имају али и због тога што компресија ових типова сигнала у задње време постаје веома важна и актуелна тема.

Сигнали вибрација имају широку примену у многим областима, одакле и произилази значај мерења, аквизиције и обраде сигнала вибрација. Неке од најзначајнијих примена сигнала вибрација су у области предиктивног одржавања и мониторинга стања машина (где се на основу вибрација које генерише машина врши предикција могућих кварова и отказа) [42] и у области мониторинга стања инфраструктурних објеката (где се на основу вибрација детектују структурни дефекти у зградама, мостовима, електранама и другим објектима). Задњих година се све чешће срећу бежични системи за мерење вибрација, посебно у облику бежичних сензорских мрежа [43-48]. За развој бежичних мерних система за мерење вибрација посебно је важан развој МЕМС технологије, јер се ови мерни системи базирају на примени МЕМС акцелерометара [49-53], чије добре особине (минијатурне димензије, ниска цена, лакоћа интеграције са пратећом електроником и са модулом за бежичну комуникацију) омогућавају фабрикацију компактних аутономних сензорских чворова малих димензија и са ниском ценом. Бежични мерни системи су далеко јефтинији и једноставнији за инсталацију и пружају много већу флексибилност и могућност постављања сензора на местима на којима није могуће поставити сензоре са кабловима (пре свега на ротирајућим елементима). Мерењем сигнала вибрација могу да се генеришу прилично

велике количине података, из следећих разлога: у многим применама (нпр. у предиктивном одржавању) јављају се сигнали вибрација високих фреквенција, за које се користи врло висока фреквенција одмеравања (неколико десетина kHz); мерење се врши дуж три осе (x , y , z), чиме се количина података утростручује; обично је мерење вибрација потребно извршити на великом броју мерних места, применом већег броја сензора, услед чега количина података коју треба пренети значајно расте. Са друге стране, ресурси бежичних система за мерење вибрација (брзина преноса и енергија) су врло ограничени и недовољни за пренос велике количине мерних података. Због тога, примена алгоритама за компресију сигнала вибрација постаје неопходност у бежичним системима за мерење вибрација.

ЕКГ (*ECG – electrocardiogram*) је једна од основних дијагностичких метода за детекцију болести срца. Ова метода је релативно јефтина, широко доступна, једноставна за извођење, а притом прилично ефикасна у детекцији различитих срчаних обољења. Задњих година су веома актуелни телеметријски системи за мерење ЕКГ сигнала (где се измерени ЕКГ сигнали преносе бежичним путем до здравствене установе на даљу анализу и тумачење), као и холтер уређаји (којима се врши снимање ЕКГ сигнала у дужем временском периоду од једног или више дана). Услед ограничене брзине преноса телеметријских система и ограничене меморије холтер уређаја, као и услед чињенице да се снимање ЕКГ сигнала врши на 12 канала (чиме се генерише велика количина мерних података), јавља се потреба за компресијом ЕКГ сигнала.

Показано је да предложени модели компресије остварују веома добре перформансе, сличне или чак и боље у односу на друге моделе из литературе, како у случају компресије сигнала вибрација тако и у случају компресије ЕКГ сигнала. Поред добрих перформанси, предложени модели за компресију сигнала одликују се и малом комплексношћу, због чега представљају добро решење за примену у бежичним мерним системима.

Дисертација је организована у четири поглавља. У поглављу 1 је разматрано пројектовање и реализација серијских конвертора псеудослучајног бинарног кода у природни бинарни код. На почетку поглавља је дефинисан псеудослучајни код, објашњен је његов значај и наведене области примене. Посебна пажња је посвећена примени у псеудослучајним енкодерима позиције. У наставку су описане постојеће технике конверзије псеудослучајног кода у природни бинарни код (серијска, паралелна и серијско-паралелна). Детаљније је разматрана серијска конверзија и описани су типови

серијских конвертора: Фибоначијев и Галоа. Главни део поглавља 1 представља извођење формуле за пројектовање иницијалне логике Галоа конвертора. У наставку поглавља се детаљно разматрају постојеће хардверске реализације Фибоначијевих и Галоа серијских конвертора кода, уз детаљну анализу пропагационих кашњења. Након тога је предложен модификован начин реализације серијских конвертора (Фибоначијевог и Галоа), у смислу промене начина уписа битова у флип-флопове померачког регистра. Показано је да се предложеном модификованом реализацијом значајно повећава брзина рада серијских конвертора кода. Ово је потврђено и симулационим резултатима (добијеним симулацијом серијских конвертора кода са модификованом реализацијом у MultiSim софтверу) који су приказани на крају поглавља 1.

У поглављу 2 је разматрано пројектовање ентропијских кодова за компресију мерних сигнала. На почетку поглавља су дати основни елементи теорије ентропијских кодова и квантизације. У наставку поглавља су предложена 4 модела за компресију мерних сигнала: два модела са базирају на скаларној квантизацији и ентропијском кодовању а два модела на дводимензионалној поларној квантизацији и ентропијском кодовању. За све предложене моделе су приказани симулациони резултати, добијени симулацијом модела у MATLAB софтверу, којима се потврђује исправност предложених модела.

У трећем поглављу је разматрана примена модела из поглавља 2 за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала. Прво су разматрани сигнали вибрација. Описане су методе мерења вибрација применом МЕМС и пиезоелектричних акцелерометара и наведене су најзначајније примене сигнала вибрација, при чему је посебна пажња посвећена примени сигнала вибрација у предиктивном одржавању машина у индустрији. Приказано је како се анализом сигнала вибрација могу у најранијој фази детектовати кварови машина и њихових делова (дефекти осовине (небалансираност, нецентрираност, искривљеност), дефекти котрљајућих лежајева и зупчаника, дефекти електричних ротирајућих машина, итд.). Описане су најзначајније технике за анализу сигнала вибрација у циљу предиктивног одржавања (спектар анvelope, кепструм, куртосис). Затим су разматрани тренутно веома актуелни бежични мерни системи за мерење вибрација и указано је на неопходност примене компресије сигнала вибрација у тим мерним системима. У наставку је приказана примена модела из другог поглавља дисертације за компресију већег броја сигнала вибрација из референтне базе сигнала RealVibrations [54]. У другом делу трећег поглавља су разматрани ЕКГ сигнали:

објашњен је принцип настанка ЕКГ сигнала и методе мерења стандардног 12-каналног ЕКГ записа; указано је на изворе грешака и сметњи приликом мерења ЕКГ сигнала и на начине за минимизацију грешака мерења. Затим је приказана примена једног модела из поглавља 2 за компресију већег броја ЕКГ сигнала из референтне МИТ базе [55].

У четвртом поглављу је приказана реализација експерименталног система за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација. У оквиру овог експерименталног система имплементирани су методи компресије претходно описани у дисертацији. На овај начин су добијене перформансе предложених модела за компресију мерних сигнала у реалним условима, и показано је да оне одговарају претходно добијеним теоријским перформансама.

На крају дисертације се налази закључак (у коме су набројани најважнији доприноси дисертације) као и списак коришћене литературе.

1. ДОПРИНОС ПРОЈЕКТОВАЊУ И РЕАЛИЗАЦИЈИ СЕРИЈСКИХ КОНВЕРТОРА ПСЕУДОСЛУЧАЈНИ / ПРИРОДНИ БИНАРНИ КОД

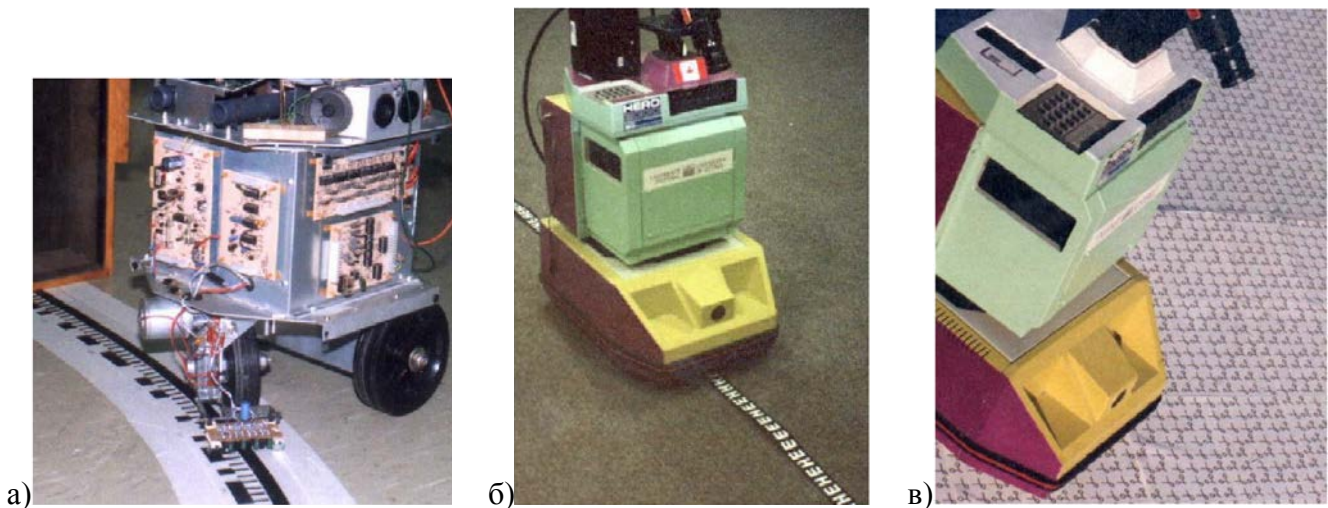
Псеудослучајни бинарни код базира се на псеудослучајним бинарним секвенцама (*PRBS – pseudorandom binary sequence*) [2, 56]. Ове секвенце се генеришу помоћу померачког регистра са линеарном повратном спрегом (*LSFR – linear-feedback shift register*), што значи да је улазни бит померачког регистра линеарна функција претходног стања регистра. Псеудослучајна секвенца за резолуцију n састоји се од $2^n - 1$ бита и садржи $2^n - 1$ различитих n -то битних псеудослучајних кодних речи (кодна реч која садржи само нуле $\underbrace{00 \dots 0}_n$ није дозвољена). Две узастопне n -то битне псеудослучајне кодне речи имају заједничких $(n-1)$ бита а разликују се само у једном биту; задњих $(n-1)$ бита тренутне кодне речи истовремено представља првих $(n-1)$ бита следеће кодне речи. Што је већа резолуција n већа је и прецизност мерења.

Псеудослучајно кодовање се користи у многим областима технике, као што су телекомуникације и мобилна телефоније [3, 4], криптографија и заштита података [5], тестирање електронских кола врло високог степена интеграција VLSI (*very large scale of integration*) [6], тестирање гасних сензора [7], мерење фреквентног одзива [8], препознавање 3D (тродимензионалних) објеката помоћу сензора додира [9, 10] или визуелно (коришћењем камера, где се 3D објекат моделује на основу низа 2D слика добијених пројекцијом структуриране светлости на објекат; структурирана светлост представља 2D мрежу тачака кодованих псеудослучајним кодом; сваки објекат проузрокује јединствене деформације ове мреже, на основу којих се врши препознавање објекта) [11-13], итд.

Посебно важна примена псеудослучајних кодова јесте у псеудослучајним енкодерима позиције [14-33]. То су сензори за мерење апсолутне позиције који на свом излазу дају информацију о апсолутној позицији директно у дигиталном облику. Код класичних апсолутних енкодера позиције врши се трансферзално кодирање позиције природним или Грејовим кодом, при чему је за сваки бит кодне речи потребна нова

кодна трака, што значи да са повећањем резолуције n расте број кодних трака и глава за читавање а самим тим и комплексност и цена енкодера. Са друге стране, код псеудослучајних енкодера позиције врши се латерално кодовање апсолутне позиције псеудослучајним кодом, што омогућава употребу само једне кодне траке без обзира на резолуцију n . Повећање резолуције не доводи до повећања броја кодних трака па самим тим ни до значајнијег повећања комплексности и цене, што је посебно погодно за реализацију апсолутних енкодера високе резолуције. Поред тога, псеудослучајни енкодери позиције имају и низ других предности у односу на класичне апсолутне енкодере позиције: пружају могућност примене метода за детекцију грешке, чиме се значајно повећава њихова поузданост; у случају ротирајућих енкодера омогућавају директно подешавање нулте позиције након монтирања кодног диска на осовину; могуће је применити серијско читавање кодне траке (са једном или две оптичке главе), што није могуће код класичних апсолутних енкодера. У литератури су разматрани различити аспекти пројектовања и реализације псеудослучајних енкодера: читање псеудослучајних кодних речи [16, 21], скенирање псеудослучајног кода [18, 22], детекција грешке [17, 33], конверзија псеудо-случајног кода у природни бинарни код [14, 20, 22, 26, 32]. У [57] је реализован псеудослучајни енкодер позиције помоћу сензора оптичког миша. Псеудослучајни енкодери позиције реализовани на бази принципа дифрактивног кодовања су разматрани у [58, 59] док су у [60] приказани псеудослучајни енкодери позиције код којих је кодовање позиције остварено променом фазе бинарне репрезентације стања. Апсолутни енкодери позиције (а самим тим и псеудослучајни енкодери) имају широку примену у различитим областима [28]: у штампачима, копир-апаратима и скенерима, у системима повратне спреге са серво и корачним моторима, у роботици (нпр. при реализацији роботских руку), у машинама за руковање силицијумским супстратима, у уређајима за контролу врата, у уређајима за лепљење етикета, у машинама за бушење и мешање, у машинама за пуњење флаша, у машинама за намотавање, у машинама са нумеричком контролом од стране рачунара CNC (Computer Numerical Control), у уређајима за мерење дужине, у телескопима, у транспортерима, у покретним тракама у индустријској производњи, у апаратима за аутоматско заваривање, у бар код читачима, у ваљаоницама, у лифтовима, за позиционирање радара, код ветро-турбина, за позиционирање кранова и дизалица, за контролу кретања аутоматски вођених возила (која се интензивно користе у складиштима и магацинима као и у производним халама за допремање материјала и делова радницима и роботима на производној траци), итд. На слици 1.1 је приказана

примена псеудослучајног кодовања за одређивање позиције аутоматски вођених возила [61]. Псеудослучајни бинарни код (који се састоји од нула и јединица) може да се нанесе на кодну траку у виду црних и белих поља и да се читава оптичким системом (ЛЕД диода – фототранзистор). Развој алгоритама за обраду слике довео је до тога да се за читавање псеудослучајног кода све чешће уместо оптичких система користе визуелни системи (камере) [62, 63]. У том случају нуле и јединице се представљају визуелним симболима (нпр. словима Е и Н) који се наносе на кодну траку; камера постављена на возилу снима кодну траку а онда се применом алгоритама за препознавање облика у слици врши детекција визуелних симбола којима је представљен псеудослучајни код. На слици 1.1. приказани су случајеви једнодимензионалног одређивања позиције (када се возило креће само дуж кодне траке) и дводимензионалног одређивања позиције (возило је много флексибилније и може да се креће у свим правцима у равни, при чему цео под по коме се возило креће треба кодовати псеудослучајним кодом) [61].



Слика 1.1. Примена псеудослучајног кодовања за одређивање позиције аутоматски вођених возила: а) одређивање једнодимензионалне позиције где се читавање кодне траке врши оптичким главама; б) одређивање једнодимензионалне позиције где се читавање кодне траке врши камером уз примену алгорита за препознавање облика, при чему су 0 и 1 замењени визуелним симболима Е и Н; в) одређивање дводимензионалне позиције где се читавање кодне траке врши камером уз примену алгорита за препознавање облика, при чему су 0 и 1 замењени одговарајућим визуелним симболима. [61]

Псеудослучајни код не може директно да се примени у дигиталним мерним системима. Стога је потребно извршити конверзију псеудослучајног бинарног кода у природни бинарни код. Постоје два основна типа конвертора псеудослучајног у природни бинарни код: паралелни и серијски [29]. Постоји и комбинација ова два типа конвертора: серијско-паралелни конвертори [20, 22, 25]. Паралелни конвертори кода

користе табелу конверзије смештену у ROM (*read only memory*) меморији. У табели је за сваку псеудослучајну кодну реч дата одговарајућа реч природног бинарног кода, и конверзија кода се своди на претраживање меморије. Овај метод јесте најбржи али хардверски веома захтеван за кодове веће резолуције. Стога се, због једноставности, чешће користе серијски конвертори кода. Још једна битна особина серијских конвертора, поред једноставности, јесте и то да омогућавају директно подешавање нулте кодне речи без значајнијих промена у хардверу и софтверу [19, 24, 27]. У дисертацији ћемо разматрати серијске конверторе кода и дати допринос њиховом пројектовању и реализацији.

У наставку поглавља ће прво бити описане различите технике за конверзију псеудослучајног кода у природни бинарни код (серијска, паралелна и серијско-паралелна конверзија) након чега ће бити објашњен принцип рада серијских конвертора кода, при чему ће бити приказане разлике између два типа серијских конвертора (Фибоначи и Галоа). Након тога ће бити приказани доприноси дисертације по питању пројектовања и реализације серијских конвертора кода: биће приказан генерализован поступак за пројектовање иницијалне логике Галоа конвертора кода; такође, биће представљена унапређена метода реализације серијских конвертора кода са модификованим начином уписа битова у флип-флопове померачког регистра, чиме се значајно повећава брзина конверзије. Предложени методи биће проверени симулацијом и резултати симулације ће бити приказани на крају поглавља.

1.1. Конверзија псеудослучајног кода у природни бинарни код

Постоје два основна типа конверзије псеудослучајног кода у природни бинарни код: то су паралелна и серијска конверзија [29]. Такође постоји и комбинација ова два типа конверзије у виду серијско-паралелне конверзије [20, 22, 25].

Паралелна конверзија кода базира се на формирању кодне табеле у којој је за сваку псеудослучајну кодну реч дефинисана одговарајућа кодна реч природног бинарног кода. Паралелна конверзија кода може да се реализује на два начина. Један начин јесте уписивање кодне табеле у ROM меморију; конверзија се врши претраживањем ROM меморије тако што се за тражену псеудослучајну кодну реч из табеле у ROM меморији очита њој одговарајућа кодна реч природног бинарног кода. Други начин реализације паралелне конверзије подразумева реализацију кодне табеле помоћу одговарајуће комбинационе логике (нпр. применом програмабилних логичких

поља). Паралелна конверзија је најбржи тип конверзије кода, али и хардверски најјкупљи и најкомплекснији, при чему комплексност и цена расту са порастом резолуције. Због тога, паралелна конверзија псеудослучајног у природни бинарни код није погодна за примену у мерним системима високе резолуције, какви се врло често срећу у пракси.

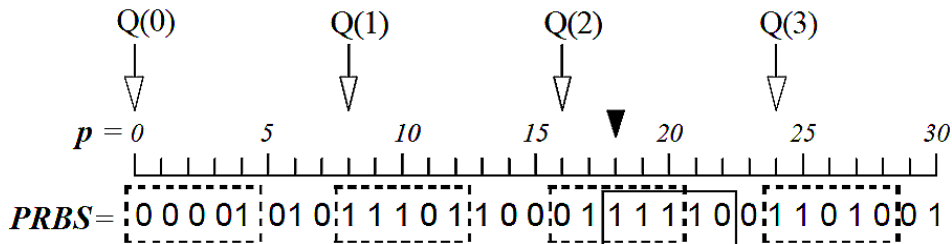
Серијска конверзија кода базира се на реверзибилности алгоритма за генерисање псеудослучајних секвенци [2, 29]. Генерисање псеудослучајних секвенци врши се помоћу померачког регистра са одговарајућом повратном спрегом. Реверзибилност генерисања псеудослучајне секвенце подразумева да за сваку псеудослучајну секвенцу постоје две конфигурације повратне спреге померачког регистра: једна конфигурација (назваћемо је ‘директна’) генерише псеудослучајну секвенцу у једном смеру (тај смер назваћемо директни смер, нпр. може да се узме да то буде смер кретања покретног система) док друга конфигурација (назваћемо је ‘инверзна’) генерише исту секвенцу у супротном (инверзном) смеру. Псеудослучајна кодна реч од које почиње генерисање псеудослучајне секвенце назива се ‘референтна’ или ‘нулта’ кодна реч. У случају енкодера позиције, нулта кодна реч одговара нултој позицији покретног система. Серијска конверзија кода базира се на идеји да је за сваку псеудослучајну кодну реч у псеудослучајној секвенци (која је генерисана у директном смеру применом померачког регистра са директном конфигурацијом повратне спреге) могуће наћи одговарајућу кодну реч природног бинарног кода бројањем корака у инверзном смеру потребних да се од те псеудослучајне кодне речи дође до референтне кодне речи, при чему је кретање у инверзном смеру реализовано померачким регистром са инверзном конфигурацијом повратне спреге. Серијска конверзија има малу комплексност и ниску цену реализације, али је спора, при чему просечно време трајања конверзије кода расте са порастом резолуције.

У случају примене псеудослучајног кода у псеудослучајним енкодерима за мерење угаоне позиције, серијска конверзија кода поред ниске цене и мале комплексности реализације пружа и могућност директног подешавања нулте позиције [19, 24]. Наиме, приликом монтирања кодног диска на осовину врло је тешко подесити да почетна позиција енкодера одговара почетној позицији осовине и ротирајућег система. Ипак, овде може да се искористи чињеница да референтна кодна реч код серијске конверзије кода није никаква специјална кодна реч већ је само једна од псеудослучајних кодних речи уписаних на кодној траци. Одавде произилази да било која кодна реч може да се изабере да буде референтна кодна реч. Директно подешавање нулте

позиције се врши тако што се кодни диск монтира на осовину а затим се осовина доведе у свој нулти положај; очита се тренутна псеудослучајна кодна реч и она се прогласи за референтну кодну реч и упише у меморију [24]. Надаље се све серијске конверзије врше у односу на тако изабрану референтну кодну реч. Наравно, овде је од суштинске важности да та референтна кодна реч буде исправно прочитана, због чега је неопходно применити метод за проверу исправности читавања кодних речи [17].

Серијска и паралелна конверзија псеудослучајног кода у природни бинарни код су на неки начин супротног карактера. Серијска конверзија је хардверски јефтина и са малом комплексношћу али спора, док је паралелна конверзија хардверски скупа и комплексна али брза. Серијско-паралелна конверзија кода је комбинација серијске и паралелне конверзије; путем серијско-паралелне конверзије се тражи компромисно решење прихватљиво и по питању комплексности и цене и по питању брзине конверзије [22]. Код серијско-паралелне конверзије кода, одређене псеудослучајне кодне речи, униформно распоређене дуж псеудослучајне секвенце, узимају се као референтне кодне речи (тј. као референтни маркери), слика 1.2. Нека је периода понављања ових референтних маркера означена са t , тј. нека су референтни маркери удаљени за t позиција на кодној траци. Позиција p неке псеудослучајне кодне речи у оквиру псеудослучајне секвенце може да се напише као $p = m \cdot t + r = Q(m) + r$, где је $Q(m) = m \cdot t$ позиција првог референтног маркера са леве стране од дате кодне речи, а r је релативна позиција кодне речи у односу на тај референтни маркер. Серијско-паралелна конверзија неке псеудослучајне кодне речи врши се тако што се прво врши серијска конверзија од дате кодне речи до првог референтног маркера улево (у сваком такту серијске конверзије се испитује да ли смо дошли до неког од референтних маркера, при чему се испитују сви референтни маркери); на тај начин се одређује кодна реч природног бинарног кода за релативну позицију r . Конверзија позиције референтног маркера $Q(m) = m \cdot t$ врши се применом паралелне конверзије. Паралелна конверзија референтних маркера може да се врши или коришћењем ROM меморије [23] или применом програмабилних логичких поља [22]. Приликом пројектовања серијско-паралелног конвертора кода циљ је оптимизовати периоду понављања референтних маркера t . Показано је [20, 22] да оптимална вредност за периоду t јесте $t_{opt} = \left[\left(\frac{k_1}{k_4} \cdot (2^n - 1) \right)^{1/2} \right]$, где $[\cdot]$ означава цео део броја, k_1 представља цену хардвера за паралелну конверзију по једном референтном маркеру а k_4 представља цену времена

серијске конверзије по једном померају померачког регистра (тј. временско трајање једног помераја померачког регистра). Видимо да је t_{opt} одређено односом k_1/k_4 .

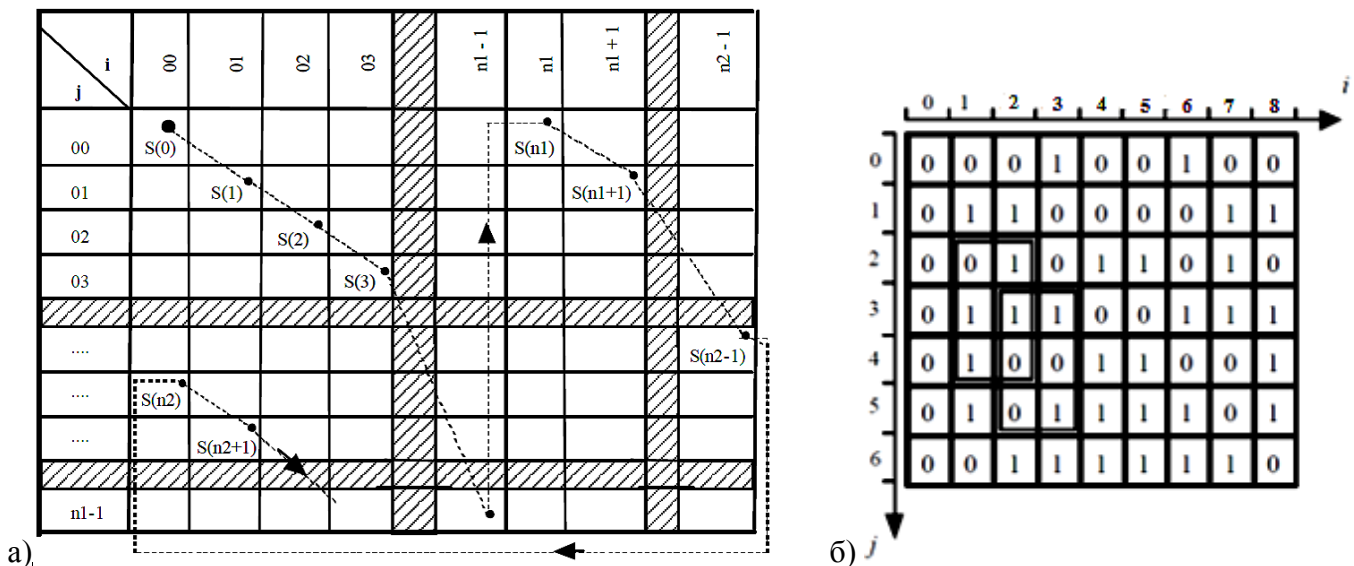


Слика 1.2. Серијско-паралелна конверзија псеудослучајни/бинарни код, за случај 31-битне псеудослучајне секвенце (резолюција $n = 5$); имамо 4 референтна маркера (то су псеудослучајне кодне речи 00001, 11101, 01111 и 11010) међусобно удаљених за $t=8$ позиција. За псеудослучајну кодну реч 11110 имамо да је за $r = 2$ позиције удаљена од најближег референтног маркера $Q(2)$, па је позиција ове кодне речи у псеудослучајној секвенци $p = Q(m) + r = 2 \cdot 8 + 2 = 18$. [20]

У [23, 25, 26] је предложена метода серијско-паралелне конверзије кода код које се врши интерно генерисање псеудослучајних референтних маркера, тј. врши се генерисање референтних маркера у ходу тако да нема потребе за њиховим меморисањем у меморији, што пружа могућност да се број референтних маркера повећа до максимума. Ово решење захтева да се у мерном систему примени и метод провере исправности читавања псеудослучајног кода [17, 23], који обезбеђује сигурно детектовање грешке при читавању кода. Само она псеудослучајна кодна реч за чију се исправност може гарантовати са вероватноћом 1 може да се користи за интерно генерисање референтних маркера [23].

Поред једнодимензионалних псеудослучајних секвенци, често се у пракси јавља потреба за применом дводимензионалних (2D) псеудослучајних поља. На пример, у случају аутоматски вођених возила јавља се потреба да им се омогући кретање у свим правцима (а не само дуж једног правца), чиме се знатно повећава њихова флексибилност. Међутим, то захтева континуирано одређивање дводимензионалне позиције. Ово може да се оствари тако што се цео под по коме се креће возило кодује дводимензионалним псеудослучајним пољем. Још једна примена 2D псеудослучајних поља јесте у препознавању 3D (тродимензионалних) објеката [11-13], где се 3D објекат моделује на основу низа 2D слика снимљеним камерама из различитих углова; ове слике су добијене пројекцијом структуриране светлости на објекат; структурирана светлост представља 2D мрежу тачака, при чему се позиције тачака у мрежи кодују 2D псеудослучајним пољем; сваки објекат проузрокује јединствене деформације ове мреже, на основу којих се врши препознавање објекта. У наставку ћемо приказати два начина формирања (2D) псеудослучајних поља.

Псеудослучајно бинарно поље (PRBA – *pseudorandom binary array*) од n_1 врста и n_2 колона може да се конструише савијањем псеудослучајне бинарне секвенце дужине $2^n - 1$, на начин приказан на слици 1.3. Притом, морају да буду задовољени следећи услови: $2^n - 1 = 2^{k_1 \cdot k_2} - 1$, $n_1 = 2^{k_1} - 1$, $n_2 = (2^n - 1)/n_1$, при чему n_1 и n_2 морају да буду релативно прости бројеви. Одређивање дводимензионалне позиције се базира на чињеници да је сваки $k_1 \cdot k_2$ ненулти правоугаони сегмент из овог псеудослучајног поља јединствен, што значи да на јединствен начин може да кодује дводимензионалну позицију, дефинисану индексима (i, j) . И у овом случају је потребно извршити конверзију псеудослучајног кода у природни бинарни код, тј. на основу дводимензионалне псеудослучајне кодне речи димензија $k_1 \cdot k_2$ треба одредити вредности индекса i и j у природном бинарном коду. Овде је могуће применити само паралелну конверзију кода: треба направити кодну табелу и сачувати је у ROM меморији; ова кодна табела треба да садржи све могуће псеудослучајне $k_1 \cdot k_2$ правоугаоне сегменте, и за сваки од њих треба дефинисати вредности индекса позиције i и j у природном бинарном коду. Конверзија се врши претраживањем кодне табеле. Ова дводимензионална паралелна конверзија је веома скупа и хардверски комплексна (знатно скупља и комплекснија у односу на једнодимензионалну паралелну конверзију), тако да је ово решење практично неприменљиво у случају мерних система са високом резолуцијом.

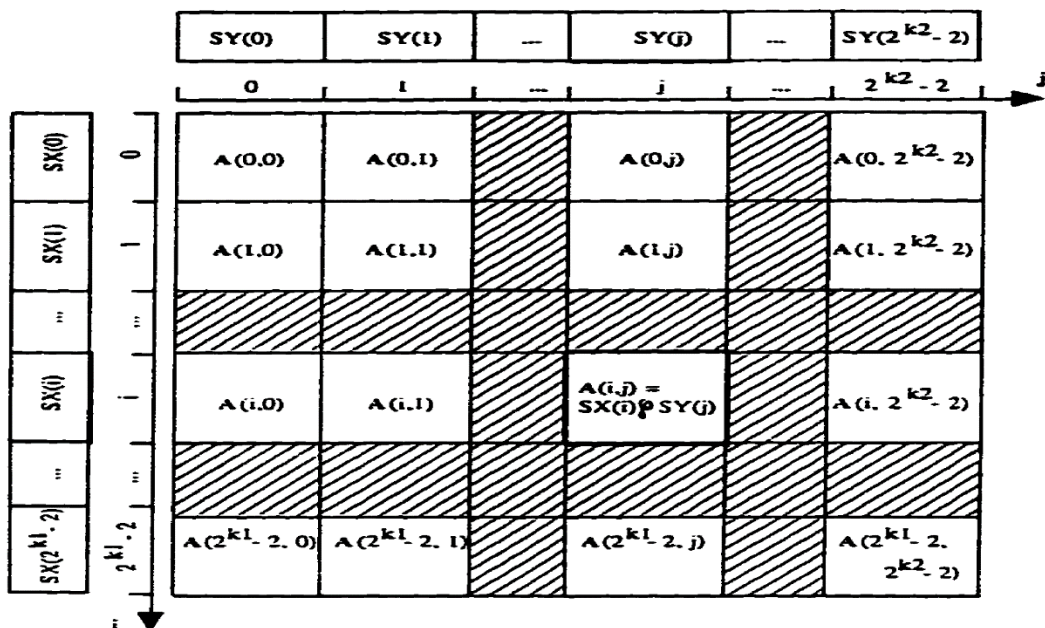


Слика 1.3. а) Формирање дводимензионалног псеудослучајног поља методом савијања једнодимензионалне псеудослучајне секвенце; б) пример дводимензионалног псеудослучајног поља са параметрима $n_1 = 7$, $n_2 = 9$, $k_1 = 3$, $k_2 = 2$, $n = 6$; поље је димензија $n_1 \times n_2 = 7 \times 9$ елемената, добијено је савијањем псеудослучајне секвенце дужине 63 бита и сваки $k_1 \times k_2 = 3 \times 2$ правоугаони сегмент представља јединствену 2D кодну реч којом се једнозначно кодује 2D позиција. [61]

Међутим, у [10] је предложен нови тип дводимензионалног псеудослучајног поља, који омогућава знатно једноставнију конверзију у природни бинарни код. Псеудослучајно поље је димензија $(2^{k_1} - 1) \cdot (2^{k_2} - 1)$, са елементима $A(i, j)$, $i = 0, \dots, 2^{k_1} - 2$; $j = 0, \dots, 2^{k_2} - 2$, као што је приказано на слици 1.4. Ово псеудослучајно поље се формира на следећи начин. Прво се формирају две псеудослучајне секвенце SX и SY . Секвенца SX је дужине $2^{k_1} - 1$ бита и формира се помоћу померачког регистра са k_1 бита. Секвенца SY је дужине $2^{k_2} - 1$ бита и формира се помоћу померачког регистра од k_2 бита. Секвенцом SX врши се кодовање дуж x осе а секвенцом SY се врши кодовање дуж y осе. Елементи $A(i, j)$ дводимензионалног псеудослучајног поља добијају се извршавањем операције ρ над псеудослучајним секвенцама SX и SY . Операција ρ се над секвенцама извршава бит-по-бит, а дефинисана је на следећи начин:

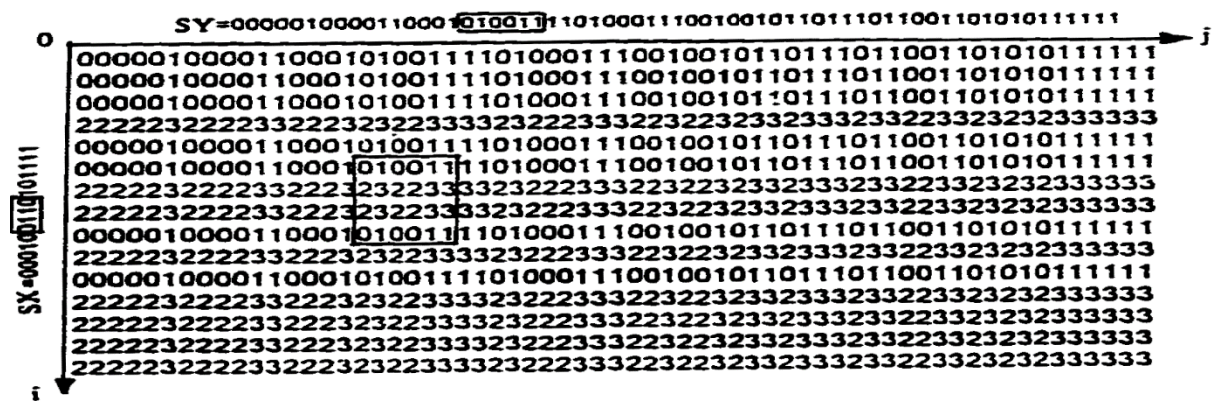
| | | | |
|---------|---------|---|---|
| | $SX(i)$ | | |
| $SY(j)$ | | 0 | 1 |
| 0 | | 0 | 1 |
| 1 | | 2 | 3 |

Елемент $A(i, j)$ дводимензионалног псеудослучајног поља израчунава се на следећи начин: $A(i, j) = SX(i) \rho SY(j)$, $i = 0, \dots, 2^{k_1} - 2$; $j = 0, \dots, 2^{k_2} - 2$. Дакле, елемент $A(i, j)$ 2D псеудослучајног поља се добија као резултат операције ρ над битовима $SX(i)$ и $SY(j)$. Суштински важна ствар јесте некомутативност операције ρ , због чега увек можемо на основу вредности елемента $A(i, j)$ да одредимо вредности битова $SX(i)$ и $SY(j)$.



Слика 1.4. Генерисање дводимензионалног псеудослучајног поља димензија $(2^{k_1} - 1) \cdot (2^{k_2} - 1)$ на основу две псеудослучајне секвенце SX и SY дужина $(2^{k_1} - 1)$ и $(2^{k_2} - 1)$, где се елемент поља $A(i, j)$ добија применом операције ρ над битовима $SX(i)$ и $SY(j)$ ових секвенци. [10]

Дводимензионална позиција са координатама (i, j) кодује се дводимензионалним псеудослучајним сегментом са елементима $A(k, m)$, $k = i, \dots, i + k_1 - 1$; $m = j, \dots, j + k_2 - 1$. На основу правила којим је дефинисана операција ρ могуће је за сваки елемент $A(k, m)$ овог $k_1 \cdot k_2$ правоугаоног псеудослучајног сегмента одредити вредности битова једнодимензионалних псеудослучајних кодних речи $SX(k)$, $k = i, \dots, i + k_1 - 1$, којом се кодује индекс i и $SY(m)$, $m = j, \dots, j + k_2 - 1$, којом се кодује индекс j . Да резимирамо: мерење дводимензионалне позиције подразумева одређивање индекса i и j који одређују ту позицију. То се ради тако што се очита дводимензионални $k_1 \cdot k_2$ псеудослучајни сегмент који одговара тој позицији, а онда се на основу њега одреде две једнодимензионалне псеудослучајне кодне речи: једна дужине k_1 бита којом се кодује индекс i а друга дужине k_2 бита којом се кодује индекс j . Конверзија из псеудослучајног кода у природни бинарни код врши се независно за ове две кодне речи, при чему је могуће применити било који тип конверзије (серијска, паралелна, серијско-паралелна). Овај начин формирања дводимензионалног псеудослучајног поља је знатно погоднији за практичну примену по питању комплексности и цене у односу на први начин (који подразумева пресавијање псеудослучајне секвенце) управо зато јер омогућава примену серијске и серијско-паралелне конверзије кода. На слици 1.5 приказано је дводимензионално псеудослучајно поље димензија 15 x 63, добијено на основу секвенци SX (дужине 15 бита) и SY (дужине 63 бита).



Слика 1.5. Дводимензионално псеудослучајно поље димензија 15 x 63, добијено на основу секвенци SX (дужине 15 бита) и SY (дужине 63 бита); сваки 4 x 6 правоугаони сегмент представља јединствену 2D кодну реч за кодовање 2D позиције, одакле добијамо две једнодимензионалне псеудослучајне кодне речи: једну 4-битну којом је кодован индекс i и другу 6-битну којом је кодован индекс j . [10]

Због својих добрих карактеристика (мала комплексност и цена, могућност директног подешавања нулте позиције код примена у апсолутним енкодерима позиције),

серијска конверзија псеудослучајног кода у природни бинарни код (било у виду чисте серијске конверзије или као део серијско-паралелне конверзије) представља пожељно и често коришћено решење, поготово у псеудослучајним мерним системима високе резолуције. Предности серијске конверзије посебно долазе до изражаја у дводимензионалним псеудослучајним мерним системима, због изразито велике комплексности дводимензионалне паралелне конверзије. Из свега наведеног произилази велики значај серијске конверзије псеудослучајни/природни бинарни код, због чега ће у наставку овог поглавља бити детаљно анализирана.

1.2. Серијски конвертори псеудослучајни/природни бинарни код

Основни елемент серијских конвертора кода јесте генератор псеудослучајних секвенци, који се састоји од померачког регистра са одговарајућом конфигурацијом повратне спреге. Серијска конверзија кода се базира на реверзибилности механизма за генерисање псеудослучајних секвенци. Зато ћемо прво мало детаљније да размотримо сам процес генерисања псеудослучајних секвенци а након тога ћемо да објаснимо принцип рада серијских конвертора псеудослучајни/природни бинарни код.

Генерисање псеудослучајних бинарних секвенци врши се на основу генераторског полинома [2, 64]:

$$F(X) = c_n X^n + c_{n-1} X^{n-1} + \dots + c_1 X + c_0, \quad (1.1)$$

где $c_i, i = 0, \dots, n$ представљају коефицијенте генераторског полинома, при чему крајњи коефицијенти c_n и c_0 имају вредност 1 (тј. $c_n = 1$ и $c_0 = 1$) док остали коефицијенти $c_i, i = 1, \dots, (n - 1)$ могу да узму вредности или 0 или 1. Међу генераторским полиномима од посебног интереса су нам примитивни полиноми јер једино они могу да генеришу псеудослучајне бинарне секвенце са максималном дужином од $2^n - 1$ бита. Означимо са r број коефицијената генераторског полинома $c_i, i = 1, \dots, (n - 1)$ који имају вредност 1. Нека $(n - 1) \geq \alpha_1 > \alpha_2 > \dots > \alpha_r \geq 1$ означавају индексе ових r коефицијената који имају вредност 1. У циљу бољег објашњења приказаћемо један пример: за резолуцију $n = 6$ генераторски полином има следеће коефицијенте: $c_6 = 1, c_5 = 1, c_4 = 0, c_3 = 0, c_2 = 1, c_1 = 1, c_0 = 1$. Коефицијенти c_6 и c_0 су по дефиницији једнаки 1; стога ћемо пажњу да усмеримо ка осталим коефицијентима (c_5, c_4, c_3, c_2, c_1).

Три од ових коефицијената (c_5, c_2, c_1) имају вредност 1, стога је $r = 3$ и имамо следеће индексе: $\alpha_1 = 5, \alpha_2 = 2, \alpha_3 = 1$.

Нека $S = [n, \alpha_1, \dots, \alpha_r, 0]$ означава скуп индекса оних коефицијената генераторског полинома који имају вредност 1. Псеудослучајна бинарна секвенца резолуције n у потпуности је дефинисана скупом индекса S .

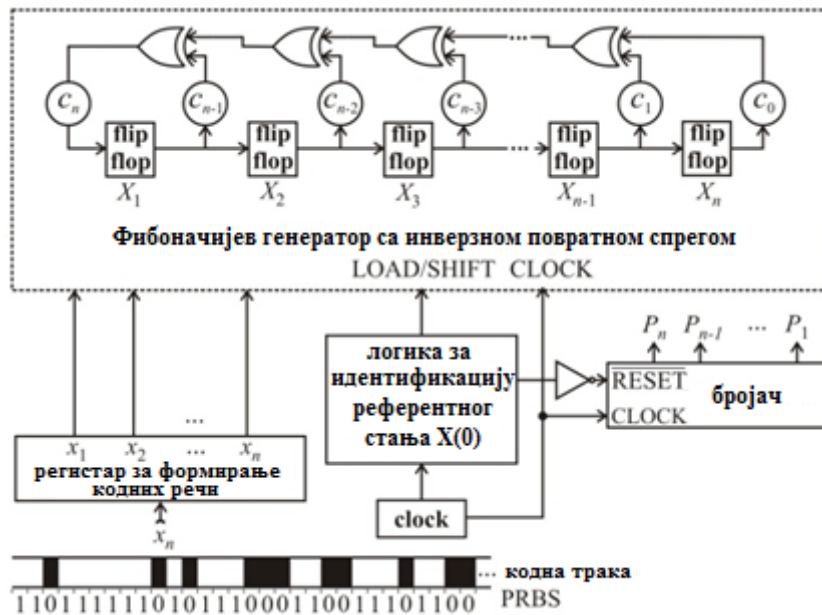
За сваку псеудослучајну бинарну секвенцу резолуције n постоји још једна псеудослучајна бинарна секвенца резолуције n инверзна у односу на њу (као слика у огледалу) која је дефинисана следећим скупом индекса коефицијената једнаких 1, $S' = [n, n - \alpha_r, n - \alpha_{r-1}, \dots, n - \alpha_1, 0]$. Псеудослучајна бинарна секвенца дефинисана скупом S зове се “директна секвенца” док се псеудослучајна бинарна секвенца дефинисана скупом S' зове “инверзна секвенца”.

Приликом серијске конверзије псеудослучајни/природни бинарни код, једна псеудослучајна кодна реч мора да се изабере и прогласи за референтну (тј. нулту) кодну реч, која се још зове и референтно стање. Референтна псеудослучајна кодна реч се конвертује у кодну реч природног бинарног кода која се састоји из свих нула $\underbrace{00\dots0}_n$. У случају да се псеудослучајни код користи за кодовање апсолутне позиције у псеудослучајним енкодерима позиције, референтна псеудослучајна кодна реч служи за кодовање нулте позиције (све друге позиције мере се у односу на нулту позицију). Означимо референтну псеудослучајну кодну реч (тј. референтно стање) са $X(0) = X_1(0) \dots X_n(0)$.

Постоје два типа серијских конвертора псеудослучајног бинарног кода у природни бинарни код: Фибоначијев конвертор и Галоа конвертор [14, 34]. У наставку ћемо описати принцип рада ових конвертора. Без губљења општости, посматраћемо случај када су конвертори кода примењени у псеудослучајним енкодерима позиције, при чему је директна псеудослучајна секвенца којом се врши кодовање позиције нанета на кодну траку.

Слика 1.6 приказује Фибоначијев конвертор псеудослучајног у природни бинарни код. Овај псеудослучајни енкодер ради на следећи начин [14, 34]. Прво, очита се нови бит са кодне траке и упише се у регистар за формирање кодних речи. Ово је n -то битни регистар у коме се формира n -то битна псеудослучајна кодна реч тренутне позиције (првих $n-1$ бита кодне речи се већ налази у регистру, па се читавањем новог бита комплетира n -то битна кодна реч). Ова n -то битна псеудослучајна кодна реч треба да се конвертује у кодну реч природног бинарног кода, помоћу Фибоначијевог конвертора

кода. Главни део Фибоначијевог конвертора псеудослучајног у природни бинарни код јесте Фибоначијев генератор псеудослучајних бинарних секвенци, који се састоји од n -то битног померачког регистра са повратном спрегом. Повратна спрега се састоји од редно (серијски) везаних XOR логичких кола. Повратна спрега Фибоначијевог конвертора кода пројектована је на основу скупа индекса S' за инверзну псеудослучајну секвенцу, па се с тога зове “инверзна повратна спрега”. Коefицијенти повратне спреге c_i су једнаки јединици ако индекс i припада скупу S' (тј. $c_i = 1$ ако $i \in S'$), а у супротном су коefицијенти c_i једнаки нули.



Слика 1.6. Серијски Фибоначи конвертор псеудослучајни/природни бинарни код

Процес конверзије псеудослучајног у природни бинарни код Фибоначијевим конвертором врши се на следећи начин. Прво се n -то битна псеудослучајна кодна реч из регистра за формирање кодних речи упише у n -то битни померачки регистар Фибоначијевог генератора. Затим, у сваком такту померачки регистар прелази у ново стање све док не дође у референтно стање $X(0)$. Померачки регистар функционише као један n -то битни покретни прозор који се креће дуж кодне траке на диску у смеру супротном (инверзном) од смера кретања покретног система (то је разлог због чега користимо инверзну повратну спрегу), док не достигне референтно стање. У конвертору постоји и један бројач који броји тактове (коракe) потребне да померачки регистар дође у референтно стање. Излаз бројача у тренутку када померачки регистар дође у референтно стање представља кодну реч природног бинарног кода $P_n P_{n-1} \dots P_1$.

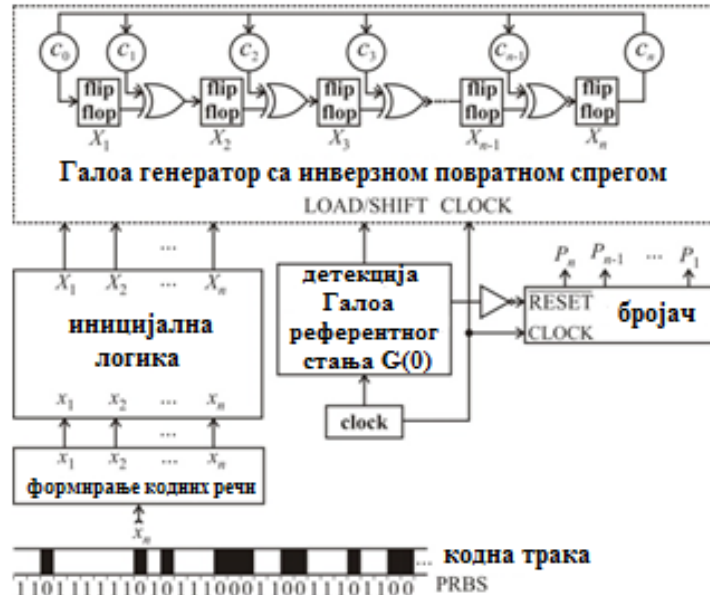
Главни недостатак Фибоначијевог конвертора кода јесте да су XOR логичка кола у повратној спрези везана редно, па се пропагациона кашњења свих XOR логичких кола у повратној спрези сабирају. На тај начин се укупно пропагационо кашњење повратне спреге повећава услед чега се смањује брзина конверзије кода, а самим тим се смањује и брзина рада система у коме је конвертор кода употребљен (нпр. у енкодеру позиције).

У раду [14] је предложен брзи Галоа серијски конвертор кода, чији главни део представља Галоа генератор псеудослучајних бинарних секвенци, који се састоји од померачког регистра са повратном спрегом. Галоа конвертор кода је приказан на слици 1.7. Основна разлика између Фибоначијевог и Галоа генератора псеудослучајних секвенци је у томе што су XOR логичка кола у повратној спрези код Фибоначијевог генератора везана редно а код Галоа генератора су везана паралелно. Стога, код Галоа генератора не долази до сабирања пропагационих кашњења XOR логичких кола, тј. укупно кашњење повратне спреге једнако је кашњењу једног XOR логичког кола. Због знатно мањег укупног пропагационог кашњења, Галоа конвертор кода је знатно бржи у односу на Фибоначијев конвертор кода, а самим тим је и мерни систем у коме је имплементиран Галоа конвертор кода (нпр. енкодер позиције) знатно бржи.

Коефицијенти c_i , $i = 0, \dots, n$ код Галоа конвертора кода су исти као и коефицијенти код Фибоначијевог конвертора кода ($c_i = 1$ ако $i \in S'$), с тим што се ови коефицијенти код Галоа конвертора кода појављују у обрнутом редоследу: код Фибоначијевог конвертора кода редослед коефицијената с лева на десно је c_n, c_{n-1}, \dots, c_0 , док је код Галоа конвертора редослед коефицијената с лева на десно c_0, c_1, \dots, c_n .

Међутим, ако се n -то битна псеудослучајна кодна реч упише директно из регистра за формирање псеудослучајних кодних речи у померачки регистар Галоа генератора, Галоа конвертор неће исправно да ради. Због тога Галоа конвертор псеудослучајног у природни бинарни код захтева један додатни део који смо назвали “иницијална логика”, који служи за иницијалну (почетну) конверзију n -то битне псеудослучајне кодне речи приликом уписа у померачки регистар. Наиме, n -то битна псеудослучајна кодна реч која се налази у регистру за формирање псеудослучајних кодних речи прво мора да прође кроз ову иницијалну логику, где ће се над њом извршити одређена трансформација, и у тако трансформисаном облику биће уписана у померачки регистар Галоа генератора. Поред тога, и референта кодна реч (тј. референтно стање) мора да се модификује код Галоа конвертора кода. Са $G(0) = G_1(0) \dots G_n(0)$ значићемо

референтно стање Галоа конвертора кода, које се добија проласком референтног стања $X(0)$ кроз иницијалну логику. Без иницијалне логике Галоа конвертор кода не би могао да се реализује.



Слика 1.7. Серијски Галоа конвертор псеудослучајни/природни бинарни код

Укратко ћемо описати како функционише Галоа конвертор псеудослучајног у природни бинарни код. Очитана n -то битна псеудослучајна кодна реч, која се налази у регистру за формирање псеудослучајних кодних речи, пропушта се кроз иницијалну логику. Кодна реч која се добија на излазу иницијалне логике уписује се у померачки регистар Галоа генератора. У сваком такту померачки регистар прелази у ново стање. У конвертору постоји бројач који броји кораке (тактове) све док померачки регистар не дође у Галоа референтно стање $G(0)$. Излаз бројача у тренутку када померачки регистар дође у референтно стање $G(0)$ представља кодну реч природног бинарног кода.

Пропагационо кашњење иницијалне логике је занемарљиво у односу на пропагационо кашњење Галоа генератора псеудослучајних секвенци, јер сигнал кроз иницијалну логику пролази само једном, на почетку процеса конверзије, док кроз повратну спрегу померачког регистра сигнал пролази већи број пута док се не достигне референтно стање.

Пројектовање померачког регистра и инверзне повратне спреге Галоа конвертора кода је релативно једноставно, на основу коефицијената c_i генераторског полинома. Главни проблем приликом пројектовања брзих Галоа конвертора кода јесте пројектовање иницијалне логике. У [14] је извршено пројектовање иницијалне логике за конкретну вредност резолуције $n = 5$; применом сложеног математичког поступка изводе

се формуле за пројектовање иницијалне логике. Овај математички поступак може да се примени и за друге вредности резолуције n , али захтева математичка знања која нису блиска већини инжењера који примењују конверторе кода у пракси, што знатно ограничава примену Галоа конвертора. Пожељно би било да постоје готове генерализоване формуле за пројектовање иницијалне логике за било коју вредност резолуције n које могу директно да се примене без било каквих додатних математичких извођења. До сада такве формуле нису постојале у литератури, али ће ове генерализоване формуле бити представљене и изведене у овој дисертацији, што представља један од њених битних доприноса.

Треба рећи да је Галоа архитектура хардверски комплекснија од Фибоначијеве архитектуре. Ипак, коришћењем FPGA (*field-programmable gate array*) имплементације, разлика у хардверској комплексности између ове две архитектуре се значајно смањује у поређењу са имплементацијом базираном на дискретним померачким регистрима и флип-флоповима.

1.3. Пројектовање иницијалне логике брзих Галоа конвертора кода

Са $x_1 x_2 \dots x_n$ означимо прочитану псеудослучајну кодну реч, која се доводи на улаз иницијалне логике. Са $X_1 X_2 \dots X_n$ означимо кодну реч која се добија на излазу иницијалне логике и која се уписује у померачки регистар Галоа генератора. Са $X_1^{(k)} X_2^{(k)} \dots X_n^{(k)}$ означимо стање померачког регистра након k тактова. У раду [14] су дате следеће релације:

$$X_n = x_n, \quad (1.2)$$

$$X_n^{(k)} = x_{n-k}, \quad k = 1, \dots, n-1. \quad (1.3)$$

На основу слике 1.7 видимо да за Галоа конвертор кода важе следеће релације:

$$X_i^{(1)} = c_{i-1} X_n \oplus X_{i-1}, \quad i = 2, \dots, n, \quad (1.4)$$

$$X_1^{(1)} = X_n, \quad (1.5)$$

$$X_i^{(k+1)} = c_{i-1} X_n^{(k)} \oplus X_{i-1}^{(k)}, \quad i = 2, \dots, n; \quad k = 1, \dots, n-1, \quad (1.6)$$

$$X_1^{(k+1)} = X_n^{(k)}, \quad k = 1, \dots, n-1. \quad (1.7)$$

Иницијална логика успоставља функционалну зависност између битова на њеном излазу $X_i, i = 1, \dots, n$ и битова на њеном улазу $x_i, i = 1, \dots, n$. Другачије речено, излазни битови $X_i, i = 1, \dots, n$ постају функције улазних битова $x_i, i = 1, \dots, n$, тј. $X_i = f(x_1, \dots, x_n)$. Пројектовање иницијалне логике подразумева одређивање функционалних зависности $X_i = f(x_1, \dots, x_n), i = 1, \dots, n$.

Лема. За $i = 1, \dots, n - 1$ и $k = 1, \dots, i$ важи следећа релација:

$$X_{n-i+k}^{(k)} = \sum_{j=1}^k c_{n-i+j-1} x_{n+1-j} \oplus X_{n-i}, \quad (1.8)$$

где \sum означава сабирање по модулу 2.

Доказ. Лема ће бити доказана применом математичке индукције.

i) за $k = 1$: из израза (1.4) and (1.2) добијамо да важи следећа релација:

$$X_{n-i+1}^{(1)} = c_{n-i} X_n \oplus X_{n-i} = c_{n-i} x_n \oplus X_{n-i}.$$

То значи да је лема доказана за $k = 1$.

ii) Претпоставимо да тврђење леме важи за неко произвољно $k, 1 \leq k < i$. Из израза (1.6), (1.3) и (1.8) следи да је:

$$\begin{aligned} X_{n-i+k+1}^{(k+1)} &= c_{n-i+k} X_n^{(k)} \oplus X_{n-i+k}^{(k)} = c_{n-i+k} x_{n-k} \oplus \sum_{j=1}^k c_{n-i+j-1} x_{n+1-j} \oplus X_{n-i} \\ &= \sum_{j=1}^{k+1} c_{n-i+j-1} x_{n+1-j} \oplus X_{n-i}. \end{aligned}$$

На овај начин је показано да ако лема важи за неко k , онда лема сигурно важи и за $k + 1$.

На основу i) и ii), закључујемо да је лема доказана.

Теорема. За $i = 1, \dots, n - 1$ важи следећа релација [28]:

$$X_{n-i} = x_{n-i} \oplus \sum_{j=1}^i c_{n-i+j-1} x_{n+1-j}. \quad (1.9)$$

Доказ. За $k = i$ из једначине (1.8) добијамо следећу релацију:

$$X_n^{(i)} = \sum_{j=1}^i c_{n-i+j-1} x_{n+1-j} \oplus X_{n-i}.$$

Како је $X_n^{(i)} = x_{n-i}$, добијамо израз из једначине (1.9), чиме је тврђење теореме доказано.

На основу једначине (1.9) и знајући да важи $X_n = x_n$, показано је да битови X_i , $i = 1, \dots, n$ могу да се изразе као линеарне функције битова x_i , $i = 1, \dots, n$ користећи само XOR логичка кола. На овај начин је извршено пројектовање иницијалне логике на генералан начин, тј. за било коју резолуцију n . Како се иницијална логика састоји само од XOR логичких кола, њена реализација је прилично једноставна.

Као што смо већ рекли, Галоа референтно стање $G(0) = G_1(0) \dots G_n(0)$ се добија пропуштањем референтног стања $X(0) = X_1(0) \dots X_n(0)$ кроз иницијалну логику. На основу релације (1.9) добијамо следеће изразе за рачунање битова Галоа референтног стања:

$$G_{n-i}(0) = X_{n-i}(0) \oplus \sum_{j=1}^i c_{n-i+j-1} X_{n+1-j}(0), i = 1, \dots, n-1; \quad (1.10)$$

$$G_n(0) = X_n(0).$$

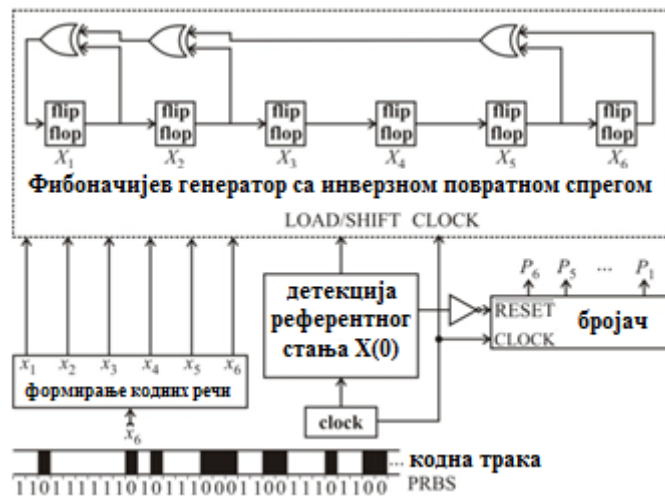
На једном конкретном примеру објаснићемо функционисање претходно описаних Фибоначи и Галоа конвертора кода. Разматраћемо случај за вредност резолуције $n = 6$. Нека је за референтну кодну реч изабрана кодна реч $X(0) = 110111$. Бинарна псеудослучајна секвенца на кодној траци се генерише као директна секвенца, користећи скуп индекса $S = [6,5,2,1,0]$. Ова псеудослучајна секвенца се састоји од $2^6 - 1 = 63$ и има следећи облик: **110111111010111000110011101100000111100100101010011010000100010**.

Нека је дата псеудослучајна кодна реч $x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6 = 111000$ (нпр. ова кодна реч може да буде добијена мерењем позиције помоћу псеудослучајних енкодера позиције). У наставку ћемо објаснити конверзију ове псеудослучајне кодне речи у кодну реч природног бинарног кода.

Прво ћемо да размотримо Фибоначијев конвертор кода приказан на слици 1.8. Инверзна повратна спрега померачког регистра за овај конвертор кода дефинисана је скупом индекса $S' = [6,5,4,1,0]$. На основу тога добијамо вредности коефицијената у инверзној повратној спреси:

$$c_6 = 1, c_5 = 1, c_4 = 1, c_3 = 0, c_2 = 0, c_1 = 1, c_0 = 1. \quad (1.11)$$

Улазну псеудослучајну кодну реч 111000 уписујемо у померачки регистар. У Табели 1.1 су приказана стања померачког регистра за сваки такт i (садржај бројача који броји тактне импулсе у i -том такту је кодна реч за i у природном бинарном коду). У 12-том такту (за $i = 12$), померачки регистар достиже референтно стање $X(0) = 110111$. Садржај бројача у том тренутку је кодна реч природног бинарног кода за $i = 12$, па на његовом излазу добијамо кодну реч природног бинарног кода 001100, што представља излаз конвертора кода.



Слика 1.8. Фибоначијев конвертор кода за резолуцију $n = 6$

Табела 1.1. Стања померачког регистра за Фибоначијев и Галоа конвертор кода

| i (садржај бројача) | Садржај померачког регистра Фибоначијевог генератора | Садржај померачког регистра Галоа генератора |
|-----------------------------|--------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------|
| 0 | 111000 (ова кодна реч се уписује у померачки регистар) | 101000 (ова кодна реч се уписује у померачки регистар) |
| 1 | 011100 | 010100 |
| 2 | 101110 | 001010 |
| 3 | 010111 | 000101 |
| 4 | 101011 | 110001 |
| 5 | 110101 | 101011 |
| 6 | 111010 | 100110 |
| 7 | 111101 | 010011 |
| 8 | 111110 | 111010 |
| 9 | 111111 | 011101 |
| 10 | 011111 | 111101 |
| 11 | 101111 | 101101 |
| 12 | 110111 | 100101 |

Сада ћемо размотрити Галоа конвертор кода приказан на слици 1.9. Коefицијенти у инверзној повратној спрези одређују се на основу (1.11). На основу израза (1.9) и (1.2) добијамо следеће једначине за иницијалну логику:

$$X_1 = x_1 \oplus x_2 \oplus x_3 \oplus x_6,$$

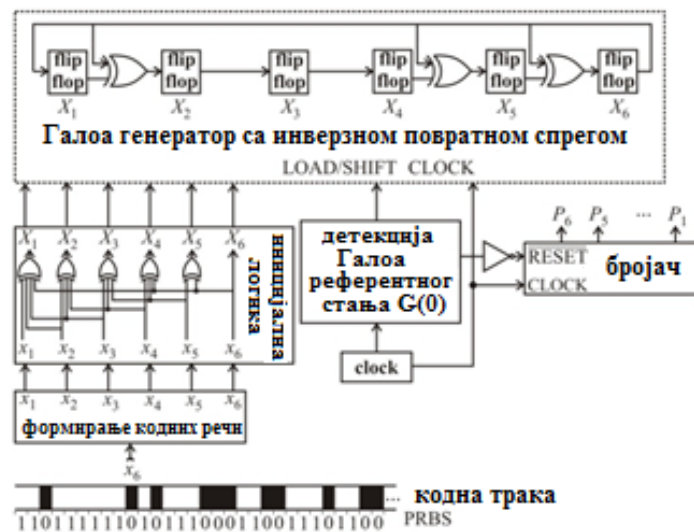
$$X_2 = x_2 \oplus x_3 \oplus x_4,$$

$$X_3 = x_3 \oplus x_4 \oplus x_5,$$

$$X_4 = x_4 \oplus x_5 \oplus x_6,$$

$$X_5 = x_5 \oplus x_6,$$

$$X_6 = x_6.$$



Слика 1.9. Галоа конвертор кода за резолуцију $n = 6$

Улазна псеудослучајна кодна реч $x_1x_2x_3x_4x_5x_6 = 111000$ пролази кроз иницијалну логику. На излазу иницијалне логике добијамо кодну реч $X_1X_2X_3X_4X_5X_6 = 101000$ која се затим уписује у померачки регистар. Галоа референтно стање добијамо пропуштањем референтне кодне речи $X(0) = X_1(0)X_2(0)X_3(0)X_4(0)X_5(0)X_6(0) = 110111$ кроз иницијалну логику. На основу израза (1.10) можемо да израчунамо битове Галоа референтне кодне речи:

$$G_1(0) = X_1(0) \oplus X_2(0) \oplus X_3(0) \oplus X_6(0) = 1,$$

$$G_2(0) = X_2(0) \oplus X_3(0) \oplus X_4(0) = 0,$$

$$G_3(0) = X_3(0) \oplus X_4(0) \oplus X_5(0) = 0,$$

$$G_4(0) = X_4(0) \oplus X_5(0) \oplus X_6(0) = 1,$$

$$G_5(0) = X_5(0) \oplus X_6(0) = 0,$$

$$G_6(0) = X_6(0) = 1.$$

Дакле, добили смо Галоа референтно стање $G(0) = 100101$.

Кодна реч $X_1X_2X_3X_4X_5X_6 = 101000$ са излаза иницијалне логике се уписује у померачки регистар Галоа генератора псеудослучајних секвенци. У сваком такту померачки регистар прелази у ново стање. Стања кроз која пролази померачки регистар приказана су у Табели 1.1. У 12-том такту померачки регистар достиже Галоа референтно стање $G(0) = 100101$. Бројач је бројао до 12 па ће на његовом излазу да се добије 001100 као кодна реч природног бинарног кода за $i = 12$.

Видимо да се и Фибоначијевим и Галоа конвертором кода добија исти резултат, тј. добија се иста кодна реч природног бинарног кода. Ово потврђује исправност пројектовања иницијалне логике Галоа конвертора кода.

1.4. Побољшање реализације серијских конвертора кода

У претходним поглављима смо разматрали серијске конверторе кода (Фибоначијев и Галоа) са принципског становишта (тј. разматрали смо основне принципе рада без залажења у детаље реализације). У овом поглављу ћемо детаљније размотрити практичну реализацију Фибоначијевог и Галоа серијских конвертора кода и извршићемо детаљну анализу пропагационих кашњења. Прво ћемо разматрати постојеће методе реализације Фибоначијевог и Галоа конвертора кода, презентоване у радовима [30, 31]. Након тога ћемо предложити метод за побољшану реализацију серијских конвертора кода, где се побољшање остварује модификованим начином уписа битова у флип-флопове померачког регистра, чиме се значајно повећава брзина конверзије псеудослучајног кода у природни бинарни код.

1.4.1. Постојећа реализација Фибоначијевог конвертора кода

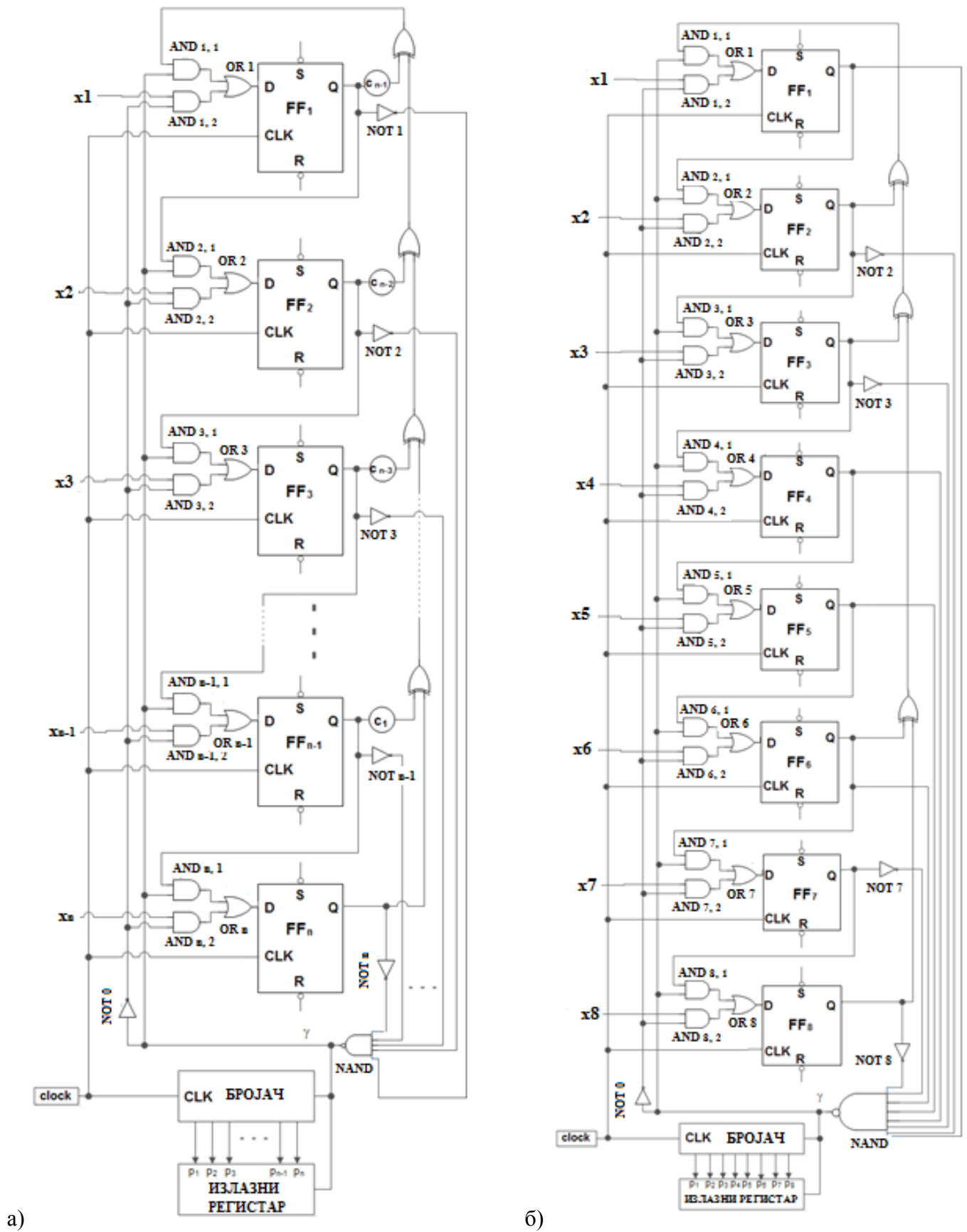
Реализација Фибоначијевог конвертора псеудослучајног кода у природни бинарни код разматрана је у [30, 31]; решење предложено у овим радовима приказано је на слици 1.10.а) за произвољну резолуцију n . Померачки регистар се састоји од n флип-флопова D-типа FF_1, \dots, FF_n . Сваки бит улазне псеудослучајне кодне речи $x_1x_2\dots x_n$ уписује се у по један флип-флоп померачког регистра. Повратна спрега се пројектује на основу коефицијената генераторског полинома. Ако имамо k коефицијената генераторског полинома једнаких 1, у повратној спрези имаћемо k XOR логичких кола XOR_1, \dots, XOR_k . Коефицијенти c_i повратне спреге једнаки су коефицијентима

генераторског полинома. Ако је $c_i = 1$ то значи да одговарајућа конекција постоји а ако је $c_i = 0$ тада конекција не постоји. Да би ово боље објаснили, на слици 1.10б) је приказан пример Фибоначијевог конвертора кода за резолуцију $n = 8$; генераторски полином за овај случај је $P(X) = X^8 + X^6 + X^5 + X^2 + 1$ [64], па коефицијенти имају следеће вредности: $c_7 = 0, c_6 = 1, c_5 = 1, c_4 = 0, c_3 = 0, c_2 = 1, c_1 = 0$. Свако XOR логичко коло има пропагационо кашњење τ_{XOR} . Како су XOR логичка кола везана редно, кашњења се сабирају па је укупно кашњење повратне спреге $k \cdot \tau_{XOR}$.

Као што је већ речено, Фибоначијев конвертор ради тако што након уписа псеудослучајне кодне речи $x_1x_2\dots x_n$ у померачки регистар, бројач броји стања кроз која пролази померачки регистар све док не достигне референтно стање $X(0) = X_1(0) \dots X_n(0)$. Постоји логика која испитује да ли је померачки регистар достигао референтно стање или не. Ова логика садржи NOT логичка кола (NOT_1, \dots, NOT_n), NAND логичко коло и NOT_0 логичко коло. Ако је бит $X_i(0)$ референтне кодне речи једнак нули, излаз флип-флопа FF_i треба да прође кроз NOT_i логичко коло пре него што дође до NAND логичког кола; са друге стране, ако је $X_i(0) = 1$ тада се не користи NOT_i логичко коло, тј. излаз флип-флопа FF_i се директно води на NAND логичко коло. Са r ћемо да означимо број битова референтне кодне речи $X_1(0) \dots X_n(0)$ једнаких нули; то значи да је број NOT логичких кола једнак r . На слици 1.10а) је нацртано свих n NOT_i логичких кола (NOT_1, \dots, NOT_n) у циљу илустрације а стваран број NOT_i логичких кола једнак је r .

Ако је дигитални сигнал γ на излазу NAND логичког кола једнак 1, то значи да конверзија тренутне псеудослучајне кодне речи још увек није завршена и да треба да се настави. Када сигнал γ постане једнак нули, то значи да је померачки регистар достигао референтно стање и тада важи следеће:

- Конверзија псеудослучајне кодне речи је завршена;
- Садржај бројача (који представља излазну кодну реч природног бинарног кода) се уписује у излазни регистар;
- Бројач се ресетује на нулу, спремајући се за конверзију следеће псеудослучајне кодне речи;
- Почине нова конверзија уписом следеће псеудослучајне кодне речи у померачки регистар.



Слика 1.10. Имплементација Фибоначијевог конвертора кода до сада коришћена у литератури за: (а) произволну вредност резолуције n , (б) за резолуцију $n = 8$.

У сваком такту се у сваки флип-флоп упише нови бит. Постоје две могућности: ако је у неком такту $\gamma = 1$ тада тренутна конверзија није завршена, процес померања битова у померачком регистру је у току и у флип-флопове се уписују битови добијени тим померачким поступком; ако је у неком такту $\gamma = 0$ тада је текућа конверзија завршена и почиње конверзија нове псеудослучајне кодне речи, тако да се у флип-флопове уписују битови те нове псеудослучајне кодне речи. На улазу сваког флип-флопа померачког регистра постоје три логичка кола ($AND_{i,1}$, $AND_{i,2}$ и OR_i логичка кола за i -ти флип-флоп). Помоћу ових логичких кола се уписују битови у флип-флопове за $\gamma = 0$ и $\gamma = 1$; ако је $\gamma = 1$, битови добијени померачким процесом се уписују у флип-флопове преко $AND_{i,1}$ и OR_i логичких кола; ако је $\gamma = 0$, битови нове псеудослучајне кодне речи се уписују у флип-флопове преко $AND_{i,2}$ и OR_i логичких кола.

Циљ је да Фибоначијев конвертор кода ради што брже. Да би то постигли, трајање тактних импулса треба да буде што краће. Најмање могуће трајање тактног импулса једнако је максималном пропагационом кашњењу τ_{\max} унутар једног тактног импулса. Нека τ_{FF} , τ_{AND} , τ_{OR} , τ_{NAND} и τ_{NOT} означавају кашњења флип-флопа, AND, OR, NAND и NOT логичких кола. Са τ_0 и τ_1 означимо максимална пропагациона кашњења за случајеве $\gamma = 0$ и $\gamma = 1$, респективно. Тада важи $\tau_{\max} = \max\{\tau_0, \tau_1\}$. Увешћемо и ознаке $\tau_0^{(i)}$ и $\tau_1^{(i)}$ ($i = 1, \dots, n$) које означавају пропагациона кашњења за упис бита у i -ти флип-флоп FF_i , за случајеве $\gamma = 0$ и $\gamma = 1$. Тада важи да је $\tau_0 = \max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_0^{(i)}\}$ и $\tau_1 = \max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_1^{(i)}\}$.

Размотримо случај $\gamma = 1$; уписивање битова у флип-флопове се врши преко $AND_{i,1}$ и OR_i логичких кола. Један улазни бит за $AND_{i,1}$ (означен са a_i) се добија процесом померања битова померачког регистра, док се на другом улазу $AND_{i,1}$ логичког кола налази γ бит. Нека τ_{a_i} и τ_γ означавају пропагациона кашњења потребна за добијање битова a_i и γ . Тада је:

$$\tau_1^{(i)} = \max\{\tau_{a_i}, \tau_\gamma\} + \tau_{AND} + \tau_{OR}. \quad (1.12)$$

Да би добили бит γ , подаци путују следећом путањом: флип-флопови \rightarrow NOT логичка кола \rightarrow NAND логичка кола. На основу тога добијамо пропагационо кашњење за бит γ :

$$\tau_{\gamma} = \tau_{FF} + \tau_{NOT} + \tau_{NAND}. \quad (1.13)$$

Сада треба да одредимо кашњење τ_{a_i} . Прво ћемо размотрити први флип-флоп FF_1 . Да би добили бит a_1 (један од улазних битова за $AND_{1,1}$), имамо следећу путању података: флип-флопови \rightarrow коло повратне спреге. Одатле можемо да израчунамо пропагационо кашњење за добијање бита a_1 као $\tau_{a_1} = \tau_{FF} + k \cdot \tau_{XOR}$. На основу претходно реченог, пропагационо кашњење за први флип-флоп FF_1 у случају $\gamma = 1$, на основу (1.12) и (1.13) је $\tau_1^{(1)} = \max\{\tau_{FF} + k \cdot \tau_{XOR}, \tau_{FF} + \tau_{NOT} + \tau_{NAND}\} + \tau_{AND} + \tau_{OR}$, што може да се напише као:

$$\tau_1^{(1)} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + \max\{k \cdot \tau_{XOR}, \tau_{NOT} + \tau_{NAND}\}. \quad (1.14)$$

Сада ћемо да размотримо кашњење τ_{a_i} за флип-флоп FF_i ($i = 2, \dots, n$). Бит a_i се добија директно са излаза претходног флип-флопа FF_{i-1} , стога је пропагационо кашњење за бит a_i ($i = 2, \dots, n$) $\tau_{a_i} = \tau_{FF}$. Очигледно је да је $\max\{\tau_{a_i}, \tau_{\gamma}\} = \tau_{\gamma}$. На основу (1.12) and (1.13), добијамо следећи израз за пропагационо кашњење за флип-флоп FF_i ($i = 2, \dots, n$), за случај $\gamma = 1$:

$$\tau_1^{(i)} = \tau_{FF} + \tau_{NOT} + \tau_{NAND} + \tau_{AND} + \tau_{OR}. \quad (1.15)$$

Поредећи (1.14) и (1.15), видимо да је $\tau_1^{(1)} \geq \tau_1^{(i)}$, $\forall i = 2, \dots, n$. Стога је максимално пропагационо кашњење за случај $\gamma = 1$:

$$\tau_1 = \max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_1^{(i)}\} = \tau_1^{(1)} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + \max\{k \cdot \tau_{XOR}, \tau_{NOT} + \tau_{NAND}\}. \quad (1.16)$$

У случају $\gamma = 0$ битови се уписују у флип-флопове преко $AND_{i,2}$ и OR_i логичких кола. На једном улазу $AND_{i,2}$ логичког кола је i -ти бит следеће псеудослучајне кодне речи. Битови следеће псеудослучајне кодне речи су већ спремни тако да ту немамо пропагационо кашњење. На другом улазу $AND_{i,2}$ логичког кола је инвертовани γ бит (означен са $\bar{\gamma}$). Пропагационо кашњење за $\bar{\gamma}$ бит је $\tau_{\bar{\gamma}} = \tau_{\gamma} + \tau_{NOT}$. На основу (1.13) добијамо:

$$\tau_{\bar{\gamma}} = \tau_{FF} + 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND}. \quad (1.17)$$

Пропагационо кашњење за i -ти флип-флоп FF_i за случај $\gamma = 0$ је $\tau_0^{(i)} = \tau_{\bar{\gamma}} + \tau_{AND} + \tau_{OR}$. Користећи (1.17), добијамо:

$$\tau_0^{(i)} = \tau_{FF} + 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND} + \tau_{AND} + \tau_{OR}. \quad (1.18)$$

Видимо да су пропагациона кашњења $\tau_0^{(i)}$ иста за све флип-флопове. Стога је укупно пропагационо кашњење за случај $\gamma = 0$:

$$\tau_0 = \max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_0^{(i)}\} = \tau_0^{(i)} = \tau_{FF} + 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND} + \tau_{AND} + \tau_{OR}. \quad (1.19)$$

На основу (1.16) и (1.19), максимално пропагационо кашњење за Фибоначијев конвертор кода је $\tau_{\max} = \max\{\tau_0, \tau_1\} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + \max\{k \cdot \tau_{XOR}, \tau_{NOT} + \tau_{NAND}, 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND}\}$, што може да се напише у облику:

$$\tau_{\max} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + \max\{k \cdot \tau_{XOR}, 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND}\}. \quad (1.20)$$

У општем случају је тешко рећи чему је једнако $\max\{k \cdot \tau_{XOR}, 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND}\}$; ипак, у већини случајева у пракси имамо да је $k \geq 3$, $\tau_{XOR} > \tau_{NOT}$ и $\tau_{XOR} > \tau_{NAND}$; тада израз (1.20) може да се напише као $\tau_{\max} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + k \cdot \tau_{XOR}$.

Време потребно за конверзију неке псеудослучајне кодне речи $x_1x_2\dots x_n$ је

$$T = l \cdot \tau_{\max}, \quad (1.21)$$

где је τ_{\max} период тактног импулса а l је број импулса потребан за конверзију (тј. број импулса потребних да померачки регистар Фибоначијевог конвертора кода дође из стања $x_1x_2\dots x_n$ у референтно стање $X_1(0) \dots X_n(0)$).

1.4.2. Постојећа реализација Галоа конвертора кода

Реализација Галоа конвертора псеудослучајног кода у природни бинарни код разматрана је у [30, 31]; решење предложено у овим радовима приказано је на слици 1.11.а) за произвољну резолуцију n . Главни део Галоа конвертора кода јесте Галоа генератор псеудослучајних секвенци, који се састоји од померачког регистра са n флип-флопова D-типа и од кола повратне спреге. На слици 1.11б) приказан је пример Галоа конвертора кода за резолуцију $n = 8$ (вредности коефицијената c_i , ($i = 1, \dots, 7$) су исте као код Фибоначијевог конвертора кода са слике 1.10.б)).

Код Галоа конвертора кода, псеудослучајна кодна реч $x_1x_2\dots x_n$ прво прође кроз иницијалну логику, чиме добијамо модификовану кодну реч $X_1X_2 \dots X_n$ која се уписује у померачки регистар; бројач броји стања кроз која пролази померачки регистар све док не достигне Галоа референтно стање $G(0) = G_1(0) \dots G_n(0)$. Бинарна вредност бројача на крају конверзије представља кодну реч природног бинарног кода која се уписује у излазни регистар. Претпоставићемо да је иницијална логика реализована у складу са теоријом из поглавља 1.3, тако да ћемо разматрати само померачки регистар са инверзном повратном спрегом. Улази у флип-флопове померачког регистра су битови модификоване кодне речи $X_1X_2 \dots X_n$.

Слично као код Фибоначијевог конвертора, и у Галоа конвертору кода постоји логика (састоји се од NOT_i ($i = 1, \dots, n$), NAND и NOT_0 логичких кола) која испитује да ли је померачки регистар достигао Галоа референтно стање. Број NOT_i логичких кола једнак је броју битова једнаких 0 у Галоа референтном стању $G_1(0) \dots G_n(0)$; ако је $G_i(0) = 0$ тада NOT_i логичко коло постоји а ако је $G_i(0) = 1$ тада NOT_i логичко коло не постоји већ се излаз i -тог флип-флопа FF_i директно води на NAND логичко коло. На слици 1.11а) приказано је свих n NOT_i логичких кола, чисто у циљу илустрације. На излазу NAND логичког кола добијамо бит γ . Ако је $\gamma = 1$ тада конверзија тренутне псеудослучајне кодне речи није готова и треба да се настави. Ако је $\gamma = 0$, то значи да је померачки регистар достигао Галоа референтно стање, тренутна конверзија је готова, садржај бројача се уписује у излазни регистар, затим се бројач ресетује на нулу а у флип-флопове померачког регистра се уписују битови нове псеудослучајне кодне речи и почиње нова конверзија. И овде као и код Фибоначијевог конвертора, на улазу сваког флип-флопа имамо три логичка кола ($AND_{i,1}$, $AND_{i,2}$ и OR_i за i -ти флип-фlop), која контролишу упис у флип-флопове, на исти начин као код Фибоначијевог конвертора.

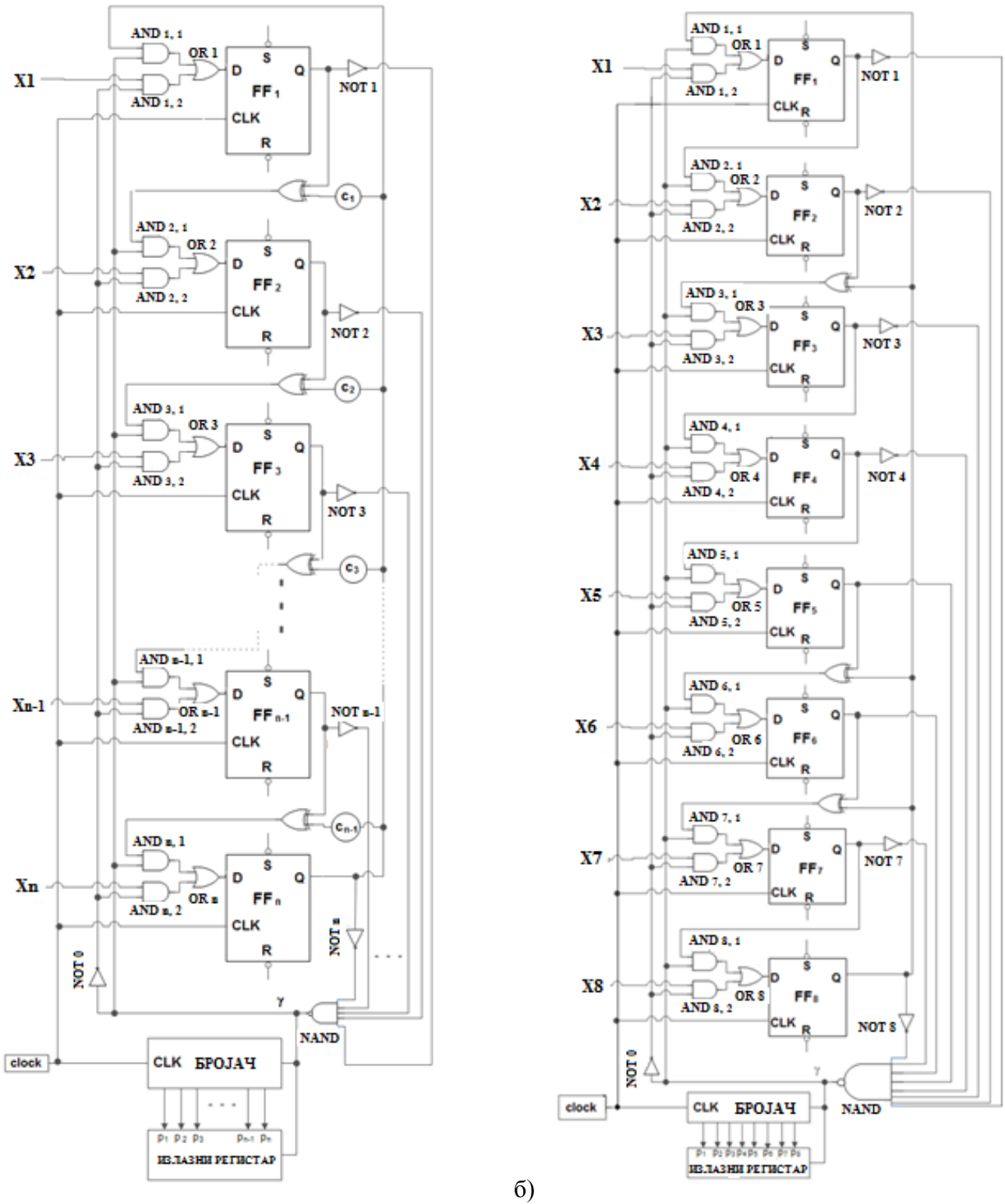
Анализираћемо пропагациона кашњења у Галоа конвертору кода, са циљем да одредимо периоду тактног импулса τ_{\max} . Значење пропагационих кашњења τ_{FF} , τ_{AND} , τ_{OR} , τ_{NAND} , τ_{NOT} , τ_0 , τ_1 , $\tau_0^{(i)}$, $\tau_1^{(i)}$, τ_{a_i} и τ_γ исто је као и код Фибоначијевог конвертора.

За $\gamma = 1$ битови се уписују у флип-флопове преко $AND_{i,1}$ и OR_i логичких кола. Улазни битови за $AND_{i,1}$ логичко коло су a_i и γ . Ако је $c_i = 1$ тада је $\tau_{a_i} = \tau_{FF} + \tau_{XOR}$, а ако је $c_i = 0$ тада је $\tau_{a_i} = \tau_{FF}$, па имамо да је $\max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_{a_i}\} = \tau_{FF} + \tau_{XOR}$. Максимално

пропагационо кашњење за случај $\gamma = 1$ је $\tau_1 = \max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_1^{(i)}\}$. На основу (1.12) имамо да је τ_1

$= \max\{\max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_{a_i}\}, \tau_\gamma\} + \tau_{AND} + \tau_{OR}$. Користећи (1.13) добијамо да је:

$$\tau_1 = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + \max\{\tau_{XOR}, \tau_{NOT} + \tau_{NAND}\}. \quad (1.22)$$



а) б) **Слика 1.11.** Имплементација Галоа конвертора кода до сада коришћена у литератури за: (а) произвољну вредност резолуције n , (б) за резолуцију $n = 8$.

За $\gamma = 0$ битови се уписују у флип-флопове преко $AND_{i,2}$ и OR_i логичких кола. У овом случају, пропагационо кашњење τ_0 је исто као и код Фибоначијевог конвертора, дефинисано са (1.19).

Максимално пропагационо кашњење за Галоа конвертор је $\tau_{\max} = \max\{\tau_0, \tau_1\} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + \max\{\tau_{XOR}, \tau_{NOT} + \tau_{NAND}, 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND}\}$, што може да се напише као:

$$\tau_{\max} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + \max\{\tau_{XOR}, 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND}\}. \quad (1.23)$$

У већини случајева у пракси важи да је $2\tau_{NOT} + \tau_{NAND} > \tau_{XOR}$; тада израз (1.23) постаје $\tau_{\max} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND}$.

Време потребно за конверзију неке псеудослучајне кодне речи $x_1x_2\dots x_n$ може да се израчуна помоћу израза (1.21), где је τ_{\max} период тактних импулса а l број тактних импулса потребних за конверзију (тј. број тактних импулса потребних да померачки регистар Галоа конвертора кода дође из стања $X_1X_2 \dots X_n$ у Галоа референтно стање $G(0) = G_1(0) \dots G_n(0)$).

1.4.3. Побољшана реализација серијских конвертора кода

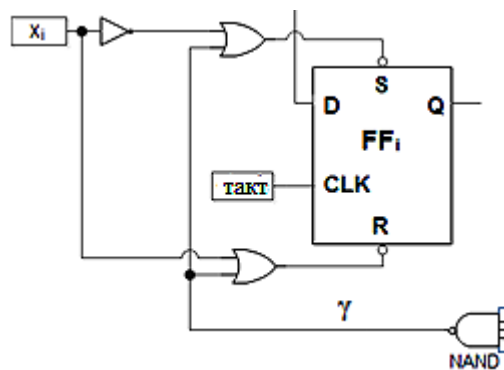
У претходно описаним реализацијама Фибоначијевог и Галоа конвертора кода, уписивање битова у флип-флопове се врши искључиво преко D улаза, и то у оба случаја, и за $\gamma=1$ (уписују се битови добијени процесом померања битова у померачком регистру) и за $\gamma=0$ (уписују се битови нове псеудослучајне кодне речи). У дисертацији ће бити предложена побољшана имплементација Фибоначијевог и Галоа конвертора псеудослучајног у природни бинарни код, при чему је побољшање остварено модификацијом уписа битова у флип-флопове. Идеја је да се раздвоји начин уписа битова у флип-флопове за случајеве $\gamma=1$ и $\gamma=0$. За $\gamma=1$ битови добијени процесом померања битова у померачком регистру уписују се у флип-флопове преко D улаза. За $\gamma=0$ битови следеће псеудослучајне кодне речи уписују се у флип-флопове преко сет/ресет (S/R) улаза флип-флопова.

Да би реализовали ову идеју искористићемо правила рада D флип-флопа: (i): ако је $S = 1$ и $R = 1$ тада је $Q = D$; (ii): ако је $S = 0$ и $R = 1$ тада је $Q = 1$ независно од тога шта је на улазу D; (iii): ако је $S = 1$ и $R = 0$ тада је $Q = 0$ независно од тога шта је на улазу D.

Правила (ii) и (iii) могу да се обједине у следеће правило (iv): ако је $S \neq R$ (тј. $S = \bar{R}$) тада је $Q = R$, независно од тога шта је на улазу D.

Полазећи од ових правила, предлажемо следећи начин уписа битова у флип-флопове. Посматрајмо произвољни i -ти флип-флоп FF_i . Бит добијен процесом померања битова у померачком регистру доводи се на D улаз флип-флопа. На улазима S и R доводе се следећи сигнали: $S = \bar{x}_i \text{ OR } \gamma$ и $R = x_i \text{ OR } \gamma$, где x_i представља i -ти бит следеће псеудослучајне кодне речи, при чему је $\bar{x}_i = \text{NOT}(x_i)$. Овај нови начин уписа битова у флип-флопове илустрован је на слици 1.12. Сада ћемо да проверимо како овај нови метод функционише. Ако је $\gamma = 1$ тада је $S = 1$ и $R = 1$, па према правилу (i) следи да је $Q = D$ (тј. у флип-флоп је уписан бит са D улаза који је добијен процесом померања бита у померачком регистру). Ако је $\gamma = 0$ тада је $S = \bar{x}_i$ и $R = x_i$ (тј. $S \neq R$), па из правила (iv) следи да је $Q = R = x_i$ (тј. у флип-флоп је уписан бит x_i следеће псеудослучајне кодне речи). Видимо да предложени метод уписивања битова у флип-флопове ради управо онако како је и предвиђено.

Предложена техника уписивања битова у флип-флопове може да се примени и код Фибоначијевог и код Галоа конвертора кода. На овај начин се добијају побољшане верзије и једног и другог типа конвертора. Побољшане имплементације Фибоначијевог и Галоа конвертора кода приказане су на сликама 1.13а) и 1.13б) респективно, за произвољну резолуцију n .

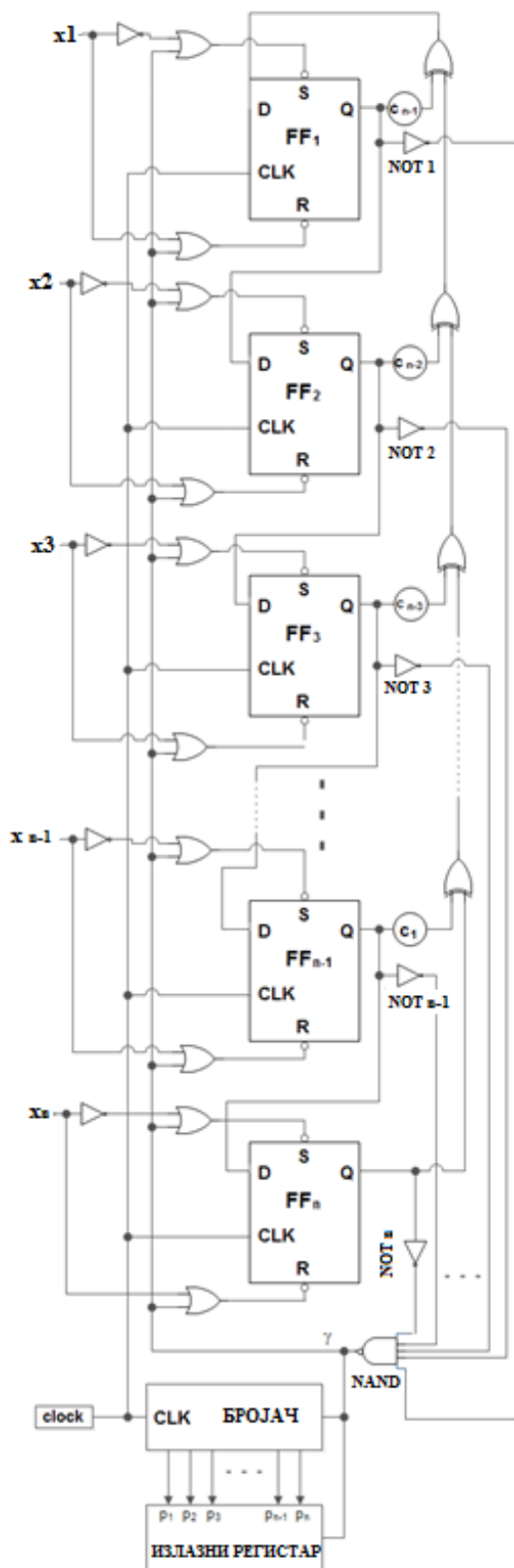


Слика 1.12. Нови начин уписа битова у флип-флопове померачког регистра.

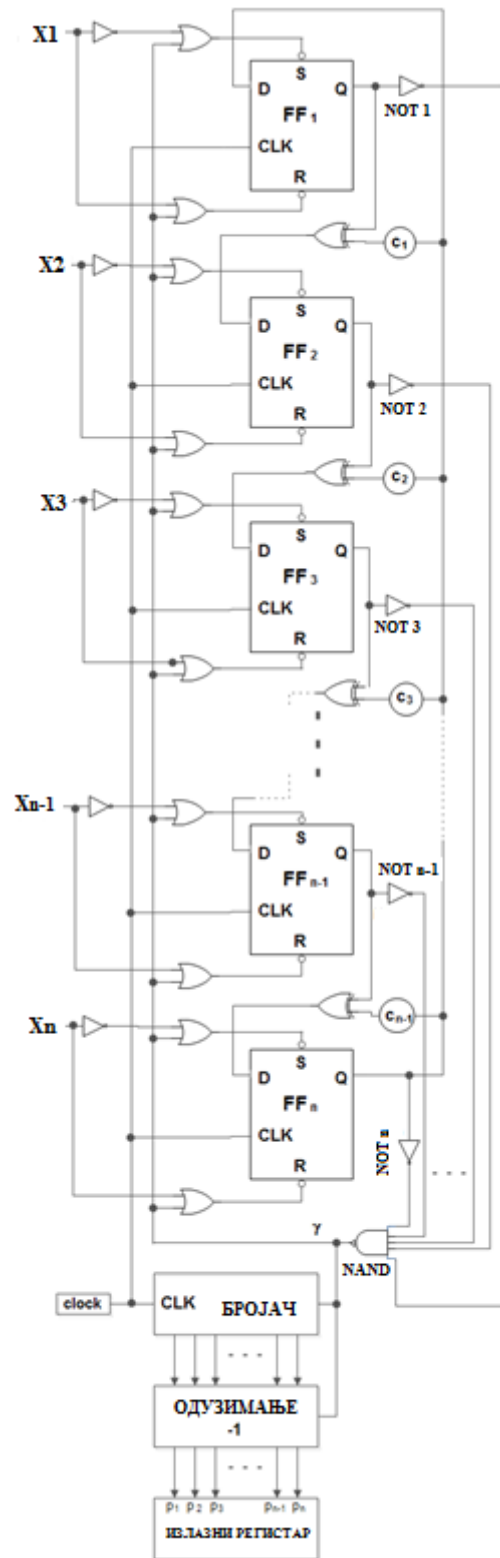
У овим побољшаним реализацијама серијских конвертора кода, једино максимално пропагационо кашњење за сигнал на D улазу (који је добијен процесом померања битова у померачком регистру) има утицај на трајање периоде тактног импулса. Пропагациона кашњења сигнала на сет/ресет улазима (S/R) немају утицај на период тактног импулса. Са $\tau_D^{(i)}$ означимо пропагационо кашњење сигнала на D улазу

i -тог флип-флопа FF_i . Максимално пропационо кашњење може да се добије као

$$\tau_{\max} = \max_{1 \leq i \leq n} \{ \tau_D^{(i)} \}.$$



а)



б)

Слика 1.13. (а) Побољшана реализација Фибоначијевог конвертора кода; (б) Побољшана реализација Галоа конвертора кода.

Размотримо прво Фибоначијев конвертор кода. Да би добили бит на D улазу првог флип-флопа, имамо следећу путању података: флип-флопови \rightarrow коло повратне спреге; стога је пропагационо кашњење за први флип-флоп $\tau_D^{(1)} = \tau_{FF} + k \cdot \tau_{XOR}$. Што се осталих флип-флопова FF_i ($i=2, \dots, n$) тиче, бит на улазу D представља излаз претходног флип-флопа, стога је пропагационо кашњење $\tau_D^{(i)} = \tau_{FF}$. Максимално пропагационо кашњење побољшаног Фибоначијевог конвертора кода је $\tau_{\max} = \max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_D^{(i)}\} = \tau_D^{(1)}$, тј.:

$$\tau_{\max} = \tau_{FF} + k \cdot \tau_{XOR}. \quad (1.24)$$

За побољшани Галоа конвертор кода, максимално пропагационо кашњење је:

$$\tau_{\max} = \max_{1 \leq i \leq n} \{\tau_D^{(i)}\} = \tau_{FF} + \tau_{XOR}. \quad (1.25)$$

Иако пропагациона кашњења за S и R улазе немају утицај на периоду тактног импулса, треба додатно обратити пажњу на ова кашњења. Пропагациона кашњења за сигнале на S и R улазима су:

$$\tau_{S/R} = \tau_{FF} + \tau_{NOT} + \tau_{NAND} + \tau_{OR}. \quad (1.26)$$

Притом сматрамо да битови x_i и \bar{x}_i већ спремни и да не уносе додатно кашњење.

Конвертори кода ће радити исправно ако је испуњен следећи услов:

$$\tau_{\max} > \tau_{S/R}. \quad (1.27)$$

Ако услов (1.27) није испуњен, тј. ако је $\tau_{\max} < \tau_{S/R}$, имаћемо следећи проблем. Када померачки регистар достигне референтно стање, текућа конверзија кода се неће завршити у том такту (као што би требало) већ ће се продужити један такт дуже. Конверзија траје један такт дуже него што треба, због тога бројач броји за један више него што треба па ће излазна кодна реч да буде за 1 већа од тачне вредности. Да би добили тачну излазну кодну реч, морамо од садржаја бројача да одузмемо 1 пре него што се садржај бројача упише у излазни регистар.

За побољшани Фибоначијев конвертор кода услов (1.27) постаје $k \cdot \tau_{XOR} > \tau_{NOT} + \tau_{NAND} + \tau_{OR}$. Овај услов ће бити испуњен у великој већини случајева јер у пракси углавном важи да је $k \geq 3$, $\tau_{XOR} > \tau_{NOT}$, $\tau_{XOR} > \tau_{NAND}$ и $\tau_{XOR} > \tau_{OR}$. Дакле, за побољшани Фибоначијев конвертор кода у највећем броју случајева није потребно одузмати 1 од излазног садржаја бројача.

Са друге стране, за Галоа конвертор кода услов (1.27) није испуњен у великој већини случајева, где важи да је $\tau_{XOR} < \tau_{NOT} + \tau_{NAND} + \tau_{OR}$. Стога, код побољшаног Галоа конвертора кода потребно је одузети 1 од излазног садржаја бројача пре него што се упише у излазни регистар.

Време потребно за конверзију неке псеудослучајне кодне речи $x_1x_2\dots x_n$ помоћу побољшаног Фибоначијевог конвертора кода може да се израчуна применом израза (1.21) где је l број тактних импулса потребан да померачки регистар дође из стања $x_1x_2\dots x_n$ у референтно стање $x_1(0)x_2(0)\dots x_n(0)$. За побољшани Галоа конвертор кода време конверзије се рачуна помоћу следећег израза:

$$T = (l+1) \cdot \tau_{\max}, \quad (1.28)$$

где је l број тактних импулса потребних да померачки регистар дође из стања $X_1X_2 \dots X_n$ у Галоа референтно стање $G(0) = G_1(0) \dots G_n(0)$. У изразу (1.28) се користи $(l+1)$ јер код побољшаног Галоа конвертора кода конверзија најчешће траје један такт дужице.

1.5. Симулација и нумерички резултати

Симулације претходно описаних модела конвертора кода извршене су у NI Multisim софтверу, користећи 74LS серију логичких кола. Пропагациона кашњења логичких кола из 74LS серије су: $\tau_{AND} = 15 \text{ ns}$, $\tau_{OR} = 22 \text{ ns}$, $\tau_{NAND} = 15 \text{ ns}$, $\tau_{NOT} = 15 \text{ ns}$, $\tau_{XOR} = 30 \text{ ns}$, $\tau_{FF} = \tau_S + \tau_{CLK \rightarrow Q} = 20 \text{ ns} + 25 \text{ ns} = 45 \text{ ns}$ (пропагационо кашњење флип-флопа τ_{FF} састоји се из два дела: τ_S је временски интервал пре доласка окидне ивице такта у коме сигнал на D улазу флип-флопа мора да буде стабилан; $\tau_{CLK \rightarrow Q}$ је временски интервал од почетка тактног импулса потребан да дође до промене на излазу флип-флопа Q). Знајући вредности ових пропагационих кашњења можемо да израчунамо трајање тактног импулса за претходно описане моделе конвертора псеудослучајног у природни бинарни код.

За Фибоначијев конвертор кода са слике 1.10а) трајање тактног импулса, према изразу (1.20) је $\tau_{\max} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + k \cdot \tau_{XOR} = 45 \text{ ns} + 15 \text{ ns} + 22 \text{ ns} + k \cdot 30 \text{ ns} = 82 \text{ ns} + k \cdot 30 \text{ ns}$. За побољшани Фибоначијев конвертор кода са слике 1.13а) трајање тактног импулса, према изразу (1.24) је $\tau_{\max} = \tau_{FF} + k \cdot \tau_{XOR} = 45 \text{ ns} + k \cdot 30 \text{ ns}$. Видимо да трајање тактних импулса код Фибоначијевог и побољшаног Фибоначијевог конвертора зависи

од параметра k . За конкретан Фибоначијев конвертор кода са слике 1.10б) (за резолуцију $n = 8$) за који је $k = 3$ (јер има 3 XOR логичка кола у повратној спрези), периода тактних импулса је $\tau_{\max} = 172 \text{ ns}$; за одговарајући побољшани Фибоначијев конвертор кода периода тактних импулса је $\tau_{\max} = 135 \text{ ns}$.

За Галоа конвертор кода са слике 1.11а) периода тактних импулса, на основу израза (1.23) је $\tau_{\max} = \tau_{FF} + \tau_{AND} + \tau_{OR} + 2\tau_{NOT} + \tau_{NAND} = 45 \text{ ns} + 15 \text{ ns} + 22 \text{ ns} + 30 \text{ ns} + 15 \text{ ns} = 127 \text{ ns}$. Период тактних импулса за побољшани Галоа конвертор кода, према (1.25), је $\tau_{\max} = \tau_{FF} + \tau_{XOR} = 75 \text{ ns}$.

Можемо да дефинишемо фреквенцију тактних импулса као $f_{CL} = 1/\tau_{\max}$. Вредности за f_{CL} за различите типове конвертора кода приказане су у Табели 1.2.

Табела 1.2. Вредности фреквенције тактног импулса f_{CL}

| | Класичан Фибоначи ($k = 3$) | Побољшан Фибоначи ($k = 3$) | Класичан Галоа | Побољшан Галоа |
|----------------|----------------------------------|----------------------------------|-------------------|-------------------|
| f_{CL} [kHz] | 5814 | 7407 | 7874 | 13333 |

Време конверзије је различито за различите псеудослучајне кодне речи. Можемо да дефинишемо средње време конверзије \bar{T} као параметар који може да нам помогне да проценимо ефикасност различитих конвертора кода. За Фибоначијев и Галоа конвертор кода као и за побољшани Фибоначијев конвертор кода, средње време конверзије, на основу израза (1.21), може да се израчуна као $\bar{T} = \bar{l} \cdot \tau_{\max}$, док за побољшани Галоа конвертор кода средње време конверзије, према (1.28), може да се израчуна као $\bar{T} = (\bar{l} + 1) \cdot \tau_{\max}$, при чему је \bar{l} средњи број тактних импулса потребан померачком регистру конвертора кода да достигне референтно стање. За резолуцију n имамо $2^n - 1$ псеудослучајних кодних речи; једна од њих је референтна кодна реч и за њу је потребно нула тактних импулса да померачки регистар достигне референтно стање; постоји тачно једна псеудослучајна кодна реч за коју је потребан један тактни импулс да померачки регистар достигне референтно стање, тачно једна псеудослучајна кодна реч за коју је потребно два тактна импулса да померачки регистар достигне референтно стање; итд.; постоји тачно једна псеудослучајна кодна реч за коју је потребно $2^n - 2$ тактних импулса да померачки регистар достигне референтно стање. Средњи број тактних импулса потребан да померачки регистар достигне референтно стање је $\bar{l} = (0 + 1 + 2 + \dots + (2^n - 2))/(2^n - 1) = 2^{n-1} - 1$.

Коначно, добијамо крајњи израз за средње време конверзије за класичан Фибоначијев и Галоа конвертор кода и за побољшани Фибоначијев конвертор кода:

$$\bar{T} = (2^{n-1} - 1) \cdot \tau_{\max}, \quad (1.29)$$

и крајњи израз за побољшани Галоа конвертор кода:

$$\bar{T} = 2^{n-1} \cdot \tau_{\max}. \quad (1.30)$$

Можемо да дефинишемо и средњу фреквенцију конвертора кода (средњи број конверзија у једној секунди) као:

$$\bar{f} = 1/\bar{T}. \quad (1.31)$$

Вредности за средњу фреквенцију конвертора кода \bar{f} за различите вредности резолуције n и за различите типове конвертора кода дате су у Табели 1.3.

Табела 1.3. Средња фреквенција конвертора кода \bar{f} [Hz] за различите вредности резолуције n

| | Класичан Фибоначи ($k = 3$) | Побољшани Фибоначи ($k = 3$) | Класичан Галоа | Побољшани Галоа |
|----------|----------------------------------|-----------------------------------|-------------------|--------------------|
| $n = 8$ | 45779 | 58326 | 62000 | 104166 |
| $n = 12$ | 2840 | 3618 | 3846 | 6510 |
| $n = 16$ | 177 | 226 | 240 | 406 |

За $k = 3$ имамо да су побољшане верзије Фибоначијевог и Галоа конвертора кода брже од одговарајућих класичних верзија ових конвертора у просеку за 27% и 69%, респективно. Ово представља значајно повећање брзине рада серијских конвертора кода.

У овом поглављу смо приказали доприносе дисертације везане за пројектовање конвертора псеудослучајног кода у природни бинарни код: извођење генерализоване формуле за пројектовање иницијалне логике Галоа конвертора и модификовани начин уписа битова у флип-флопове померачког регистра серијских конвертора кода. Поред тога, показан је значај псеудослучајног кода у мерним системима, посебно у енкодерима позиције. Видели смо да се применом псеудослучајног кода повећава квалитет енкодера позиције, у смислу повећања резолуције енкодера без повећања броја кодних трака (а самим тим без повећања комплексности и цене), детекције грешака и директног подешавања нулте позиције. У следећем поглављу ћемо разматрати још један тип кодова - ентропијске кодове, који такође повећавају квалитет и перформансе мерних система, пре свега савремених бежичних мерних система.

2. ПРОЈЕКТОВАЊЕ ЕНТРОПИЈСКИХ КОДОВА ЗА КОМПРЕСИЈУ МЕРНИХ СИГНАЛА

У бежичним дигиталним мерним системима (телеметријски системи, бежичне сензорске мреже), који су у задње време веома актуелни, јавља се озбиљан проблем да треба пренети велику количину мерних података бежичним путем, а расположива брзина и енергија за пренос података су веома ограничене. Због тога се у овим мерним системима јавља потреба за компресијом мерних сигнала, којом се значајно смањује количина мерних података коју треба пренети, чиме се у великој мери решава проблем ограничене брзине и енергије. У овој глави дисертације разматраћемо ентропијске кодове којима се реализују ефикасни модели за компресију мерних сигнала. Применом ентропијских кодова се повећавају перформансе, функционалност и радни век савремених бежичних мерних система. Као и псеудослучајни кодови разматрани у претходној глави, тако и ентропијски кодови значајно доприносе квалитету мерних система у којима се примењују.

У дигиталним мерним системима сигнал се представља у дигиталном облику у виду низа битова (нула и јединица), што значи да се сигнал кодује неким бинарним кодом. Сигнал се дигитализује тако што се прво врши одмеравање сигнала а затим се сваки одмерак квантује и бинарно кодује. Број битова којима се кодује сигнал зависи од броја одмерака у секунди (тј. од фреквенције одмеравања која је одређена фреквентним опсегом сигнала) и од броја битова којима се кодује сваки одмерак (што зависи од жељене тачности са којом желимо да дигитални сигнал репрезентује аналогни). Врло често је број битова у дигиталној репрезентацији сигнала исувише велики у односу на расположиве ресурсе за пренос и меморисање података (тј. у односу на капацитет преносног канала и капацитет меморије). Ово је посебно изражено код сигнала са широким фреквентним опсегом (говор, слика, аудио и видео сигнали, одређени типови мерних сигнала). У оваквим случајевима примењује се компресија сигнала, која подразумева смањење броја бита у дигиталној репрезентацији сигнала, а да се притом

квалитет сигнала уопште не смањи или да се смањи у дозвољеним границама. Циљ компресије није само смањење количине података већ и очување квалитета сигнала. Компресија сигнала се базира на чињеници да у сваком сигналу постоје (у већој или мањој мери) редувантни подаци (тј. подаци који су сувишни, који се понављају или који могу да се израчунају на основу других података). Што је корелисаност сигнала већа, већа је и редуванса у сигналу а самим тим је већа и могућност компресије. Циљ компресије јесте да у сваком сигналу препозна који су то суштински битни подаци који носе информацију а који подаци су редувантни, и да у што већој мери одстрани редувантне а сачува битне податке. На тај начин се смањује количина података уз очување квалитета сигнала.

Компресија сигнала је пре свега развијена у области телекомуникација, и то првенствено бежичних телекомуникација, због врло ограниченог пропусног опсега бежичног канала (тј. ограничене битске брзине којом могу да се преносе подаци). Развијене су бројне технике за компресију сигнала, пре свега мултимедијалних сигнала (аудио, видео, говор, слика). Најчешће коришћене технике компресије су: трансформационо кодовање, предикција и ентропијско кодовање. На основу ових техника развијен је велики број алгоритама за компресију сигнала.

Трансформационо кодовање подразумева примену неке трансформације (дискретна косинусна трансформација (DCT – *discrete cosine transform*) [39], дискретна вејвлет трансформација (DWT – *discrete wavelet transform*) [36]) којом се сигнал пресликава у трансформациони домен. Формира се блок од одређеног броја суседних одмерака сигнала (нпр. од n одмерака) и над тим блоком се примени трансформација, чиме добијамо блок од n елемената у трансформационом домену. Суштина је у томе да се трансформацијом врши прерасподела енергије, тако да ће скоро сва енергија сигнала (а самим тим и скоро сва информација коју носи сигнал) бити сконцентрисана у свега неколико елемената у трансформационом домену, док ће сви остали елементи блока у трансформационом домену имати занемарљиво малу вредност [38]. То значи да је довољно задржати тих неколико доминантних елемената, док сви остали елементи могу да се одстрани а да притом не дође до значајнијег губитка информација. Што је корелисаност сигнала већа, енергија сигнала ће бити сконцентрисана у мањем броју елемената у трансформационом домену, што значи да ће већи број елемената моћи да се одстрани из сигнала и да се на тај начин оствари већи степен компресије. Обично се користе ортогоналне трансформације, које имају ортогоналне базисне функције [38].

Предикција се базира на идеји да се за сваки одмерак сигнала $x(n)$ формира његова предиктивна вредност $x^*(n)$ на основу m претходних одмерака (m представља ред предикције), тј. $x^*(n)$ се добија као резултат примене неке функције f над m претходних одмерака, $x^*(n) = f(x(n-1), \dots, x(n-m))$. Најчешће се узима да је функција f линеарна, па добијамо линеарну предикцију [1, 40, 41] код које се предиктивна вредност $x^*(n)$ добија као линеарна комбинација претходних m одмерака, $x^*(n) = \alpha_1 x(n-1) + \alpha_2 x(n-2) + \dots + \alpha_m x(n-m)$. Главни задатак линеарне предикције јесте одређивање коефицијената $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$. Предиктивна вредност $x^*(n)$ представља редувансу сигнала, јер ту није садржана никаква нова информација зато што $x^*(n)$ може да се израчуна на основу претходних одмерака. Због тога $x^*(n)$ може да се одстрани из сигнала. То се ради тако што се формира разлика између тачне вредности одмерка $x(n)$ и његове предиктивне вредности $x^*(n)$, $d(n) = x(n) - x^*(n)$, и ова разлика се кодује и преноси кроз преносни канал. Ако је сигнал висококорелисан и ако је предикција добро извршена, предиктивна вредност $x^*(n)$ биће врло блиска тачној вредности одмерка $x(n)$, па ће разлика $d(n)$ бити врло мала, што значи да може да се кодује са малим бројем бита, знатно мањим у односу на број бита потребних за кодовање оригиналне вредности одмерка $x(n)$; на тај начин се остварује компресија.

Ентропијско кодовање представља кодовање са променљивом дужином кодних речи, где се одмерци са великом вероватноћом појављивања кодују краћим кодним речима а одмерци са малом вероватноћом појављивања се кодују дужим кодним речима [35, 36]. Ови кодови се заснивају на коришћењу статистичких карактеристика сигнала и биће детаљније разматрани у наставку.

Примена компресије сигнала у мерним системима јавља се са појавом модерних дигиталних бежичних мерних система (телеметријски системи [65] и бежичне сензорске мреже [37]) у којима се врши бежични пренос мерних података. Као што смо већ рекли, потреба за применом компресије у овим системима јавља се услед ограничене брзине за пренос података и ограничене енергије. Проблем ограничене енергије је посебно критичан у бежичним сензорским мрежама, при чему се највише енергије троши на бежични пренос. Због тога, примена компресије мерних сигнала, којом се смањује количина мерних података коју треба пренети па се тиме штеди и енергија за пренос, представља битан предуслов у реализацији дигиталних бежичних мерних система. Иако постоји пуно алгорита за компресију, већина њих не може директно да се примени за компресију мерних сигнала у бежичним мерним системима, из следећих разлога:

- Постојећи алгоритми за компресију сигнала су развијени за неке друге типове сигнала (пре свега за мултимедијалне сигнале као што су аудио и видео сигнали, сигнали говора и слике) а не за мерне сигнале који имају своје специфичности; самим тим, ови алгоритми нису прилагођени мерним сигналима;

- Постојећи алгоритми за компресију сигнала углавном имају велику комплексност. Ово најчешће није велики проблем у телекомуникационим системима, где се ови алгоритми извршавају на рачунарима или модерним мобилним телефонима са великом процесорском снагом. Међутим, у бежичним мерним системима, алгоритми компресије се извршавају на сензорским чворовима који имају врло ограничене хардверске ресурсе и врло лимитиране способности процесирања; стога, алгоритми за компресију сигнала који имају велику комплексност не могу да се имплементирају на сензорским чворовима. Такође, извршењем комплексних алгоритама за компресију троши се велика количина енергије, што је у супротности са постављеним циљем уштеде енергије.

Из свега наведеног произилази да није добро решење да се алгоритми за компресију развијени за телекомуникационе системе директно примене у мерним системима. Потребно је развити нове алгоритме, који ће узети у обзир специфичности мерних сигнала и хардверска ограничења сензорских чворова у мерним системима.

У овој глави дисертације ће бити предложени модели за компресију мерних сигнала који се базирају на квантизацији и ентропијском кодовању [66]. Предложена су четири модела: два са скаларном и два са поларном квантизацијом. Модели са скаларном квантизацијом су врло ефикасни и остварују врло висок степен компресије, уз постизање веома доброг квалитета мерних сигнала (SNR у опсегу од 20 dB до 30 dB), који је прихватљив у већини апликација. Модели са поларном квантизацијом остварују мањи степен компресије али постижу врло висок квалитет мерних сигнала (SNR већи од 30 dB, па чак већи и од 40 dB) и погодни су за примену у оним апликацијама у којима се тражи врло висока вредност SNR-а. Један од важних циљева приликом пројектовања ових модела, осим добре ефикасности по питању компресије и постизања високог квалитета сигнала, јесте и мала комплексност; то је постигнуто коришћењем ентропијских кодова мале комплексности (уместо комплексног Хафмановог кода), линеаризацијом нелинеарне компандинг функције и применом хијерархијског кодовања код поларних квантизера уместо исцрпног претраживања кодне књиге. У овој глави ће бити изложена генерална анализа, за произвољни мерни сигнал, док ће у следећој глави дисертације бити приказана примена ових модела за компресију конкретних типова мерних сигнала (сигнала вибрација и ЕКГ сигнала).

2.1. Основни елементи теорије ентропијских кодова и квантизације

Дигитализација аналогних мерних сигнала почиње одмеравањем у времену, чиме добијамо одмерке сигнала, дискретне у времену али аналогне по амплитуди [1]. Након тога се примењује квантизација, која представља дискретизацију одмерака по амплитуди. Квантизацијом се аналогна вредност одмерка заокружује на најближу од N унапред дефинисаних дискретних репрезентационих вредности. Свакој од ових N дискретних вредности се додели индекс i који узима вредности од 1 до N . На излазу квантизера добијамо индекс i оне дискретне репрезентационе вредности на коју је заокружен улазни одмерак. Индекс i се кодује у кодеру неким бинарним кодом; на излазу кодера добијамо бинарну кодну реч којом је кодован индекс i . Ова кодна реч се преноси кроз преносни канал до пријемника. У пријемнику се прво врши декодовање, тј. на основу примљене кодне речи се одређује индекс i , а затим се врши деквантизација, тј. на основу индекса i се одређује дискретна репрезентациона вредност на коју је заокружен одмерак. Скуп дискретних репрезентационих вредности квантизера представља кодну књигу квантизера [40]. Кодна књига квантизера може да се посматра као један дискретан извор информација. Бинарни код којим се кодују репрезентациони нивои квантизера може да буде са кодним речима фиксне дужине или са кодним речима променљиве дужине. У дисертацији се разматрају кодови са кодним речима променљиве дужине, у циљу остваривања компресије мерних сигнала.

Мерни сигнали спадају у групу стохастичких (случајних) сигнала и самим тим могу да се опишу неком статистичком расподелом и да се моделују функцијом густине вероватноће која одговара тој расподели. Највећи број мерних сигнала има Гаусову расподелу и може да се моделује Гаусовом функцијом густине вероватноће која је дефинисана следећим изразом:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad (2.1)$$

где је σ^2 варијанса сигнала. Чак иако неки мерни сигнал има неку другу расподелу различиту од Гаусове, пропуштањем тог сигнала кроз одговарајући филтар [67] може да се добије сигнал са Гаусовом расподелом. Због тога, модели за квантизацију и компресију мерних сигнала пројектовани за Гаусову расподелу имају најширу примену и могу да се примене за највећи број мерних сигнала. То је и разлог због кога ће у овој дисертацији бити разматрано пројектовање модела за квантизацију и компресију за

сигнале са Гаусовом расподелом. За сигнал са Гаусовом расподелом може да се користи и термин Гаусов извор информација.

У наставку ће бити приказани основни елементи теорије ентропијских кодова и теорије квантизације.

2.1.1. Основни елементи теорије ентропијских кодова

Ентропија извора информација. Посматрајмо дискретни извор информација X који има M симбола $\{x_1, x_2, \dots, x_M\}$. Вероватноћа појављивања симбола x_k означена је са $P_k \equiv P(x_k) = P(X(n) = x_k), k = 1, \dots, M$, и важи да је $\sum_{k=1}^M P_k = 1$. Овај извор је без меморије, што значи да симбол који је емитован у неком тренутку n не зависи од претходно емитованих симбола. Количина информације коју носи неки симбол x_k дефинише се као $I(x_k) = -\log_2 P_k$ бита [35]. Видимо да је количина информација коју носи неки симбол обрнуто сразмерна вероватноћи појављивања тог симбола – мање вероватни симболи носе већу количину информација. Ентропија извора информација дефинише се на следећи начин:

$$H(X) = E[I(X)] = - \sum_{k=1}^M P_k \log_2 P_k \text{ [бита по симболу]}. \quad (2.2)$$

Ентропија представља статистичку средњу вредност количина информација свих симбола $x_k, k = 1, \dots, M$. Ентропија може да се схвати и као мера неизвесности о томе који ће симбол да буде емитован. Што је већа неизвесност о томе који ће симбол бити емитован, извор даје већу средњу количину информација, тј. има већу ентропију.

За ентропију дискретног извора важи следећа неједнакост: $0 \leq H(X) \leq \log_2 M$. Лева једнакост ($H(X) = 0$) постиже се у случају када сви симболи извора имају вероватноћу 0 осим једног симбола који има вероватноћу 1. У овом случају је потпуно предвидљиво који ће симбол бити емитован, па самим тим количина информација коју даје извор једнака је 0. Десна једнакост ($H(X) = \log_2 M$), тј. максимална ентропија, постиже се у случају када су сви симболи једнако вероватни $P_1 = \dots = P_M = (1/M)$. У овом случају је најнепредвидљивије који ће симбол бити емитован (јер сви симболи имају подједнаку вероватноћу да буду емитовани), па је количина информација коју извор даје највећа.

Ентропијски кодови. Најједноставнији начин кодовања симбола неког дискретног извора информација са M симбола јесте да се за све симболе користе кодне речи исте

дужине $\lceil \log_2 M \rceil$ бита. Међутим, показује се да такав начин није и најефикаснији, тј. да не даје минималну битску брзину. Потребно је да се код прилагоди статистичким карактеристикама извора, тј. вероватноћама симбола извора, и то на начин да се симболима са већом вероватноћом доделе краће кодне речи а симболима са мањом вероватноћом доделе дуже кодне речи. На овај начин добијамо *кодове са променљивом дужином кодних речи*. Како се применом ових кодова остварује компресија сигнала (тј. смањује се битска брзина) а не долази до губитка информација, ови кодови се још називају *кодови за компресију без губитака* или *бешумни кодови*. Ако дискретни извор информација X емитује симболе $\{x_1, x_2, \dots, x_M\}$ са вероватноћама $P_k = P(x_k), k = 1, \dots, M$, и ако дужину кодне речи којом се кодује симбол x_k означимо са $l_k, k = 1, \dots, M$, тада је средња битска брзина R за тај дискретни извор дефинисана изразом:

$$R = \sum_{k=1}^M l_k P_k \text{ [бита по симболу]}. \quad (2.3)$$

Показује се да за битску брзину R важи $R \geq H$, тј. ентропија H представља доњу границу за битску брзину. Другачије речено, средња брзина кода са променљивом дужином кодних речи не може да буде мања од ентропије [1]. Ово је и логично, јер ентропија представља средњу количину информација коју емитује извор, па за пренос без губитака битска брзина не сме да буде мања од ентропије јер би у супротном дошло до губитка информација.

Једнакост $R = H$ важи једино у случају када су вероватноће симбола $P_k = 2^{-l_k} = (1/2)^{l_k}$. Дакле, брзина R биће једнака ентропији H ако и само ако вероватноће симбола представљају степене од $1/2$. У пракси овај услов најчешће није испуњен, па је брзина R већа од ентропије H , а циљ је да буде што ближа ентропији H . Применом кодова са променљивом дужином кодних речи постижу се брзине врло блиске ентропији извора, па се стога ови кодови називају и *ентропијски кодови*.

Код кодова са променљивом дужином кодних речи јавља се један проблем који не постоји код кодова са фиксном дужином кодних речи. Наиме, код кодова са фиксном дужином кодних речи декодер увек зна где почиње и где се завршава нека кодна реч (под условом да је извршена синхронизација). Код кодова са променљивом дужином кодних речи декодер не зна априори где се завршава тренутна кодна реч и где почиње следећа. Због тога је битно да кодови са променљивом дужином кодних речи буду једнозначно декодабилни, што ће бити испуњено ако је задовољен префиксни услов, који гласи: ни једна кодна реч не сме да буде префикс (тј. не сме да се налази на почетку)

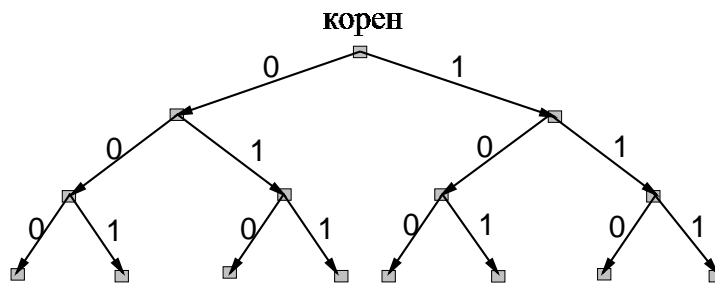
неке друге кодне речи. Кодови за које је испуњен овај услов називају се префиксни кодови [35, 36]. Кажемо да је неки ентропијски префиксни код оптималан за неки извор информација ако не постоји други ентропијски префиксни код који има мању битску брзину за тај извор.

Навешћемо две особине оптималних ентропијских префиксних кодова:

Особина 1. Ако је $P_k > P_j$ тада је $l_k \leq l_j$, односно симболу са већом вероватноћом одговара краћа кодна реч (или кодна реч исте дужине).

Особина 2. Два најмање вероватна симбола имају кодне речи исте дужине које се разликују само на задњем биту.

Хафманов код. Хафманов код је оптимални префиксни код који даје битску брзину блиску ентропији извора [36]. То је најпознатији ентропијски код. Конструкција Хафмановог кода базира се на формирању бинарног кодног стабла. Бинарно стабло је структура која се састоји од чворова и грана. Из једног чвора полазе две гране, при чему се једној додељује бит 0 а другој бит 1. Самим тим, из једног чвора произилазе два нова чвора; ова два чвора називају се потомци а чвор из кога су проистекли је њихов родитељ. Постоји један чвор из кога је настало цело стабло и који нема родитеље, и тај чвор се назива корен стабла. Чворови који немају потомке називају се крајњи (терминални) чворови. На слици 2.1 је дат пример једног бинарног стабла.

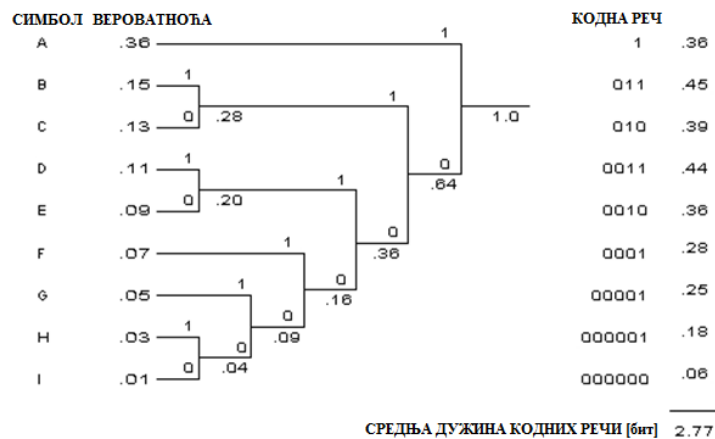


Слика 2.1. Пример бинарног стабла

Посматрајмо дискретни извор са M симбола $\{a_0, \dots, a_{M-1}\}$. Вероватноће ових симбола $P(a_i), i = 0, \dots, M - 1$ морају да буду унапред познате, пре почетка формирања кодног стабла. Симболи се поређају по нерастућим вероватноћама и формира се листа вероватноћа $\mathcal{L} = \{P(a_0), P(a_1), \dots, P(a_{M-2}), P(a_{M-1})\}$, тако да важи $P(a_0) \geq P(a_1) \geq \dots \geq P(a_{M-2}) \geq P(a_{M-1})$. Симболи извора представљају терминалне (крајње) чворове бинарног стабла. Према Особини 2 оптималних ентропијских префиксних кодова, два најмање вероватна симбола имају кодне речи исте дужине које се разликују само на задњем биту. То значи да два најмање вероватна симбола имају истог родитеља у

бинарном стаблу. Због тога, формирање кодног стабла почињемо од два најмање вероватна симбола a_{M-2} и a_{M-1} , тако што формирамо чвор који ће бити њихов родитељ. Означимо овај чвор са (a_{M-2}, a_{M-1}) и доделимо му вероватноћу једнаку збиру вероватноћа ова два симбола $P(a_{M-2}) + P(a_{M-1})$. Из чвора (a_{M-2}, a_{M-1}) једна грана води до чвора a_{M-2} и њој придружимо бит 0 а друга грана води до чвора a_{M-1} и њој придружимо бит 1. Могуће је и обрнуто придруживање битова.

Настављамо формирање стабла на исти начин. Посматрамо скуп чворова $\{a_0, \dots, a_{M-3}, (a_{M-2}, a_{M-1})\}$. Овај скуп има $(M - 1)$ чворова, јер су чворови a_{M-2} и a_{M-1} замењени чвором (a_{M-2}, a_{M-1}) који је њихов родитељ. Формира се листа вероватноћа ових чворова $\mathcal{L} = \{P(a_0), P(a_1), \dots, P(a_{M-3}), P(a_{M-2}) + P(a_{M-1})\}$, а затим се ове вероватноће поређају у нерастућем редоследу. Опет ће два чвора са најмањом вероватноћом имати истог родитеља, чију вероватноћу добијамо као збир вероватноћа та два чвора. Грани од родитеља до једног чвора придружимо бит 0 а грани до другог чвора бит 1. Поступак се на исти начин наставља даље. У свакој итерацији, два чвора са најмањом вероватноћом замењујемо њиховим родитељем, чија вероватноћа је једнака збиру вероватноћа ова два чвора потомка. Тиме ћемо у свакој итерацији имати по један чвор мање, тј. у листи \mathcal{L} ће бити по једна вероватноћа мање (притом је збир вероватноћа у листи \mathcal{L} увек једнак 1). Поступак се завршава после $M - 1$ итерација, када нам остане један чвор. Тај чвор је корен стабла и његова вероватноћа је 1. Кодна реч за неки симбол се добија тако што кренемо од корена стабла и крећемо се кроз стабло до терминалног чвора који одговара том симболу. Низ битова придружених гранама преко којих смо прошли крећући се кроз стабло формирају кодну реч за тај симбол. На слици 2.2 је дат пример формирања кодног стабла и конструкције Хафмановог кода.



Слика 2.2. Принцип формирања кодног стабла и конструкција Хафмановог кода

Добре особине Хафмановог кода су да је оптималан и да даје битску брзину блиску ентропији. Недостатак Хафмановог кода је велика комплексност његове конструкције, посебно за већи број симбола, јер захтева формирање кодног стабла. Недостатак је и то што захтева познавање вероватноћа свих симбола, што у пракси често није лако остварити.

Голомб-Рајс код. Прво ћемо да дефинишемо унарни код. То је код за кодовање ненегативних целих бројева. Ненегативни цео број n кодује се унарним кодом са n јединица иза којих следи једна нула, тј. кодне речи су облика $\underbrace{11 \dots 1}_n 0$. Унарни код је префиксни код јер ниједна кодна реч није префикс неке друге кодне речи.

Голомб-Рајс код је параметарски префиксни код за кодовање ненегативних целих бројева [68]. То да је код параметарски значи да зависи од једног параметра m који је природан број и који се бира тако да буде степен двојке ($m = 2^k$). Правилним избором параметра m можемо да извршимо прилагођење Голомб-Рајс кода сваком ненегативном целом броју n .

Први корак у конструкцији Голомб-Рајс кода за ненегативан цео број n јесте да израчунамо следеће две величине: целобројни количник q и остатак r , на следећи начин:

$$q = \left\lfloor \frac{n}{m} \right\rfloor, \quad r = n - mq, \quad r \in \{0, \dots, m - 1\}. \quad (2.5)$$

где $\lfloor x \rfloor$ представља најближи цео број мањи од реалног броја x . Сваки ненегативан цео број n једнозначно је одређен са q и r . Кодна реч Голомб-Рајс кода за број n формира се на следећи начин: прво се количник q кодује помоћу унарног кода (са $(1 + \lfloor n/m \rfloor)$ бита), а на то се надовеже k -битни природни бинарни код за остатак r . Према томе, кодна реч Голомб-Рајс кода за ненегативан цео број n има облик $\underbrace{11 \dots 1}_{\lfloor n/m \rfloor} 0 \underbrace{x \dots x}_k$ и састоји се од $(k + 1 + \lfloor n/m \rfloor)$ бита.

Пример. За $n = 25$ и $m = 4$, (тј. $k = 2$) имамо да је $q = 6$ и $r = 1$. Унарни код за q је $\underbrace{11 \dots 1}_6 0$, а природни бинарни код за r је 01 , па добијамо да Голомб-Рајс кодна реч за $n = 25$ има облик $\underbrace{11 \dots 1}_6 0 \underbrace{01}_2$.

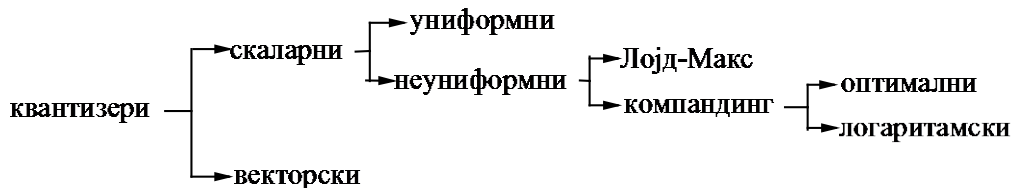
Конструкција Голомб-Рајс кода може да се објасни на још један начин: скуп ненегативних целих бројева се подели у групе од по m бројева и свакој групи се додели редни број $0, 1, 2, \dots$. Бројеви од 0 до $m - 1$ припадају групи 0 , бројеви од m до $2m - 1$

припадају групи 1, итд. За произвољан ненегативан цео број n , количник q једнак је редном броју групе у којој се налази тај цео број, а остатак r представља позицију броја n унутар те групе.

Основна предност Голомб-Рајс кода је то што има знатно мању комплексност у односу на Хафманов код, из два разлога: прво, јер нема потребе за формирањем кодног стабла већ се кодовање и декодовање врше на знатно једноставнији начин, применом простих логичких операција; друго, Голомб-Рајс код не захтева познавање вероватноћа симбола, што је неопходан услов код Хафмановог кода а што у пракси није лако остварити. Због свега наведеног, Голомб-Рајс код се користи у многим модерним стандардима и системима: JPEG-LS [69], MPEG-4 ALS (Audio Lossless Coding- бешумно аудио кодовање) [70] и CCSDS (стандард за свемирску комуникацију) [71].

2.1.2. Основни елементи теорије квантизације

Два основна типа квантизера су скаларни и векторски. Код скаларних квантизера се сваки одмерак улазног сигнала појединачно квантује, док се код векторских квантизера врши здружена квантизација групе одмерака улазног сигнала. На слици 2.3 су приказани основни типови квантизера [1].



Слика 2.3. Подела квантизера

Скаларна квантизација. Скаларна квантизација представља поделу реалне осе на квантизационе интервале; границе између интервала зову се прагови одлуке; унутар сваког интервала бира се један репрезентациони ниво, тако да се све вредности одмерка сигнала унутар неког квантизационог интервала пресликавају у репрезентациони ниво тог интервала [1]. Скаларна квантизација се формално дефинише као пресликавање $Q([x_{i-1}, x_i]) \rightarrow y_i$, ($i = 1, \dots, N$), где је N број нивоа квантизера, x_i ($i = 0, \dots, N$) су прагови одлуке а y_i ($i = 1, \dots, N$) су репрезентациони нивои. Максимална амплитуда квантизера је x_{\max} и њоме је дефинисан опсег квантизера $(-x_{\max}, x_{\max})$, који се још зове и грануларни регион, у коме су смештени квантизациони нивои. Део реалне осе изван опсега квантизера $(-\infty, -x_{\max}) \cup (x_{\max}, +\infty)$ представља регион прекорачења (*overload* регион).

Приликом квантизације се прави неповратна грешка због заокруживања тренутне вредности улазних одмерака на одговарајући репрезентациони ниво. Ова грешка назива се грешка (шум) квантизације. Средња снага грешке изражава се величином која се назива дисторзија D . Укупна дисторзија D једнака је збиру грануларне дисторзије D_g и дисторзије прекорачења D_{ov} , ($D = D_g + D_{ov}$), које су дефинисане следећим изразима [1]:

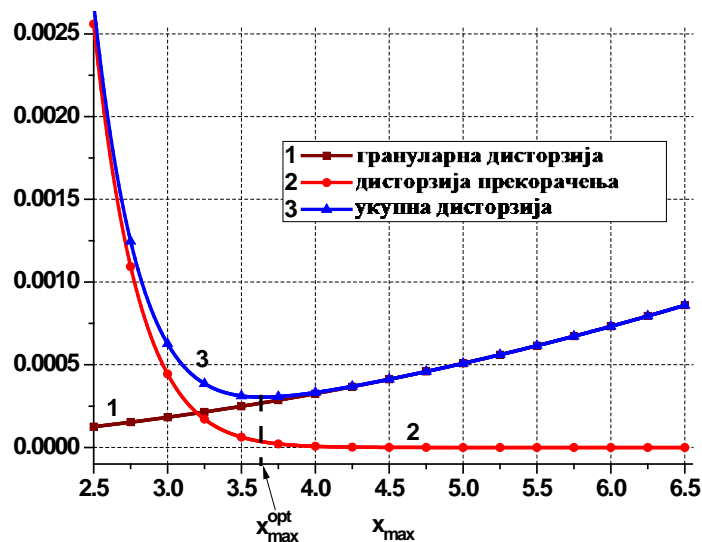
$$D_g = \sum_{i=1}^N \int_{x_{i-1}}^{x_i} (x - y_i)^2 p(x) dx, \quad (2.6)$$

$$D_{ov} = \int_{-\infty}^{-x_{\max}} (x - y_1)^2 p(x) dx + \int_{x_{\max}}^{+\infty} (x - y_N)^2 p(x) dx, \quad (2.7)$$

Грануларна дисторзија представља дисторзију у грануларном региону а дисторзија прекорачења представља дисторзију у региону прекорачења. Ако је функција густине вероватноће мерног сигнала $p(x)$ парна функција добија се симетрични квантизер, тј. позитивни и негативни нивои су међусобно симетрични. Због постојања грешке квантизације излазни сигнал је делимично изобличен у односу на улазни сигнал. Квалитет излазног сигнала из квантизера најчешће се изражава величином сигнал/шум SNR (*signal-to-noise ratio*):

$$\text{SNR}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{\sigma^2}{D}, \quad (2.8)$$

где је σ^2 снага (варијанса) улазног сигнала. SNR се најчешће изражава у децибелима и представља логаритамски однос снаге улазног сигнала и снаге шума квантизације (тј. дисторзије).



Слика 2.4. Зависност грануларне дисторзије, дисторзије прекорачења и укупне дисторзије од максималне амплитуде квантизера x_{\max}

Један од основних параметара квантизера јесте максимална амплитуда x_{\max} . Оптимална вредност за максималну амплитуду квантизера одређује се минимизацијом укупне дисторзије. Укупна дисторзија једнака је збиру грануларне дисторзије (која расте са повећањем x_{\max}) и дисторзије прекорачења (која опада са повећањем x_{\max}), слика 2.4. Постоји вредност за x_{\max} за коју укупна дисторзија достиже минимум и та вредност представља оптималну вредност за коју се пројектује квантизер [1].

Скаларни униформни квантизер је квантизер код кога се сви прагови одлуке и репрезентациони нивои налазе на међусобно једнаком растојању, које се назива корак квантизације Δ . Репрезентациони нивои се налазе на средини квантизационих интервала. Униформни квантизер је најбоље користити за сигнале са униформном расподелом, при чему опсег квантизера одговара опсегу сигнала. Међутим, у пракси се, због мале комплексности, униформни квантизер често употребљава и за сигнале са неуниформном расподелом. Грануларна дисторзија униформног квантизера са довољно великим бројем нивоа N , према асимптотској анализи, дефинисана је изразом [40]:

$$D_g = \frac{\Delta^2}{12} \int_{-x_{\max}}^{x_{\max}} p(x) dx = \frac{x_{\max}^2}{3N^2} \int_{-x_{\max}}^{x_{\max}} p(x) dx. \quad (2.9)$$

Неуниформни скаларни квантизер је квантизер код кога прагови одлуке, као и репрезентациони нивои, нису еквидистантни, тј. не налазе се на међусобно једнаком растојању. Такође, репрезентациони нивои нису смештени на средини квантизационих интервала [1].

Већина реалних сигнала има неку неуниформну расподелу тренутних вредности (Гаусова, Лапласова, Гама, итд.) и за њих важи да су мале вредности сигнала (блиске нули) знатно вероватније од великих вредности сигнала. За овакве сигнале униформни квантизер није оптимално решење, већ треба применити неуниформни квантизер са гушће распоређеним квантизационим нивоима (на мањем међусобном растојању) у области малих вредности сигнала а ређим нивоима (на већем међусобном растојању) у области великих вредности сигнала. Тиме се врши финија квантизација у области високо-вероватних малих вредности сигнала а грубља квантизација у области мало вероватних великих вредности сигнала. На тај начин се неуниформни квантизер прилагођава функцији густине вероватноће сигнала, у циљу смањења дисторзије. Постоје два начина реализације неуниформних скаларних квантизера: применом итеративног Лојд-Макс алгоритма и применом компандинг технике.

Лојд-Макс алгоритам је итеративни алгоритам за конструкцију оптималних квантизера, тј. квантизера који за дату функцију густине вероватноће $p(x)$ имају минималну дисторзију. Лојд-Макс алгоритам се базира на два правила: правилу најближег суседа којим се дефинише оптималан положај прагова одлуке x_i и на правилу центроида којим се дефинише оптималан положај репрезентационих нивоа y_i . Ова два правила дефинисана су следећим изразима [1, 40]:

$$x_i = \frac{y_i + y_{i+1}}{2}, i = 1, \dots, N - 1. \quad (2.10)$$

$$y_i = \frac{\int_{x_{i-1}}^{x_i} xp(x)dx}{\int_{x_{i-1}}^{x_i} p(x)dx}, i = 1, \dots, N. \quad (2.11)$$

Изрази (2.10) и (2.11) представљају услове оптималности неуниформног квантизера. Правило најближег суседа показује да оптимални праг одлуке x_i треба да се налази на средини између два суседна репрезентациона нивоа y_i и y_{i+1} . Одатле следи да се вредност сигнала увек квантује на најближи репрезентациони ниво, што је и интуитивно логично. Правило центроида дефинише оптимални положај репрезентационог нивоа y_i у центроиду (центру масе) интервала (x_{i-1}, x_i) . Заправо, y_i представља статистичку средњу вредност улазног сигнала на интервалу (x_{i-1}, x_i) .

Итеративни Лојд-Макс алгоритам функционише тако што се пође од неког почетног неоптималног квантизера (то може да буде и униформни квантизер) и онда се у свакој итерацији, применом правила најближег суседа и правила центроида, конструише нов квантизер, тако да после довољног броја итерација процес конвергира ка оптималном квантизеру. Укратко, идеја претходно описаног итеративног алгоритма је следећа: у свакој итерацији се конструише нов квантизер који има мању дисторзију него квантизер у претходној итерацији, тј. добијамо низ квантизера са све мањом и мањом дисторзијом, при чему процес конвергира ка квантизеру са минималном дисторзијом а то је оптимални квантизер. Од избора почетног квантизера зависи да ли ће итеративни поступак конвергирати као и брзина конвергенције. Проблем са Лојд-Макс алгоритмом је то што се у свакој итерацији изнова израчунавају сви прагови одлуке и сви репрезентациони нивои, што чини овај алгоритам веома комплексним, посебно за велики број нивоа N . Због тога се Лојд-Макс алгоритам примењује за пројектовање квантизера са малим и средњим бројем нивоа ($N \leq 128$) док се за пројектовање квантизера са већим бројем нивоа користи компандинг техника.

Компандинг техника. За пројектовање неуниформних квантизера са средњим и великим бројем нивоа примењује се компандинг техника. Неуниформни квантизер се реализује као редна веза компресора (у коме се на улазни сигнал примењује нека компандинг функција $c(\cdot)$), униформног квантизера и експандора (у коме се примењује инверзна компандинг функција $c^{-1}(\cdot)$). Компандинг функција $c(\cdot)$ је таквог облика да знатно више појачава мале сигнале (који су много вероватнији) од великих сигнала. На тај начин се смањује разлика у вероватноћама малих и великих сигнала, тј. излазни сигнал из компресора је много ближи униформној расподели него што је био улазни сигнал. Тиме се сигнал прилагођава униформном квантизеру на који се даље води. На излазни сигнал из униформног квантизера се затим примењује инверзна компандинг функција како би се реконструисала првобитна расподела вероватноће у сигналу.

Грануларна дисторзија компандинг квантизера рачуна се помоћу Бенетовог интеграла дефинисаног следећим изразом [1]:

$$D_g = \frac{x_{\max}^2}{3N^2} \int_{-x_{\max}}^{x_{\max}} \frac{p(x)}{(c'(x))^2} dx. \quad (2.12)$$

Треба напоменути да је Бенетов интеграл, као и цела теорија компандинг квантизације, базиран на асимптотској анализи, па стога компандинг техника није примењива за пројектовање квантизера са јако малим бројем нивоа (нпр. мањим од 32).

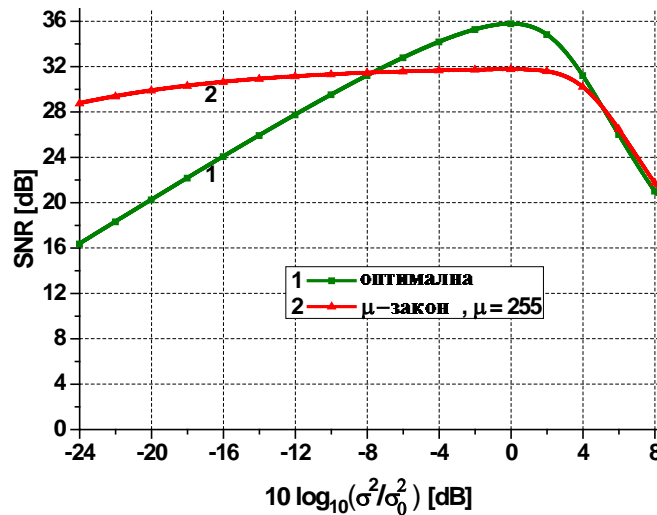
Најчешће коришћене компандинг функције $c(x)$ су оптимална компандинг функција и логаритамска компандинг функција са μ законом. Ове компандинг функције су дефинисане следећим изразима [1, 72]:

$$c(x) = x_{\max} \frac{\int_0^{|x|} (p(t))^{\frac{1}{3}} dt}{\int_0^{x_{\max}} (p(t))^{\frac{1}{3}} dt} \operatorname{sgn}(x), \quad (2.13)$$

$$c_{\mu}(x) = \frac{x_{\max}}{\ln(1 + \mu)} \ln \left(1 + \frac{\mu|x|}{x_{\max}} \right) \operatorname{sgn}(x), \quad -x_{\max} \leq x \leq x_{\max}. \quad (2.14)$$

На слици 2.5 је приказана зависност SNR-а од снаге улазног сигнала σ^2 , у широком опсегу снаге у односу на референтну снагу σ_0^2 за коју је квантизер пројектован. Приказан је SNR за оптималну компандинг функцију и за логаритамску компандинг функцију са μ законом за $\mu = 255$. Са слике 2.5 можемо извести следећи закључак. Оптимална компандинг функција даје максимални SNR, али само за једну вредност снаге сигнала (за референтну снагу σ_0^2 за коју је квантизер пројектован), а како се снага

сигнала σ^2 све више мења у односу на σ_0^2 , SNR све брже опада. Са друге стране, логаритамска компандинг функција за велике вредности μ (нпр. $\mu = 255$) даје мањи максимум SNR-а, али је SNR приближно константан у широком опсегу снаге сигнала. Квантизери који имају особину да им је SNR константан у широком опсегу снаге сигнала зову се робустни квантизери. Оптимална компандинг функција се користи за стационарне сигнале (чија снага се не мења или врло мало мења у времену), док се логаритамска компандинг функција са великим вредностима параметра μ користи за нестационарне сигнале, чија снага се мења током времена у широком опсегу.

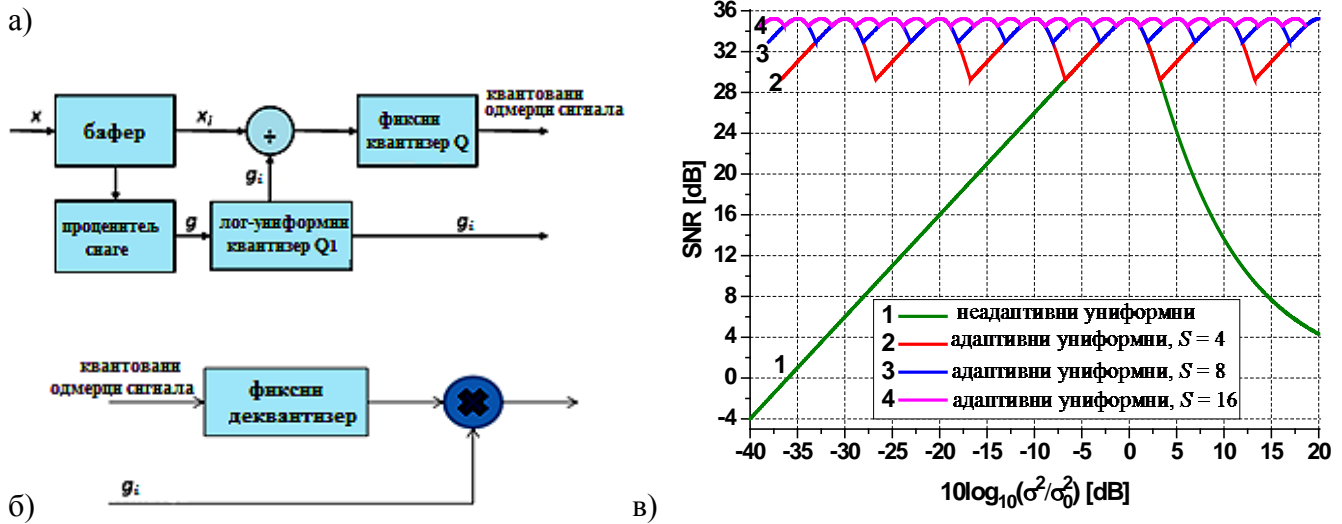


Слика 2.5. Зависност SNR-а од снаге улазног сигнала σ^2 , у широком опсегу снаге у односу на референтну снагу σ_0^2 , за оптималну компандинг функцију и за логаритамску компандинг функцију са μ законом за $\mu = 255$.

Нелинеарне компандинг функције је доста тешко реализовати, због чега се у пракси, у циљу једноставније реализације, често врши линеаризација компандинг функције, што заправо подразумева да се нелинеарна компандинг функција апроксимира део-по-део линеарном компандинг функцијом [73-76].

Адаптивни квантизери. Велики број мерних сигнала су нестационарни, што значи да им се снага значајно мења током времена. За квантизацију оваквих сигнала треба користити робустне квантизере, који имају скоро константан SNR у широком опсегу снаге сигнала. Један начин реализације робустних квантизера јесте применом логаритамске компандинг функције. Овакви квантизери имају скоро константан SNR у опсегу снаге од око 20 dB и могу да се користе за веће битске брзине (веће од 5 bps, где bps (*bits per sample*) представља број бита по одмерку). Други начин реализације робустних квантизера јесте у облику адаптивних квантизера, код којих се врши

адаптација квантизера на промену снаге сигнала. Адаптивни квантизери пружају константан SNR у произвољно широком опсегу снаге сигнала и могу да се користе и при малим и при великим брзинама. Постоје два основна типа адаптивних квантизера [1]: са адаптацијом унапред (*forward*) која се врши на основу неквантованих одмерака, и са адаптацијом уназад (*backward*) која се врши на основу већ квантованих одмерака. Размотримо детаљније адаптацију унапред јер се њоме постиже за око 1 dB већи SNR у односу на адаптацију уназад.



Слика 2.6. а) адаптивни квантизер са адаптацијом унапред; б) одговарајући адаптивни деквантизер; в) SNR криве за неадаптивни униформни квантизер и за адаптивни униформни квантизер за различите вредности параметра S .

Блок шема адаптивног квантизера са адаптацијом унапред приказана је на слици 2.6 (а) [77, 78]. Он се састоји од бафера (у који се учитава фрејм од M улазних одмерака $x(n), x(n-1), \dots, x(n-M+1)$), проценитеља снаге (који израчунава средњу снагу одмерака у баферу $\hat{\sigma}_x^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x^2(n-i)$), а затим израчунава појачање $g = \hat{\sigma}_x/\sigma_0$, квантизера за квантизацију појачања Q_1 (који врши квантизацију појачања g и на свом излазу даје квантоване вредности појачања), делитеља (који одмерке из бафера дели са квантованом вредношћу појачања), фиксног квантизера Q (са N нивоа, пројектованог за референтну снагу σ_0^2) и кодера. Адаптација се врши тако што се одмерци из бафера деле са појачањем g и воде у фиксни квантизер Q . На тај начин средња снага одмерака у баферу постаје σ_0^2 , тј. одмерци у баферу се прилагођавају фиксном квантизеру Q пројектованом за референтну снагу σ_0^2 . Излазни нивои квантизера Q кодују се са $r = \log_2 N$ бита по одмерку и шаљу ка пријемнику. У пријемнику је потребно извршити множење примљених одмерака вредношћу појачања за тај фрејм, слика 2.6 (б). Како је

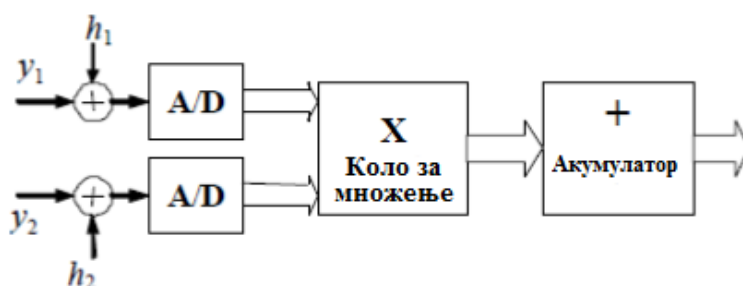
појачање израчунато на основу улазних одмерака који нису доступни пријемнику, пријемник не може сам да израчуна вредност појачања, већ предајник мора у сваком фрејму да му пошаље вредност појачања g_i . Пошто и појачање мора да се преноси ка пријемнику, и оно мора да се квантује; у ту сврху се користи квантизер Q_1 . Дефинисаћемо релативну снагу улазног сигнала као $\alpha[\text{dB}] = 10\log_{10}(\hat{\sigma}_x^2/\sigma_0^2) = 20\log_{10}(g)$, која представља логаритамски однос процењене снаге улазног сигнала $\hat{\sigma}_x^2$ и референтне снаге σ_0^2 . Циљ пројектовања адаптивног квантизера јесте да се оствари приближно константан SNR у опсегу релативне снаге $(\alpha_{\min}, \alpha_{\max})$, при чему α_{\min} и α_{\max} зависе од типа сигнала. Квантизер Q_1 је лог-униформни, што значи да се њиме врши униформна квантизација у логаритамском домену, тј. у домену релативне снаге $\alpha[\text{dB}]$. Помоћу квантизера Q_1 опсег релативне снаге $(\alpha_{\min}, \alpha_{\max})$ се дели на S униформних интервала. Имамо S репрезентативних нивоа $\alpha_i[\text{dB}]$ за релативну снагу, па самим тим и S репрезентативних нивоа за појачање $g_i = 10^{\alpha_i[\text{dB}]/20}$, $i = 1, \dots, S$. Дакле, применом квантизера Q_1 за сваки фрејм добијамо једну дискретну вредност појачања g_i из скупа од S могућих дискретних вредности. У сваком фрејму се једна од S дискретних вредности квантованог појачања g_i шаље ка пријемнику, кодована са $\log_2 S$ бита. Средња битска брзина за адаптивни квантизер је:

$$R = \log_2 N + \frac{\log_2 S}{M} \quad [\text{бита по одмерку}], \quad (2.15)$$

где други члан представља пренос једне од S дискретних вредности квантованог појачања g_i у сваком фрејму. На слици 2.6 (в) су приказане SNR криве за адаптивни квантизер, за различите вредности параметра S . Број нивоа S квантизера Q_1 утиче и на SNR и на средњу брзину R . Што је S веће, варијације SNR-а су мање, тј. SNR је ближи константи, али је брзина R већа, као и комплексност квантизера Q_1 . За мање S , варијације SNR криве су веће али је брзина мања. Треба изабрати оптималну вредност за S којом се постиже компромис између жељеног квалитета, брзине и комплексности.

Постојање бафера од M одмерака уноси додатно кашњење. Смањењем вредности за M смањује се кашњење али се повећава додатна информација $(\log_2 S)/M$ па самим тим и битска брзина R . Повећањем величине фрејма M , смањује се битска брзина R , али се повећава кашњење а смањују се динамичке перформансе адаптивног квантизера (тј. смањује се његова способност да довољно брзо одреагује на промену снаге улазног сигнала). Треба наћи оптималну вредност за M , која ће задовољити ове противуречне захтеве.

Квантизација са дитером. Као један од начина да се смањи грешка квантизације и побољшају перформансе квантизера (и А/Д конвертора) јесте да се сигналу пре квантизације дода дитер (*dither*). Дитер је случајни шум са одређеном статистичком расподелом (униформна, Гаусова, троугаона). Предности додавања дитера корисном сигналу су већ одавно уочене и поступак дитеровања се користи већ више од пола века. Дитеровањем се пре свега постиже независност грешке квантизације од улазног сигнала [79] као и смањење грешке квантизације за амплитуде сигнала мање од једног кванта (корак квантизације). Дитеровање има важну улогу при дигитализацији аудио сигнала и сигнала слике. Поред тога, дитеровање је нашло важну примену и у мерним системима. Додавањем дитера може да се повећа резолуција аналогно-дигиталне конверзије мерних сигнала. Ово се постиже повећањем фреквенције одмеравања дитерованог сигнала (користе се фреквенције одмеравања чак и неколико стотина пута веће од ширине фреквентног опсега мерног сигнала) након чега се врши усредњавање (филтрирање). На тај начин је могуће остварити А/Д конверзију високе резолуције применом А/Д конвертора мале резолуције. Ова идеја је даље развијена у виду дигиталних стохастичких мерних система (DSM – *Digital Stochastic Measurement*). У основи DSM метода јесте мерење средње вредности (тј. интеграла) производа два сигнала [80]. Принципијелна шема DSM метода приказана је на слици 2.7, где y_1 и y_2 представљају мерне сигнале чији производ желимо да меримо. Сваком од ових сигнала се дода дитер (сигналу y_1 се дода дитер h_1 а сигналу y_2 се дода дитер h_2 , при чему су дитери h_1 и h_2 статистички независни). Затим се врши А/Д конверзија сваког од ових дитерованих сигнала, након тога се врши множење ових сигнала и на крају усредњавање (вредност из акумулатора се подели са бројем одмерака у интервалу мерења). На тај начин се добија средња вредност производа два сигнала на датом интервалу мерења. Наравно, и у овом случају је могуће постићи високу резолуцију коришћењем врло високе фреквенције одмеравања (тј. узимањем врло великог броја одмерака у интервалу мерења). На тај начин је могуће реализовати мерни систем високе резолуције користећи јефтине А/Д конверторе мале резолуције.



Слика 2.7. Принципијелна шема DSM система [84].

DSM метода има бројне практичне примене и може се користити за мерење великог броја параметара сигнала. Ако се на оба улаза DSM система u_1 и u_2 доведе исти сигнал, можемо да меримо ефективну вредност (*rms* – *root mean square*) и снагу сигнала [80, 81]. Ако се на један улаз доведе сигнал напона а на други улаз сигнал струје, можемо да меримо електричну снагу. Ако се на један улаз доведе неки сигнал а на други улаз се доведе нека базисна функција из ортогоналног скупа базисних функција неке трансформације, могуће је мерити коефицијенте те трансформације за дати сигнал. На пример, ако се доведе синусна базисна функција (синусне функције представљају базисне функције за Фуријеову трансформацију), можемо да меримо Фуријеове коефицијенте (тј. хармонике) сигнала [82, 83]. DSM метода представља методу мерења на интервалу, јер добијене вредности (*rms*, снага, Фуријеови коефицијенти) представљају параметре задатог интервала мерења, тј. зависе од свих одмерака у интервалу мерења [84].

Векторски квантизери. Као што је већ речено, код векторских квантизера се врши здружена квантизација одређеног броја суседних одмерака сигнала. Ако се n ($n \in \mathbb{N}$, $n > 1$) суседних одмерака сигнала здружено квантује тада говоримо о n -димензионалној векторској квантизацији. Ових n суседних одмерака представљају координате једног n -димензионалног вектора у n -димензионалном векторском простору \mathbb{R}^n . Отуда произилази да n -димензионална векторска квантизација представља квантизацију n -димензионалних вектора. Приликом n -димензионалне векторске квантизације врши се подела n -димензионалног векторског простора \mathbb{R}^n на квантизационе ћелије и у свакој квантизационој ћелији се бира тачно један репрезентативни n -димензионални вектор (који се још зове и репрезентативна тачка); затим се сви n -димензионални вектори из једне ћелије апроксимирају репрезентативним n -димензионалним вектором за ту ћелију. Циљ пројектовања n -димензионалног векторског квантизера јесте да се постигне оптимална подела n -димензионалног векторског простора на квантизационе ћелије и да се за сваку ћелију оствари оптималан избор репрезентативне тачке, у циљу минимизације дисторзије. Код пројектовања n -димензионалних векторских квантизера треба посматрати n -димензионалну функцију густине вероватноће $p(\vec{X})$ која показује вероватноћу да n -димензионални вектор \vec{X} узме неку вредност из n -димензионалног простора \mathbb{R}^n . Векторски квантизери могу да постигну боље перформансе у односу на одговарајуће скаларне квантизере (тј. да постигну већи однос сигнал/шум при истој

битској брзини) због знатно веће слободе у избору величина и облика квантизационих ћелија, као и због искоришћавања корелације између суседних одмерака сигнала [40].

За битску брзину R бита по одмерку, сваки n -димензионални репрезентациони вектор се кодује са nR бита, па је укупан број репрезентационих вектора, а самим тим и укупан број ћелија квантизера, једнак $N = 2^{nR} = (2^R)^n$. Видимо да са порастом димензије n број репрезентационих тачака векторског квантизера експоненцијално расте у односу на број репрезентационих тачака скаларног квантизера. Самим тим, и комплексност реализације векторских квантизера експоненцијално расте са повећањем димензије n . На пример, за битску брзину $R = 8$ бита по одмерку, скаларни квантизер имаће $2^8 = 256$ тачака а дводимензионални векторски квантизер имаће $2^{16} = 65536$ тачака; минималним повећањем димензије са $n = 1$ на $n = 2$, број репрезентационих тачака квантизера се драстично повећао.

Основни проблем у реализацији и примени векторских квантизера је њихова велика комплексност. Један од начина да се смањи комплексност векторских квантизера јесте да се за кодну књигу (скуп свих репрезентационих тачака) квантизера уведе неко структурно ограничење, тј. да се уведе нека правилност у размештању репрезентационих тачака. На тај начин се знатно поједностављује претраживање кодне књиге, тј. проналажење репрезентационог вектора најближег улазном вектору. Један од најважнијих типова векторских квантизера са структуром јесу геометријски векторски квантизери [85] код којих се ћелије распоређују по контурама које представљају геометријско место тачака у којима функција густине вероватноће има исту вредност, при чему се растојање између контура повећава са опадањем вредности функције густине вероватноће.

Као што је већ речено, комплексност векторских квантизера експоненцијално расте са повећањем димензије квантизера. Стога се у пракси најчешће користе дводимензионални квантизери као најједноставнији случај векторских квантизера [86]. Дводимензионални векторски квантизери могу да буду веома добар избор јер им комплексност још увек није тако велика као код вишедимензионалних векторских квантизера, а могу да постигну значајно повећање перформанси у односу на скаларне квантизере.

Поларни квантизери. За пројектовање дводимензионалних квантизера за сигнале са Гаусовом расподелом треба посматрати дводимензионалну Гаусову функцију густине вероватноће, која је у Декартовим (x, y) координатама дефинисана следећим изразом: $f(x, y, \sigma) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}\right)$, где је σ^2 снага (варијанса) сигнала. Поларне координате (r, ϕ) се дефинишу преко Декартових координата као: $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ и $\phi = \arctan(y/x)$, где је r амплитуда а ϕ фаза. Дводимензионална функција густине вероватноће у поларним координатама има облик:

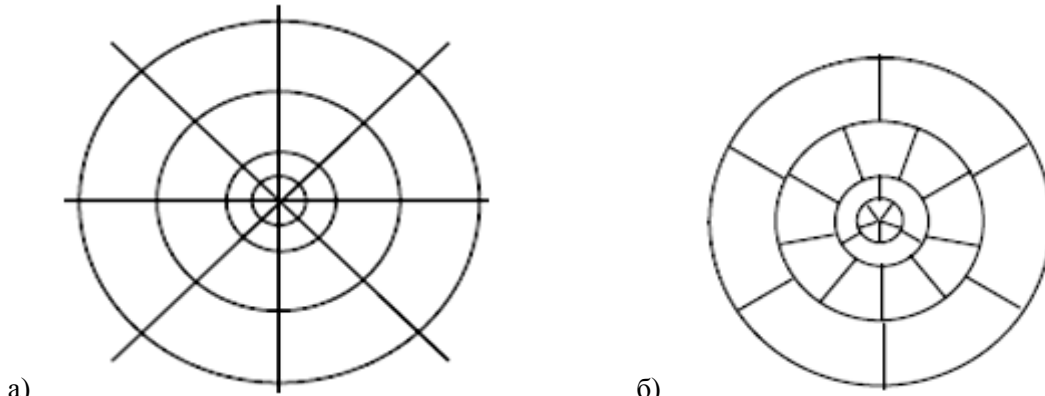
$$f(r, \phi, \sigma) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.16)$$

Координата r има Рејлијеву расподелу $f_r(r, \sigma) = \int_0^{2\pi} f(r, \phi, \sigma) d\phi = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$. Координата ϕ има униформну расподелу $f_\phi(\phi, \sigma) = \int_0^\infty f(r, \phi, \sigma) dr = \frac{1}{2\pi}$, па је овај дводимензионални Гаусов извор кружно-симетричан. Из (2.16) видимо да $f(r, \phi, \sigma)$ не зависи од фазе ϕ већ само од амплитуде r , стога је $f(r, \phi, \sigma)$ константно тамо где је $r = const.$, а то су концентрични кругови. Према геометријском принципу [85], квантизационе ћелије се распоређују по концентричним круговима. Стога је дводимензионалне квантизере за сигнале са Гаусовом расподелом много лакше пројектовати у поларним координатама (r, ϕ) него у Декартовим координатама (x, y) . Такви квантизери, пројектовани у поларним координатама, зову се поларни квантизери [87-95].

За квантизацију амплитуде r се примењује или униформна квантизација или компандинг квантизација помоћу неке компандинг функције $g(r)$, док се за фазу ϕ увек примењује униформна квантизација јер фаза има униформну расподелу. Поларном квантизацијом се дводимензионална равна дели на концентричне кружне прстенове, а затим се сваки прстен униформно дели на квантизационе ћелије.

Постоје два основна типа поларних квантизера: поларни квантизери са ограничењем (познатији под називом продуктни поларни квантизери) и поларни квантизери без ограничења. Код поларних квантизера са ограничењем постоји ограничење које мора да се испоштује приликом пројектовања, а то је да број фазних нивоа буде исти на свим амплитудским нивоима. Ако укупан број ћелија поларног квантизера означимо са N , број амплитудских нивоа са L а број фазних нивоа на i -том

амплитудском нивоу са M_i , $i = 1, \dots, L$, код продуктних квантизера важи да је $M_1 = M_2 = \dots = M_L = M$, одакле добијамо да је $N = L \cdot M$.



Слика 2.8. а) Продуктни поларни квантизер и б) поларни квантизер без ограничења.

Код поларних квантизера без ограничења не постоји ограничење по питању фазних нивоа па је број фазних нивоа различит на различитим нивоима, тј. врши се оптимизација броја фазних нивоа за сваки амплитудски ниво. Код ових квантизера важи: $\sum_{i=1}^L M_i = N$. Продуктни поларни квантизери су једноставнији за пројектовање и реализацију, док су поларни квантизери без ограничења комплекснији али могу да постигну боље перформансе. На слици 2.8 су дати примери поларних квантизера са и без ограничења.

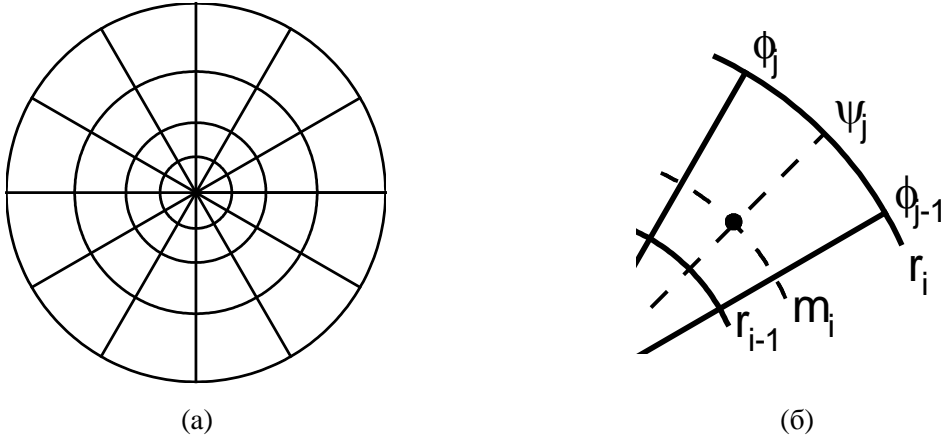
Поларни квантизери су разматрани у великом броју радова. Поларни квантизери без ограничења са оптималном компандинг функцијом су разматрани у радовима [87, 88], а са квадратним ћелијама у [94]. Радови [89, 90, 95] разматрају униформну продуктну поларну квантизацију, у раду [93] се разматра продуктна квантизација са логаритамском компандинг функцијом на бази А закона али без оптимизације параметара, док рад [91] разматра продуктну поларну квантизацију са компандинг функцијом која је оптимална за скаларну али не и за поларну квантизацију.

Поларни квантизери могу да се користе и у мерним системима где се разматрају дводимензионални проблеми, нпр. за размештање сензора слике у камери [96, 97] или за мерење амплитуде и фазе ласерском интерферометријом [98], јер амплитуда и фаза чине дводимензионални простор.

Продуктни поларни квантизери. Као што је већ речено, код продуктних поларних квантизера број фазних нивоа је исти за све амплитудске нивое.

Квантизација координате r врши се применом компандинг функције $g(r): (0, r_{\max}) \rightarrow (0, r_{\max})$, при чему r_{\max} означава максималну амплитуду квантизера.

Са r_i , $i = 0, \dots, L$ означимо прагове одлуке ($r_0 = 0$ и $r_L = r_{\max}$) а са m_i , $i = 1, \dots, L$, означимо репрезентационе нивое за координату r . Како фаза ϕ има униформну расподелу, врши се униформна квантизација фазе ϕ на сваком амплитудском нивоу. Са $\phi_j = j \frac{2\pi}{M}$, $j = 0, \dots, M$ означимо прагове одлуке а са $\psi_j = (j - 1/2) \frac{2\pi}{M}$, $j = 1, \dots, M$ означимо репрезентационе нивое за квантизацију фазе ϕ . Ћелије поларног квантизера дефинишу се изразом $S_{i,j} = \{(r, \phi) | r_{i-1} \leq r < r_i, \phi_{j-1} \leq \phi < \phi_j\}$ при чему унутар сваке ћелије $S_{i,j}$ постоји једна репрезентативна тачка (m_i, ψ_j) . Као пример, на слици 2.9 (а) је приказан продуктни поларни квантизер са вредностима параметара $L = 4$ и $M = 12$ а на слици 2.9 (б) је приказана једна ћелија $S_{i,j}$ тог квантизера.



Слика 2.9. (а) Продуктни поларни квантизер; (б) ћелија $S_{i,j}$ продуктног поларног квантизера.

Укупна дисторзија $D(\sigma)$ може да се напише као збир грануларне дисторзије $D_g(\sigma)$ (у области $r \leq r_{\max}$) и дисторзије прекорачења $D_{ov}(\sigma)$ (у области $r > r_{\max}$), $D(\sigma) = D_g(\sigma) + D_{ov}(\sigma)$. Са $\Delta_r(i) = r_i - r_{i-1}$ означимо радијалну ширину i -тог амплитудског нивоа. На основу [87], грануларну дисторзију можемо да напишемо као збир две компоненте $D_g(\sigma) = D_{g1}(\sigma) + D_{g2}(\sigma)$, где је:

$$D_{g1}(\sigma) = \frac{r_{\max}^2}{24L^2} \sum_{i=1}^L \frac{f_r(m_i, \sigma)}{(g'(m_i))^2} \Delta_r(i); \quad (2.17)$$

$$D_{g2}(\sigma) = \frac{\pi^2}{6M^2} \sum_{i=1}^L f_r(m_i, \sigma) m_i^2 \Delta_r(i).$$

Када се сумирање замени интегралом, добијамо следеће изразе:

$$D_{g1}(\sigma) = \frac{r_{\max}^2}{24L^2} \int_0^{r_{\max}} \frac{f_r(r, \sigma)}{(g'(r))^2} dr, \quad (2.18)$$

$$D_{g_2}(\sigma) = \frac{\pi^2 L^2}{6N^2} \int_0^{r_{\max}} r^2 f_r(r, \sigma) dr = \frac{\pi^2 L^2}{3N^2} \sigma^2 \left(1 - e^{-\frac{r_{\max}^2}{2\sigma^2}} \left(1 + \frac{r_{\max}^2}{2\sigma^2} \right) \right). \quad (2.19)$$

Компонента дисторзије $D_{g_1}(\sigma)$ зависи од компандинг функције $g(r)$. Компонента дисторзије $D_{g_2}(\sigma)$ не зависи од $g(r)$ и може да се изрази у затвореној форми.

Пројектовање квантизера (тј. рачунање параметара квантизера L , M and r_{\max}) врши се за референтну варијансу σ_0^2 . Вредности параметара израчунате за референтну варијансу користе се и за било коју другу вредност варијансе сигнала. Параметар L се одређује минимизацијом грануларне дисторзије $D_g(\sigma_0)$, тј. решавањем једначине $\frac{\partial D_g(\sigma_0)}{\partial L} = 0$. Добија се следећи израз за оптималан број амплитудских нивоа L :

$$L = \left(\frac{r_{\max} N}{2\pi} \right)^{1/2} \left(\frac{\int_0^{r_{\max}} \frac{f_r(r, \sigma_0)}{(g'(r))^2} dr}{2\sigma_0^2 - e^{-\frac{r_{\max}^2}{2\sigma_0^2}} (2\sigma_0^2 + r_{\max}^2)} \right)^{1/4}. \quad (2.20)$$

Оптималан број фазних нивоа рачуна се као $M = N/L$.

У [99] је показано да је дисторзија прекорачења дефинисана следећим изразом:

$$D_{ov}(\sigma) = \frac{1}{2} \int_{r_{\max}}^{\infty} \left[(r - r_{\max})^2 + \frac{r r_{\max} \pi^2}{3M^2} \right] f_r(r, \sigma) dr. \quad (2.21)$$

Претходни израз може да се напише у облику:

$$D_{ov}(\sigma) = e^{-\frac{r_{\max}^2}{2\sigma^2}} \left(\sigma^2 + \frac{r_{\max} \pi^2}{3M^2} \right) + \operatorname{Erfc} \left(\frac{r_{\max}}{\sqrt{2}\sigma} \right) r_{\max} \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} \left(-1 + \frac{\pi^2}{6M^2} \right). \quad (2.22)$$

Израз за дисторзију прекорачења не зависи од компандинг функције $g(r)$. Укупна дисторзија једнака је збиру грануларне дисторзије и дисторзије прекорачења, $D(\sigma) = D_g(\sigma) + D_{ov}(\sigma)$. За референтну варијансу σ_0^2 укупна дисторзија је функција само једне променљиве r_{\max} , па максималну амплитуду r_{\max} можемо да одредимо минимизацијом тоталне дисторзије $D(\sigma_0)$, тј. решавајући једначину $\frac{dD(\sigma_0)}{dr_{\max}} = 0$. Однос сигнал/шум (SNR) рачуна се помоћу израза:

$$\operatorname{SNR}(\sigma) = 10 \log_{10} \frac{\sigma^2}{D(\sigma)} \text{ [dB]}. \quad (2.23)$$

Претходна анализа има генерални карактер, тј. важи за било коју компандинг функцију $g(r)$. Сада ћемо ову генералну анализу да применимо на пројектовање продуктног поларног квантизера са логаритамском компандинг функцијом на бази μ -закона [100]. Ова компандинг функција је дефинисана следећим изразом:

$$g(r) = \frac{r_{\max}}{\ln(\mu + 1)} \ln(1 + \mu r / r_{\max}), \quad (2.24)$$

где је μ параметар. Прагови одлуке r_i и репрезентациони нивои m_i за r координату дефинисани су следећим изразима: $r_i = \frac{r_{\max}}{\mu} ((\mu + 1)^{i/L} - 1)$ и $m_i = \frac{r_{\max}}{\mu} ((\mu + 1)^{(i-1/2)/L} - 1)$.

Дисторзија $D_{g1}(\sigma)$ зависи од компандинг функције и за $g(r)$ дато са (2.24) израз (2.18) постаје:

$$D_{g1}(\sigma) = \frac{\ln^2(\mu + 1)}{24L^2} \int_0^{r_{\max}} r^2 \left(1 + \frac{r_{\max}}{\mu r}\right)^2 f_r(r, \sigma) dr = \frac{\ln^2(\mu + 1)}{24L^2 \mu^2} \cdot \left[r_{\max}^2 + 2\mu^2 \sigma^2 + e^{-\frac{r_{\max}^2}{2\sigma^2}} (-2\mu^2 \sigma^2 - r_{\max}^2 (1 + \mu)^2) + \sqrt{2\pi} r_{\max} \mu \sigma \operatorname{Erf}\left(\frac{r_{\max}}{\sqrt{2}\sigma}\right) \right]. \quad (2.25)$$

Дисторзије $D_{g2}(\sigma)$ и $D_{ov}(\sigma)$ не зависе од компандинг функције $g(r)$, тако да могу да се искористе изрази (2.19) и (2.22). Као што смо видели, изрази за r_i и m_i су дати у затвореној форми (што не важи за оптималну компандинг функцију код које је потребно решавати интегралне једначине [87] да би се добиле вредности за r_i и m_i). Такође, функције $\operatorname{Erf}(\cdot)$ и $\operatorname{Erfc}(\cdot)$ могу са великом тачношћу да се апроксимирају изразима у затвореној форми [101], па самим тим и изрази за $D_g(\sigma)$ и $D_{ov}(\sigma)$ могу са великом тачношћу да се изразе у затвореној форми. Све ово значајно поједностављује пројектовање продуктног поларног квантизера са логаритамском компандинг функцијом на бази μ -закона.

Табела 2.1. Нумерички резултати за продуктни поларни квантизер са логаритамском μ компандинг функцијом [100]

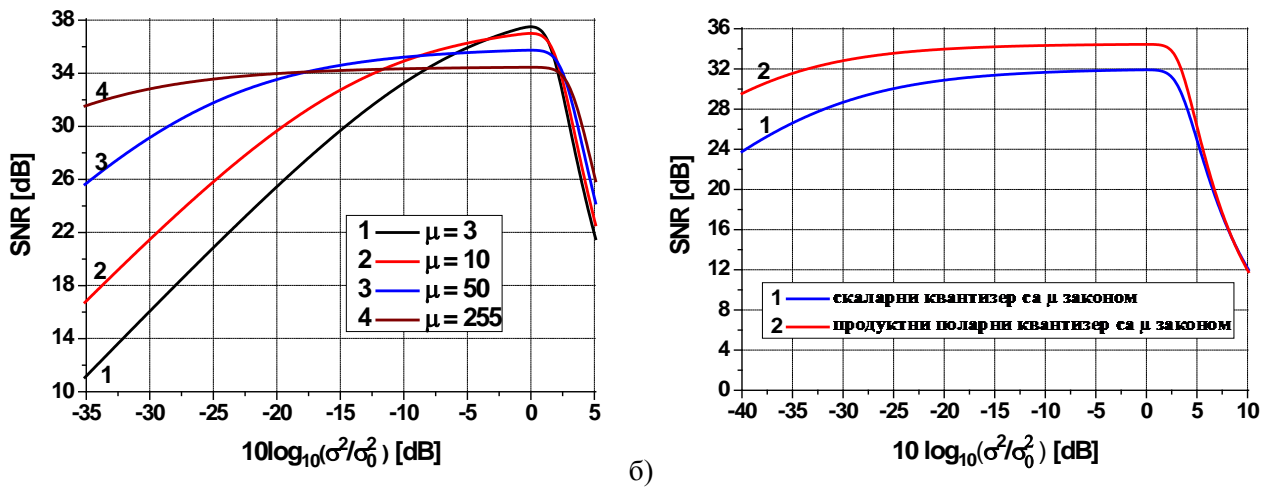
| μ | $N = 32^2$ | | | | $N = 32 \cdot 64$ | | | | $N = 128^2$ | | | |
|-------|-----------------------------|-----|--------------------------------------------|--------|-----------------------------|-----|--------------------------------------------|--------|-----------------------------|-----|--------------------------------------------|--------|
| | $\frac{r_{\max}}{\sigma_0}$ | L | $\operatorname{SNR}_{\sigma_0}[\text{dB}]$ | | $\frac{r_{\max}}{\sigma_0}$ | L | $\operatorname{SNR}_{\sigma_0}[\text{dB}]$ | | $\frac{r_{\max}}{\sigma_0}$ | L | $\operatorname{SNR}_{\sigma_0}[\text{dB}]$ | |
| | | | теорија | симул. | | | теорија | симул. | | | теорија | симул. |
| 3 | 3.63 | 20 | 25.79 | 25.65 | 3.82 | 29 | 28.71 | 28.67 | 4.31 | 84 | 37.5 | 37.52 |
| 10 | 3.79 | 22 | 25.11 | 25.06 | 3.98 | 31 | 28.08 | 28.05 | 4.46 | 90 | 37 | 36.96 |
| 50 | 4.02 | 26 | 23.73 | 23.66 | 4.22 | 37 | 26.73 | 26.67 | 4.7 | 104 | 35.74 | 35.73 |
| 100 | 4.12 | 28 | 23.15 | 23.17 | 4.32 | 39 | 26.15 | 26.17 | 4.8 | 111 | 35.17 | 35.18 |
| 255 | 4.24 | 30 | 22.42 | 22.39 | 4.46 | 43 | 25.42 | 25.45 | 4.95 | 121 | 34.45 | 34.44 |

За различите вредности параметара N и μ израчунали смо оптималне вредности за r_{\max} и L као и максималну вредност за однос сигнал/шум (ова вредност је означена са SNR_{σ_0} јер се постиже за варијансу сигнала σ_0). Све ове нумеричке вредности приказане су у Табели 2.1 [100]. Извршена је и оптимизација параметра μ у циљу максимизације SNR_{σ_0} и показано је да се максимум за SQNR_{σ_0} добија за $\mu = 3$. Поред тога, извршена је и симулација описаног продуктног поларног квантизера са логаритамском компандинг функцијом на бази μ -закона у софтверском пакету MATLAB. Вредности за SNR_{σ_0} добијене симулацијом су такође приказане у Табели 2.1. Можемо да видимо да су вредности за SNR_{σ_0} добијене теоријским путем и симулацијом веома блиске, што потврђује исправност претходно развијене теорије.

Мерни сигнали могу бити стационарни (код којих се снага (варијанса) не мења или се врло мало мења током времена) и нестационарни (чија варијанса се мења током времена у широком опсегу). За нестационарне мерне сигнале користе се робустни квантизери, код којих је SNR константан у широком опсегу варијансе сигнала. Продуктни поларни квантизер са логаритамском компандинг функцијом са μ законом има велику флексибилност јер може да се користи и за стационарне и за нестационарне сигнале. Заправо, избором вредности параметра μ можемо да се прилагодимо типу сигнала. На слици 2.10(а) је приказана зависност SNR у функцији од варијансе мерног сигнала σ^2 за различите вредности параметра μ . За мале вредности μ ($\mu = 3$) постиже се велика максимална вредност односа сигнал/шум за референтну варијансу SNR_{σ_0} , али квантизер није робустан. Са порастом μ смањује се максимална вредност SNR_{σ_0} али се повећава робустност. За велике вредности μ ($\mu = 255$), квантизер има велику робустност јер је SNR скоро константан у веома широком опсегу варијанси. За стационарне сигнале треба користити мале вредности μ а за нестационарне сигнале велике вредности μ .

На слици 2.10(б) је дато поређење продуктног поларног квантизера са логаритамском компандинг функцијом са μ законом и њему одговарајућег скаларног квантизера. Видимо да продуктни поларни квантизер има знатно боље перформансе у односу на одговарајући скаларни квантизер: веће вредности SNR при истој битској брзини као и већу робустност (има константан SNR у ширем опсегу варијанси). Још једна предност поларних квантизера у односу на скаларне јесте да могу да остваре битске брзине које нису цели бројеви, чак и у случају да се кодовање врши кодним речима фиксне дужине. Код поларних квантизера могуће вредности битске брзине се повећавају са мањим кораком (0.5 bps) у односу на скаларне квантизере где се брзине повећавају са

кораком 1 bps. Због овога, поларни квантизери могу боље да се прилагоде жељеним перформансама у односу на скаларне квантизере.



Слика 2.10. а) Перформансе продуктног поларног квантизера са логаритамском μ компандинг функцијом; б) поређење перформанси скаларног и продуктног поларног квантизера

Поларни квантизери без ограничења. Дефинишимо параметре квантизера: r_{\max} представља максималну амплитуду а L број амплитудских нивоа; r_i ($i = 0, \dots, L$) и m_i ($i = 1, \dots, L$) означавају прагове одлуке и репрезентационе нивое за квантизацију амплитуде r ; M_i ($i = 1, \dots, L$) означава број фазних нивоа на i -том амплитудском нивоу; $\phi_{i,j} = j \cdot 2\pi/M_i$, ($j = 0, \dots, M_i$) и $\psi_{i,j} = (j - 1/2) \cdot 2\pi/M_i$, ($j = 1, \dots, M_i$) дефинишу прагове одлуке и репрезентационе нивое за квантизацију фазе ϕ на i -том амплитудском нивоу.

За поларни квантизер без ограничења важи једнакост $\sum_{i=1}^L M_i = N$, при чему је N укупан број ћелија квантизера. Ћелија $S_{i,j}$, $i = 1, \dots, L$, $j = 1, \dots, M_i$ се налази у области $r_{i-1} \leq r < r_i$, $\phi_{i,j-1} \leq \phi < \phi_{i,j}$ и унутар ње се налази једна репрезентациона тачка $(m_i, \psi_{i,j})$. Поларни квантизер без ограничења може да се представи преко пресликавања $Q: \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^2$ које је дефинисано на следећи начин: за тачке (r, ϕ) унутар области квантизера (када је $r < r_{\max}$) важи $Q(r, \phi) = (m_i, \psi_{i,j})$, $\forall r \in [r_{i-1}, r_i) \wedge \forall \phi \in [\phi_{i,j-1}, \phi_{i,j})$; за тачке (r, ϕ) изван области квантизера (када је $r \geq r_{\max}$) важи $Q(r, \phi) = (m_L, \psi_{L,j})$, $\forall r \geq r_{\max} \wedge \forall \phi \in [\phi_{L,j-1}, \phi_{L,j})$. Видимо да се тачке (r, ϕ) изван области квантизера пресликавају у одговарајуће репрезентационе тачке $(m_L, \psi_{L,j})$ на задњем амплитудском нивоу.

Грануларна дисторзија и дисторзија прекорачења дефинисане су следећим изразима [100, 102]:

$$D_g = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L \int_{r_{i-1}}^{r_i} \left[(r - m_i)^2 + \frac{r \cdot m_i \cdot \pi^2}{3M_i^2} \right] f_r(r) dr, \quad (2.26)$$

$$D_{ov} = \frac{1}{2} \int_{r_{\max}}^{+\infty} \left[(r - r_{\max})^2 + \frac{r \cdot r_{\max} \cdot \pi^2}{3M_L^2} \right] f_r(r) dr = X + \frac{r_{\max} \pi^2}{6M_L^2} Y, \quad (2.27)$$

где је

$$X = \frac{1}{2} \int_{r_{\max}}^{+\infty} (r - r_{\max})^2 f_r(r) dr = \frac{1}{2} \left(2e^{-r_{\max}^2/2} - \sqrt{2\pi} r_{\max} \operatorname{erfc}(r_{\max}/\sqrt{2}) \right), \quad (2.28)$$

$$Y = \int_{r_{\max}}^{+\infty} r f_r(r) dr = e^{-r_{\max}^2/2} \cdot r_{\max} + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \operatorname{erfc}\left(\frac{r_{\max}}{\sqrt{2}}\right). \quad (2.29)$$

Пројектовање поларних квантизера без ограничења ће бити приказано на примеру униформног поларног квантизера без ограничења (УПКБО). Код овог квантизера се врши униформна квантизација амплитуде r , тј. амплитудски опсег $[0, r_{\max}]$ се униформно дели на L интервала. Прагови одлуке за униформну квантизацију амплитуде су $r_i = i \cdot r_{\max}/L$, ($i = 0, \dots, L$), а репрезентациони нивои су $m_i = (i - 1/2) \cdot r_{\max}/L$, ($i = 1, \dots, L$). Нека $\Delta_r = r_i - r_{i-1} = r_{\max}/L$ означава корак униформне квантизације амплитуде r . Број амплитудских нивоа дефинисан је изразом [132]:

$$L = r_{\max} \sqrt{\frac{N}{6\pi\sqrt{3}}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{r_{\max}^2}{6}} \right)^{-\frac{3}{4}}, \quad (2.30)$$

а број фазних нивоа на i -том амплитудском нивоу изразом:

$$P_i = \sqrt{\frac{2\pi N}{\sqrt{3}}} \cdot \frac{m_i \cdot e^{-\frac{m_i^2}{6}}}{\sqrt[4]{1 - e^{-\frac{r_{\max}^2}{6}}}}, i = 1, \dots, L. \quad (2.31)$$

Грануларна дисторзија и дисторзија прекорачења дефинисане су следећим изразима:

$$D_g = \frac{\sqrt{3}\pi}{2N} \cdot \left(1 - e^{-\frac{r_{\max}^2}{6}} \right)^{3/2}, \quad (2.32)$$

$$D_{ov} = X + \frac{\sqrt{3}\pi e^{-\frac{r_{\max}^2}{6}}}{12Nr_{\max}} \cdot \sqrt{\left(1 - e^{-\frac{r_{\max}^2}{2}} \right) \left(1 - e^{-\frac{r_{\max}^2}{6}} \right)} \cdot Y, \quad (2.33)$$

при чему су X и Y дефинисани изразима (2.28) и (2.29).

Процес пројектовања има следећи ток. Број ћелија квантизера N је улазни параметар за процес пројектовања. Прво се минимизацијом укупне дисторзије (тј. решавањем једначине $\frac{\partial D}{\partial r_{\max}} = 0$) одреди r_{\max} , затим се на основу израза (2.30) одреди L ,

затим се израчунају параметри r_i и m_i , а онда се на основу израза (2.31) израчунају вредности параметара P_i .

Нумеричке вредности за УПКБО приказане су у Табели 2.2. Дате су вредности SNR-а добијене теоријским путем (SNR^{th}) и симулацијом у MATLAB-у (SNR^{sim}). Видимо да постоји веома добро поклапање између SNR^{th} и SNR^{sim} , што значи да симулација потврђује исправност теорије. У циљу поређења, у Табели 2.2 су дате вредности за SNR скаларног униформног квантизера (SNR^{scal}), преузете из [1]. Видимо да УПКБО остварује знатно боље перформансе у односу на скаларни униформни квантизер. Због добрих перформанси, УПКБО је пожељан за примену у многим апликацијама. Ипак, УПКБО има један значајан недостатак, а то је велика комплексност. Детаљнија анализа комплексности овог квантизера, као и начини да се ова комплексност значајно смањи, биће разматрани у поглављу 2.5.

Табела 2.2. Нумеричке вредности за УПКБО

| R [bps] | r_{max} | L | SNR^{th} [dB] | SNR^{sim} [dB] | SNR^{scal} [dB] |
|-----------|------------------|-----|-------------------------------|--------------------------------|---------------------------------|
| 5 | 3.55 | 22 | 26.28 | 26.25 | 24.57 |
| 6 | 4.00 | 47 | 32.06 | 32.05 | 29.83 |
| 7 | 4.42 | 102 | 37.95 | 37.92 | 35.13 |
| 8 | 4.82 | 219 | 43.90 | 43.89 | 40.34 |

2.2. Модел за компресију мерних сигнала на бази скаларне квантизације и ентропијског кодовања разлике одмерака сигнала

Представићемо компресиони модел који се базира на скаларној квантизацији и ентропијском кодовању, развијен за високо-корелисане мерне сигнале. Велики број мерних сигнала спада у ову категорију, што омогућава широку примену овом моделу. Код високо-корелисаних сигнала два узастопна одмерка најчешће имају веома блиске вредности, тј. њихова разлика је најчешће веома мала. Због тога је код високо-корелисаних сигнала погодно уместо квантизације и кодовања самих одмерака вршити квантизацију и кодовање разлике суседних одмерака мерног сигнала [104]. Управо то ћемо и применити у овом моделу: за мерни сигнал $s(t)$ формираћемо сигнал разлике $x(t)$ који се састоји од разлика суседних одмерака сигнала $s(t)$; затим ћемо квантизацију и кодовање да применимо на сигналу $x(t)$. Притом, да би пријемник могао што тачније да реконструише оригинални сигнал $s(t)$, први одмерак сигнала $s(t)$ се преноси некомпримован.

Прво ћемо да изведемо функцију густине вероватноће за сигнал разлике $x(t)$ под претпоставком да мерни сигнал $s(t)$ има Гаусову расподелу. Затим ћемо дати опис модела компресије и приказати процес пројектовања модела.

2.2.1. Функција густине вероватноће сигнала разлике

Претпоставимо да мерни сигнал $s(t)$ има Гаусову расподелу нулте средње вредности, чија је функција густине вероватноће дефинисана следећим изразом:

$$p_s(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{s^2}{2\sigma^2}}. \quad (2.34)$$

Дефинишимо коефицијент корелације мерног сигнала $s(t)$:

$$\rho = \left| \frac{\sum_{i=1}^{M-1} s_{i-1}s_i}{\sum_{i=1}^M s_i^2} \right|, \quad (0 \leq \rho \leq 1), \quad (2.35)$$

и варијансу мерног сигнала:

$$\sigma^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M s_i^2, \quad (2.36)$$

где s_i означава i -ти одмерак сигнала а M означава број одмерака сигнала.

Здружена дводимензионална Гаусова функција густине вероватноће за два узастопна одмерка s_1 и s_2 има облик:

$$p_{s_1, s_2}(s_1, s_2) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} e^{-\frac{s_1^2 - 2s_1s_2\rho + s_2^2}{2\sigma^2(1-\rho^2)}}. \quad (2.37)$$

Са x ћемо означити разлику између два узастопна одмерка сигнала $x = s_2 - s_1$; одмерак s_1 може да се напише у облику $s_1 = s_2 - x$. Када ово заменимо у израз (2.37), добијамо:

$$p_{s_2-x, s_2}(s_2 - x, s_2) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} e^{-\frac{x^2 + 2(s_2-x)s_2(1-\rho)}{2\sigma^2(1-\rho^2)}}. \quad (2.38)$$

Израз (2.38) може да се напише као:

$$p_{s_2-x, s_2}(s_2 - x, s_2) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2(1-\rho^2)}} e^{-\frac{(s_2-x)s_2}{\sigma^2(1+\rho)}}. \quad (2.39)$$

Функција густине вероватноће разлике суседних одмерака x може да се добије интеграљењем функције $p_{s_2-x, s_2}(s_2 - x, s_2)$, на следећи начин:

$$p_x(x) = \int_{s_2=-\infty}^{+\infty} p_{s_2-x, s_2}(s_2 - x, s_2) ds_2 = \frac{e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2(1-\rho^2)}}}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-\rho^2}} \int_{s_2=-\infty}^{+\infty} e^{-\frac{(s_2-x)s_2}{\sigma^2(1+\rho)}} ds_2. \quad (2.40)$$

Имамо да важи да је $\int_{s_2=-\infty}^{+\infty} \exp\left(-\frac{(s_2-x)s_2}{\sigma^2(1+\rho)}\right) ds_2 = \sigma\sqrt{\pi(1+\rho)} \exp\left(\frac{x^2}{4(1+\rho)\sigma^2}\right)$. Када то заменимо у (2.40), добија се коначни израз за $p_x(x)$:

$$p_x(x) = \frac{1}{2\sigma\sqrt{\pi(1-\rho)}} e^{-\frac{x^2}{4\sigma^2(1-\rho)}}. \quad (2.41)$$

Ако дефинишемо σ_x као $\sigma_x = \sigma\sqrt{2(1-\rho)}$, израз (2.41) постаје $p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_x} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_x^2}}$.

Видимо да разлика суседних одмерака исто има Гаусову расподелу нулте средње вредности и варијансе $\sigma_x^2 = 2\sigma^2(1-\rho)$.

2.2.2. Опис модела компресије

Модел се састоји из скаларног квантизера и ентропијског кодера, који се примењују на сигналу разлике $x(t)$. У наставку ће бити приказан детаљан опис модела.

Скаларни квантизер је реализован као униформни квантизер са мртвом зоном. Мртва зона се налази у средини, у интервалу $[-\delta, \delta)$, што значи да се све вредности x из интервала $[-\delta, \delta)$ пресликавају у репрезентациони ниво $m_0 = 0$. Униформна квантизација се врши у интервалу $[-\delta - (N/2) \cdot \Delta, -\delta) \cup [\delta, \delta + (N/2) \cdot \Delta)$, где Δ

означава корак квантизације а N означава број нивоа униформног квантизера (од тога имамо $N/2$ нивоа у позитивном делу и $N/2$ нивоа у негативном делу реалне осе). Посматрајмо позитиван део униформног квантизера $[\delta, \delta + (N/2) \cdot \Delta]$. Прагови одлуке у позитивном делу су дефинисани са $t_i = \delta + i\Delta$, ($i = 0, \dots, N/2$), а репрезентациони нивои са $m_i = \delta + (i - 1)\Delta + c_1$, ($i = 1, \dots, N/2$). Унутар сваког квантизационог интервала $[t_{i-1}, t_i)$ налази се по један репрезентациони ниво m_i ; све вредности x из интервала $[t_{i-1}, t_i)$ пресликавају се у m_i . Позитивни регион прекорачења налази се у интервалу $[\delta + (N/2) \cdot \Delta, +\infty)$. Вредности за x из позитивног региона прекорачења пресликавају се у репрезентациони ниво $m_{ov} = \delta + (N/2) \cdot \Delta + c_2$. Увођењем параметара c_1 и c_2 добили смо додатну могућност за оптимизацију модела. Како је функција густине вероватноће $p_x(x)$ парна функција (симетрична у односу на $x = 0$), квантизер је такође симетричан у односу на $x = 0$. То значи да су негативни прагови одлуке (t_{-i} , $i = 0, \dots, N/2$) и негативни репрезентациони нивои (m_{-i} , $i = 1, \dots, N/2$) униформног квантизера симетрични у односу на одговарајуће позитивне прагове и репрезентационе нивое, тј ($t_{-i} = -t_i$ and $m_{-i} = -m_i$). Такође, за негативни регион прекорачења $(-\infty, -\delta - (N/2) \cdot \Delta)$ постоји репрезентациони ниво m_{-ov} који је симетричан у односу на одговарајући позитивни репрезентациони ниво (тј. $m_{-ov} = -m_{ov}$).

За предложени квантизер дисторзија D је дефинисана следећим изразом:

$$D = 2 \int_0^{\delta} x^2 p_x(x) dx + 2 \sum_{i=1}^{N/2} \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} (x - (\delta + (i - 1)\Delta + c_1))^2 p_x(x) dx + 2 \int_{\delta+(N/2)\Delta}^{+\infty} (x - (\delta + (N/2) \cdot \Delta + c_2))^2 p_x(x) dx. \quad (2.42)$$

Први члан у изразу (2.42) представља дисторзију у мртвој зони $(-\delta, \delta)$; други члан представља грануларну дисторзију униформног квантизера а задњи члан представља дисторзију прекорачења. Како је функција $p_x(x)$ парна и квантизер симетричан око нуле, дисторзија у позитивном делу једнака је дисторзији у негативном делу. Због тога интеграл у изразу (2.42) представљају дисторзије у позитивном делу а множењем са 2 је укључена и дисторзија у негативном делу.

Ентропијски кодер. Да би остварили компресију сигнала, за кодовање репрезентационих нивоа применићемо следећи ентропијски код. Репрезентациони ниво у мртвој зони m_0 кодује се кодном речи “0”, чија дужина је $l_0 = 1$ бит. Први позитивни репрезентациони ниво m_1 кодује се кодном речи “10” дужине $l_1 = 2$ бита, док се први негативни репрезентациони ниво m_{-1} кодује се кодном речи “110” дужине $l_{-1} = 3$ бита; други позитивни репрезентациони ниво m_2 кодује се кодном речи “1110” дужине $l_2 = 4$ бита, док се други негативни репрезентациони ниво m_{-2} кодује кодном речи “11110” дужине $l_{-2} = 5$ бита; итд. У општем случају, i -ти ($i = 1, \dots, N/2$) позитивни репрезентациони ниво m_i кодује се кодном речи “ $\underbrace{11 \dots 1}_{2i-1} 0$ ” дужине $l_i = 2i$ бита док се i -ти негативни репрезентациони ниво m_{-i} кодује кодном речи “ $\underbrace{11 \dots 1}_{2i} 0$ ” дужине $l_{-i} = 2i + 1$ бита. Репрезентациони ниво за позитивни регион прекорачења m_{ov} кодује се кодном речи “ $\underbrace{11 \dots 1}_{N+1} 0$ ” дужине $l_{ov} = N + 2$ бита, док се репрезентациони ниво за негативни регион прекорачења m_{-ov} кодује кодном речи “ $\underbrace{11 \dots 1}_{N+2}$ ” дужине $l_{-ov} = N + 2$ бита.

Просечна битска брзина R рачуна се по формули $R = l_0 P_0 + \sum_{i=1}^{N/2} l_i P_i + \sum_{i=1}^{N/2} l_{-i} P_{-i} + l_{ov} P_{ov} + l_{-ov} P_{-ov}$, где је $P_0 = 2 \int_0^\delta p_x(x) dx$ вероватноћа мртве зоне, $P_i = \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} p_x(x) dx$, ($i = 1, \dots, N/2$) вероватноћа i -тог позитивног квантизационог интервала, $P_{-i} = \int_{-\delta-i\Delta}^{-\delta-(i-1)\Delta} p_x(x) dx$, ($i = 1, \dots, N/2$) вероватноћа i -тог негативног квантизационог интервала, $P_{ov} = \int_{\delta+N\Delta/2}^{+\infty} p_x(x) dx$ вероватноћа позитивног региона прекорачења а $P_{-ov} = \int_{-\infty}^{-\delta-N\Delta/2} p_x(x) dx$ вероватноћа негативног региона прекорачења. Како је функција густине вероватноће $p_x(x)$ парна функција, имамо да важи да је $P_i = P_{-i}$ ($i = 1, \dots, N/2$) и $P_{ov} = P_{-ov}$. Израз за битску брзину R може да се напише у облику $R = l_0 P_0 + \sum_{i=1}^{N/2} (l_i + l_{-i}) P_i + (l_{ov} + l_{-ov}) P_{ov}$. Ако у овај израз уврстимо претходно дефинисане изразе за вероватноће и за дужине кодних речи, израз за битску брзину добија следећи облик:

$$R = 2 \int_0^\delta p_x(x) dx + \sum_{i=1}^{N/2} (4i + 1) \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} p_x(x) dx + 2(N + 2) \int_{\delta+\frac{N}{2}\Delta}^{+\infty} p_x(x) dx. \quad (2.43)$$

2.2.3. Оптимизација параметара и израчунавање перформанси модела

Из израза (2.43) видимо да битска брзина R зависи од прагова квантизације али не зависи од репрезентационих нивоа. Са друге стране, из израза (2.42) видимо да дисторзија D зависи и од прагова и од репрезентационих нивоа. Ово можемо да кажемо на следећи начин: параметри c_1 и c_2 утичу само на дисторзију D а не утичу на битску брзину R , док параметри δ и Δ утичу и на дисторзију D и на битску брзину R .

Како параметри c_1 и c_2 утичу само на дисторзију D , оптималне вредности за c_1 и c_2 добијамо минимизацијом дисторзије D , тј. решавајући једначине $\frac{\partial D}{\partial c_1} = 0$ и $\frac{\partial D}{\partial c_2} = 0$. Користећи једнакост $\sum_{i=1}^{N/2} \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} f(x)dx = \int_{\delta}^{\delta+\frac{N}{2}\Delta} f(x)dx$ (где је $f(x)$ нека функција од x , нпр. $f(x) = p_x(x)$ или $f(x) = xp_x(x)$) приликом решавања једначина $\frac{\partial D}{\partial c_1} = 2 \sum_{i=1}^{N/2} \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} 2(x - (\delta + (i-1)\Delta + c_1))p_x(x)dx = 0$ и $\frac{\partial D}{\partial c_2} = 2 \int_{\delta+\frac{N}{2}\Delta}^{+\infty} 2(x - (\delta + \frac{N}{2}\Delta + c_2))p_x(x)dx = 0$, добијамо следеће изразе за c_1 и c_2 :

$$c_1 = \frac{\int_{\delta}^{\delta+\frac{N}{2}\Delta} xp_x(x)dx - \Delta \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} i \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} p_x(x)dx}{\int_{\delta}^{\delta+\frac{N}{2}\Delta} p_x(x)dx} - \delta + \Delta, \quad (2.44)$$

$$c_2 = \frac{\int_{\delta+\frac{N}{2}\Delta}^{+\infty} xp_x(x)dx}{\int_{\delta+\frac{N}{2}\Delta}^{+\infty} p_x(x)dx} - \left(\delta + \frac{N}{2}\Delta \right). \quad (2.45)$$

Можемо да видимо да c_2 представља центроид за регион прекорачења. Ако заменимо изразе (2.44) и (2.45) у израз (2.42), добијамо следећи коначан израз за дисторзију D :

$$D = 2 \int_0^{+\infty} x^2 p_x(x)dx - 4\Delta \sum_{i=1}^{N/2} i \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} xp_x(x)dx + 2\Delta^2 \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} i^2 \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} p_x(x)dx - 2 \frac{\left(\int_{\delta}^{\delta+\frac{N}{2}\Delta} xp_x(x)dx - \Delta \sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} i \int_{\delta+(i-1)\Delta}^{\delta+i\Delta} p_x(x)dx \right)^2}{\int_{\delta}^{\delta+\frac{N}{2}\Delta} p_x(x)dx} - 2 \frac{\left(\int_{\delta+\frac{N}{2}\Delta}^{+\infty} xp_x(x)dx \right)^2}{\int_{\delta+\frac{N}{2}\Delta}^{+\infty} p_x(x)dx}. \quad (2.46)$$

Изрази (2.43), (2.44), (2.45) и (2.46) важе за било коју симетричну функцију густине вероватноће $p_x(x)$, што значи да ови изрази могу да се користе за пројектовање предложеног модела за било коју симетричну функцију $p_x(x)$. Стога можемо да кажемо

да су изрази (2.43), (2.44), (2.45) и (2.46) дати у општем облику. У наставку ће ови општи изрази бити примењени за пројектовање модела са Гаусовом функцијом густине вероватноће $p_x(x)$ која је дефинисана изразом (2.41).

За $p_x(x)$ дефинисано са (2.41) важе следеће једнакости: $2 \int_0^{+\infty} x^2 p_x(x) dx = 2(1 - \rho)\sigma^2$, $\int_a^b p_x(x) dx = \frac{1}{2} \left(\operatorname{erf}\left(\frac{b}{2\sigma\sqrt{1-\rho}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{a}{2\sigma\sqrt{1-\rho}}\right) \right)$ и $\int_a^b x p_x(x) dx = \sigma \sqrt{\frac{1-\rho}{\pi}} \left(e^{-\frac{a^2}{4\sigma^2(1-\rho)}} - e^{-\frac{b^2}{4\sigma^2(1-\rho)}} \right)$, где су a и b , ($a < b$) произвољни позитивни реални бројеви. Такође, познато је да важи $\operatorname{erf}(0) = 0$, $\operatorname{erf}(+\infty) = 1$ и $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$.

Дефинишимо нормализоване параметре: $\delta_0 = \delta/\sigma$, $\Delta_0 = \Delta/\sigma$, $c_{10} = c_1/\sigma$ и $c_{20} = c_2/\sigma$. Дефинишимо и нормализовану дистрозију $D_0 = D/\sigma^2$. Полазећи од израза (2.43), (2.44), (2.45) и (2.46) и користећи претходне једнакости, добијамо следеће изразе:

$$R = \frac{1}{2} \left((2N + 1) \operatorname{erf}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{\delta_0}{2\sqrt{1-\rho}}\right) \right) - 2 \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} \operatorname{erf}\left(\frac{\delta_0 + i\Delta_0}{2\sqrt{1-\rho}}\right) \quad (2.47)$$

$$+ (N + 2) \operatorname{erfc}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right);$$

$$c_{10} = \frac{2\sqrt{\frac{1-\rho}{\pi}} \left(e^{-\frac{\delta_0^2}{4(1-\rho)}} - e^{-\frac{(2\delta_0 + N\Delta_0)^2}{16(1-\rho)}} \right) - \Delta_0 \left(\frac{N}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right) - \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} \operatorname{erf}\left(\frac{\delta_0 + i\Delta_0}{2\sqrt{1-\rho}}\right) \right)}{\operatorname{erf}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{\delta_0}{2\sqrt{1-\rho}}\right)} - \delta_0 + \Delta_0; \quad (2.48)$$

$$c_{20} = \frac{2\sqrt{\frac{1-\rho}{\pi}} e^{-\frac{(2\delta_0 + N\Delta_0)^2}{16(1-\rho)}}}{\operatorname{erfc}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right)} - \left(\delta_0 + \frac{N}{2} \Delta_0 \right); \quad (2.49)$$

$$D_0 = 2(1 - \rho) - 4\Delta_0 \sqrt{\frac{1-\rho}{\pi}} e^{-\frac{\delta_0^2}{4(1-\rho)}} \left(\sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} e^{-\frac{i\Delta_0(2\delta_0 + i\Delta_0)}{4(1-\rho)}} - \frac{N}{2} e^{-\frac{\frac{N}{2}\Delta_0(2\delta_0 + \frac{N}{2}\Delta_0)}{4(1-\rho)}} \right)$$

$$+ \Delta_0^2 \left(\frac{N^2}{4} \operatorname{erf}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right) - \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} (2(i + 1) - 1) \operatorname{erf}\left(\frac{\delta_0 + i\Delta_0}{2\sqrt{1-\rho}}\right) \right) - 4 \frac{1-\rho}{\pi} e^{-\frac{(2\delta_0 + N\Delta_0)^2}{16(1-\rho)}}}{\operatorname{erfc}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right)} \quad (2.50)$$

$$- 4 \frac{\left(\sqrt{\frac{1-\rho}{\pi}} \left(e^{-\frac{\delta_0^2}{4(1-\rho)}} - e^{-\frac{(2\delta_0 + N\Delta_0)^2}{16(1-\rho)}} \right) - \frac{N}{4} \Delta_0 \operatorname{erf}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right) + \frac{\Delta_0}{2} \sum_{i=0}^{\frac{N}{2}-1} \operatorname{erf}\left(\frac{\delta_0 + i\Delta_0}{2\sqrt{1-\rho}}\right) \right)^2}{\operatorname{erf}\left(\frac{2\delta_0 + N\Delta_0}{4\sqrt{1-\rho}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{\delta_0}{2\sqrt{1-\rho}}\right)}.$$

Нормализовани параметри δ_0 , Δ_0 , c_{10} и c_{20} не зависе од σ , што значи да су њихове вредности исте за било коју вредност σ . Такође, нормализована дисторзија D_0 не зависи од σ . Однос сигнал/шум SNR може да се напише у облику:

$$\text{SNR}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \frac{\sigma^2}{D} = 10 \log_{10} \frac{\sigma^2}{\sigma^2 D_0} = 10 \log_{10} \frac{1}{D_0} = -10 \log_{10} D_0. \quad (2.51)$$

Видимо да SNR [dB] као и битска брзина R не зависе од σ .

2.2.4. Пројектовање и имплементација модела

Важно је рећи да и кодер (који се налази у предајнику) и декодер (који се налази у пријемнику) користе исте вредности параметара N , δ , Δ , c_1 и c_2 . Ови параметри могу да се израчунају ако су познате вредности за коефицијент корелације ρ и за стандардну девијацију σ . Мерни сигнал је доступан кодеру, тако да кодер може да израчуна вредности за ρ и σ директно из мерног сигнала, на основу израза (2.35) и (2.36). Са друге стране, мерни сигнал није доступан декодеру тако да он не може да израчуна ρ и σ . Решење је да кодер израчуна ρ и σ директно из мерног сигнала а да затим њихове вредности пошаље декодеру. Како треба да се изврши пренос параметара ρ и σ од предајника ка пријемнику, њихове вредности морају да буду дискретизоване, што ће бити урађено на следећи начин. На основу претходног знања и искуства за одређени тип сигнала, дефинисаћемо опсеге $(\rho_{\min}, \rho_{\max})$ и $(\sigma_{\min}, \sigma_{\max})$ у којима ρ и σ могу да се нађу. Тада треба изабрати J репрезентативних вредности за ρ , означених са $(\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_J)$, из опсега $(\rho_{\min}, \rho_{\max})$ и треба изабрати K репрезентативних вредности за σ , означених са $(\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_K)$, из опсега $(\sigma_{\min}, \sigma_{\max})$. Ове репрезентативне вредности за ρ и σ треба да буду познате и кодеру и декодеру.

На почетку процеса пројектовања морамо да дефинишемо неку минималну прихватљиву вредност за SNR, коју ћемо да означимо са SNR_{\min} . Вредност за SNR_{\min} зависи од типа мерног сигнала али и од конкретне примене, јер се у различитим применама захтева различит квалитет сигнала.

За сваку вредност ρ_j ($1 \leq j \leq J$) треба да одредимо број нивоа квантизера N који је потребан да остваримо однос сигнал/шум већи или једнак од SNR_{\min} (нека $N^{(j)}$ означава потребан број нивоа N који одговара вредности ρ_j). Вредности за $N^{(j)}$ бирамо

на основу претходног искуства; ако нисмо сигурни, испробамо неколико вредности за $N^{(j)}$ да би нашли ону која је оптимална.

За сваку вредност ρ_j ($1 \leq j \leq J$), након избора вредности за $N^{(j)}$, израчунавамо вредности параметара δ_0 , Δ_0 , c_{10} и c_{20} (са $\delta_0^{(j)}$, $\Delta_0^{(j)}$, $c_{10}^{(j)}$ и $c_{20}^{(j)}$ означимо вредности параметара δ_0 , Δ_0 , c_{10} и c_{20} који одговарају вредности ρ_j).

Битска брзина R (дефинисана са (2.47)) и SNR (дефинисан са (2.51)) су функције од δ_0 и Δ_0 . Циљ пројектовања јесте минимизација битске брзине R , уз истовремено очување задовољавајућег квалитета сигнала које се постиже очувањем вредности за SNR изнад доње границе прихватљивости SNR_{\min} . Другим речима, треба извршити условну минимизацију битске брзине R , уз услов да је $\text{SNR} \geq \text{SNR}_{\min}$. Ова условна минимизација битске брзине R се врши нумерички (нпр. коришћењем FindMinimum функције у софтверском пакету Mathematica). Као резултат ове нумеричке условне минимизације брзине R , за одређену вредност ρ_j , добијамо оптималне вредности за $\delta_0^{(j)}$ и $\Delta_0^{(j)}$. Тада можемо да израчунамо вредности за $c_{10}^{(j)}$ и $c_{20}^{(j)}$ помоћу израза (2.48) и (2.49). Вредности параметара $\delta_0^{(j)}$, $\Delta_0^{(j)}$, $c_{10}^{(j)}$ и $c_{20}^{(j)}$ важе за било коју вредност σ .

За све вредности ρ_j ($1 \leq j \leq J$), вредности параметара $N^{(j)}$, $\delta_0^{(j)}$, $\Delta_0^{(j)}$, $c_{10}^{(j)}$ и $c_{20}^{(j)}$ треба сместити у ROM меморију, како у кодеру тако и у декодеру. Вредности ових параметара за ρ_j су смештени у j -ти улаз ROM меморије. Пример садржаја ROM меморије је приказан у Табели 2.3, за $\text{SNR}_{\min} = 24\text{dB}$, $J = 16$ и $(\rho_{\min}, \rho_{\max}) = (0.941, 0.997)$.

Табела 2.3. Садржај ROM меморије

| ρ | N | δ_0 | Δ_0 | c_1 | c_2 | R_{th} |
|--------|-----|------------|------------|-------|-------|-----------------|
| 0.941 | 8 | 0.123 | 0.209 | 0.094 | 0.102 | 3.04 |
| 0.945 | 8 | 0.124 | 0.209 | 0.093 | 0.096 | 2.95 |
| 0.950 | 8 | 0.124 | 0.209 | 0.092 | 0.089 | 2.84 |
| 0.955 | 6 | 0.122 | 0.208 | 0.092 | 0.097 | 2.73 |
| 0.959 | 6 | 0.123 | 0.208 | 0.090 | 0.090 | 2.63 |
| 0.963 | 6 | 0.124 | 0.207 | 0.089 | 0.082 | 2.52 |
| 0.967 | 6 | 0.125 | 0.207 | 0.088 | 0.075 | 2.41 |
| 0.971 | 4 | 0.123 | 0.206 | 0.087 | 0.084 | 2.30 |
| 0.974 | 4 | 0.124 | 0.205 | 0.085 | 0.077 | 2.21 |
| 0.977 | 4 | 0.125 | 0.204 | 0.083 | 0.069 | 2.11 |
| 0.980 | 2 | 0.118 | 0.202 | 0.083 | 0.085 | 2.00 |
| 0.984 | 2 | 0.125 | 0.198 | 0.078 | 0.071 | 1.83 |
| 0.988 | 2 | 0.128 | 0.191 | 0.070 | 0.057 | 1.67 |
| 0.991 | 2 | 0.129 | 0.184 | 0.062 | 0.045 | 1.53 |
| 0.993 | 2 | 0.130 | 0.178 | 0.054 | 0.037 | 1.42 |
| 0.995 | 2 | 0.132 | 0.152 | 0.044 | 0.028 | 1.28 |
| 0.997 | 2 | 0.141 | 0.804 | 0.031 | 0.006 | 1.10 |

За неки конкретан мерни сигнал $s(t)$ кодер израчунава параметре модела на основу следећег алгоритма:

1. Мерни сигнал $s(t)$ се учита у кодер.
2. Израчуна се коефицијент корелације ρ сигнала $s(t)$, користећи израз (2.35).
3. Израчуна се варијанса σ^2 сигнала $s(t)$, користећи израз (2.36).
4. Одреди се $\rho_j \in (\rho_1, \rho_2, \dots, \rho_J)$, најближе вредности ρ .
5. Одреди се $\sigma_k \in (\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_K)$, најближе вредности σ .
6. Очитају се вредности параметара $N^{(j)}$, $\delta_0^{(j)}$, $\Delta_0^{(j)}$, $c_{10}^{(j)}$ и $c_{20}^{(j)}$ из j -тог улаза ROM меморије кодера.
7. Израчунају се параметри модела :

$$\delta = \delta_0^{(j)} \cdot \sigma_k; \Delta = \Delta_0^{(j)} \cdot \sigma_k; c_1 = c_{10}^{(j)} \cdot \sigma_k; c_2 = c_{20}^{(j)} \cdot \sigma_k. \quad (2.52)$$

8. Индекси j и k се пошаљу ка пријемнику (тј. ка декодеру).

Пријемник прима индексе j и k . Декодер у пријемнику извршава следеће кораке како би израчунао вредности параметара:

1. На основу индекса j и k , одређују се вредности за ρ_j и σ_k .
2. Из j -тог улаза ROM меморије декодера се очитају вредности параметара $N^{(j)}$, $\delta_0^{(j)}$, $\Delta_0^{(j)}$, $c_{10}^{(j)}$ и $c_{20}^{(j)}$.
3. Израчунају се параметри модела δ , Δ , c_1 и c_2 помоћу израза (2.52).

И кодер и декодер израчунавају исте вредности параметара.

Пренос индекса j и k од предајника ка пријемнику захтева додатних $\log_2 J + \log_2 K = \log_2(J \cdot K)$ бита. Укупна битска брзина се добија као:

$$R_t = R + \frac{\log_2(J \cdot K)}{M} \text{ [bps]}, \quad (2.53)$$

где је R дефинисано изразом (2.47) а M представља број одмерака сигнала. Нека су вредности параметара $J = K = 1024 = 2^{10}$ (иако у пракси могу да се користе и много мање вредности) и нека је број одмерака $M = 500$; тада је $\frac{\log_2(J \cdot K)}{M} \text{ [bps]} = 0.04 \text{ [bps]}$. Видимо да је повећање битске брзине због преноса индекса j и k веома мало, готово занемарљиво.

За различите вредности ρ_j и σ_k , добијамо различите вредности параметара δ , Δ , c_1 и c_2 . Можемо да кажемо да се параметри модела δ , Δ , c_1 и c_2 адаптирају параметрима сигнала ρ и σ . На тај начин се постиже адаптација модела параметрима конкретног сигнала који се обрађује.

Ако је сигнал превише дугачак (садржи велики број одмерака), може да се подели у фрејмове. За сваки фрејм се одређују параметри сигнала ρ и σ . Такође се за сваки фрејм израчунавају параметри модела N , δ , Δ , c_1 и c_2 , користећи вредности за ρ и σ за тај фрејм. На тај начин се постиже адаптација модела на параметре сигнала у времену, фрејм по фрејм. Битска брзина се израчунава помоћу израза (2.53), при чему M представља број одмерака у фрејму.

2.2.5. Теоријски и симулациони нумерички резултати

Како би испитали исправност теорије, извршићемо симулацију модела и упоредити нумеричке резултате добијене применом теорије и симулацијом. У табели 2.4 су дате вредности параметара (N , δ_0 , Δ_0 , c_{10} и c_{20}) и перформанси (SNR , R) модела за различите вредности коефицијента корелације ρ и за различите вредности SNR_{\min} . Приказане су перформансе добијене применом предложене теорије (SNR_{th} и R_{th}) као и перформансе добијене симулацијом (SNR_{sim} и R_{sim}). Симулација је извршена у програмском пакету MATLAB, тако што је помоћу MATLAB функције *mvnrnd* генерисано 400 корелираних сигнала са Гаусовом расподелом, при чему сваки сигнал садржи 4000 одмерака. Усредњавањем перформанси за ових 400 сигнала добијамо вредности за SNR_{sim} и R_{sim} . Велики број сигнала коришћених у симулацији (при чему сваки сигнал садржи велики број одмерака) обезбеђује висок ниво поузданости извршене симулације. Видимо да су перформансе модела добијене теоријским путем и перформансе добијене симулацијом веома блиске, што потврђује исправност теорије.

Табела 2.4. Нумеричке вредности добијене теоријом и симулацијом

| ρ | SNR_{\min} | N | δ_0 | Δ_0 | c_{10} | c_{20} | SNR_{th} | R_{th} | SNR_{sim} | R_{sim} |
|--------|---------------------|-----|------------|------------|----------|----------|--------------------------|-----------------|---------------------------|------------------|
| 0.95 | 20 | 2 | 0.188 | 0.321 | 0.132 | 0.134 | 20 | 1.99 | 19.85 | 2.04 |
| | 22 | 4 | 0.152 | 0.260 | 0.111 | 0.114 | 22 | 2.38 | 21.97 | 2.43 |
| | 24 | 8 | 0.124 | 0.209 | 0.092 | 0.089 | 24 | 2.84 | 24.01 | 2.87 |
| | 28 | 16 | 0.079 | 0.134 | 0.062 | 0.077 | 28 | 4.17 | 27.98 | 4.17 |
| | 32 | 28 | 0.050 | 0.085 | 0.040 | 0.072 | 32 | 6.30 | 32.00 | 6.32 |
| 0.97 | 20 | 2 | 0.203 | 0.303 | 0.110 | 0.090 | 20 | 1.67 | 19.95 | 1.74 |
| | 22 | 2 | 0.151 | 0.254 | 0.103 | 0.102 | 22 | 1.95 | 21.92 | 2.01 |
| | 24 | 4 | 0.122 | 0.206 | 0.087 | 0.087 | 24 | 2.33 | 23.98 | 2.38 |
| | 28 | 12 | 0.079 | 0.133 | 0.060 | 0.061 | 28 | 3.36 | 27.97 | 3.38 |
| | 32 | 24 | 0.050 | 0.085 | 0.040 | 0.051 | 32 | 5.00 | 31.97 | 4.99 |
| 0.98 | 20 | 2 | 0.206 | 0.287 | 0.092 | 0.065 | 20 | 1.48 | 19.98 | 1.57 |
| | 22 | 2 | 0.161 | 0.242 | 0.090 | 0.052 | 22 | 1.70 | 21.96 | 1.77 |
| | 24 | 2 | 0.118 | 0.202 | 0.083 | 0.085 | 24 | 2.00 | 23.85 | 2.05 |
| | 28 | 8 | 0.078 | 0.132 | 0.058 | 0.056 | 28 | 2.84 | 28.03 | 2.88 |
| | 32 | 16 | 0.050 | 0.084 | 0.039 | 0.049 | 32 | 4.18 | 32.00 | 4.19 |
| 0.99 | 20 | 2 | 0.213 | 0.268 | 0.061 | 0.036 | 20 | 1.20 | 19.78 | 1.34 |
| | 22 | 2 | 0.165 | 0.222 | 0.065 | 0.043 | 22 | 1.38 | 21.93 | 1.48 |
| | 24 | 2 | 0.129 | 0.187 | 0.065 | 0.049 | 24 | 1.58 | 23.99 | 1.66 |
| | 28 | 4 | 0.079 | 0.130 | 0.053 | 0.017 | 28 | 2.18 | 27.96 | 2.22 |
| | 32 | 8 | 0.049 | 0.083 | 0.036 | 0.043 | 32 | 3.13 | 31.99 | 3.15 |

2.3. Модел за компресију на бази скаларне квантизације и ентропијског кодовања намењен мерним сигнаlima у којима постоје низови одмерака приближно истих вредности

У многим мерним сигнаlima се јављају делови са дугим низом одмерака приближно сличних вредности. То може да се искористи за развој врло ефикасних алгоритама за компресију. У овом поглављу ће бити описан један алгоритам за компресију мерних сигнала, који компресију остварује на основу постојања дугих низова одмерака са приближно истом вредношћу у сигналу.

2.3.1. Опис алгоритма компресије

Нека x означава улазни сигнал а M број одмерака улазног сигнала; нека $y(i)$ означава репрезентациону вредност за одмерак $x(i)$. Дефинишимо параметар $level$, који представља референтни ниво и који је једнак тренутној репрезентационој вредности. Услов $|x(i) - level| < \delta$ представља услов блискости одмерка $x(i)$ са референтним нивоом $level$; ако је овај услов испуњен то значи да је одмерак $x(i)$ близак референтном нивоу. Услов блискости зависи од параметра δ ; о избору вредности параметра δ биће речи касније. Идеја је да помоћу бројача $counter_of_pairs$ бројимо парове узастопних одмерака који су блиски референтном нивоу $level$, све док не наиђемо на пар одмерака $(x(j), x(j+1))$ код кога бар један одмерак не испуњава услов блискости са референтним нивоом. Када наиђемо на такав пар одмерака, тада вредност бројача $counter_of_pairs$ кодујемо и шаљемо ка декодеру, где ће свим одмерцима из парова који су испуњавали услов блискости бити додељене репрезентационе вредности једнаке тренутној вредности референтног нивоа $level$, тј. $y(j-1) = y(j-2) = \dots = y(j-2counter_of_pairs) = level$. Први одмерак из пара који не испуњава услов блискости $x(j)$ се процесуира тако што се формира његова разлика у односу на репрезентациони ниво ($dif_1 = x(j) - level$), врши се квантизација разлике а затим се њена квантована вредност y_{dif_1} кодује и преноси ка декодеру. Репрезентациона вредност за одмерак $x(j)$ се рачуна као $y(j) = level + y_{dif_1}$. Референтни ниво $level$ добија нову вредност једнаку тренутној репрезентационој вредности $y(j)$. Бројач $counter_of_pairs$ се ресетује на нулу, а затим се испитује услов блискости наредних парова одмерака у односу на нову вредност референтног нивоа $level$.

Кодовање параметара $counter_of_pairs$ и y_{dif_1} врши се кодним речима променљиве дужине. Управо из тог разлога, помоћу бројача бројимо парове одмерака који испуњавају услов блискости уместо самих одмерака, како би добили мању вредност бројача коју можемо да кодујемо краћом кодном речи.

Функционисање кодера је дефинисано следећим алгоритмом.

```

y(1) := x(1); level := y(1); i := 1; counter_of_pairs := 0;
while (i < M)
    dif1 := x(i+1) - level; dif2 := x(i+2) - level;
    if ((abs(dif1) < δ) &&(abs(dif2) < δ)) then
        counter_of_pairs := counter_of_pairs + 1; i := i + 2;
    else
        кодовање и пренос параметра counter_of_pairs;
        counter_of_pairs := 0;
        квантизација разлике dif1 чиме се добија њена квантована вредност ydif1;
        y(i+1) := level + ydif1;
        кодовање и пренос параметра ydif1;
        level := y(i+1);
        i := i + 1;
    end;
end;

```

Ознака ‘:=’ представља наредбу доделе, која вредност са своје десне стране додељује променљивој са леве стране. Нека i означава редни број задњег одмерка чије је процесирање (кодовање) завршено. Први одмерак преносимо тачно, без компресије, са свих R_0 бита (стога је $y(1) = x(1)$), како би смањили пропагацију грешке услед диференцијалног кодовања које ће бити примењено за следеће одмерке. Референтни ниво $level$ постаје једнак тренутној репрезентационој вредности $y(1)$. Пошто смо завршили кодовање једног одмерка $x(1)$, индекс i добија вредност 1. Бројач $counter_of_pairs$ се иницијализује на нулу.

Нека је $x(i)$ задњи одмерак чије је кодовање завршено. Размотримо два наредна одмерка $x(i+1)$ и $x(i+2)$: формирамо разлике $dif_1 = x(i+1) - level$ и $dif_2 = x(i+2) - level$ и испитамо услов ($|dif_1| < \delta$ и $|dif_2| < \delta$). Ако је услов испуњен, то значи да су одмерци $x(i+1)$ и $x(i+2)$ блиски референтном нивоу $level$ па се бројач $counter_of_pairs$ повећава за 1. Како је процесирање два одмерка ($x(i+1)$ и $x(i+2)$) завршено, индекс i се повећава за 2.

Ако услов блискости није испуњен, тада кодујемо вредност бројача *counter_of_pairs* и шаљемо је ка декодеру; након тога, бројач *counter_of_pairs* се ресетује на нулу. Након тога се врши квантизација разлике dif_1 , чиме се добија квантована вредност разлике y_{dif_1} , која се користи за израчунавање репрезентационе вредности за одмерак $x(i+1)$ на следећи начин: $y(i+1) = level + y_{dif_1}$. Након тога, y_{dif_1} се кодује и преноси до декодера, где се $y(i+1)$ израчунава на исти начин. Параметар *level* добија нову вредност $level = y(i+1)$. Пошто је завршено кодовање једног одмерка $x(i+1)$, индекс i се повећава за 1.

Овај алгоритам приказује основне принципе рада кодера. Посебни делови алгоритма, као што су кодовање бројача *counter_of_pairs*, квантизација разлике dif_1 и кодовање y_{dif_1} биће детаљно објашњени у наставку.

2.3.2. Кодовање бројача *counter_of_pairs*

Бројач *counter_of_pairs* се кодује кодним речима променљиве дужине, у циљу постизања компресије. Кодовање бројача се врши према следећем алгоритму:

```

if (counter_of_pairs > 0)
  if ( $1 \leq \textit{counter\_of\_pairs} \leq (N + 1)$ ) then
    кодна реч := " 0 0 ... 0 ";
                    counter_of_pairs
  end;
  if ( $(N + 2) \leq \textit{counter\_of\_pairs} \leq (N + k + 2)$ ) then
    кодна реч := " 1 1 ... 1 0 ";
                    counter_of_pairs-1
  end;
   $l := 0; \beta := \text{true};$ 
  while ( $(l \leq l_{\max}) \ \&\& \ (\beta = \text{true})$ )
    if ( $(N + k + 3 + \sum_{j=0}^{l-1} 2^{k+j}) \leq \textit{counter\_of\_pairs} \leq (N + k + 2 + \sum_{j=0}^l 2^{k+j})$ ) then
       $\underbrace{xx \dots xx}_{k+l} := \text{natural\_code}(l, \textit{count\_pair} - (N+k+3+\sum_{j=0}^{l-1} 2^{k+j}));$ 
      кодна реч := " 00 ... 0 1 xx ... x ";
                    N+l+2      k+l
       $\beta := \text{false};$ 
    else
       $l := l + 1;$ 
    end;
  end;
end;
end;
```

Променљива *кодна реч* означава кодну реч којом се кодије бројач. Вредности бројача *counter_of_pairs* од 1 до $(N+1)$ кодију се кодним речима облика “ $\underbrace{00 \dots 0}_{\text{counter_of_pairs}}$ ”, које се састоје од свих нула. Број нула у кодној речи једнака је вредности бројача *counter_of_pairs*, па је и дужина кодне речи (означићемо је са b) једнака вредности бројача, тј. $b = \text{counter_of_pairs}$. За вредности бројача *counter_of_pairs* од $(N+2)$ до $(N+k+2)$, кодне речи имају облик “ $\underbrace{11 \dots 10}_{\text{counter_of_pairs}-1}$ ”; кодне речи се састоје од $(\text{counter_of_pairs} - 1)$ јединица и једне нуле на крају кодне речи. Дужина кодне речи је $b = \text{counter_of_pairs}$.

Вредности бројача *counter_of_pairs* веће од $N+k+2$ су подељене у групе; број вредности бројача које припадају некој групи зависи од параметра k . Нека l означава редни број групе (вредности за l почињу од 0). Група $l = 0$ садржи 2^k вредности бројача *counter_of_pairs*, група $l = 1$ садржи 2^{k+1} вредности бројача, група $l = 2$ садржи 2^{k+2} вредности бројача, итд.; у општем случају, група l (за произвољну вредност l) садржи 2^{k+l} вредности бројача *counter_of_pairs*. Вредности бројача *counter_of_pairs* су подељене по групама на следећи начин:

група $l = 0$: $N+k+3 \leq \text{counter_of_pairs} \leq N+k+2+2^k$;

група $l = 1$: $N+k+2+2^{k+1} \leq \text{counter_of_pairs} \leq N+k+2+2^k+2^{k+1}$;

група $l = 2$: $N+k+2+2^k+2^{k+1}+1 \leq \text{counter_of_pairs} \leq N+k+2+2^k+2^{k+1}+2^{k+2}$; итд.

За произвољну вредност l , група l садржи следеће вредности бројача *counter_of_pairs*:

$$N + k + 3 + \sum_{j=0}^{l-1} 2^{k+j} \leq \text{counter_of_pairs} \leq N + k + 2 + \sum_{j=0}^l 2^{k+j}.$$

У претходном изразу важи да ако је $(l-1) < 0$, тада је $\sum_{j=0}^{l-1} 2^{k+j} = 0$. Кодне речи за вредности бројача *counter_of_pairs* из група $l = 0, 1, 2$ су приказане у Табели 2.5.

Посматрајући Табелу 2.5, можемо да формулишемо нека правила кодовања. Вредности бројача *counter_of_pairs* из групе $l = 0$ кодију се кодним речима облика “ $\underbrace{00 \dots 0}_{N+2} 1 \underbrace{xx \dots xx}_k$ ”, где $\underbrace{xx \dots xx}_k$ представља k -то битну кодну реч природног бинарног кода за вредност $(\text{counter_of_pairs} - (N+k+3))$; дужина кодних речи за групу $l = 0$ је $b = N+k+3$ бита. Вредности бројача *counter_of_pairs* из групе $l = 1$ кодију се кодним речима

облика “ $\underbrace{00 \dots 0}_{N+3} 1 \underbrace{xx \dots xx}_{k+1}$ ”, где $\underbrace{xx \dots xx}_{k+1}$ представља $(k + 1)$ -битну кодну реч природног бинарног кода за вредност ($counter_of_pairs - (N+k+3+2^k)$); дужина кодних речи за групу $l = 1$ је $b = N+k+5$ бита. Вредности бројача $counter_of_pairs$ из групе $l = 2$ кодују се кодним речима облика “ $\underbrace{00 \dots 0}_{N+4} 1 \underbrace{xx \dots xx}_{k+2}$ ”, где $\underbrace{xx \dots xx}_{k+2}$ представља $(k+2)$ -битну кодну реч природног бинарног кода за вредност ($counter_of_pairs - (N+k+3+2^k+2^{k+1})$); дужина кодних речи за групу $l = 2$ је $b = N+k+7$ бита.

Табела 2.5. Кодне речи за вредности бројача $counter_of_pairs$ из група $l = 0, 1, 2$

| | | | | | | |
|----------------|---------------------------------------------|------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------|-------|-----------------------------------------------------------------|
| група $l=0$ | вредност бројача $counter_of_pairs$ | $N+k+3$ | $N+k+4$ | $N+k+5$ | . . . | $N+k+2+2^k$ |
| | кодна реч | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+2} 1 \underbrace{0 \dots 000}_k$ | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+2} 1 \underbrace{0 \dots 001}_k$ | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+2} 1 \underbrace{0 \dots 010}_k$ | . . . | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+2} 1 \underbrace{1 \dots 11}_k$ |
| група $l=1$ | вредност бројача $counter_of_pairs$ | $N+k+3+2^k$ | $N+k+4+2^k$ | $N+k+5+2^k$ | . . . | $N+k+2+2^k+2^{k+1}$ |
| | кодна реч | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+3} 1 \underbrace{0 \dots 000}_{k+1}$ | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+3} 1 \underbrace{0 \dots 001}_{k+1}$ | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+3} 1 \underbrace{0 \dots 010}_{k+1}$ | . . . | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+3} 1 \underbrace{1 \dots 11}_{k+1}$ |
| група $l=2$ | вредност бројача $counter_of_pairs$ | $N+k+3+2^k+2^{k+1}$ | $N+k+4+2^k+2^{k+1}$ | $N+k+5+2^k+2^{k+1}$ | . . . | $N+k+2+2^k+2^{k+1}+2^{k+2}$ |
| | кодна реч | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+4} 1 \underbrace{0 \dots 000}_{k+2}$ | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+4} 1 \underbrace{0 \dots 001}_{k+2}$ | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+4} 1 \underbrace{0 \dots 010}_{k+2}$ | . . . | $\underbrace{00 \dots 0}_{N+4} 1 \underbrace{1 \dots 11}_{k+2}$ |

Можемо да формулишемо генерално правило за кодовање за произвољну групу l : вредности бројача $counter_of_pairs$ из произвољне групе l кодују се кодним речима облика “ $\underbrace{00 \dots 0}_{N+2+l} 1 \underbrace{xx \dots xx}_{k+l}$ ”, где $\underbrace{xx \dots xx}_{k+l}$ представља $(k + l)$ -битну кодну реч природног бинарног кода за вредност ($counter_of_pairs - (N+k+3+\sum_{j=0}^{l-1} 2^{k+j})$); дужина кодних речи за групу l је $b = N+k+3+2l$ бита.

Дефинишимо функцију $natural_code(l, \gamma)$ која врши кодовање броја $\gamma \in \{0, 1, \dots, 2^{k+l}-1\}$ природним бинарним кодом; ова функција даје $(k+l)$ -битну кодну реч природног бинарног кода. Добијамо да је $\underbrace{xx \dots xx}_{k+l} = natural_code(l, counter_of_pairs - (N+k+3+\sum_{j=0}^{l-1} 2^{k+j}))$.

У алгоритму користимо while петљу да би нашли групу којој припада вредност бројача $counter_of_pairs$. Када пронађемо којој групи припада вредност бројача, та вредност се кодује према претходно описаним правилима. Уводимо и логичку променљиву β која добија вредност “false” када пронађемо групу којој припада вредност бројача, што нам омогућава да изађемо из while петље.

2.3.3. Квантизација разлике dif_1 и кодовање квантоване разлике y_{dif_1}

Дефинишимо квантизер Q којим се врши квантизација разлике dif_1 . То је модификовани униформни квантизер са $(N+2)$ нивоа. Нека Δ означава корак квантизације квантизера. Квантизер је симетричан око нуле (постоји $N/2+1$ нивоа у позитивном делу и $N/2+1$ нивоа у негативном делу). У позитивном делу имамо $N/2$ униформних квантизационих интервала $[(i-1)\Delta, i\Delta)$, $i=1, \dots, N/2$, ширине Δ и један интервал прекорачења $[(N/2)\Delta, +\infty)$. Репрезентациони нивои у позитивном делу квантизера су $t_i = (i-1)\Delta + d$, ($i=1, \dots, N/2$); ту је и један репрезентациони ниво за позитивни интервал прекорачења $t_{ov} = (N/2)\Delta + c$. У негативном делу квантизера имамо $N/2$ униформних квантизационих интервала $[-i\Delta, -(i-1)\Delta)$, $i=1, \dots, N/2$, ширине Δ и један интервал прекорачења $(-\infty, -(N/2)\Delta)$. Репрезентациони нивои у негативном делу квантизера су $t_{-i} = - (i-1)\Delta - d$, ($i=1, \dots, N/2$) а имамо и један репрезентациони ниво за негативни интервал прекорачења $t_{-ov} = - (N/2)\Delta - c$. Репрезентациони нивои се кодују ентропијским кодом у циљу постизања компресије, што ће бити описано касније. Познато је да комбинација униформне квантизације и ентропијског кодовања даје оптималне перформансе, због чега и користимо униформни квантизер. Ипак, извршили смо неке модификације униформног квантизера, у циљу побољшања перформанси. Прво, репрезентациони нивои нису смештени на средини квантизационих интервала већ је њихова позиција одређена параметром d . Друго, увели смо репрезентационе нивое за позитиван и негативан интервал прекорачења, чија позиција је одређена параметром c . Параметри c и d нам пружају могућност за додатном оптимизацијом квантизера.

Квантизацијом разлике dif_1 применом квантизера Q добијамо квантовану вредност разлике y_{dif_1} , која је једнака једној од репрезентационих нивоа квантизера Q . Квантована вредност разлике y_{dif_1} се кодује кодним речима променљиве брзине, на следећи начин. Ако је y_{dif_1} једнако неком позитивном репрезентационом нивоу t_i , ($i=1, \dots, N/2$), кодује се кодном речи облика $\underbrace{11 \dots 1}_{2i-1} 0$, дужине $2i$ бита. Ако је y_{dif_1} једнако неком негативном репрезентационом нивоу t_{-i} , ($i=1, \dots, N/2$), кодује се кодном речи облика $\underbrace{11 \dots 1}_{2i} 0$, дужине $(2i+1)$ бита. Ако је y_{dif_1} једнако репрезентационом нивоу позитивног интервала прекорачења t_{ov} , кодује се кодном речи $\underbrace{11 \dots 1}_{N+k+2} 0$, а ако је једнако репрезентационом нивоу негативног интервала прекорачења t_{-ov} , кодује се

кодном речи " $\underbrace{11 \dots 1}_{N+k+3}$ ". Дужина кодних речи за позитивни и негативни интервал прекорачења је $N+k+3$ бита.

Квантизација разлике dif_1 и кодовање квантоване вредности разлике y_{dif_1} врши се према следећем алгоритму.

```

g := [|dif1|/Δ] + 1;
if (dif1 ≥ 0) then
  if (g ≤ N/2) then
    кодна_реч := " $\underbrace{11 \dots 1}_{2g-1} 0$ ";
  else
    кодна_реч := " $\underbrace{11 \dots 1}_{N+k+2} 0$ ";
  end;
end;
if (dif1 < 0) then
  if (g ≤ N/2) then
    кодна_реч := " $\underbrace{11 \dots 1}_{2g} 0$ ";
  else
    кодна_реч := " $\underbrace{11 \dots 1}_{N+k+3}$ ";
  end;
end;
end;

```

Параметар $g = [|dif_1|/\Delta]$ у овом алгоритму одређује квантизациони интервал коме припада разлика dif_1 (при чему $\lfloor \tau \rfloor$ означава највећи цео број мањи или једнак од τ). Ако је ($dif_1 \geq 0$) и ($g \leq N/2$), разлика dif_1 припада g -том позитивном униформном интервалу. Репрезентациони ниво је t_g и кодује се кодном речи " $\underbrace{11 \dots 1}_{2g-1} 0$ ". Ако је ($dif_1 \geq 0$) и ($g > N/2$), разлика dif_1 припада позитивном интервалу прекорачења; репрезентациони ниво је t_{ov} а одговарајућа кодна реч " $\underbrace{11 \dots 1}_{N+k+2} 0$ ". Ако је ($dif_1 < 0$) и ($g \leq N/2$), разлика dif_1 припада g -том негативном униформном интервалу. Репрезентациони ниво је t_{-g} и кодује се кодном речи " $\underbrace{11 \dots 1}_{2g} 0$ ". Ако је ($dif_1 < 0$) и ($g > N/2$), разлика dif_1 припада негативном интервалу прекорачења; репрезентациони ниво је t_{-ov} а одговарајућа кодна реч " $\underbrace{11 \dots 1}_{N+k+3}$ ".

2.3.4. Декодовање

Процес декодовања је дефинисан следећим алгоритмом.

```

y(1) := x(1); r := 1; p := R0+1; level := y(1);
while (r ≤ M)
  if s = '0' then
    z := број_узастопних_нула_на_почетку_кодне_речи;
    if 1 ≤ z ≤ (N+1) then
      counter_of_pairs := z; b := z;
    end;
    if z ≥ (N+2) then
      l := z - (N+2); counter_of_pairs := N+k+3+∑j=0l-1 2k+j + α; b := z+k+l+1;
    end;
    for i := 1: (2 · counter_of_pairs)
      y(r + i) = level;
    end;
    r := r + 2 · counter_of_pairs;
  end;
  if s = '1' then
    q := број_узастопних_јединица_на_почетку_кодне_речи;
    if 1 ≤ q ≤ N then
      g := [(q + 1)/2]; ydif1 := (-1)q+1 · ((g-1)Δ + d);
      y(r+1) := level + ydif1; level := y(r+1); r := r+1; b := q+1;
    end;
    if (N + 1) ≤ q ≤ (N + k + 1) then
      counter_of_pairs := q + 1; b := q + 1;
      for i := 1: (2 · counter_of_pairs)
        y(r + i) := level;
      end;
      r := r + 2 · counter_of_pairs;
    end;
    if (q = N+k+2) then
      ydif1 := tov; y(r+1) := level + ydif1; level := y(r+1); r := r+1; b := N+k+3;
    end;
    if (q = N+k+3) then
      ydif1 := tov; y(r+1) := level + ydif1; level := y(r+1); r := r+1; b := N+k+3;
    end;
  end;
  p := p + b;
end;

```


Са s ћемо да означимо вредност првог бита кодне речи која се тренутно декодује, b означава дужину кодне речи, p је показивач на први бит следеће кодне речи а r означава број декодованих кодних речи. Претпоставимо да је остварена синхронизација и да декодер зна кад почиње прва кодна реч. Прва кодна реч је дужине R_0 бита и биће декодована као $y(1) = x(1)$. Како смо декодовали једну кодну реч, параметар r добија вредност 1; показивач на први бит следеће кодне речи добија вредност $p = R_0 + 1$. Затим улазимо у *while* петљу која се понавља све док не завршимо декодовање M одмерака.

Ако је први бит кодне речи која се тренутно декодује нула ($s = '0'$), декодер зна да је том кодном речи кодована вредност бројача *counter_of_pairs*. Декодер тада броји узастопне нуле на почетку кодне речи све док не наиђе на прву јединицу (нека z означава тај број узастопних првих нула). Ако је $1 \leq z \leq (N+1)$, кодна реч која се декодује је облика “ $\underbrace{00 \dots 0}_z$ ”, дужине $b = z$ бита, а њоме кодована вредност бројача *counter_of_pairs* једнака је z . Прва јединица која се појавила након ових z нула не припада овој кодној речи већ представља први бит следеће кодне речи. Ако је $z \geq (N+2)$, декодер зна да је кодна реч која се тренутно декодује облика “ $\underbrace{00 \dots 0}_z \underbrace{1xx \dots x}_{k+l}$ ”; декодер прво израчунава вредност помоћне променљиве l као $l = z - (N+2)$; декодер тада зна да је дужина те кодне речи $b = z+k+l+1$ бита; вредност бројача *counter_of_pairs* кодована овом кодном речи једнака је $N+k+3 + \sum_{j=0}^{l-1} 2^{k+j} + \alpha$, где је α целобројна вредност која одговара $(k+l)$ -битној кодној речи $\underbrace{xx \dots x}_{k+l}$ природног бинарног кода. Када декодер израчуна вредност бројача *counter_of_pairs*, репрезентационе вредности $y(r+1), y(r+2), \dots, y(r+2\text{counter_of_pairs})$ добијају вредност једнаку вредности параметра *level*. Пошто је декодовано 2counter_of_pairs нових одмерака, вредност параметра r се увећава за 2counter_of_pairs .

Ако је први бит кодне речи која се тренутно декодује једнак јединици ($s = '1'$), декодер броји узастопне јединице на почетку кодне речи све док не дође до прве нуле (овај број узастопних јединица означаћемо са q). Ако је $1 \leq q \leq N$, то значи да је овом кодном речи кодована квантована разлика y_{dif_1} . Кодна реч је облика “ $\underbrace{11 \dots 1}_q 0$ ”и њена дужина је $b = q + 1$ бита. Ако је q непаран број ($q = 2g-1$), кодна реч означава g -ти позитивни репрезентациони ниво t_g квантизера Q , тј. $y_{dif_1} = t_g = (g-1)\Delta+d$. Ако је q паран број ($q = 2g$), кодна реч означава g -ти негативни репрезентациони ниво t_{-g} квантизера Q , тј. $y_{dif_1} = t_{-g} = -((g-1)\Delta+d)$. Декодер прво одређује вредност за q , онда

израчунава g као $g = \lfloor (q + 1)/2 \rfloor$, затим се израчунава y_{dif_1} као $y_{dif_1} = (-1)^{q+1} ((g-1)\Delta+d)$ и на крају се израчунава репрезентациона вредност $y(r+1) = level + y_{dif_1}$. Параметар $level$ добија нову вредност $level = y(r+1)$. У овом случају је само један одмерак декодован, па се r повећава за 1.

Ако је $(N+1) \leq q \leq (N+k+1)$, то значи да је том кодном речи кодован бројач $counter_of_pairs$. Кодна реч је облика “ $\underbrace{11 \dots 1}_q 0$ ” са дужином $b = q + 1$ бита. Вредност бројача $counter_of_pairs$ је $q+1$. Репрезентационе вредности $y(r+1), y(r+2), \dots, y(r+2counter_of_pairs)$ добијају вредност једнаку вредности параметра $level$ а r се увећава за $2counter_of_pairs$.

Ако је $q = N+k+2$, кодном речи је кодована квантована разлика y_{dif_1} једнака репрезентационом нивоу позитивног интервала прекорачења квантизера Q , $y_{dif_1} = t_{ov} = (N/2)\Delta+c$. Кодна реч је облика “ $\underbrace{11 \dots 1}_{N+k+2} 0$ ”, дужине $b = N+k+3$ бита. Израчунава се репрезентациона вредност као $y(r+1) = level + y_{dif_1}$. Параметар $level$ добија нову вредност $level = y(r+1)$. Пошто је декодован један одмерак, r се увећава за 1.

Ако је $q = N+k+3$, тада је кодном речи кодована квантована разлика y_{dif_1} једнака репрезентационом нивоу негативног интервала прекорачења квантизера Q $y_{dif_1} = t_{-ov} = -(N/2)\Delta-c$. Кодна реч је облика “ $\underbrace{11 \dots 1}_{N+k+3}$ ”, дужине $b = N+k+3$ бита. Израчунава се репрезентациона вредност $y(r+1) = level + y_{dif_1}$. Параметар $level$ добија нову вредност $level = y(r+1)$. Пошто је декодован један одмерак, r се увећава за 1.

Коначно, када се заврши декодовање тренутне кодне речи, показивач првог бита следеће кодне речи p се увећа за b .

2.3.5. Испитивање једнозначне декодабилности ентропијског кода

Једна од најбитнијих ствари приликом пројектовања ентропијских кодова јесте да се обезбеди једнозначна декодабилност кода. Да би били сигурни да је ентропијски код предложен у овом поглављу једнозначно декодабилан, извршићемо проверу (тестирање), применом предложеног кода на конкретне мерне сигнале.

У предложеном моделу компресије може да се врши кодовање и пренос два параметра: бројача $counter_of_pairs$ или квантоване разлике y_{dif_1} . Ако се преноси бројач $counter_of_pairs$, на улаз кодера се доводи његова вредност коју кодер кодује на начин

описан у поглављу 2.3.2; ако се преноси квантована разлика y_{dif_1} , на улаз кодера се доводи индекс репрезентационог нивоа квантизера за квантизацију разлике, који се у кодери кодује на начин описан у поглављу 2.3.3.

Формираћемо следеће низове: А, В, С, Y, А1, В1 и С1. Елементи низа А могу да узму само две вредности (0 или 1) и дефинишу шта се кодује у датом тренутку (бројач *counter_of_pairs* или квантована разлика y_{dif_1}) а елементи низа В дефинишу вредност онога што се кодује. Наиме, ако се у датом тренутку кодује бројач *counter_of_pairs*, елемент низа А добиће вредност 1 (тј. $A(i) = 1$) а одговарајући елемент низа В ($B(i)$) добија вредност једнаку вредности бројача *counter_of_pairs*; ако се кодује квантована разлика y_{dif_1} , елемент низа А добија вредност 2 ($A(i) = 2$) а одговарајући елемент низа В добија вредност једнаку индексу репрезентационог нивоа квантизера који одговара квантованој разлици y_{dif_1} . Низови А и В у потпуности одређују улазне податке у кодер. Елементи низа С представљају дужине кодних речи (у битовима) којима кодер кодује податке. На излазу кодера добијамо низ битова (нула и јединица) и означићемо га са Y; овај низ битова Y се преноси кроз преносни канал и доводи на улаз декодера. Декодер треба да на основу примљеног низа битова Y изврши декодовање: треба да препозна и издвоји једну по једну кодну реч и да за сваку кодну реч одреди који параметар је њоме кодован (*counter_of_pairs* или y_{dif_1}) и да одреди вредност кодованог параметра. На основу рада декодера формирају се низови А1, В1 и С1. Ако декодер процени да је датом кодном речи кодован бројач *counter_of_pairs*, елемент низа А1 добија вредност 1 а одговарајући елемент низа В1 добија вредност једнаку декодованој вредности бројача; ако декодер одлучи да дата кодна реч представља квантовану разлику y_{dif_1} , елемент низа А1 добија вредност 2 а одговарајући елемент низа В1 добија вредност једнаку декодованој вредности индекса репрезентационог нивоа квантизера за квантизацију разлике. Елементи низа С1 представљају дужине (тј. број битова) декодованих кодних речи. Низови А1, В1 и С1 одређују излазне податке из декодера. Декодовање је исправно (тј. код је једнозначно декодабилан) ако су улазни подаци у кодер једнаки излазним подацима из декодера. Ово је испуњено ако важи да су низови А, В, С и низови А1, В1, С1 једнаки, респективно.

Исправност декодовања је на овај начин испитана на већем броју сигнала и сваки пут се показало да је декодовање било исправно. Овде ћемо приказати пример испитивања исправности декодовања за случај ЕКГ сигнала из МПТ базе [55] са ознаком

119_1. Како низови А, В, С, Y, А1, В1 и С1 имају велики број елемената (преко 1500), приказаћемо само првих 50 елемената ових низова.

A = (1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1
2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 2 1 2 1 2 2
2 2 2 2 2 2 2 2 2 ...)

B = (27 1 6 1 2 1 3 1 4 1 6 -1 2 -1 1 -1 1 -1 6 -1
7 1 34 -1 2 1 12 1 3 1 1 1 1 -1 3 -1 -1 3 -1 15
1 -1 1 2 1 1 2 2 1 1 ...)

C = (11 2 6 2 2 2 3 2 4 2 6 3 2 3 1 3 1 3 6 3 7
2 11 3 2 2 9 2 3 2 1 2 1 3 3 3 3 3 3 9 2 3
2 7 2 2 7 7 2 2 ...)

Y = (0 0 0 0 0 0 1 1 0 0 0 1 0 1 1 1 1 1 0 1 0
0 0 1 0 0 0 0 1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 1 1 1 0
1 1 0 0 0 1 1 0 ...)

A1 = (1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2
1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 1 2 2 1 2 1
2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 2 ...)

B1 = (27 1 6 1 2 1 3 1 4 1 6 -1 2 -1 1 -1 1 -1 6 -1
7 1 34 -1 2 1 12 1 3 1 1 1 1 -1 3 -1 -1 3 -1 15
1 -1 1 2 1 1 2 2 1 1 ...)

C1 = (11 2 6 2 2 2 3 2 4 2 6 3 2 3 1 3 1 3 6 3
7 2 11 3 2 2 9 2 3 2 1 2 1 3 3 3 3 3 3 9
2 3 2 7 2 2 7 7 2 2 ...)

Видимо да су низови А и А1, В и В1, С и С1 једнаки, што потврђује исправност декодовања, тј. једнозначну декодабилност кода.

2.4. Модел за компресију мерних сигнала на бази линеаризованог продуктног поларног квантизера и ентропијског кодовања

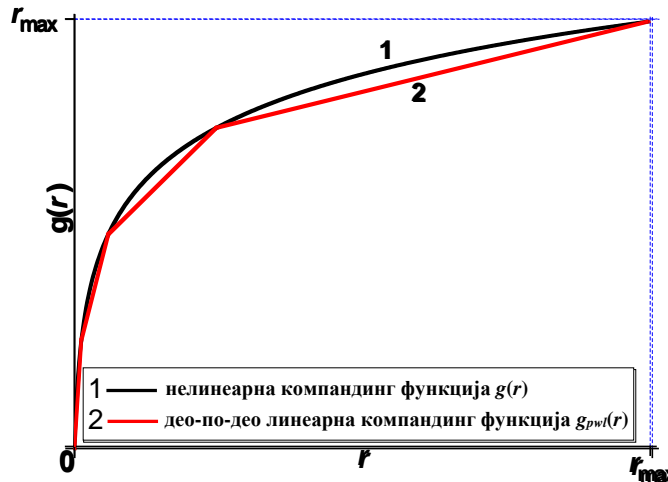
У поглављу 2.1.2 је разматран продуктни поларни квантизер. Овај квантизер се често реализује са нелинеарном логаритамском компандинг функцијом $g(r)$ јер је комбинација продуктног поларног квантизера и логаритамске компандинг функције посебно погодна за реализацију робустних квантизера за квантизацију нестационарних сигнала. Нелинеарност компандинг функције $g(r)$ знатно отежава практичну реализацију продуктног поларног квантизера. Да би поједноставили реализацију квантизера, извршићемо линеаризацију компандинг функције $g(r)$, што значи да ће нелинеарна компандинг функција $g(r)$ бити апроксимирана део-по-део линеарном компандинг функцијом $g_{pwl}(r)$ [74]. Продуктни поларни квантизер са линеаризованом компандинг функцијом назваћемо линеаризовани продуктни поларни квантизер. Прво ћемо приказати пројектовање линеаризованог продуктног поларног квантизера у генералном облику, тј. за било коју компандинг функцију [105], а онда ће добијени резултати бити примењени на квантизер са логаритамском компандинг функцијом са μ законом [105, 106]. У циљу постизања компресије, пројектоваћемо ентропијски код за кодовање репрезентационих тачака квантизера.

2.4.1. Пројектовање линеаризованог продуктног поларног квантизера

Део-по-део линеарна компандинг функција $g_{pwl}(r)$ састоји се од P линеарних сегмената. Свих P линеарних сегмената садржи исти број ($L_1 = L/P$) униформних амплитудских нивоа. За почетак ћемо узети да је максимална амплитуда линеаризованог продуктног поларног квантизера једнака максималној амплитуди r_{\max} нелинеаризованог продуктног поларног квантизера. Са t_k , $k = 0, \dots, P$, означимо границе између линеарних сегмената, при чему важи да је $t_0 = 0$ и $t_P = r_{\max}$. Приликом линеаризације компандинг функције мора да буде испуњен услов да нелинеарна компандинг функција $g(r)$ и део-по-део линеарна компандинг функција $g_{pwl}(r)$ имају исте вредности у границама сегмената t_k , тј. треба да важи $g_{pwl}(t_k) = g(t_k)$, $k = 0, \dots, P$. На основу овог услова, границе између сегмената t_k могу да се израчунају решавањем следећих једначина:

$$g(t_k) = k \cdot \frac{r_{\max}}{P}, k = 0, \dots, P. \quad (2.54)$$

На слици 2.11 је дат пример линеаризације нелинеарне компандинг функције $g(r)$ помоћу део-по-део линеарне компандинг функције $g_{pwl}(r)$ са $P = 4$ линеарна сегмента.



Слика 2.11. Линеаризација компандинг функције $g(r)$ са $P = 4$ линеарна сегмента

Линеаризација нелинеарне компандинг функције $g(r)$ (тј. апроксимација компандинг функције $g(r)$ део-по-део линеарном компандинг функцијом $g_{pwl}(r)$) ствара грешку линеаризације. Са слике 2.11 можемо да видимо да је апроксимација функције $g(r)$ функцијом $g_{pwl}(r)$ најлошија у задњем P -том линеарном сегменту, тј. P -ти сегмент највише доприноси грешци линеаризације. У циљу побољшања перформанси линеаризованог продуктног поларног квантизера, извршићемо малу модификацију линеаризованог продуктног поларног квантизера. Заправо, извршићемо оптимизацију задњег P -тог линеарног сегмента оптимизацијом максималне амплитуде квантизера. Са r_{\max}^* означићемо нову, оптимизовану вредност максималне амплитуде. Првих $(P - 1)$ линеарних сегмената остају исти; такође, границе између сегмената t_k , $k = 0, \dots, (P - 1)$ и даље имају исте вредности, добијене решавањем једначина (2.54). Једино се мења задњи сегмент и горња граница задњег сегмента која сада постаје $t_P = r_{\max}^*$.

Сада ћемо размотрити перформансе линеаризованог продуктног поларног квантизера. Укупна дисторзија једнака је збиру грануларне дисторзије и дисторзије прекорачења: $D(\sigma) = D_g(\sigma) + D_{ov}(\sigma)$. У раду [99] је показано да грануларна дисторзија може да се изрази у облику збира две компоненте $D_g(\sigma) = D_{g1}(\sigma) + D_{g2}(\sigma)$, при чему је:

$$D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L \int_{r_{i-1}}^{r_i} (r - m_i)^2 f_r(r, \sigma) dr, \quad (2.55)$$

$$D_{g2}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^L \int_{r_{i-1}}^{r_i} \frac{r m_i \pi^2}{3M^2} f_r(r, \sigma) dr. \quad (2.56)$$

Члан $\frac{1}{2}$ на почетку претходних израза означава да изрази за $D_{g1}(\sigma)$ и $D_{g2}(\sigma)$ означавају дисторзију по једној димензији.

Дефинишимо параметре линеаризованог продуктног поларног квантизера: $r_{k,l}$, ($k = 1, \dots, P$, $l = 1, \dots, L/P$) означава l -ти праг одлуке за r координату у k -том сегменту; $m_{k,l}$ означава l -ти репрезентациони ниво за r координату у k -том сегменту; $\Delta r_k \equiv r_{k,l} - r_{k,l-1} = (t_k - t_{k-1})/L = P(t_k - t_{k-1})/L$ означава корак квантизације у k -том сегменту. Важи да је $m_{k,l} = (r_{k,l-1} + r_{k,l})/2$, $r_{k,l-1} = m_{k,l} - \Delta r_k$ и $r_{k,l} = m_{k,l} + \Delta r_k$.

За линеаризовани продуктни поларни квантизер изрази (2.55) и (2.56) могу да се напишу у следећем облику:

$$D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P \sum_{l=1}^{L/P} \int_{r_{k,l-1}}^{r_{k,l}} (r - m_{k,l})^2 f_r(r, \sigma) dr, \quad (2.57)$$

$$D_{g2}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P \sum_{l=1}^{L/P} \int_{r_{k,l-1}}^{r_{k,l}} \frac{r m_{k,l} \pi^2}{3M^2} f_r(r, \sigma) dr. \quad (2.58)$$

За асимптотску анализу може да се примени следећа апроксимација:

$$f_r(r, \sigma) \approx f_r(m_{k,l}, \sigma) \text{ за } r_{k,l-1} \leq r < r_{k,l}. \quad (2.59)$$

Из израза (2.57) и (2.59) следи да је $D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P \sum_{l=1}^{L/P} f_r(m_{k,l}, \sigma) \int_{r_{k,l-1}}^{r_{k,l}} (r - m_{k,l})^2 dr =$

$\frac{1}{2} \sum_{k=1}^P \sum_{l=1}^{L/P} f_r(m_{k,l}, \sigma) \int_{-\Delta r_k/2}^{\Delta r_k/2} t^2 dt$. Решавајући интеграл добијамо:

$$D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P \sum_{l=1}^{L/P} f_r(m_{k,l}, \sigma) \frac{\Delta r_k^3}{12}. \quad (2.60)$$

Из израза (2.60) следи да је $D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P \frac{\Delta r_k^2}{12} \sum_{l=1}^{L/P} f_r(m_{k,l}, \sigma) \Delta r_k$. Када се сумирање

замени интегралом добија се да је $D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{24} \left(\frac{P}{L}\right)^2 \sum_{k=1}^P (t_k - t_{k-1})^2 \int_{t_{k-1}}^{t_k} f_r(r, \sigma) dr$. За

$f_r(r, \sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$ имамо:

$$D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{24} \left(\frac{P}{L} \right)^2 \sum_{k=1}^P (t_k - t_{k-1})^2 \left(\exp\left(-\frac{t_{k-1}^2}{2\sigma^2}\right) - \exp\left(-\frac{t_k^2}{2\sigma^2}\right) \right). \quad (2.61)$$

Како је $t_P = r_{\max}^*$, израз (2.61) може да се напише у облику:

$$D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{24} \left(\frac{P}{L} \right)^2 \sum_{k=1}^{P-1} (t_k - t_{k-1})^2 \left(\exp\left(-\frac{t_{k-1}^2}{2\sigma^2}\right) - \exp\left(-\frac{t_k^2}{2\sigma^2}\right) \right) + \frac{1}{24} \left(\frac{P}{L} \right)^2 (r_{\max}^* - t_{P-1})^2 \left(\exp\left(-\frac{t_{P-1}^2}{2\sigma^2}\right) - \exp\left(-\frac{(r_{\max}^*)^2}{2\sigma^2}\right) \right). \quad (2.62)$$

Полазећи од (2.58) и (2.59), добијамо $D_{g2}(\sigma) = \frac{\pi^2}{6M^2} \sum_{k=1}^P \sum_{l=1}^{L/P} f_r(m_{k,l}, \sigma) m_{k,l} \int_{r_{k,l-1}}^{r_{k,l}} r dr =$

$$\frac{\pi^2}{6M^2} \sum_{k=1}^P \sum_{l=1}^{L/P} f_r(m_{k,l}, \sigma) m_{k,l} \cdot \frac{(r_{k,l} + r_{k,l-1})(r_{k,l} - r_{k,l-1})}{2} = \frac{\pi^2}{6M^2} \sum_{k=1}^P \sum_{l=1}^{L/P} f_r(m_{k,l}, \sigma) m_{k,l}^2 \Delta r_k. \quad \text{Када}$$

сумирање заменимо интегралњем добија се $D_{g2}(\sigma) = \frac{\pi^2}{6M^2} \sum_{k=1}^P \int_{t_{k-1}}^{t_k} r^2 f_r(r, \sigma) dr$. Како је

$M = N/L$, имамо да је

$$D_{g2}(\sigma) = \frac{\pi^2}{6} \frac{L^2}{N^2} \int_0^{r_{\max}^*} r^2 f_r(r, \sigma) dr. \quad (2.63)$$

За $f_r(r, \sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$ добијамо следећи израз:

$$D_{g2}(\sigma) = \sigma^2 \frac{\pi^2}{3} \frac{L^2}{N^2} \left[1 - \left(1 + \frac{(r_{\max}^*)^2}{2\sigma^2} \right) \exp\left(-\frac{(r_{\max}^*)^2}{2\sigma^2}\right) \right]. \quad (2.64)$$

У раду [99] је показано да дисторзија прекорачења $D_{ov}(\sigma)$ може да се изрази као

$$D_{ov}(\sigma) = \frac{1}{2} \int_{r_{\max}}^{+\infty} \left[(r - m_L)^2 + \frac{r m_L \pi^2}{3M^2} \right] f_r(r, \sigma) dr. \quad \text{Ако искористимо апроксимацију } m_L \approx r_{\max}$$

(која се уобичајено користи у асимптотској анализи), и ако уместо r_{\max} ставимо r_{\max}^* , за

функцију $f_r(r, \sigma) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$ добија се следећи израз за дисторзију прекорачења:

$$D_{ov}(\sigma) = e^{-(r_{\max}^*)^2/(2\sigma^2)} \cdot \left(\sigma^2 + \frac{(r_{\max}^*)^2}{6M^2} \right) + \operatorname{erfc}\left(\frac{r_{\max}^*}{\sqrt{2}\sigma}\right) \frac{r_{\max}^* \sigma}{6M^2} \sqrt{\frac{\pi}{2}} (-6M^2 + \pi^2). \quad (2.65)$$

Израз за укупну дисторзију D добија се као сума израза (2.62), (2.64) и (2.65).

Параметри квантизера се увек одређују за референтну вредност варијансе σ_0^2 (без губљења општости узећемо да је $\sigma_0^2 = 1$). За референтну варијансу укупна дисторзија D постаје функција само једне променљиве r_{\max}^* . Оптимална вредност за r_{\max}^* одређује се минимизацијом укупне дисторзије D при референтној варијанси σ_0^2 .

Приликом пројектовања линеаризованог продуктног поларног квантизера, вредности параметара r_{\max} , N , L , M и P су унапред познате. Пројектовање се састоји из следећих корака [105]:

1. Израчунати t_k , $k = 1, \dots, (P-1)$ решавањем једначине (2.54).
2. Одредити r_{\max}^* минимизацијом укупне дисторзије D за референтну варијансу σ_0^2 .
3. Униформно поделити сегменте $[t_{k-1}, t_k)$, $k = 1, \dots, (P-1)$ и $[t_{P-1}, r_{\max}^*)$ на L/P амплитудских нивоа.
4. Униформно поделити сваки амплитудски кружни прстен на M фазних нивоа.

Предложени метод линеаризације је генералног карактера јер важи за било коју компандинг функцију $g(r)$. Променом компандинг функције $g(r)$ добијају се друге вредности параметара t_k , али принцип линеаризације остаје исти.

Да би доказали исправност предложеног модела линеаризације, треба доказати конвергенцију израза за дисторзију пре и после линеаризације. Кад $P \rightarrow L$ тада $r_{\max}^* \rightarrow r_{\max}$ па изрази (2.64) и (2.65) за $D_{g_2}(\sigma)$ и $D_{ov}(\sigma)$ конвергирају ка изразима (2.19) и (2.22). Остаје још да докажемо конвергенцију израза (2.60) за $D_{g_1}(\sigma)$ ка изразу (2.18), што ћемо урадити у следећој теорему.

Теорема. За линеаризовани продуктни поларни квантизер важи следећа конвергенција:

$$\lim_{P \rightarrow L} D_{g_1}(\sigma) = \frac{r_{\max}^2}{24L^2} \int_0^{r_{\max}} \frac{f_r(r, \sigma)}{(g'(r))^2} dr. \quad (2.66)$$

Доказ. Дефинишимо y_k као $y_k = (t_{k-1} + t_k)/2$. Тада важи:

$$\lim_{P \rightarrow L} f_r(m_{k,l}, \sigma) = f_r(y_k, \sigma). \quad (2.67)$$

Из компандинг теорије [1] следи $g'(y_k) = \Delta / \Delta r_k$, где је $\Delta = r_{\max} / L$. Одатле добијамо да

је $\Delta r_k = r_{\max} / (Lg'(y_k))$. Из (2.60) и (2.67) следи $\lim_{P \rightarrow L} D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P f_r(y_k, \sigma) \frac{\Delta r_k^3}{12} \sum_{l=1}^{L/P} 1$. Како

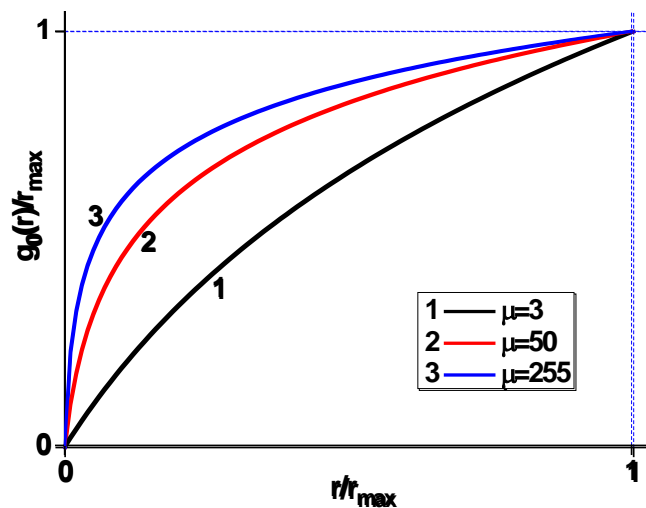
је $\lim_{P \rightarrow L} \sum_{l=1}^{L/P} 1 = 1$, следи да је $\lim_{P \rightarrow L} D_{g1}(\sigma) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^P f_r(y_k, \sigma) \frac{\Delta r_k^3}{12} = \frac{1}{24} \sum_{k=1}^P f_r(y_k, \sigma) \Delta r_k^2 \Delta r_k =$

$\frac{r_{\max}^2}{24L^2} \sum_{k=1}^P f_r(y_k, \sigma) \frac{f_r(y_k, \sigma)}{(g'(y_k))^2} \Delta r_k$. Када се сумирање замени интегралањем добија се израз

(2.66), чиме је тврђење теореме доказано. ■

2.4.2. Линеаризација продуктног поларног квантизера са логаритамском μ компандинг функцијом

Сада ћемо претходно описани метод линеаризације да применимо на продуктни поларни квантизер са логаритамском компандинг функцијом на бази μ закона, која је дефинисана изразом (2.24). Ова компандинг функција је приказана на слици 2.12, за различите вредности параметра μ . Видимо да нелинеарност компандинг функције расте са порастом вредности параметра μ .



Слика 2.12. Логаритамска μ компандинг функција за различите вредности параметра μ

Границе између сегмената могу да се израчунају као:

$$t_k = \frac{r_{\max}}{\mu} \left((\mu + 1)^{k/P} - 1 \right), \quad k = 0, \dots, P-1. \quad (2.68)$$

Чињеница да се код логаритамске компандинг функције са μ законом израз за рачунање граница између сегмената t_k добија у затвореном облику значајно олакшава практичну реализацију квантизера. Ово је важна предност логаритамске компандинг функције са μ

законом у односу на друге компандинг функције (нпр. у односу на оптималну компандинг функцију где је потребно решавати интегралне једначине да би израчунали границе између сегмената t_k).

Сада ћемо приказати нумеричке резултате за линеаризован продуктни поларни квантизер са логаритамском компандинг функцијом са μ законом. Анализираћемо утицај параметара μ и P на перформансе квантизера и на грешку линеаризације. Циљ је остварити што већи SNR са што мањом комплексношћу квантизера (тј. са што мањим бројем линеарних сегмената P).

У Табели 2.6 су дати нумерички резултати за линеаризовани продуктни поларни квантизер, за различите вредности параметара N , μ и P . Вредности за r_{\max} за разматране квантизере су узете из Табеле 2.1. Вредности за L се добијају тако што се вредности из Табеле 2.1 заокруже на најближи цео број дељив са P . Вредности за M се рачунају као $M = N/L$. У Табели 2.6 су дате вредности за r_{\max}^* , добијене оптимизацијом задњег сегмента. Приказане су вредности за SNR за линеаризовани продуктни поларни квантизер са оптимизацијом задњег сегмента добијене теоријским путем (SNR^{th}), као и симулацијом (SNR^{sim}) у програмском пакету MATLAB, у којој смо користили 1000000 случајних узорака са Гаусовом расподелом генерисаних функцијом `randn`. У циљу поређења приказане су и вредности за SNR за линеаризовани продуктни поларни квантизер без оптимизације задњег сегмента (где је $r_{\max}^* = r_{\max}$), као и SNR за нелинеаризовани продуктни поларни квантизер из Табеле 2.1.

Табела 2.6. Нумерички резултати за линеаризовани продуктни поларни квантизер

| μ | N | P | (L, M) | r_{\max}^* | Са оптимизацијом | | SNR th [dB] | SNR [dB] |
|-------|-----------------|-----|-----------|--------------|------------------------|-------------------------|------------------------|----------------|
| | | | | | SNR th [dB] | SNR ^{sim} [dB] | Без оптимизације | Нелинеаризован |
| 3 | 2 ¹¹ | 4 | (32,64) | 3.87 | 28.58 | 28.52 | 28.57 | 28.71 |
| | | 8 | (32,64) | 4.06 | 28.65 | 28.62 | 28.61 | |
| | | 16 | (32,64) | 4.12 | 28.67 | 28.64 | 28.62 | |
| 50 | 2 ¹⁴ | 4 | (104,158) | 4.04 | 35.60 | 35.60 | 35.06 | 35.74 |
| | | 8 | (104,158) | 4.40 | 35.66 | 35.65 | 35.62 | |
| | | 16 | (112,146) | 4.76 | 35.66 | 35.66 | 35.66 | |
| 255 | 2 ¹⁴ | 4 | (120,137) | 3.90 | 34.21 | 34.18 | 33.01 | 34.45 |
| | | 8 | (120,137) | 4.21 | 34.45 | 34.46 | 34.20 | |
| | | 16 | (128,128) | 4.68 | 34.37 | 34.37 | 34.36 | |

За мале вредности μ (нпр. $\mu=3$) компандинг функција $g(r)$ је веома блиска линеарној функцији (слика 2.12), тако да је грешка линеаризације мала чак и за мали број сегмената (нпр. $P = 4$), а такође видимо да оптимизација задњег сегмента не доводи до

значајнијег повећања SNR-а тако да оптимизација не мора ни да се ради (може да се узме да је $r_{\max}^* = r_{\max}$).

За средње и велике вредности параметра μ (нпр. $\mu=50$ и $\mu=255$) линеаризација са оптимизацијом задњег сегмента постиже SNR веома близак SNR-у нелинеаризованог квантизера чак и за мали број сегмената ($P=4$). Такође, видимо да за мали број сегмената ($P=4$) линеаризација са оптимизацијом задњег сегмента даје знатно већи SNR у односу на линеаризацију без оптимизације задњег сегмента. Видимо да линеаризацијом са оптимизацијом задњег сегмента са $P=4$ сегмента добијамо SNR који би добили линеаризацијом без оптимизације задњег сегмента са $P=8$ сегмената. Повећањем броја сегмената P смањује се добитак услед оптимизације задњег сегмента јер се смањује величина задњег сегмента па самим тим и његов утицај на грешку линеаризације.

Важан допринос дисертације јесте линеаризација са оптимизацијом задњег сегмента, која омогућава да се линеаризованим продуктним поларним квантизером мале комплексности (са малим бројем сегмената, нпр. $P=4$) постигну одличне перформансе блиске перформансама нелинеаризованог продуктног поларног квантизера.

2.4.3. Анализа утицаја линеаризације на робустност квантизера

У наставку ћемо анализирати утицај линеаризације и броја линеарних сегмената P на робустност продуктног поларног квантизера са логаритамским μ законом. Разматраћемо случај $\mu=255$ за који квантизер има велику робустност на промену варијансе [107]. На сликама 2.13 а) и б) приказан је SNR у широком опсегу варијансе σ^2 за линеаризовани продуктни поларни квантизер са логаритамским μ законом, за случајеве $P=4$ и $P=8$. Приказане су криве за SNR и за линеаризацију са оптимизацијом задњег сегмента и за линеаризацију без оптимизације задњег сегмента, а у циљу поређења приказан је и SNR за нелинеаризовани квантизер. Сви разматрани квантизери имају $N=2^{14}$ ћелија. Разматраћемо понашање квантизера у широком опсегу варијанси σ^2 [dB] $\in (-40$ dB, 0 dB) у односу на референтну варијансу σ_0^2 . За варијансе σ^2 [dB] блиске 0 dB (тј. за варијансе сигнала σ^2 блиске референтној варијанси σ_0^2), линеаризација са оптимизацијом задњег сегмента даје значајно повећање SNR-а у односу на линеаризацију без оптимизације. Међутим, како се варијанса сигнала σ^2 смањује, SNR криве за линеаризацију са и без оптимизацију постају све ближе, а када се варијанса довољно смањи ове две криве постају идентичне. То је због тога што се при малим

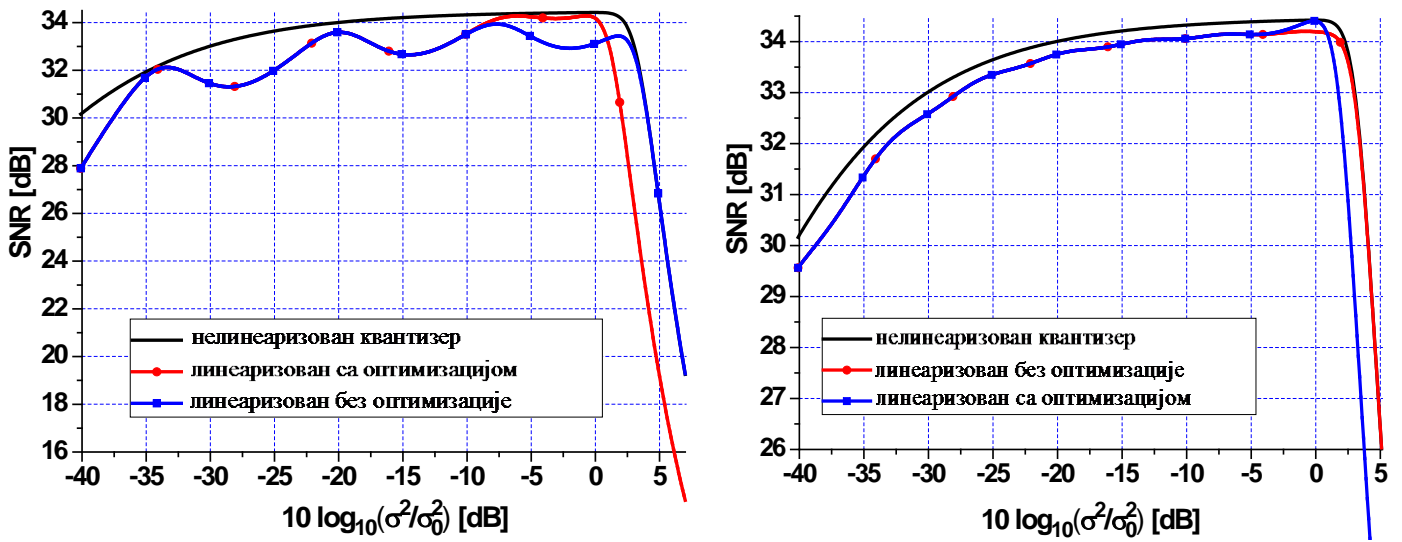
варијансама сигнала углавном користе унутрашњи делови квантизера а задњи сегмент се уопште и не користи па ни његова оптимизација нема утицаја. За варијансе σ^2 [dB] > 0 dB видимо да SNR драстично опада због дисторзије прекорачења која је у тој области доминантна; квантизер није ни намењен да се користи за ове варијансе.

На слици 2.14 приказане су SNR криве за три линеаризована продуктна поларна квантизера са μ законом, за параметре $P = 4$, $P = 8$ и $P = 16$. Извршена је линеаризација са оптимизацијом задњег сегмента. У циљу поређења дата је и SNR крива за нелинеаризовани квантизер. Сви квантизери имају $N = 2^{14}$ ћелија а за μ је узета вредност $\mu=255$. Параметри ових квантизера дати су у Табелама 2.1 и 2.6. Можемо да видимо да SNR крива за линеаризовани квантизер са $P = 4$ сегмента има таласаст карактер и да највише одступа од SNR криве нелинеаризованог квантизера. Када су у питању линеаризовани квантизери са $P = 8$ и $P = 16$ сегмената, таласасто понашање SNR кривих је скоро занемарљиво и ове криве су близу SNR криве нелинеаризованог квантизера, при чему је крива за $P = 16$ веома близу. Што је SNR крива линеаризованог квантизера ближа SNR криви нелинеаризованог квантизера, грешка линеаризације је мања. Да би добили и квантитативни увид у грешку линеаризације, израчунаћемо и средњи однос сигнал/шум SNR_{av} [dB] у опсегу варијанси σ^2 [dB] $\in (-40 \text{ dB}, 0 \text{ dB})$. Вредности за SNR_{av} [dB] за различите типове квантизера су приказани у Табели 2.7.

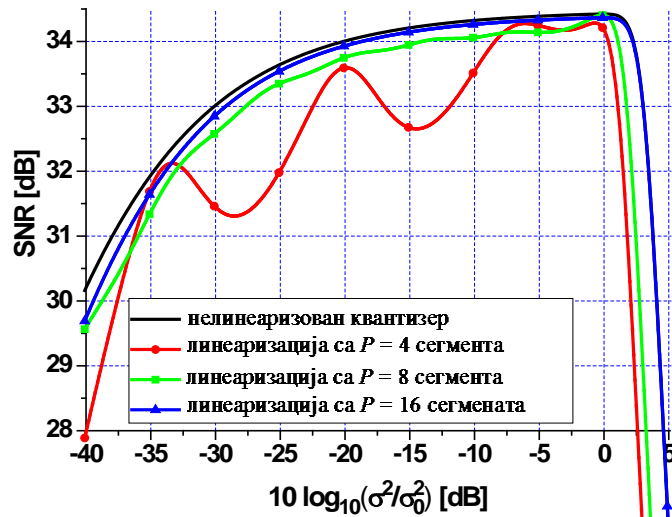
Табела 2.7. Средњи SNR у опсегу варијансе (-40 dB, 0 dB) за различите типове квантизера

| SNR _{av} [dB] | | | |
|------------------------|---------|----------|-----------------|
| Линеаризовани | | | Нелинеаризовани |
| $P = 4$ | $P = 8$ | $P = 16$ | |
| 32.58 | 33.17 | 33.37 | 33.50 |

Можемо да изведемо закључак по питању пројектовања робустних линеаризованих продуктних поларних квантизера. За линеаризовани квантизер са $P = 4$ сегмента средњи SNR је најмањи (мањи за више од 1 dB од средњег SNR-а за нелинеаризовани квантизер), и SNR крива има највећу таласност. Ипак, решење са $P = 4$ сегмента има најмању комплексност и може да буде прихватљиво тамо где је битна једноставност решења. Сматрамо да линеаризовани квантизер са $P = 8$ сегмената представља оптимално решење јер има веома добре перформансе а умерену комплексност. Линеаризовани квантизер са $P = 16$ сегмената има још боље перформансе али и већу комплексност и треба га користити тамо где се захтевају тако добре перформансе.



Слика 2.13. Зависност SNR-а од снаге сигнала σ^2 за продуктни поларни квантизер са линеаризованом логаритамском μ компандинг функцијом са а) $P = 4$ и б) $P = 8$ сегмената [105].



Слика 2.14. SNR криве за три линеаризована продуктна поларна квантизера са $P = 4, 8$ и 16 линеарних сегмената [105].

2.4.4. Ентропијски код за линеаризовани продуктни поларни квантизер

У овом поглављу ћемо предложити ентропијски код за кодовање репрезентационих тачака линеаризованог продуктног поларног квантизера, у циљу смањења битске брзине.

Ако имамо укупно N квантизационих тачака и P линеарних сегмената, у сваком линеарном сегменту се налази исти број тачака, једнак N/P . Укупан број квантизационих тачака је степен двојке $N = 2^{2R_0}$, где је R_0 иницијална битска брзина за пројектовање квантизера. Касније ћемо видети да ће реална битска брзина R бити мања од иницијалне

брзине R_0 због примене ентропијског кода. Дакле, R_0 би била битска брзина у случају да се кодовање врши кодним речима фиксне дужине а R је брзина када се кодовање врши ентропијским кодом. Узећемо и да је број линеарних сегмената степен двојке $P = 2^\theta$. То значи да је број тачака у сваком линеарном сегменту такође степен двојке $\frac{N}{P} = 2^{2R_0 - \theta} = 2^\beta$, где је $\beta = 2R_0 - \theta$.

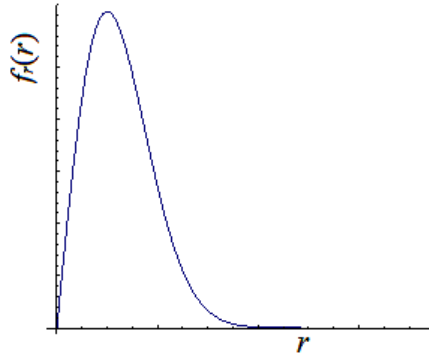
Ентропијски код је прилагођен структури линеаризованог квантизера, што значи да се кодовање врши по линеарним сегментима. Кодне речи за кодовање тачака у k -том линеарном сегменту имају облик $\underbrace{11 \dots 1}_{\alpha_k} 0 \underbrace{xx \dots x}_{\beta}$. Првих $(\alpha_k + 1)$ бита служи за кодовање линеарног сегмента; k -ти сегмент се кодује са α_k узастопних јединица иза којих се налази једна нула која је убачена како би код био једнозначно декодабилан. Задњих β бита у кодној речи служи за кодовање 2^β репрезентационих тачака у датом линеарном сегменту.

Дужина кодних речи за k -ти линеарни сегмент је $l_k = \alpha_k + 1 + \beta$. Вероватноћа k -тог линеарног сегмента P_k је дефинисана следећим изразима: $P_1 = \int_0^{t_1} f_r(r) dr = 1 - e^{-\frac{t_1^2}{2}}$; $P_k = \int_{t_{k-1}}^{t_k} f_r(r) dr = e^{-\frac{t_{k-1}^2}{2}} - e^{-\frac{t_k^2}{2}}$, $k = 2, \dots, P-1$; $P_P = \int_{t_{P-1}}^{+\infty} f_r(r) dr = e^{-\frac{(t_{P-1})^2}{2}}$. Средња битска брзина рачуна се према следећем изразу: $R = \sum_{k=1}^P l_k \cdot P_k$.

Треба да одредимо вредности параметара α_k за сваки сегмент, тј. број јединица на почетку кодне речи којима се кодују тачке у том сегменту. Вредности параметара α_k зависе од вероватноће сегмената: за сегмент са највећом вероватноћом имамо $\alpha_k = 0$ (овом сегменту одговарају најкраће кодне речи у којима уопште нема почетних јединица већ се на почетку кодне речи налази нула); за сегмент са другом по реду највећом вероватноћом важи $\alpha_k = 1$, итд.; за сегмент са најмањом вероватноћом имамо $\alpha_k = P-1$ и овом сегменту одговарају најдуже кодне речи. Ово можемо и формално да запишемо. Поређаћемо вероватноће P_k у нерастући низ A , тако да је $A(1) = \max(P_1, P_2, \dots, P_P)$ и $A(P) = \min(P_1, P_2, \dots, P_P)$. Нека вероватноћи k -тог сегмента P_k одговара индекс i у низу A , тј. $A(i) = P_k$. Тада је $\alpha_k = i-1$.

Вероватноће сегмената P_k зависе од ширине сегмената $t_k - t_{k-1}$ и од вредности функције густине вероватноће амплитуде $f_r(r)$ у датом сегменту. Ширина сегмента се повећава са повећањем амплитуде; почетни сегменти имају врло малу ширину. Изглед функције $f_r(r)$ је приказан на слици 2.15. Видимо да мале амплитуде имају врло мале вероватноће а да је максимум ове функције негде у области средњих амплитуда. На

основу тога закључујемо да почетни сегменти имају врло мале вероватноће а да се сегменти са највећим вероватноћама налазе негде у области средњих амплитуда. Можемо да закључимо да не можемо унапред да одредимо редослед вероватноћа сегмената, већ морамо за сваки конкретан случај да израчунамо вероватноће сегмената, да их поређамо у нерастући низ и да одредимо вредности параметара α_k .



Слика 2.15. Функција $f_r(r)$.

У табели 2.8 су приказани нумерички резултати за линеаризовани продуктни поларни квантизер са ентропијским кодом, за различите вредности иницијалне брзине R_0 . Параметар μ има вредност $\mu = 255$ (разматрамо робустни квантизер) и број линеарних сегмената је $P = 8$ (већ смо раније утврдили да овај број сегмената представља оптимално решење). Приказане су перформансе добијене теоријом и перформансе добијене симулацијом у MATLAB-у. Видимо да су теоријски и симулационо добијене перформансе врло блиске, што потврђује исправност теорије.

Табела 2.8. Нумерички резултати за линеаризовани продуктни поларни квантизер са ентропијским кодом

| R_0 [bps] | r_{\max} | r_{\max}^* | L | M | $(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, \alpha_7, \alpha_8)$ | R [bps] | SNR [dB] теорија | SNR [dB] симулација |
|-------------|------------|--------------|-----|-----|------------------------------------------------------------------------------------|-----------|---------------------|------------------------|
| 6 | 4.65 | 3.86 | 64 | 64 | (7, 6, 5, 4, 2, 1, 0, 3) | 5.46 | 28.48 | 28.44 |
| 7 | 4.95 | 4.21 | 120 | 136 | (7, 6, 5, 4, 2, 1, 0, 3) | 6.47 | 34.45 | 34.46 |
| 8 | 5.22 | 4.57 | 240 | 273 | (7, 6, 5, 3, 2, 1, 0, 4) | 7.48 | 40.38 | 40.37 |

2.5. Модел за компресију мерних сигнала на бази мултипродуктног поларног квантизера са тростепеним хијерархијским кодовањем

У поглављу 2.1.2 је разматран униформни поларни квантизер без ограничења и показано је да овај квантизер има веома добре перформансе које га кандидују као добро решење у многим областима примене, али да има и један веома важан недостатак – велику комплексност. Постоје два узрока ове велике комплексности.

1. Структурна комплексност. Како је број фазних нивоа M_i различит на различитим амплитудским нивоима, морамо број фазних нивоа за сваки амплитудски ниво да израчунамо и запамтимо у меморији и кодера и декодера. Имамо укупно L различитих вредности за M_i које морамо да израчунамо и запамтимо у меморији. Како број амплитудских нивоа није мали (може да буде и неколико стотина за веће битске брзине), то значи да број параметара M_i које треба израчунати и запамтити у меморији није мали, што повећава комплексност и кодера и декодера (тј. и предајника и пријемника).

2. Велика комплексност декодовања. Све репрезентационе тачке квантизера се кодују кодним речима дужине $(2R)$, где је R битска брзина. Укупно имамо $N = 2^{2R}$ различитих кодних речи, по једна кодна реч за сваку репрезентациону тачку. Скуп свих 2^{2R} кодних речи зове се кодна књига. За униформни поларни квантизер без ограничења, кодовање и декодовање са врши исцрпним претраживањем целе кодне књиге. Број кодних речи у кодној књизи може да буде веома велики: на пример, за битску брзину од 8 bps, кодна књига садржи $2^{16} = 65536$ кодних речи. Због тога, исцрпно претраживање кодне књиге значајно повећава комплексност квантизера.

Циљ нашег истраживања јесте да смањимо комплексност униформног поларног квантизера без ограничења, а да истовремено сачувамо његове веома добре перформансе. У ту сврху, предлажемо квантизер добијен модификацијом униформног поларног квантизера без ограничења, који ће бити описан у наставку.

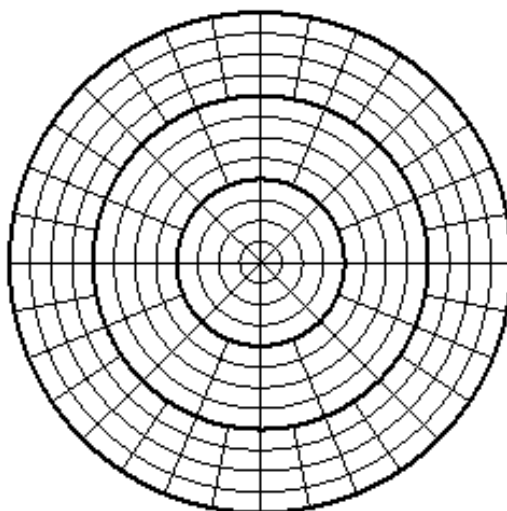
2.5.1. Мултипродуктни поларни квантизер са хијерархијским кодовањем

Као допринос дисертације предлажемо мултипродуктни поларни квантизер са хијерархијским кодовањем (МПКХК) [103]. Код овог квантизера се такође врши униформна квантизација амплитуде r , као и код униформног поларног квантизера без

ограничења (УПКБО). Ипак, код МПКХК постоје две значајне промене у односу на УПКБО, у циљу смањења комплексности.

Прва промена јесте формирање сегмената [108]. Код МПКХК имамо да се L_0 суседних амплитудских интервала удружује у један сегмент. Укупно имамо $K = L / L_0$ сегмената. Свих L_0 амплитудских интервала унутар једног сегмента имају исти број фазних нивоа. Структура једног МПКХК квантизера приказана је на слици 2.16. Број фазних нивоа на амплитудским нивоима j -тог сегмента означимо са B_j , $j = 1, \dots, K$. Важиће следећа релација $\sum_{j=1}^K B_j = N / L_0 = N \cdot K / L$. За МПКХК требамо да израчунамо и сачувамо у меморији K различитих вредности за B_j , док смо за УПКБО морали да израчунамо и сачувамо L различитих вредности за M_i . Како је K много мање од L видимо да код МПКХК треба рачунати и памтити много мањи број параметара, чиме се знатно смањује структурна комплексност реализације.

Друга значајна промена у односу на УПКБО јесте да се код МПКХК користи тростепено хијерархијско кодовање (као тип ентропијског кодовања) чиме је омогућен врло лак начин кодовања и декодовања. На тај начин се избегава исцрпно претраживање кодне књиге чиме се значајно смањује комплексност квантизера. Поред тога, пошто хијерархијско кодовање спада у групу ентропијских кодова, постиже се и компресија мерних сигнала.



Слика 2.16. МПКХК са параметрима: $K = 3$, $L_0 = 4$, $B_1 = 8$, $B_2 = 16$, $B_3 = 32$.

2.5.2. Израчунавање параметара и перформанси

Дефинисаћемо основне параметре МПКХК модела. Са $t_j = j \cdot r_{\max}/K$, $j = 1, \dots, K$ означимо границе између сегмената. Нека $\Delta_r \equiv r_i - r_{i-1} = r_{\max}/L$ означава корак униформне квантизације амплитуде r , $r_{j,l} = t_{j-1} + l \cdot \Delta_r$, ($j = 1, \dots, K$, $l = 0, \dots, L_0$) означавају прагове а $m_{j,l} = t_{j-1} + (l - 1/2) \cdot \Delta_r$, ($j = 1, \dots, K$, $l = 1, \dots, L_0$) репрезентационе нивое за квантизацију амплитуде r у j -том сегменту. На основу (2.26), грануларна дисторзија D_g може да се изрази у облику збира $D_g = D_{g1} + D_{g2}$, где је:

$$D_{g1} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^K \sum_{l=1}^{L_0} \int_{r_{j,l-1}}^{r_{j,l}} (r - m_{j,l})^2 f_r(r) dr, \quad (2.69)$$

$$D_{g2} = \frac{\pi^2}{6} \sum_{j=1}^K \sum_{l=1}^{L_0} \int_{r_{j,l-1}}^{r_{j,l}} \frac{r \cdot m_{j,l}}{B_j^2} f_r(r) dr. \quad (2.70)$$

За асимптотску анализу важи да је $D_{g1} = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^K \sum_{l=1}^{L_0} f_r(m_{j,l}) \int_{r_{j,l-1}}^{r_{j,l}} (r - m_{j,l}) dr =$

$$\frac{1}{2} \sum_{j=1}^K \sum_{l=1}^{L_0} f_r(m_{j,l}) \int_{-\Delta_r/2}^{\Delta_r/2} t^2 dt = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^K \sum_{l=1}^{L_0} f_r(m_{j,l}) (\Delta_r^3 / 12) = \frac{\Delta_r^2}{24} \sum_{j=1}^K \sum_{l=1}^{L_0} f_r(m_{j,l}) \Delta_r.$$

Ако се сумирање замени интегралењем, добијамо да је $D_{g1} = \frac{r_{\max}^2}{24L^2} \sum_{j=1}^K \int_{t_{j-1}}^{t_j} f_r(r) dr =$

$\frac{r_{\max}^2}{24L_0^2 K^2} \int_0^{r_{\max}} f_r(r) dr$. Решавајући овај интеграл за $f_r(r) = r \exp\left(-\frac{r^2}{2}\right)$, добијамо следећи

израз:

$$D_{g1} = \frac{r_{\max}^2}{24L_0^2 K^2} (1 - e^{-r_{\max}^2/2}). \quad (2.71)$$

Полазећи од (2.70), применом асимптотске анализе добијамо да је $D_{g2} =$

$$\frac{\pi^2}{6} \sum_{j=1}^K \frac{1}{B_j^2} \sum_{l=1}^{L_0} m_{j,l} f_r(m_{j,l}) \int_{r_{j,l-1}}^{r_{j,l}} r dr. \text{ Како је } \int_{r_{j,l-1}}^{r_{j,l}} r dr = \frac{(r_{j,l} + r_{j,l-1})(r_{j,l} - r_{j,l-1})}{2} = m_{j,l} \Delta_r,$$

слиди да је $D_{g2} = \frac{\pi^2}{6} \sum_{j=1}^K \frac{1}{B_j^2} \sum_{l=1}^{L_0} m_{j,l}^2 f_r(m_{j,l}) \Delta_r$. Када сумирање заменимо

интегралењем добија се да је:

$$D_{g2} = \frac{\pi^2}{6} \sum_{j=1}^K \frac{1}{B_j^2} \int_{t_{j-1}}^{t_j} r^2 f_r(r) dr = \frac{\pi^2}{6} \sum_{j=1}^K \frac{I_j}{B_j^2}, \quad (2.72)$$

где је

$$I_j = \int_{t_{j-1}}^{t_j} r^2 f_r(r) dr = - \left(2 + \frac{j^2 r_{\max}^2}{K^2} \right) e^{-\frac{j^2 r_{\max}^2}{2K^2}} + \left(2 + \frac{(j-1)^2 r_{\max}^2}{K^2} \right) e^{-\frac{(j-1)^2 r_{\max}^2}{2K^2}}. \quad (2.73)$$

Израз за грануларну дисторзију постаје $D_g = \frac{r_{\max}^2}{24L_0^2 K^2} (1 - e^{-r_{\max}^2/2}) + \frac{\pi^2}{6} \sum_{j=1}^K \frac{I_j}{B_j^2}$. Да би

нашли оптималне вредности за B_j морамо да извршимо минимизацију грануларне

дисторзије D_g уз ограничење $\sum_{j=1}^K B_j = N/L_0$. У том циљу формирамо функцију

$G = D_g + \lambda \left(\sum_{j=1}^K B_j - N/L_0 \right)$, где је λ Лагранжеов мултипликатор. Решавајући

једначину $\frac{\partial G}{\partial B_j} = 0$ добијамо да је $B_j = \sqrt[3]{\pi^2 / (3\lambda)} \cdot \sqrt[3]{I_j}$. Како је

$\sum_{q=1}^K B_q = \sqrt[3]{\pi^2 / (3\lambda)} \cdot \sum_{q=1}^K \sqrt[3]{I_q} = N/L_0$, следи да је $\sqrt[3]{\pi^2 / (3\lambda)} = N / \left(L_0 \cdot \sum_{q=1}^K \sqrt[3]{I_q} \right)$, па

добијамо следећи израз:

$$B_j = \frac{N}{L_0} \frac{\sqrt[3]{I_j}}{\sum_{q=1}^K \sqrt[3]{I_q}}, \quad j = 1, \dots, K. \quad (2.74)$$

Заменом (2.74) у (2.72) добијамо $D_{g2} = \frac{\pi^2}{6} \frac{L_0^2}{N^2} \left(\sum_{q=1}^K \sqrt[3]{I_q} \right)^3$. Грануларна дисторзија D_g

може да се напише у облику $D_g = \frac{C_1}{L_0^2} + C_2 L_0^2$, где је $C_1 = \frac{r_{\max}^2}{24K^2} (1 - e^{-r_{\max}^2/2})$ и

$C_2 = \frac{\pi^2}{6N^2} \left(\sum_{q=1}^K \sqrt[3]{I_q} \right)^3$. Решавајући једначину $\frac{\partial D_g}{\partial L_0} = 0$, добијамо следећи израз:

$$L_0 = \sqrt[4]{\frac{C_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{r_{\max} N}{2\pi K}} \left(\frac{1 - e^{-r_{\max}^2/2}}{\left(\sum_{q=1}^K \sqrt[3]{I_q} \right)^3} \right)^{1/4}. \quad (2.75)$$

Заменом (2.75) у (2.74) можемо да израчунамо вредности за B_j .

На основу (2.27), дисторзија прекорачења може да се изрази као:

$$D_{ov} = X + \frac{r_{\max} \pi^2}{6B_K^2} Y, \quad (2.76)$$

где су X и Y дати изразима (2.28) и (2.29).

Као што је већ речено, једна од основних особина МПКХК модела јесте примена хијерархијског кодовања. Да би хијерархијско кодовање могло да се примени, вредности за L_0 и B_j морају да буду степени двојке. Јасно је да вредности за L_0 и B_j израчунате на основу израза (2.75) и (2.74) у општем случају нису степени двојке и да их треба модификовати. У том циљу увешћемо следеће параметре: $L_0^* = 2^\alpha$ је степен двојке најближи вредности L_0 а $B_j^* = 2^{\beta_j}$ ($j = 1, \dots, K$) је степен двојке најближи B_j , при чему су α и β_j природни бројеви. У практичној реализацији модела користимо вредности L_0^* и B_j^* уместо L_0 и B_j . Наравно, сада се незнатно променио и укупан број ћелија квантизера: уместо N сада је $N^* = L_0^* \sum_{j=1}^K B_j^*$. Укупан број амплитудских нивоа је $L^* = K \cdot L_0^*$. У изразима за дисторзију треба уместо N , L_0 и B_j користити N^* , L_0^* и B_j^* , па ови изрази постају:

$$D_{g1} = \frac{r_{\max}^2}{24(L_0^*)^2 K^2} (1 - e^{-r_{\max}^2/2}); \quad D_{g2} = \frac{\pi^2}{6} \sum_{j=1}^K \frac{I_j}{(B_j^*)^2}; \quad (2.77)$$

$$D_{ov} = X + \frac{r_{\max} \pi^2}{6(B_K^*)^2} Y. \quad (2.78)$$

Нека (r_{\max}^0, r_{\max}^1) означава опсег могућих вредности за максималну амплитуду r_{\max} МПКХК квантизера. Овај опсег зависи од R_0 . Да би били сигурни да је овај опсег довољно велик, изабраћемо следеће вредности: $r_{\max}^0 = r_{\max}^{\text{УПКБО}} / 2$ и $r_{\max}^1 = 2r_{\max}^{\text{УПКБО}}$, где је $r_{\max}^{\text{УПКБО}}$ максимална амплитуда УПКБО модела за исту битску брзину R_0 (вредности за $r_{\max}^{\text{УПКБО}}$ могу се наћи у Табели 2.2).

Приказаћемо алгоритам за пројектовање МПКХК квантизера. Вредности за R_0 , $N = 2^{2R_0}$ и K су унапред задате и познате су на почетку поступка пројектовања.

Алгоритам се састоји из следећих корака:

for $r_{\max} = r_{\max}^0 : r_{\max}^1$

1. израчунати L_0 користећи израз (2.75);
2. израчунати L_0^* као најближи степен двојке у односу на L_0 ;
3. израчунати B_j , $j = 1, \dots, K$, помоћу израза (2.74);
4. израчунати B_j^* , $j = 1, \dots, K$, као најближи степен двојке у односу на B_j ;
5. израчунати D као збир (2.77) и (2.78); израчунати SNR користећи (2.23);

end;

Вредност r_{\max} за коју се постиже максимални SNR је оптимална вредност за r_{\max} .

Крајње вредности за L_0^* и B_j^* рачунају се за ову оптималну вредност за r_{\max} . Треба напоменути да је алгоритам веома брз и да се готово тренутно извршава на рачунару са просечним перформансама.

2.5.3. Хијерархијско кодовање

Кључна особина МПКХК квантизера јесте хијерархијско кодовање [103]. Кодна реч за неку произвољну репрезентациону тачку из j -тог сегмента ($j = 1, \dots, K$) има облик:

$$\underbrace{11\dots10}_{\gamma_j} \underbrace{xx\dots x}_{\alpha} \underbrace{yy\dots y}_{\beta_j}. \quad (2.79)$$

Хијерархијско кодовање састоји се из три фазе. У првој фази се кодује j -ти сегмент у коме се та репрезентациона тачка налази; кодовање се врши са γ_j бита на следећи начин:

$\underbrace{11\dots10}_{\gamma_j}$. У другој фази се кодује амплитудски ниво у j -том сегменту на коме се та

репрезентациона тачка налази; како унутар једног сегмента има укупно L_0^*

амплитудских нивоа, кодовање амплитудског нивоа се врши са $\alpha = \log_2 L_0^*$ бита

применом природног бинарног кода. Коначно, у трећој фази се кодује фазни ниво

репрезентационе тачке; како укупно има B_j^* фазних нивоа на датом амплитудском

нивоу, кодовање фазног нивоа се врши са $\beta_j = \log_2 B_j^*$ бита применом природног

бинарног кода.

Сегменти се кодују са различитим бројем бита γ_j . Идеја је да се сегменти са великом вероватноћом појављивања кодују краћим кодним речима а да се сегменти са малом вероватноћом појављивања кодују дужим кодним речима, у циљу постизања компресије. Са $P_1 = \int_{t_0}^{t_1} f_r(r)dr = 1 - \exp(-t_1^2 / 2)$ ћемо означити вероватноћу првог сегмента, са $P_j = \int_{t_{j-1}}^{t_j} f_r(r)dr = \exp(-t_{j-1}^2 / 2) - \exp(-t_j^2 / 2)$, ($j = 2, \dots, K-1$), означаћемо вероватноћу j -тог сегмента и са $P_K = \int_{t_{K-1}}^{+\infty} f_r(r)dr = \exp(-t_{K-1}^2 / 2)$ означаћемо вероватноћу K -тог сегмента заједно са облашћу прекорачења (зато што се тачке из области прекорачења пресликавају у репрезентационе тачке из K -тог сегмента). Уредићемо ове вероватноће појављивања у опадајући редослед $P_{\delta_1} \geq P_{\delta_2} \geq \dots \geq P_{\delta_K}$, при чему индекси $\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_K$ узимају вредности из скупа $\{1, 2, \dots, K\}$. Дакле, δ_1 је редни број сегмента са највећом вероватноћом; δ_2 је редни број сегмента са другом по реду највећом вероватноћом, итд.; δ_K је редни број сегмента са најмањом вероватноћом. Дефинишимо уређени скуп индекса на следећи начин: $\Gamma = (\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_K)$. У пракси се најчешће користе следећа два уређена скупа индекса: $\Gamma^{(a)} = (2, 1, 3, 4, 5, \dots, K)$ и $\Gamma^{(b)} = (2, 3, 1, 4, 5, \dots, K)$.

Број битова γ_j који се користе за кодовање сегмената одређен је следећим правилом:

$$\text{за } j = \delta_j \text{ важи да је } \gamma_j = q, \text{ тј. } \gamma_{\delta_q} = q, \quad (q = 1, \dots, K). \quad (2.80)$$

Дефинишимо уређени скуп $Y = \{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_K\}$. За скуп $\Gamma^{(a)}$ добијамо скуп $Y^{(a)} = (2, 1, 3, 4, \dots, K)$ док за скуп $\Gamma^{(b)}$ добијамо скуп $Y^{(b)} = (3, 1, 2, 4, \dots, K)$.

Као што је претходно речено, j -ти сегмент се кодује са $\underbrace{11\dots10}_{\gamma_j}$. Ова нула на крају кодне речи је убачена да би се осигурало да кодовање сегмента буде једнозначно декодабилно (тј. да ниједна кодна реч не буде префикс неке друге кодне речи [35]).

Дужина кодних речи за репрезентационе тачке j -тог сегмента је $l_j = \gamma_j + \alpha + \beta_j$, $j = 1, \dots, K$. Средња битска брзина тростепеног хијерархијског кодовања дефинисана је следећим изразом:

$$R = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^K l_j P_j \text{ [bps]}. \quad (2.81)$$

Члан 1/2 на почетку израза (2.81) означава чињеницу да је брзина R дефинисана по једној димензији.

2.5.4. Нумерички резултати

У Табели 2.9 су дате нумеричке вредности за МПКХК за различите вредности параметара R_0 и K . Приказане су вредности параметара r_{\max} , L_0^* , B_1^* , B_2^* , ..., B_K^* а такође је приказано који скуп ($Y^{(a)}$ или $Y^{(b)}$) је коришћен у конкретном случају. Поред тога, дате су и вредности за R и SNR, добијене применом претходно изведене теорије.

Извршена је и симулација МПКХК модела у софтверском пакету MATLAB, користећи 1000000 случајних одмерака са Гаусовом расподелом, генерисаних помоћу randn функције. Вредности за R и SNR добијене симулацијом су такође приказана у Табели 2.9.

Табела 2.9. Нумерички и симулациони резултати за МПКХК [103]

| R_0 [bps] | K | r_{\max} | L_0^* | $(B_1^*, B_2^*, \dots, B_K^*)$ | Y | Теорија | | Симулација | | SNR ^{упкбо} [dB] |
|----------------|----------|-------------|-----------|--------------------------------------|-----------------------------|--------------|--------------|-------------|--------------|------------------------------|
| | | | | | | R [bps] | SNR [dB] | R [bps] | SNR [dB] | |
| 5 | 4 | 3.3 | 4 | (32,64,64,64) | $Y^{(a)}$ | 4.78 | 25.22 | 4.78 | 25.05 | 26.28 |
| | 5 | 3.3 | 4 | (32,64,64,64,64) | $Y^{(b)}$ | 4.96 | 26.37 | 4.96 | 26.26 | |
| | 6 | 3.89 | 4 | (32,64,64,64,32,32) | $Y^{(b)}$ | 4.96 | 26.31 | 4.96 | 26.28 | |
| | 7 | 3.72 | 4 | (16,32,64,64,64,32,32) | $Y^{(b)}$ | 4.97 | 26.44 | 4.97 | 26.38 | |
| | 8 | 5.77 | 4 | (32,64,64,64,32,16,8,4) | $Y^{(b)}$ | 4.88 | 25.90 | 4.89 | 25.86 | |
| 6 | 4 | 3.75 | 8 | (128,128,128,128) | $Y^{(a)}$ | 5.86 | 30.83 | 5.86 | 30.81 | 32.06 |
| | 5 | 3.83 | 8 | (64,128,128,128,64) | $Y^{(a)}$ | 5.84 | 31.72 | 5.84 | 31.69 | |
| | 6 | 4.07 | 8 | (64,128,128,128,64,64) | $Y^{(b)}$ | 5.93 | 32.23 | 5.93 | 32.21 | |
| | 7 | 4.66 | 8 | (64,128,128,128,64,64,32) | $Y^{(b)}$ | 5.94 | 32.30 | 5.94 | 32.29 | |
| | 8 | 5.77 | 8 | (64,128,128,128,64,32,16,8) | $Y^{(b)}$ | 5.89 | 31.92 | 5.89 | 31.96 | |
| 7 | 4 | 3.88 | 16 | (256,256,256,256) | $Y^{(a)}$ | 6.85 | 36.32 | 6.85 | 36.34 | 37.95 |
| | 5 | 4.11 | 16 | (128,256,256,256,128) | $Y^{(a)}$ | 6.78 | 37.39 | 6.78 | 37.35 | |
| | 6 | 4.09 | 16 | (128,256,256,256,128,128) | $Y^{(b)}$ | 6.93 | 38.00 | 6.93 | 37.99 | |
| | 7 | 4.66 | 16 | (128,256,256,256,128,128,64) | $Y^{(b)}$ | 6.94 | 38.30 | 6.94 | 38.28 | |
| | 8 | 5.77 | 16 | (128,256,256,256,128,64,32,16) | $Y^{(b)}$ | 6.89 | 37.94 | 6.89 | 37.96 | |
| 8 | 4 | 4.21 | 32 | (512,512,512,256) | $Y^{(a)}$ | 7.82 | 41.80 | 7.82 | 41.78 | 43.90 |
| | 5 | 4.38 | 32 | (256,512,512,512,256) | $Y^{(a)}$ | 7.73 | 43.04 | 7.73 | 43.04 | |
| | 6 | 4.58 | 32 | (256,512,512,512,256,128) | $Y^{(a)}$ | 7.85 | 43.81 | 7.85 | 43.69 | |
| | 7 | 4.68 | 32 | (256,512,512,512,256,256,128) | $Y^{(b)}$ | 7.94 | 44.26 | 7.94 | 44.23 | |
| | 8 | 5.77 | 32 | (256,512,512,512,256,128,64,32) | $Y^{(b)}$ | 7.88 | 43.96 | 7.89 | 43.97 | |

Видимо да су вредности за R и SNR добијене теоријским путем и симулацијом веома блиске, што потврђује исправност изложене теорије. За сваку вредност R_0 , вредност параметра K за коју се постижу најбоље перформансе приказана је болдирано и ове болдиране вредности треба користити у практичној реализацији модела. У циљу поређења, у Табели 2.9 су дате и вредности SNR-а за униформни продуктни квантизер без ограничења (ове вредности SNR-а означене су са $\text{SNR}^{\text{УПКБО}}$ и преузете су из Табеле 2.2). Пошто се код УПКБО користе кодне речи фиксне дужине, битска брзина за УПКБО је $R^{\text{УПКБО}} = R_0$.

2.5.5. Анализа комплексности

Како је смањење комплексности било један од главних разлога због којих смо предложили МПКХК квантизер, сада ћемо да упоредимо комплексност УПКБО и МПКХК квантизера и показаћемо да је комплексност МПКХК много мања од комплексности УПКБО. Уопштено говорећи, постоје два типа комплексности: временска комплексност (односи се на време извршења) и просторна комплексност (односи се на потребан меморијски простор). Када су у питању квантизери, претходно смо дефинисали два типа комплексности: структурну комплексност и комплексност кодовања и декодовања.

Структурна комплексност се односи на бројеве фазних нивоа које треба израчунати и сачувати у меморији. Структурна комплексност пре свега припада типу просторне комплексности јер се односи на меморијски простор потребан за чување бројева фазних нивоа. Време извршења (а самим тим и временска комплексност) овде није критично јер се рачунање бројева фазних нивоа не врши током процеса квантизације, већ су бројеви фазних нивоа унапред израчунати током фазе пројектовања. Код МПКХК имамо K различитих вредности за бројеве фазних нивоа док код УПКБО имамо L различитих вредности. Како је $K \ll L$, јасно је да МПКХК има много мању структурну комплексност од УПКБО.

Комплексност кодовања и декодовања се пре свега односи на време извршења кодовања и декодовања, али се такође односи и на меморијски простор потребан за смештај кодних речи репрезентационих тачака квантизера. Стога, комплексност кодовања и декодовања у себи укључује и просторну и временску комплексност.

Са *Comp* ћемо да означимо комплексност кодовања и декодовања. На основу [40], временска и просторна комплексност за исцрпно претраживање кодне књиге q -

димензионалног векторског квантизера са $S = 2^{qR}$ излазних вектора (R је битска брзина по димензији) дата је следећим изразом:

$$Comp = q \cdot S = q \cdot 2^{qR}. \quad (2.82)$$

Другачије речено, ако хоћемо да нађемо неки q -димензионални вектор међу S q -димензионалних вектора, комплексност тог претраживања је дефинисана изразом (2.82). Треба напоменути да се овде користи другачија нотација у односу на [40], где је k коришћено уместо q , N уместо S и r уместо R .

Размотримо дводимензионални УПКБО квантизер са $N = 2^{2R}$ излазних вектора. Имамо следеће параметре: $q = 2$, $S = N = 2^{qR}$. Комплексност кодовања и декодовања УПКБО квантизера (које се врши исцрпним претраживањем кодне књиге), на основу израза (2.82) је $Comp(\text{УПКБО}) = q \cdot 2^{qR} = 2 \cdot 2^{2R}$. Видимо да је комплексност сразмерна са 2^{2R} , тј. $Comp(\text{УПКБО}) = O(2^{2R})$, где $O(\cdot)$ означава Виг-О нотацију комплексности.

Код МПКХК модела имамо тростепено хијерархијско кодовање и декодовање. Дакле, уместо једног дводимензионалног исцрпног претраживања кодне књиге имамо три једнодимензионалне итерације претраживања: у првој итерацији се врши претраживање сегмената, у другој итерацији се врши претраживање амплитудских нивоа унутар одабраног сегмента и у трећој итерацији се врши претраживање фазних нивоа на одабраном амплитудском нивоу. У првој итерацији треба да претражимо K сегмената; имамо да је $q = 1$ и $S = K$ па је комплексност прве итерације, према изразу (2.82), $Comp1 = K$. У другој итерацији претражујемо L_0^* амплитудских нивоа у одабраном сегменту па имамо да је $q = 1$ и $S = L_0^*$. На основу (2.82), комплексност друге итерације је $Comp2 = L_0^*$. Коначно, у трећој итерацији претражујемо B_j^* фазних нивоа на одабраном амплитудском нивоу, па важи да је $q = 1$ и $S = B_j^*$. На основу (2.82) добијамо да је комплексност треће итерације $Comp3 = B_j^*$. Укупна комплексност кодовања и декодовања биће једнака збиру комплексности свих итерација, па добијамо: $Comp(\text{МПКХК}) = Comp1 + Comp2 + Comp3 = K + L_0^* + B_j^*$. Вредности за K и L_0^* су фиксне али B_j^* може да узме различите вредности; због тога ћемо посматрати најгори случај и комплексност кодовања и декодовања МПКХК квантизера дефинисати на следећи

начин: $Comp(MPKHK) = K + L_0^* + \max(B_j^*)$. Како је $\max(B_j^*) \gg K$ и $\max(B_j^*) \gg L_0^*$, добијамо следећи израз за комплексност: $Comp(MPKHK) = \max(B_j^*) = 2^{\max(\beta_j)}$.

Анализирајући Табелу 2.9 (при чему посматрамо само болдиране вредности), можемо да видимо следеће: за брзину $R = 5$ bps имамо да је $\max(\beta_j) = 6$; за брзину $R = 6$ bps имамо да је $\max(\beta_j) = 7$; за брзину $R = 7$ bps имамо да је $\max(\beta_j) = 8$; за брзину $R = 8$ bps имамо да је $\max(\beta_j) = 9$. За ове вредности брзине R важи да је $\max(\beta_j) = R + 1$. Уопштено говорећи, можемо да кажемо да је $\max(\beta_j)$ сразмерно са R , одакле следи да је $2^{\max(\beta_j)}$ пропорционално са 2^R . На основу тога добијамо: $Comp(MPKHK) = O(2^R)$.

Да резимирамо: комплексност кодовања и декодовања за МПКХК квантизер је $Comp(MPKHK) = O(2^R)$ а за УПКБО квантизер је $Comp(УПКБО) = O(2^{2R}) = O((2^R)^2)$. Видимо да је комплексност кодовања и декодовања много мања за МПКХК квантизер него за УПКБО квантизер. Комплексност кодовања и декодовања је доминантна у односу на структурну комплексност, па укупна комплексност може да се апроксимира комплексношћу кодовања и декодовања. Стога, МПКХК квантизер има много мању укупну комплексност у односу на УПКБО квантизер.

Да бисмо стекли праву слику о разлици у комплексности, размотрићемо конкретан пример за битску брзину $R_0 = 8$ bps. За УПКБО имамо $L = 219$ различитих вредности за M_i (Табела 2.2) које треба израчунати и сачувати у меморији, док за МПКХК имамо свега $K = 7$ различитих вредности за B_j^* (Табела 2.9), што представља значајно смањење структурне комплексности. Даље, кодовање и декодовање за УПКБО се врши исцрпним претраживањем кодне књиге од $2^{16} = 65536$ кодних речи, док код МПКХК имамо тростепено хијерархијско кодовање/декодовање, у коме имамо три претраживања: прво претражујемо $K = 7$ сегмената, затим $L_0^* = 32$ амплитудска нивоа на одабраном сегменту и на крају претражујемо B_j^* фазних нивоа на одабраном амплитудском нивоу (максимална вредност за B_j^* је 512). Видимо да је хијерархијско кодовање/декодовање далеко једноставније од исцрпног претраживања кодне књиге.

У циљу поређења, у Табели 2.10 су дате перформансе неколико типова квантизера, за различите битске брзине. Видимо да МПКХК има боље перформансе од

УПКБО (са мањом битском брзином постиже већи SNR), а већ смо показали да МПКХК има и знатно мању комплексност, па у сваком случају представља боље решење.

Због значаја и широке примене коју има скаларни униформни квантизер (СУК) [1], упоредићемо га са МПКХК. Кодна књига за скаларни униформни квантизер има $N = 2^R$ кодних речи. Како је $q = 1$ и $S = N = 2^R$, комплексност скаларног униформног квантизера је $Comp(СУК) = 2^R$, тј. $Comp(СУК) = O(2^R)$. Дакле, комплексности СУК-а и МПКХК -а су истог реда величине а притом МПКХК има знатно боље перформансе. Можемо да кажемо да је основна предност МПКХК то што има комплексност сличну комплексности скаларних квантизера а остварује перформансе сличне перформансама векторских квантизера.

Дато је поређење и са униформним продуктним поларним квантизером (УППК): то је продуктни поларни квантизер са униформном квантизацијом амплитуде [89, 90]. Код овог квантизера се кодовање/декодовање врши исцрпним претраживањем кодне књиге па је комплексност сразмерна са $O(2^{2R})$. Видимо да МПКХК има знатно мању комплексност а постиже боље перформансе.

Табела 2.10. Перформансе (R [bps], SNR [dB]) за МПКХК, УПКБО, СУК и УППК

| | | | | |
|-------|---------------|---------------|---------------|---------------|
| МПКХК | (4.97, 26.44) | (5.94, 32.30) | (6.94, 38.30) | (7.94, 44.26) |
| УПКБО | (5, 26.28) | (6, 32.06) | (7, 37.95) | (8, 43.90) |
| СУК | (5, 24.57) | (6, 29.83) | (7, 35.13) | (8, 40.34) |
| УППК | (5, 25.74) | (6, 31.37) | (7, 37.06) | (8, 42.80) |

У овој глави дисертације је објашњена потреба коришћења компресије сигнала у савременим бежичним мерним системима и представљена су четири модела за компресију мерних сигнала на бази примене ентропијског кодовања и квантизације. Показано је да ови модели имају малу комплексност, чиме испуњавају услов да генерално буду примењени у бежичним мерним системима. У следећој глави дисертације ће предложени модели бити конкретно прилагођени и примењени за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала.

3. ПРИМЕНА ЕНТРОПИЈСКОГ КОДОВАЊА ЗА КОМПРЕСИЈУ СИГНАЛА ВИБРАЦИЈА И ЕКГ СИГНАЛА

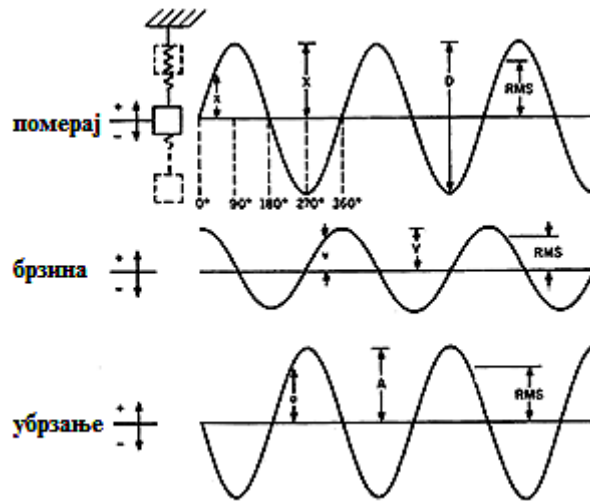
У претходном поглављу приказани су алгоритми за компресију мерних сигнала применом ентропијског кодовања и квантизације (скаларне или векторске). Као што је већ речено, ови алгоритми могу да се примене за широку класу мерних сигнала. У овом поглављу применићемо неке од претходно приказаних алгоритама компресије на два типа сигнала: сигнали вибрација и ЕКГ сигнали. Изабрали смо ове сигнале због великог значаја који имају као и због реалне потребе за њиховом компресијом. У наставку ћемо прво нешто више рећи о значају, примени и начинима мерења сигнала вибрација и ЕКГ сигнала, а затим ће бити приказани нумерички резултати примене алгоритама компресије над овим типовима сигнала.

3.1. Мерење, значај и примена сигнала вибрација

3.1.1. Мерење сигнала вибрација

Вибрације су динамички феномен у виду осцилаторног кретања око равнотежног положаја. Постоје три могуће величине преко којих можемо да меримо и да изразимо вибрације: померај, брзина и убрзање [109]. Ове величине су међусобно повезане: брзина је извод помераја а убрзање је извод брзине. Размотримо синусне вибрације, јер према Фуријеовој теорији, сваки сигнал може да се разложи на синусне сигнале. За синусне вибрације (слика 3.1) померај је $x = X \sin 2\pi ft$, брзина је $v = V \sin 2\pi ft$ а убрзање је $a = A \sin 2\pi ft$, где је f фреквенција. Притом, важи следеће: $v = \frac{dx}{dt} = 2\pi f X \cos 2\pi ft$ и $a = \frac{dv}{dt} = 4\pi^2 f^2 X (-\sin 2\pi ft)$. Видимо да су померај, брзина и убрзање синусоиде истих фреквенција али различитих фаза и амплитуда. Између амплитуда помераја X , брзине V и убрзања A важе следеће релације: $V = 2\pi f X$, $A = 4\pi^2 f^2 X$, $X = \frac{V}{2\pi f} = \frac{A}{4\pi^2 f^2}$. Амплитуде помераја, брзине и убрзања зависе од фреквенције. На ниским

фреквенцијама амплитуда помераја је доминантна (и лакше се мери) у односу на амплитуду убрзања. На пример, на фреквенцији од 1 Hz, за померај од $X = 1 \text{ mm}$ (померај који је лако мерити) добијамо малу амплитуду убрзања $A \approx 0.02 \text{ g}$ за чије мерење нам треба веома осетљив акцелерометар. Са друге стране, на фреквенцији од 1 kHz за убрзање $A = 1 \text{ g}$ (може лако да се мери стандардним акцелерометрима) добијамо померај од $X \approx 0.5 \text{ }\mu\text{m}$, за чије мерење нам требају изузетно осетљиви сензори.



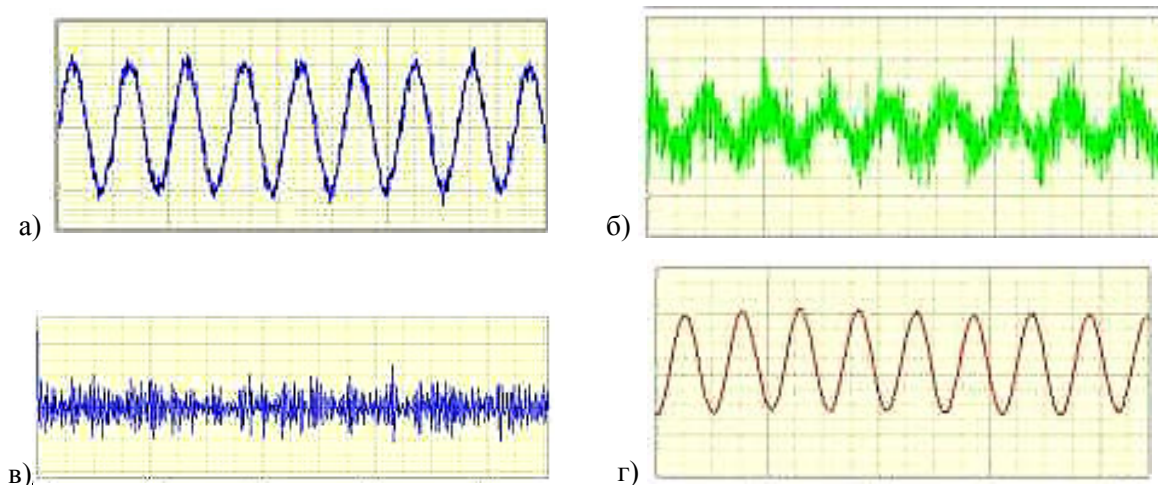
Слика 3.1. Померај, брзина и убрзање за синусне вибрације. [109]

Можемо да кажемо да су у спектру помераја истакнуте (тј. да имају већу тежину) спектралне компоненте ниских фреквенција, у спектру брзине су истакнуте компоненте на средњим фреквенцијама а у спектру убрзања компоненте на високим фреквенцијама. Због тога се у случају мерења вибрација изузетно ниских фреквенција (до 10 Hz) обично врши мерење помераја, за вибрације средњих фреквенција (од 10 Hz до 1 kHz) обично се врши мерење брзине док се за вибрације високих фреквенција (преко 1 kHz) по правилу врши мерење убрзања. Међутим, све чешће се и на средњим и ниским фреквенцијама врши мерење убрзања јер постоје акцелерометри са врло широким фреквентним опсегом, од врло ниских (0.5 Hz и мање) до врло високих (преко 20 kHz) фреквенција.

Већ смо рекли да су померај, брзина и убрзање међусобно повезани и теоријски гледано, ако измеримо једну од ове три величине врло лако можемо да одредимо преостале две применом диференцирања или интегралнења. Међутим, у пракси је далеко лакше реализовати интегралнење него диференцирање; диференцирањем се генеришу шумови па је резултујући сигнал зашумљен и често неупотребљив. На слици 3.2 је приказан један пример: имамо синусоиду у којој је присутан одређен ниво шума (а у

мерним сигналима увек постоји и шум); диференцирањем добијамо изобличену синусоиду са знатно већим шумом; видимо да се диференцирањем повећава ниво шума; у сигналу који је двоструко диференциран шум постаје доминантан а основни сигнал је готово непрепознатљив, па је такав сигнал практично неупотребљив; са друге стране, интегралом добијамо врло јасну синусоиду у којој се ниво шума чак и смањило (јер интеграл се у основи своди на сабирање па се амплитуде шума различитог знака поништавају) [110]. Због свега реченог, у пракси је много лакше од убрзања интегралом добити брзину и померај, него обрнуто.

Имајући све ово у виду, можемо да кажемо да је мерење убрзања од суштинског значаја при мерењу вибрација. Потреба за компресијом сигнала вибрација (а то је оно што је од интереса у овој дисертацији) је посебно изражена код високофреквентних вибрација (јер је тада количина мерних података велика па се јавља потреба за компресијом), код којих се врши мерење убрзања. Због тога ћемо у наставку посебну пажњу посветити мерењу вибрација мерењем убрзања применом акцелерометара.



Слика 3.2. а) синусни сигнал у којој је присутан одређен ниво шума; б) сигнал након диференцирања је прилично изобличен са знатно већим шумом; в) сигнал након двоструког диференцирања, у коме доминира шум и који је практично неупотребљив; г) сигнал добијен интегралом почетног сигнала, у коме се ниво шума чак и смањило. [110]

Према технологији израде разликујемо две групе акцелерометара: MEMS акцелерометре и пиезоелектричне акцелерометре. MEMS (MEMS – Micro Electro Mechanical Systems) акцелерометри су произведени применом техника MEMS микрофабрикације. Пиезоелектрични акцелерометри се базирају на пиезоелектричним кристалима. У наставку ће бити приказане основне карактеристике ових типова акцелерометара.

3.1.1.1. МЕМС акцелерометри

Основне карактеристике МЕМС система. МЕМС компоненте и уређаји су врло малих димензија, реда величине μm (максимално до $100 \mu\text{m}$), произведени различитим техникама микрофабрикације. Један део ових техника преузет је из производње микроелектронских система (фотолитографија, наношење танког филма помоћу паре, раст танког слоја филма оксидацијом, допирање имплантацијом јона или дифузијом, суво и мокро нагризање, итд.), али су развијене и технике специфичне за МЕМС системе (запреминска и површинска микрофабрикација, дубинско нагризање реактивним јонима, итд.). За МЕМС системе се примењује техника масовне производње као и код микроелектронских система; то значи да се на једном супстрату (ваферу) одједном производи велики број МЕМС компоненти; услед масовне производње цена МЕМС компонената је релативно ниска. Ниској цени доприноси и мали утрошак материјала услед малих димензија.

Иако су МЕМС системи по много чему слични микроелектронским системима, умногоме се и разликују од њих. Микроелектронски системи имају чврсту и компактну структуру, док МЕМС системи садрже рупе, шупљине, канале, конзоле, мембране, опруге итд., којима се имитира функционалност механичких делова. У почетку се за израду МЕМС система углавном користио силицијум, због огромног знања и искуства стеченог фабрикацијом силицијумских микроелектронских система. Међутим, касније су и други материјали почели интензивно да се користе за производњу МЕМС система: полимер, стакло, кварц, метал, итд. Чак и у случају када се МЕМС системи производе од силицијума, производни процес се знатно разликује од производње микроелектронских система: код МЕМС система се врши депозиција дебљих слојева, врши се дубље нагризање и примењују се посебни поступци за израду покретних механичких делова.

Основна особина МЕМС система је минијатуризација. Тиме се смањују маса и величина тако да МЕМС сензори могу да се ставе на места на која класични сензори не би могли. МЕМС сензори су обично знатно јефтинији од одговарајућих класичних сензора. МЕМС технологија пружа и могућност знатно лакше интеграције сензора/актуатора са електроником. Код класичних сензора/актуатора, повезивање са електроником се врши жицама или лемљењем на штампану плочу. Код МЕМС силицијумских система, сензори/актуатори се директно у силицијуму интегришу са електроником у коју спадају појачавачи, филтри, меморије, јединица за аквизицију

података, јединица за комуникацију и умрежавање, итд. Такви интегрисани МЕМС системи зову се паметни (*'smart'*) МЕМС системи.

МЕМС технологијом се врши минијатуризација неких класичних компоненти, али се врши и фабриковање неких нових компоненти које не постоје на макро нивоу. МЕМС не подразумева само минијатуризацију и смањење димензија, масе и цене, већ пружа нове могућности по питању интеграције и функционалности.

Два основна типа МЕМС акцелерометара су капацитивни и пиезоотпорни.

Принцип рада капацитивног МЕМС акцелерометра. Најчешћи начин реализације МЕМС акцелерометара јесте у облику кондензатора [49]. Ови сензори имају одличну осетљивост а притом су неосетљиви на промену температуре. Кондензатор се реализује у облику чешља, слика 3.3. Постоји једна покретна структура која игра улогу инерцијалне масе и која је опругама повезана за основу. Убрзање се преко ових опруга преноси на покретну структуру што доводи до њеног померања. Ова покретна структура има велики број наставака (тај број означимо са n). Сваки наставак покретне масе се налази између две непокретне плоче, чинећи са њима два кондензатора C'_1 и C'_2 . Укупно имамо n система од по два кондензатора C'_1 и C'_2 . Посматрајмо један систем кондензатора C'_1 и C'_2 . Када је убрзање једнако нули, наставак покретне масе се налазе тачно на средини између непокретних плоча, на растојању d од њих, па су капацитивности C'_1 и C'_2 исте и износе $C'_1 = C'_2 = C'_0 = \epsilon_0 \epsilon A / d$, где је A је површина електрода. Ако постоји убрзање a различито од нуле, јавља се померај x покретне масе, што значи да се растојање од наставак покретне масе до једне непокретне плоче повећало за x а до друге смањило за x ; самим тим, услед присуства убрзања једна од капацитивности C'_1 и C'_2 се смањила а друга повећала за $\Delta C'$. Капацитивности C'_1 и C'_2 се рачунају по формулама: $C'_1 = \epsilon_0 \epsilon A / (d + x) = C'_0 - \Delta C'$ и $C'_2 = \epsilon_0 \epsilon A / (d - x) = C'_0 + \Delta C'$. Посматра се разлика ових капацитивности $C'_2 - C'_1 = 2\Delta C' = 2\epsilon_0 \epsilon Ax / (d^2 - x^2)$, одакле се добија квадратна једначина $\Delta C' \cdot x^2 + \epsilon_0 \epsilon Ax - \Delta C' \cdot d^2 = 0$. За врло мале помераје x члан $\Delta C' \cdot x^2$ може да се занемари, па једначина постаје $\epsilon_0 \epsilon Ax - \Delta C' \cdot d^2 = 0$, одакле добијамо:

$$x = \frac{d^2}{\epsilon_0 \epsilon A} \Delta C' = d \frac{\Delta C'}{C'_0}. \quad (3.1)$$

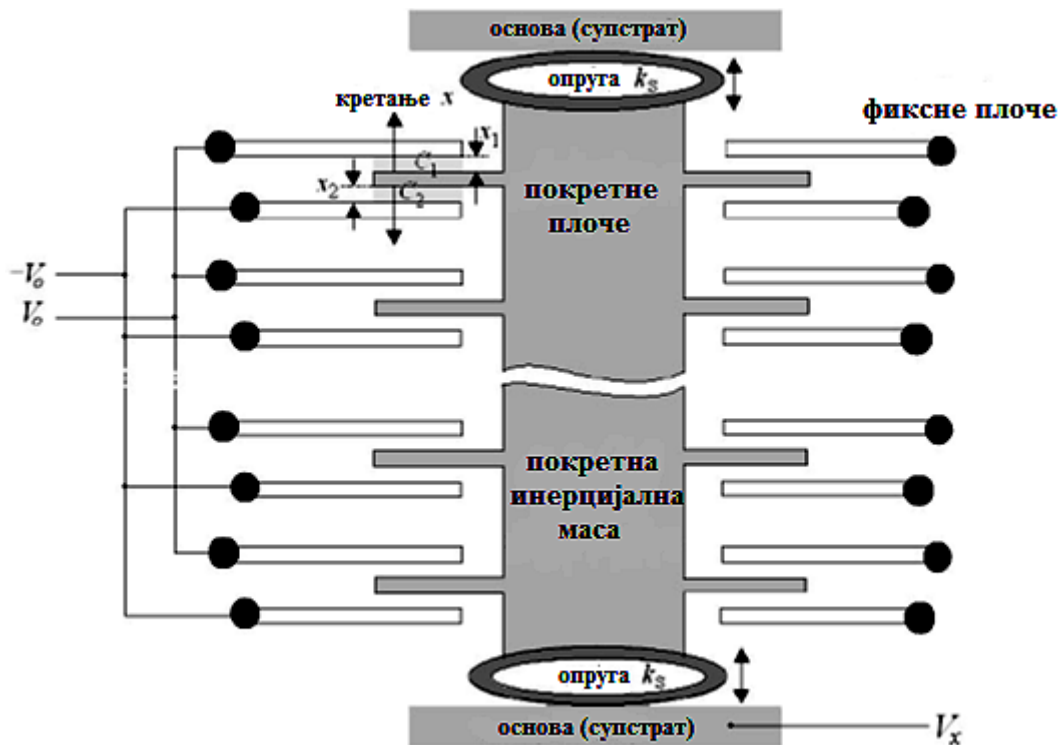
Видимо да је померај x услед убрзања сразмеран промени капацитивности $\Delta C'$.

Посматрајмо сада цео сензор са n система од по два кондензатора C'_1 и C'_2 . Сви горњи кондензатори C'_1 су везани паралелно формирајући капацитивност $C_1 = nC'_1$, а

такође и сви доњи кондензатори C'_2 су везани паралелно формирајући капацитивност $C_2 = nC'_2$. Имамо да је $C_0 = nC'_0$ и $\Delta C = n\Delta C'$. Формула (3.1) постаје

$$x = d \frac{\Delta C/n}{C_0/n} = d \frac{\Delta C}{\Delta C'} \quad (3.2)$$

Померај x може да се одреди или применом формуле (3.1) (на основу $\Delta C'$ и C'_0) или применом формуле (3.2) (на основу ΔC и $\Delta C'$). Боље је користити формулу (3.2) јер је $\Delta C'$ исувише мала промена капацитивности која се тешко детектује, док се ΔC (за довољно велико n) много лакше детектује.



Слика 3.3. MEMS капацитивни акцелерометар. Покретна инерцијална маса је преко опруге повезана са основом. Наставци покретне масе формирају кондензаторе са непокретним плочама. Услед убрзања се јавља померај покретне масе и долази до промене капацитивности. [49]

На слици 3.4 је приказано електрично коло у које се везују кондензатори C_1 и C_2 . Непокретне плоче сензора се напајају напоном v_0 у облику правоугаоних импулса амплитуде V_0 и фреквенције f_0 (често се узима да је $f_0 = 1$ MHz). Напон v_0 се добија на излазу осцилатора. Притом, напони којима се напајају горње и доње непокретне плоче су фазно померени за 180° . Систем може да се схвати као напонски разделник, чији излаз се преко бафера (са појачањем 1, који служи за прилагођење по импеданси како би се избегло слабљење сигнала) води на демодулатор. За амплитуду V_x излазног напона напонског разделника v_x важи: $(V_x + V_0)C_1 + (V_x - V_0)C_2 = 0$. Одавде је $V_x(C_1 + C_2) -$

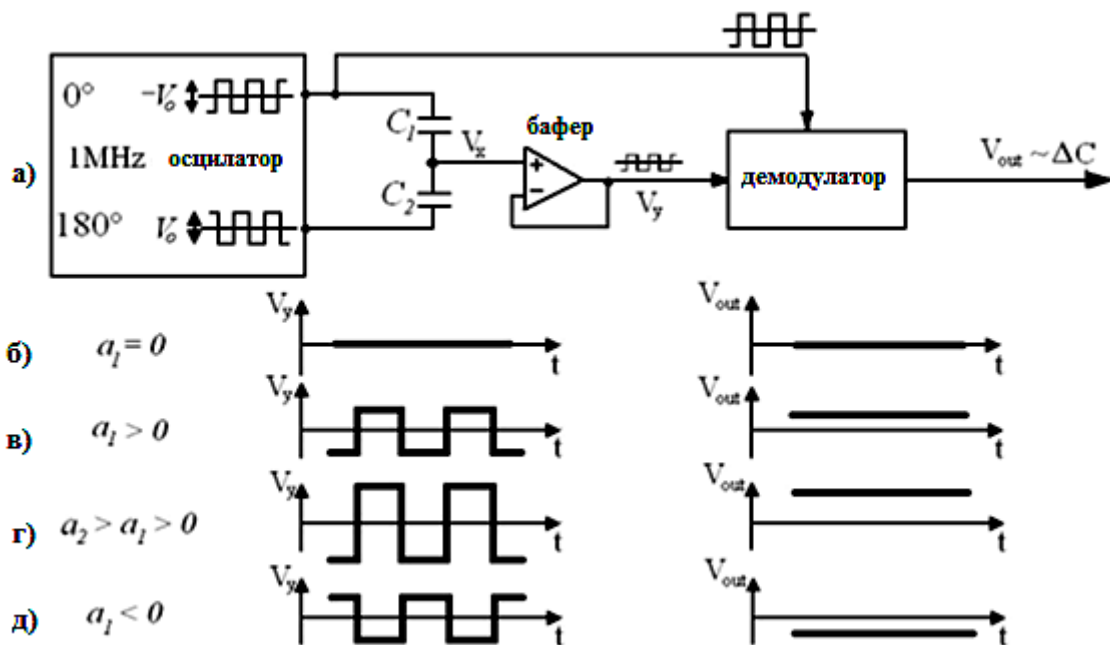
$V_0(C_2 - C_1) = 0$, па добијамо $V_x = V_0(C_2 - C_1)/(C_1 + C_2)$. Како је $C_2 - C_1 = 2\Delta C$ и $C_1 + C_2 = 2C_0$, добија се $V_x = V_0\Delta C/C_0$. Из израза (3.2) је $\Delta C/C_0 = x/d$, одакле проистиче да је

$$V_x = \frac{x}{d} V_0. \quad (3.3)$$

Видимо да је V_x сразмерно померају x , а самим тим и убрзању. Дакле, излазни напон напонског разделника v_x има облик правоугаоних импулса, при чему његова амплитуда V_x садржи информацију о интензитету убрзању а његова фаза садржи информацију о смеру убрзања. Зато се напон v_x води (преко бафера) на фазно осетљиви амплитудски демодулатор, који даје једносмерни излазни напон V_{out} , по интензитету једнак амплитуди V_x . Притом, знак излазног напона V_{out} носи информацију о смеру убрзања.

За идеалну опругу, према Хуковом закону, сила F_S која делује на опругу пропорционална је померају x , тј. $F_S = k_S \cdot x$, где је k_S константа опруге. Са друге стране, према Другом Њутновом закону, сила је $F_S = m \cdot a$, где је m маса покретне структуре а a убрзање. Одатле следи да је $m \cdot a = k_S \cdot x$, па се добија $a = k_S \cdot x/m$. Из израза (3.3) добијамо да је

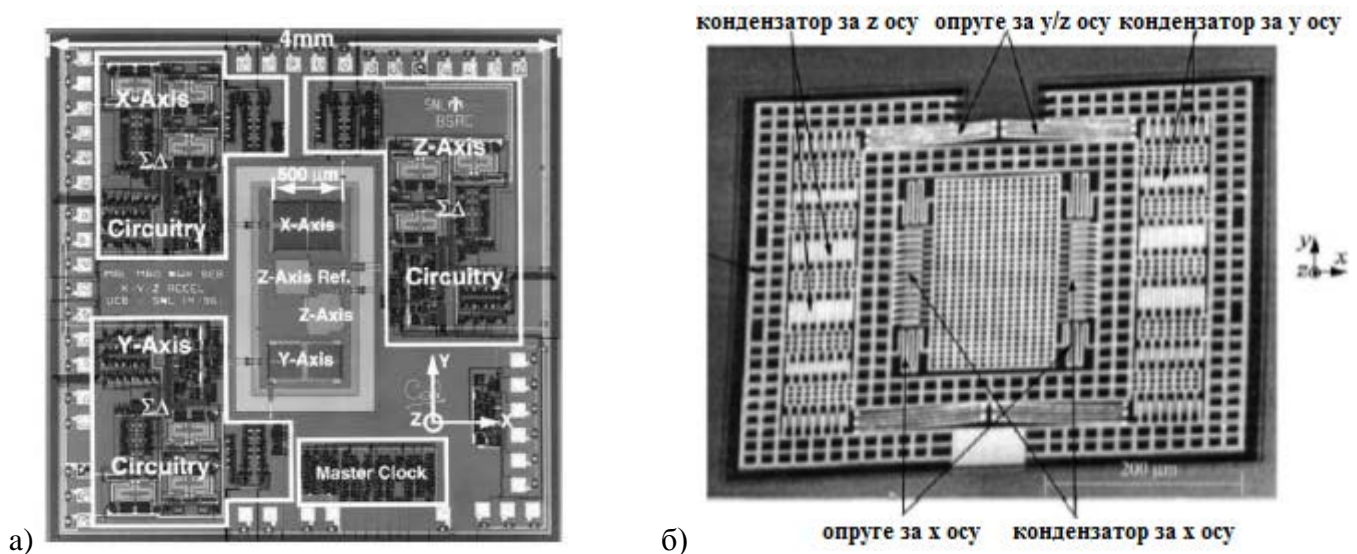
$$a = \frac{k_S \cdot d}{mV_0} V_x. \quad (3.4)$$



Слика 3.4. а) Електрично коло у које се везује МЕМС кондензатор; б) ако је убрзање нула и излазни напон је нула; в) за позитивно убрзање добија се позитиван излазни напон; г) за још веће позитивно убрзање добија се још већи позитивни излазни напон; д) за негативно убрзање добија се негативни излазни напон. Интензитет излазног напона даје нам информацију о интензитету убрзања а знак излазног напона о смеру убрзања. [49]

Навешћемо неке типичне вредности параметара MEMC акцелерометара. Акцелерометар ADXL05 садржи 46 пара кондензатора C_1' и C_2' . Маса инерцијалне покретне масе је око 0.1 μg , растојање између плоча кондензатора је око 1.3 μm , најмања детектабилна промена капацитивности је око 20 aF ($20 \cdot 10^{-18}$ F).

Ово је био опис једнодимензионалног MEMC акцелерометра. На сличан начин могу да се конструишу 2D и 3D MEMC акцелерометри, додавањем кондензатора и одговарајуће електронике за сваку осу. Пример 3D MEMC акцелерометра приказан је на слици 3.5.



Слика 3.5. а) Структура 3D MEMC акцелерометра; постоје три различита капацитивна сензора (за сваку осу по један) и три електронска кола (за сваку осу по један); б) Структура 3D MEMC акцелерометра без електронике: овде су приказани само капацитивни сензори; сва три капацитивна сензора су повезана за исту инерцијалну масу. [49]

Добре особине капацитивних MEMC акцелерометара:

- Врло важна добра особина је температурна неосетљивост, зато што је диелектрична константа практично неосетљива на промену температуре.
- Најчешће није потребна никаква температурна компензација.
- Могу да раде и на високим температурама ($>125^\circ\text{C}$).
- Нема механичких контаката, трења и хистерезисних грешака мерења.
- Пружају високу стабилност и поновљивост.
- Практично немају никакву потрошњу енергије.
- MEMC технологија омогућава фабрикацију микроелектронских кола за обраду сигнала на истом супстрату веома близу сензору, чиме се паразитна капацитивност своди на минимум. Наиме, паразитна капацитивност између

сензора и електронике може да има веома штетан утицај на резултате мерења, па је потребно да електроника буде што ближе сензору; у МЕМС технологији сензор и електроника су веома близу чиме се овај проблем минимизује.

Као проблем капацитивних МЕМС акцелерометара може да се издвоји висока излазна импеданса, због чега је потребно користити коло за прилагођење импеданси.

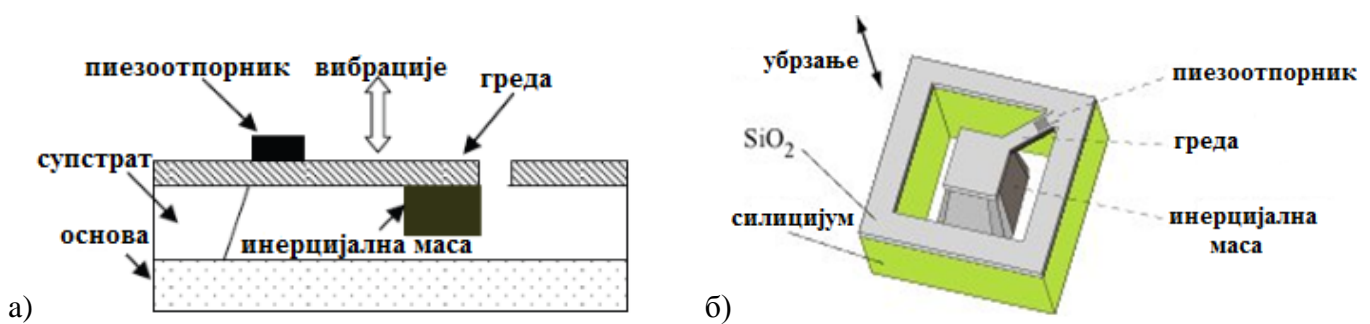
Принцип рада пиезоотпорног МЕМС акцелерометра. Пиезоотпорни ефекат је особина одређених материјала да под дејством механичких деформација (издужење, сабијање) мењају своју електричну отпорност. На овом принципу раде мерне траке. Пиезоотпорни ефекат у полупроводницима (силицијум, германијум) је откривен 1954. године [50]. Овај ефекат је знатно израженији код полупроводника него код метала, тј. пиезоотпорни коефицијент је и до 100 пута већи код полупроводника него код метала. Обично се не користе чисти већ допирани полупроводници *p*-типа и *n*-типа. Интензитет пиезоотпорног ефекта зависи од кристалографске осе кристала полупроводника, од концентрације допаната, а посебно је изражена зависност од промене температуре, што је и главни недостатак ових сензора.

Принцип рада пиезоотпорног акцелерометра приказан је на слици 3.6 а). Имамо греду на чијем врху се налази инерцијална маса. Услед убрзања, ова маса делује неком силом на греду, што доводи до савијања греде на једну или другу страну, зависно од смера убрзања. Са друге стране греде се нанесе пиезоотпорник. Савијање греде доводи до деформације пиезоотпорника услед чега се мења његова отпорност. Пиезоотпорник је везан у електрично коло тако да промена отпорности доводи до промене излазног напона [52].

Добре особине пиезоотпорног МЕМС акцелерометра су високи излазни напон и мала излазна импеданса. Главна негативна особина јесте веома изражена температурска осетљивост пиезоотпорног ефекта. Због тога је потребно вршити температурну компензацију ових акцелерометара, поготово ако се користе у широком опсегу температура. Постоји више начина за реализацију температурне компензације. Конфигурација са Витстоновим мостом је ефикасна у смањењу температурне осетљивости офсета. Употреба извора константне струје за напајање Витстоновог моста је најједноставније решење за компензацију температурног коефицијента осетљивости. Може да се изврши и пасивна температурна компензација, коришћењем мреже отпорника; овај метод може да се користи у опсегу температура (0 °C, 85 °C), али је његов

недостатак смањење излазног напона, јер отпорници представљају разделник напона. За шири температурни опсег (-40 °C, 125 °C) потребно је применити знатно сложеније методе компензације [51].

На слици 3.6. б) је приказан изглед једног MEMC пиезоотпорног акцелерометра, који ради на претходно описан начин [51]. Имамо греду дебљине 15 μm , на чијем врху је закачена инерцијална маса дебљине 200 μm ; на греду је нанесен пиезоотпорник. Остатак силицијумског супстрата који окружује инерцијалну масу представља основу (базу) акцелерометра. Акцелерометар је осетљив на вибрације нормалне на раван акцелерометра. Овим акцелерометром могу да се мере убрзања од 0.01 g до 100 g.



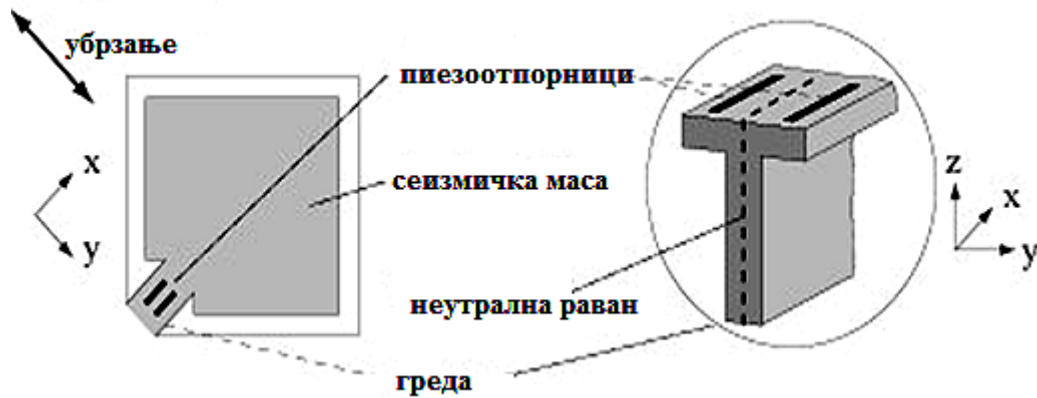
Слика 3.6. Пиезоотпорни MEMC акцелерометри осетљиви на убрзање нормално на раван акцелерометра. [51, 52]

На слици 3.7 је приказана још једна реализација пиезоотпорних MEMC акцелерометара [51]. Овај акцелерометар је осетљив на убрзање у равни акцелерометра. Постоје два пиезоотпорника, постављена симетрично у односу на неутралну раван, тако да када је један изложен истезању други је изложен сабијању. Ови отпорници су везани у Витстонов мост. Пиезоотпорници су израђени од допираног силицијума *n*-типа а супстрат од *p*-типа. Осетљивост акцелерометра је 0.7mV/g/5V а резонантна фреквенција је 1.2 kHz.

Још једна реализација пиезоотпорног MEMC акцелерометра [51] приказана је на слици 3.8. Акцелерометар мери убрзање у равни акцелерометра. Имамо танку греду са инерцијалном масом. Пиезоотпорни материјал се наноси на бочне стране греде техником дубинског нагризања реактивним јонима. Греда је тако пројектована да концентрише деформацију (истезање, сабијање) на место имплантирања пиезоотпорника. Под дејством убрзања у равни акцелерометра долази до бочног савијања греде. Кућиште које окружује инерцијалну масу служи да ограничи кретање инерцијалне масе; на тај начин се поставља максимална вредност мерљивог убрзања,

спречава се да савијање греде буде толико велико да пређе у област са нелинеарним одзивом, а такође се акцелерометар штити од шок удара.

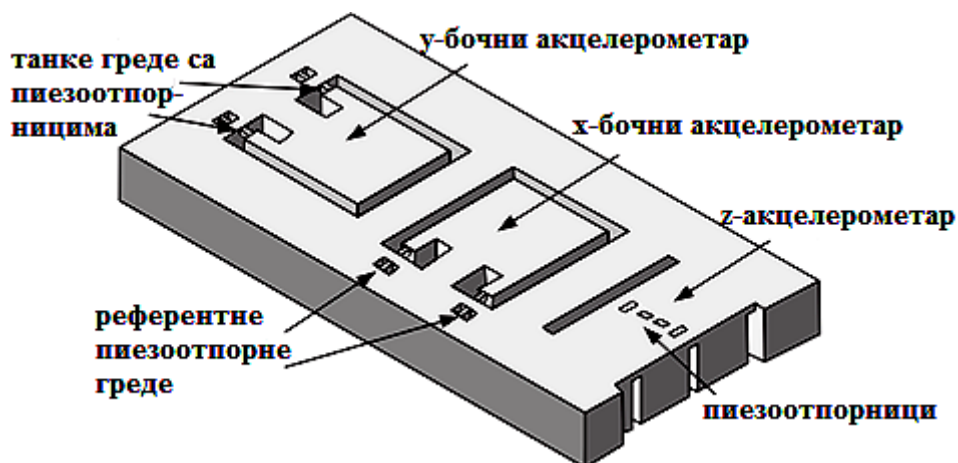
На слици 3.9 је приказан један тродимензионални (троосни) пиезоотпорни MEMS акцелерометар [53].



Слика 3.7. Пиезоотпорни MEMS акцелерометар осетљив на убрзање у равни акцелерометра. [51]



Слика 3.8. Пиезоотпорни MEMS акцелерометар осетљив на убрзање у равни акцелерометра са пиезоотпорником имплантираним у бочне стране танке греде. [51]

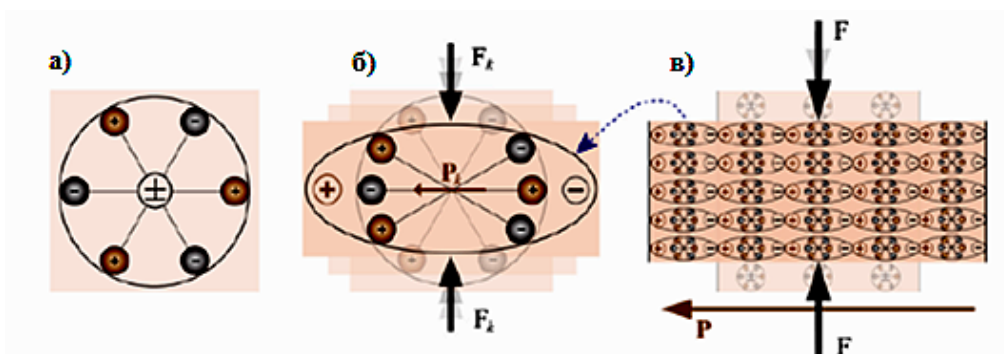


Слика 3.9. 3D пиезоотпорни MEMS акцелерометар. [53]

Примена МЕМС акцелерометара. МЕМС акцелерометри имају веома широку примену. Веома значајна је примена у аутомобилској индустрији у производњи ваздушних јастука. Масовна примена МЕМС акцелерометара у аутоиндустрији значајно је смањила њихову цену. Такође, имају примену у војној индустрији у производњи паметног оружја (пројектили, ракете), затим у производњи модерних микро (лакши од 100 kg) и нано (лакши од 10 kg) сателита. МЕМС акцелерометри су саставни део модерних мобилних телефона као и дигиталних апарата и камера (користе се за стабилизацију слике). Налазе се и у новим контролерима за видео игрице. Поред тога, МЕМС акцелерометри се користе у лаптоповима за заштиту хард диска од оштећења (нпр. ако се лаптоп испусти, акцелерометар детектује слободан пад и аутоматски гаси хард диск како би га заштитио од оштећења).

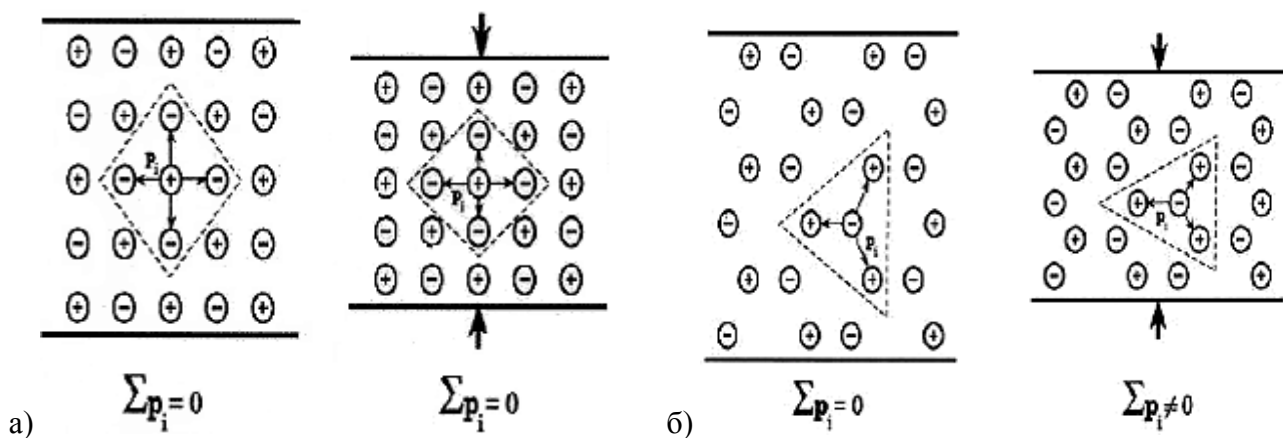
3.1.1.2. Пиезоелектрични акцелерометри

Пиезоелектрични ефекат и пиезоелектрични материјали. Пиезоелектрични ефекат је особина одређених материјала да генеришу наелектрисање када су изложени деловању неке механичке силе. Објашњење пиезоелектричног ефекта на једноставном молекуларном моделу [111] приказано је на слици 3.10. Постоје природни пиезоелектрични материјали (кварц, турмалин, топаз, Рошелова со) и вештачки материјали (то су пиезоелектричне керамике настале синтеровањем, од којих је најпознатија PZT керамика). Природни материјали имају монокристалну структуру а вештачке керамике имају поликристалну структуру.



Слика 3.10. Објашњење пиезоелектричног ефекта на једноставном молекуларном моделу: а) када нема деловања спољне силе, центри позитивног и негативног наелектрисања у молекулу се поклапају и нема пиезоэффекта; б) услед делова спољне силе долази до деформације молекула тако да са једне стране молекула имамо вишак позитивних а са друге стране вишак негативних наелектрисања, тј. молекул се понаша као електрични дипол; в) сада посматрамо цео материјал са великим бројем молекула; унутар материјала се позитивна и негативна наелектрисања суседних молекула поништавају, али на крајевима материјала остају непоништена наелектрисања, на једној страни материјала позитивна а на другој негативна; ова генерисана наелектрисања на крајевима материјала се прихватају стављањем металних плоча. [111]

Пиезоелектрични ефекат је последица структуре и геометрије кристалне решетке материјала и јавља се само код нецентросиметричних кристала [112]. Кристал је центросиметричан ако у свакој ћелији постоји центар симетрије: то је тачка за коју важи да за сваки атом са координатама (x, y, z) у односу на центар симетрије постоји исти такав атом у тачки $(-x, -y, -z)$. Ако центар симетрије не постоји, такав кристал је нецентросиметричан и у њему може да се јави пиезоелектрични ефекат. Ово је објашњено на слици 3.11.



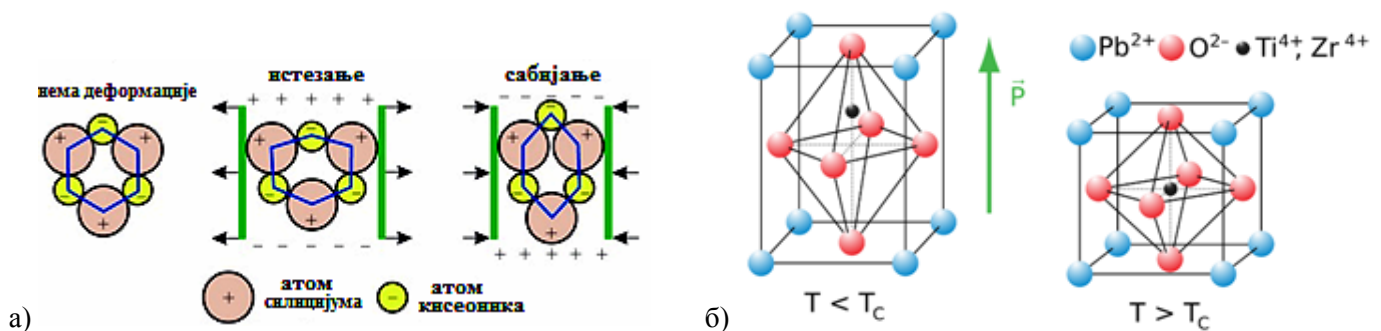
Слика 3.11. а) у кристалу који има центар симетрије не долази до пиезоэффекта јер и након деловања силе на кристал и даље постоји центар симетрије и збир дипола у свакој основној јединици кристала остаје једнак нули; б) у кристалу који нема центар симетрије збир дипола у основној јединици кристала пре деловања силе је једнак нули (диполи се међусобно поништавају) али након деловања силе збир дипола је различит од нуле, тј. појављује се ненулти резултујући дипол и долази до поларизације кристала. [112]

Принцип настанка пиезоэффекта код кварца и код PZT керамике приказан је на слици 3.12. Код кварца услед деловања спољне силе долази до деформације кристалне ћелије и до повећања позитивног наелектрисања (јони силицијума) са једне стране и негативног наелектрисања (јони кисеоника) са друге стране. Код PZT керамике (хемијска формула $Pb[Zr_xTi_{1-x}]O_3$, $(0 \leq x \leq 1)$) укупно наелектрисање у свакој ћелији једнако је нули; међутим, јон титанијума се не налази у центру ћелије већ незнатно изван центра, услед чега се кристална ћелија понаша као електрични дипол. Дејство механичке силе на кристал још више удаљава јон титанијума од центра ћелије, чиме се повећава поларизација кристала.

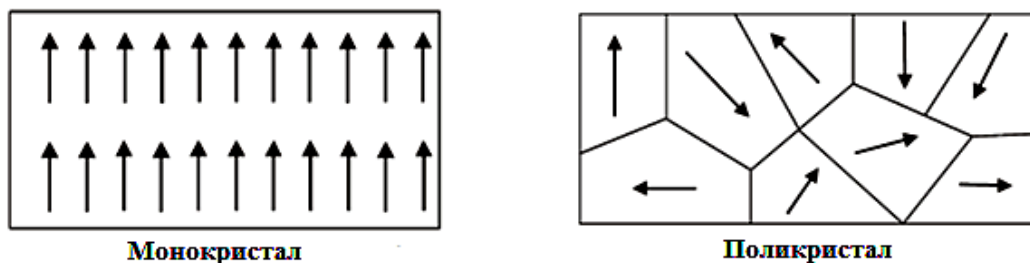
Како су вештачке керамике поликристални материјали, код њих се јављају домени при чему је оријентација електричних дипола различита у различитим доменима; ови диполи се међусобно поништавају што знатно слаби пиезоэффект (слика 3.13). Да би пиезоелектрични ефекат дошао до изражаја, диполи у свим доменима морају

да буду усмерени у истом правцу и смеру, што се постиже стављањем керамике у јако електрично поље на повишеној температури (овај процес се зове поларизација кристала - 'poling') [113]. Електрични диполи се поравнавају у правцу и смеру примењеног електричног поља, и задржавају ту оријентацију и након престанка деловања електричног поља. Ово је приказано на слици 3.14.

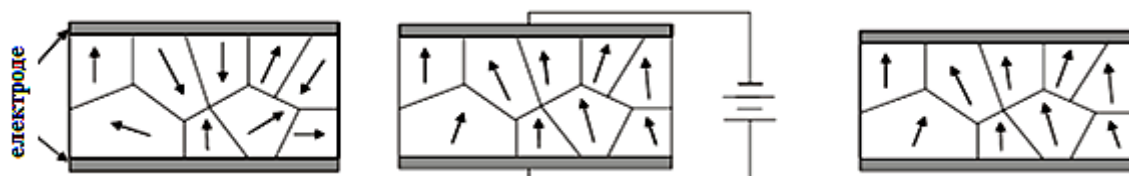
За сваки пиезоелектрични материјал постоји горња гранична температура до које материјал има пиезоелектрична својства. Ова температура се зове Киријева температура. Ако се материјал изложи температури већој од Киријеве, он губи пиезоелектрична својства.



Слика 3.12. Принцип настанка пиезоелектричног ефекта код а) кварца и б) PZT керамике; PZT керамика поседује пиезоелектрична својства на температурама нижим од Киријеве температуре T_c , док на температурама вишим од Киријеве губи пиезоелектрична својства.



Слика 3.13. Монокристал и поликристал. На левој слици је приказан монокристал, у коме имамо усмерене електричне диполе. Код поликристала (десна слика) имамо домене са случајном оријентацијом електричних дипола. [113]



Слика 3.14. Поларизација керамике у циљу генерисања пиезоелектричног ефекта. На левој слици имамо случајно оријентисане електричне диполе у керамици пре поларизације; како се ови диполи међусобно поништавају пиезо ефекат готово и да не постоји. На средњој слици се врши процес поларизације, излагањем керамике јаком електричном пољу на повишеној температури, услед чега долази до оријентације електричних дипола у правцу и смеру примењеног електричног поља. На десној слици приказан је материјал након поларизације; иако је електрично поље искључено, диполи и даље задржавају усмерење постигнуто поларизацијом, чиме се ствара пиезо ефекат у смеру оријентације дипола. [113]

PZT керамика је данас доминантан материјал за израду пиезоелектричних акцелерометара јер има веома велику осетљивост, знатно већу од кварца (тј. за исту вредност силе генеришу знатно већу количину наелектрисања); нпр. осетљивост PZT керамике је 350 pC/N а кварца 2.2 pC/N (јединица pC/N означава пикоКулон по Њутну; осетљивост означава колико пикоКулона наелектрисања се генерише по једном Њутну примењене силе). Силе које се јављају код мерења вибрација су малог интензитета па је потребно користити пиезоматеријале велике осетљивости. Ово посебно важи на ниским фреквенцијама, где су амплитуде убрзања, па самим тим и силе, веома мале. Применом PZT керамике која има велику осетљивост, омогућава се мерење вибрација до врло ниских фреквенција (чак и испод 1 Hz). Са друге стране, PZT керамика има и већу резонантну фреквенцију у односу на кварц, па самим тим и шири пропусни опсег, тј. омогућава мерење високофреквентних вибрација.

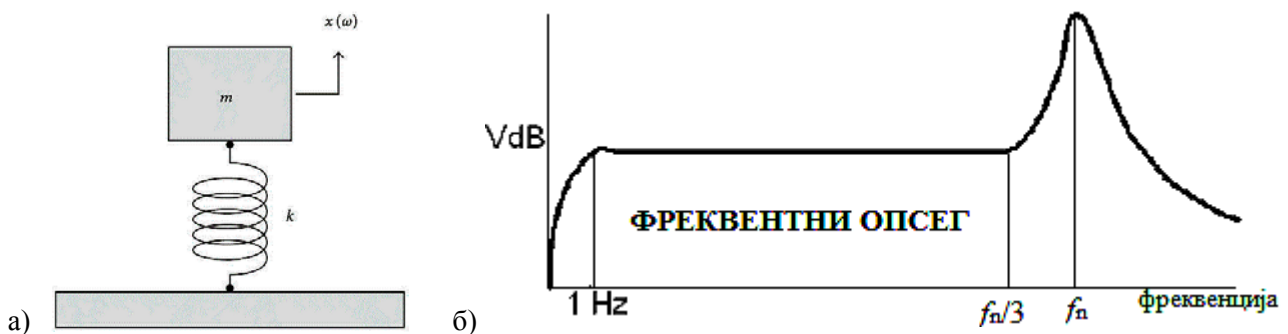
Кварц има бољу температурску стабилност у односу на PZT керамику (осетљивост кварца се не мења много са променом температуре); код кварца се не јављају ефекти старења па је веома стабилан у дугом временском периоду. Због мале осетљивости кварц није погодан за примену у мерењу вибрација, али је зато нашао широку примену у областима где осетљивост није од пресудног значаја.

Још једна предност PZT керамике у односу на кварц је да пружа знатно већу флексибилност у погледу сечења кристала и самим тим пружа знатно веће могућности у погледу формирања кристала различитих величина и облика. Наиме, код кварца је пиезоелектрични ефекат унапред дефинисан дуж одређене кристалографске осе па сечење кристала може да се врши само дуж те осе чиме се ограничава могућност у избору величина и облика кристала. Код PZT керамике се пиезоелектрични ефекат накнадно ствара процесом поларизације (*'poling'*); кристали се прво обликују по жељи а онда се подвргну процесу поларизације у којем добију пиезоелектрична својства.

Принцип рада пиезоелектричних акцелерометара. Основни елементи пиезоелектричних акцелерометара су пиезоелектрични кристал и инерцијална маса. Пиезоелектрични акцелерометри генеришу наелектрисање (а самим тим и мерљиви електрични напон) када инерцијална маса изврши притисак или делује неком силом на пиезоелектрични кристал. Принцип рада пиезоелектричних акцелерометара је следећи. Када се појави убрзање дуж вертикалне осе, инерцијална маса делује неком силом на пиезоелектрични кристал; ова сила је према Другом Њутновом закону једнака $\vec{F} = m \cdot \vec{a}$, где је m инерцијална маса а \vec{a} убрзање. Што је већа инерцијална маса већа је и сила

која се генерише при неком убрзању, па је већи и излазни напон а самим тим је већа и осетљивост акцелерометра.

Фреквентни опсег пиезо акцелерометра. Пиезоелектрични акцелерометар може да се моделује системом другог реда опруга-маса са нултим пригушењем. Типична фреквентна карактеристика оваквог система приказана је на слици 3.15.



Слика 3.15. а) Систем опруга-маса којим може да се моделује рад акцелерометра; б) Фреквентна карактеристика пиезо акцелерометра у којој се истиче резонантна (природна) фреквенција f_n . Користан фреквентни опсег је опсег фреквенција у коме је фреквентна карактеристика равна; за горњу граничну фреквенцију фреквентног опсега се узима $f_n/3$ а доња гранична фреквенција може да буде чак и мања од 1 Hz.

За овакав систем увек постоји нека резонантна (природна) фреквенција, на којој постоји врло изражен пик у фреквентној карактеристици. Природна фреквенција је дефинисана следећим изразом:

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{k/m}, \quad (3.5)$$

где је f_n природна фреквенција, k је крутост (тј. константа опруге кристалне решетке) а m је инерцијална маса. Ширина фреквентног опсега пиезо акцелерометра одређује се тако да фреквентна карактеристика осетљивости у том опсегу буде равна линија. Као неко практично правило, за горњу граничну фреквенцију се узима 1/3 резонантне фреквенције [114].

Мали акцелерометри са малом масом могу да имају веома велику резонантну фреквенцију (до 180 kHz) али и малу осетљивост. За осетљивије акцелерометре опште намене типична резонантна фреквенција је 30 kHz, што даје горњу граничну фреквенцију од 10 kHz [115].

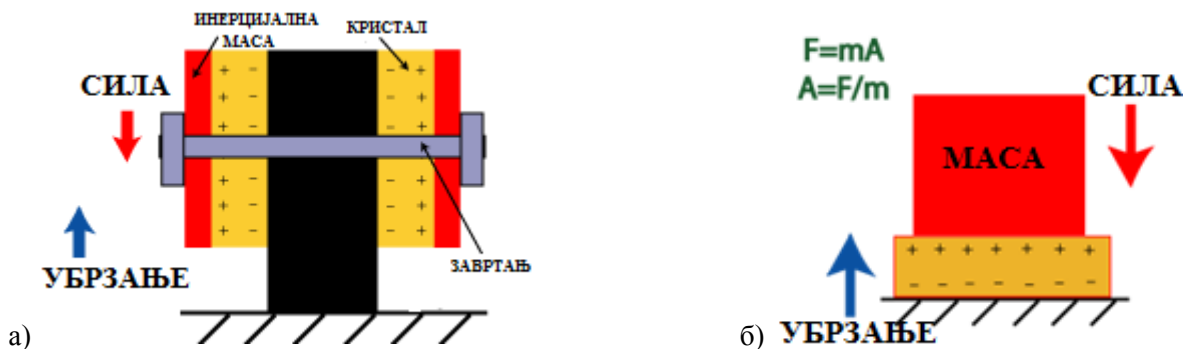
Ако се користи горња гранична фреквенција од 1/3 резонантне фреквенције, грешка нелинеарности је око 1 dB. Међутим, ако је прихватљива већа грешка нелинеарности (до 3 dB) може за граничну фреквенцију да се узме и знатно већа вредност: од 1/2 до 2/3 резонантне фреквенције.

Типови пиезоелектричних акцелерометара. Два основна типа пиезо акцелерометра су: компресиони и на бази смицања (*shear*). Ови типови пиезо акцелерометара су дефинисани модом, тј. кристалном осом дуж које инерцијална маса врши притисак на пиезоелектрични кристал [114, 116].

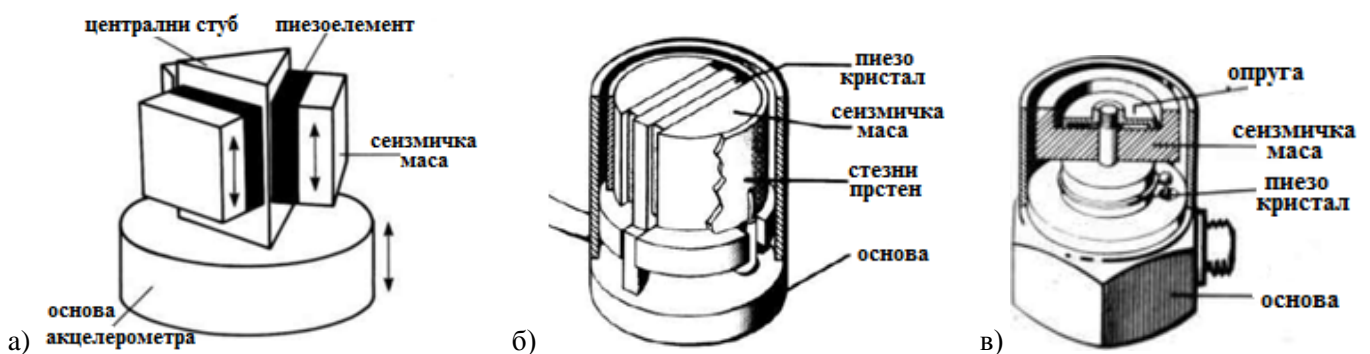
Смицајни акцелерометри делују на пиезоелектрични кристал у виду смицања. Код овог типа акцелерометара пиезоелектрични кристали су стиснути између централног стуба и инерцијалне масе. Цела конструкција се држи на месту тако што је стегнута завртњем или стезним прстеном, слика 3.16 а).

Компресиони тип пиезоелектричних акцелерометара има прилично једноставну конструкцију: пиезоелектрични кристал се налази између равне основе и инерцијалне масе. Обично се кроз центар инерцијалне масе и пиезоелектричног кристала стави један завртањ који држи целу конструкцију на месту, слика 3.16 б).

На слици 3.17 су приказана два најчешћа дизајна смицајних акцелерометара (делта и планарни) као и дизајн компресионог акцелерометра [114].



Слика 3.16. а) Пиезоелектрични акцелерометар смицајног типа; б) Компресиони пиезоелектрични акцелерометар. [117]



Слика 3.17. а) Делта дизајн смицајног акцелерометра; б) планарни дизајн смицајног акцелерометра; в) компресиони акцелерометар. [114]

Укратко ћемо дати поређење компресионих и смицајних пиезо акцелерометара. Ако су сви параметри исти, кристал код компресионог типа има већу крутост у односу на смицајни тип. Ово значи да компресиони тип има већу природну (резонантну) фреквенцију, што резултира у нешто ширем фреквентном опсегу (10% - 20%). Са друге стране, кристали код смицајног типа дају за око 40 % већи излазни електрични напон у односу на кристале код компресионог типа, за исту силу. То значи да је код смицајног типа потребна мања инерцијална маса да би се добио исти излазни електрични напон него код компресионог типа. Ове разлике пре свега потичу од различитог начина сечења кристала (дуж различитих кристалографских оса).

Као што је већ речено, пиезоелектрични кристали треба да створе излазни напон када су под притиском услед вибрација. Сваки други притисак на пиезоелектрични кристал који потиче од неког другог извора а не од вибрација ствара непожељни излазни напон који представља шум, који може да доведе до грешке мерења. Пиезокристали компресионог типа су посебно осетљиви на притисак услед савијања основе и услед термалних транзијената. У системима са великим степеном савијања основе или у случајевима нагле промене температуре (ако се сензор стави у вруће или хладно окружење а не омогући му се да се термички стабилизује пре него што се врше мерења), може да се генерише велики напон, стварајући велику грешку мерења.

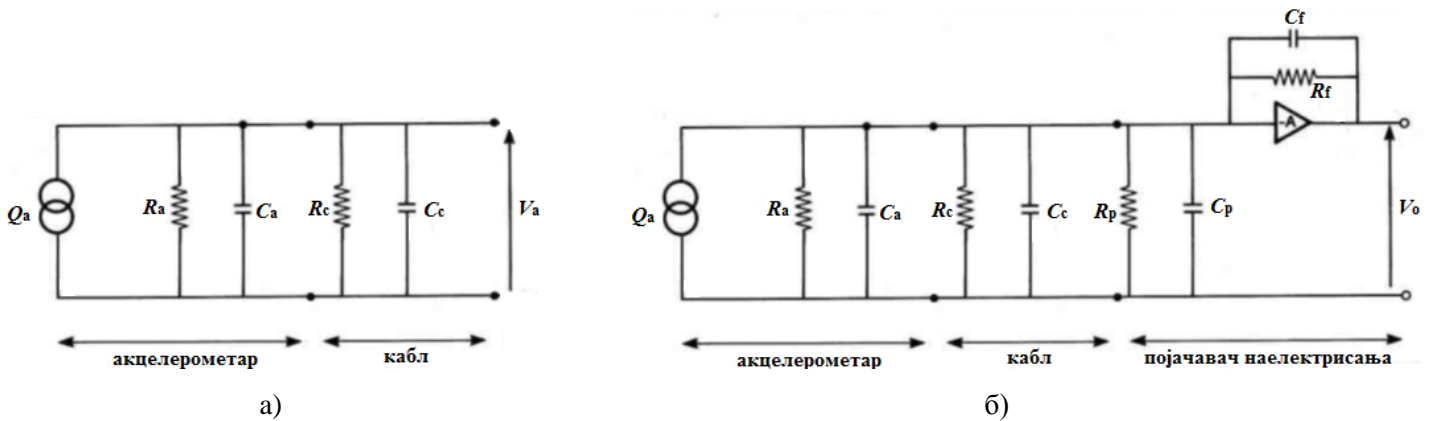
У смицајном моду, стуб за који су окачени пиезоелектрични кристали и инерцијалне масе је механички изолован од савијања и од термалних стресова. Стога су пиезо акцелерометри у смицајном моду много мање осетљиви на ове штетне утицаје и производе знатно мање грешака, тако да је мерење тачније и поузданије.

Акцелерометри у смицајном моду су комплекснији за производњу од оних у компресионом моду; ипак, модерне технологије омогућавају јефтину масовну производњу смицајних акцелерометара.

Први пиезоакцелерометри били су компресионог типа, пре свега због једноставнијег дизајна. Међутим, модерни пиезо акцелерометри углавном су смицајног типа, због много бољих карактеристика: веће осетљивости и веће робустности на штетне утицаје који постоје у захтевном индустријском окружењу, чиме се постижу тачнија и поузданија мерења.

Појачавач наелектрисања. Пиезоелектрични акцелерометар има велику излазну импедансу. Због тога директно везивање следећих степена у мерном ланцу (који обично немају тако велику улазну импедансу) на пиезоелектрични акцелерометар може

значајно да смањи осетљивост акцелерометра и да ограничи фреквентни опсег. Да би се решио овај проблем, на излазу акцелерометра се везује појачавач са врло високом улазном импедансом, помоћу кога се врши прилагођење по импеданси. Постоје два типа појачавача: напонски појачавач (*voltage amplifier*) и појачавач наелектрисања (*charge amplifier*).



Слика 3.18. а) Еквивалентна шема пиезоакцелерометра са каблом; б) еквивалентна шема мерног система који се састоји од пиезоакцелерометра, кабла и појачавача наелектрисања. Ознаке на слици: Q_a – наелектрисање генерисано пиезоелементом (ово наелектрисање је пропорционално убрзању), C_a – капацитивност акцелерометра, R_a – отпорност акцелерометра, C_c – капацитивност кабла и конектора, R_c – отпорност кабла, C_p – улазна капацитивност појачавача, R_p – улазна отпорност појачавача, C_f – капацитивност у повратној спрези, R_f – отпорност повратне спреге, A – појачање операционог појачавача (ово појачање је велико, реда 10^5), V_a – излазни напон пиезоакцелерометра, V_o – излазни напон појачавача наелектрисања. [114]

Да би објаснили разлику између ова два типа појачавача, треба посматрати еквивалентну шему пиезоелектричног акцелерометра (слика 3.18 а)), који генерише наелектрисање Q_a сразмерно убрзању. У оквиру линеарног дела пропусног опсега, пиезоелектрични акцелерометар може да се посматра као генератор који је у паралелној вези са унутрашњом капацитивношћу C_a и паразитном отпорношћу R_a . За акцелерометар је везан кабл са капацитивношћу C_c и отпорношћу R_c . Излазни напон акцелерометра је $V_a = Q_a / (C_a + C_c)$, при чему утицај отпорности може да се занемари. Наелектрисање Q_a и напон V_a су временски променљиве величине. Видимо да излазни напон зависи од капацитивности кабла за конекцију C_c .

Напонски појачавач појачава променљиви напон V_a . Проблем са напонским појачавачем је то што напон V_a зависи од капацитивности кабла, па и осетљивост мерног система зависи од капацитивности кабла. Како капацитивност кабла зависи од дужине кабла, и осетљивост система ће зависити од дужине кабла. То значи да сваки пут када се мења дужина кабла мења се и осетљивост па мора поново да се врши калибрација.

На слици 3.18 б) је приказана еквивалентна шема акцелерометра са конекционим каблом и са појачавачем наелектрисања (*charge amplifier*). Појачавач наелектрисања је заправо операциони појачавач са кондензатором C_f у повратној спрези, при чему појачање A има веома велику вредност (реда 10^5). Отпорности у шеми имају велике вредности, а како су везане паралелно, њихов утицај може да се занемари. Са $C_e = C_a + C_c + C_p$ означимо еквивалентну капацитивност. Показује се да је излазни напон V_o дат следећим изразом:

$$V_o = -\frac{Q_a}{\left(1 + \frac{1}{A}\right)C_f + \frac{1}{A}C_e} \approx -\frac{Q_a}{C_f}. \quad (3.6)$$

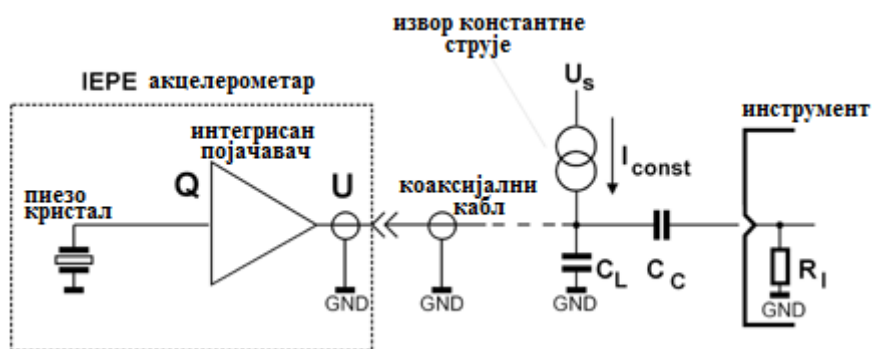
Како појачање A има веома велику вредност, у претходном изразу смо сматрали да члан $1/A$ тежи нули. Видимо да је излазни напон V_o сразмеран наелектрисању Q_a , па се зато овај појачавач зове појачавач наелектрисања. Битна ствар је да излазни напон V_o не зависи од шантних капацитивности, па ни од капацитивности кабла. Самим тим, осетљивост не зависи од дужине кабла [114].

Напонски мод и мод наелектрисања. Акцелерометри могу бити реализовани у напонском моду (*voltage mode*) и у моду наелектрисања (*charge mode*).

У моду наелектрисања, излаз из акцелерометра је генерисано наелектрисање. У овом случају је потребно да на акцелерометар прикачимо кабл којим ћемо излазно наелектрисање да одведемо до појачавача наелектрисања, где ће наелектрисање да буде конвертовано у напон а такође висока излазна импеданса акцелерометра да буде конвертована у ниску излазну импедансу; тек након тога можемо добијени сигнал да користимо за даљу обраду. Притом, због високе излазне импедансе акцелерометра, кабл који се везује на акцелерометар не може да буде обичан кабл већ посебан малошумни кабл (отпоран на шумове) који је скуп. Дакле, код акцелерометра у моду наелектрисања, потребна нам је додатна опрема (специјални кабл и појачавач наелектрисања) што ствара додатне трошкове и захтева додатно ангажовање у конфигурисању целог система.

Акцелерометри у напонском моду (*voltage mode*) познати су по ознакама IEPЕ (*Integrated Electronics PiezoElectric*) сензори и ICP (*Integrated Circuit Piezoelectric*) сензори. У овом случају, у самом акцелерометру имамо уграђен појачавач који наелектрисање трансформише у напон и високу импедансу у ниску, слика 3.19. Дакле, на излазу акцелерометара у напонском моду имамо напон и имамо ниску излазну импедансу. Овакав напон може директно да се води на даљу обраду (нпр. на аквизициону картицу). Дакле, у овом случају нам није потребна додатна опрема

(специјални кабл и појачавач), што појефтиније и олакшава процес монтаже акцелерометра. Ипак, у овом случају је потребно да обезбедимо напајање за интегрисани појачавач. Обично се за IEPЕ акцелерометар везује кабл (али не посебни малешумни већ јефтин обичан кабл) који има две жице: једну за напајање и пренос података а друга жица је маса. Напајање се врши напоном обично већим од 18 V (нпр. од 18 V до 30 V), при чему је струја напајања од 2mA до 20 mA (типична вредност је 4 mA). Излазни напон IEPЕ акцелерометра је наизменични напон који садржи једносмерни (DC) офсет (од 12 V до 16 V), тј. наизменични напон услед вибрација је суперпониран DC офсету. Овај DC офсет није од интереса и накнадно се уклања спрежним кондензатором и не преноси се даље кроз мерни ланац. Међутим, DC офсет утиче на то колики динамички опсег убрзања може да се измери; наиме, излазни напон акцелерометра не сме да буде већи од напона напајања интегрисаног појачавача јер ће у супротном појачавач да оде у засићење. На пример, нека је напајање појачавача 18 V, нека је DC офсет 12 V а осетљивост акцелерометра 100 mV/g; тада максимална амплитуда наизменичног напона може да буде 6 V (= 18 V – 12 V), што значи да је максимални опсег мерења убрзања вибрација ± 60 g. Ако нам треба већи динамички опсег мерења вибрација, можемо или да повећамо напон напајања (нпр. ако је напон напајања појачавача 22 V, динамички опсег је ± 100 g) или да смањимо осетљивост (нпр. ако осетљивост смањимо на 10 mV/g, динамички опсег се повећава на ± 600 g); осетљивост можемо да смањимо смањењем инерцијалне масе [118].



Слика 3.19. IEPЕ акцелерометар; ознаке: C_L – капацитивност кабла (око 100 pF/m), C_C – спрежни кондензатор (1–10 μ F), I_{const} – извор константне струје (препоручена вредност 4 mA), U_s – константни напон напајања (препоручена вредност >18 V), R_i – улазна импеданса инструмента. [119]

IEPE акцелерометри могу да се користе на температурама до око 120 °C јер интегрисана електроника у њима не може да ради на вишим температурама. Са друге стране, акцелерометри у моду наелектрисања могу да раде и на знатно већим температурама.

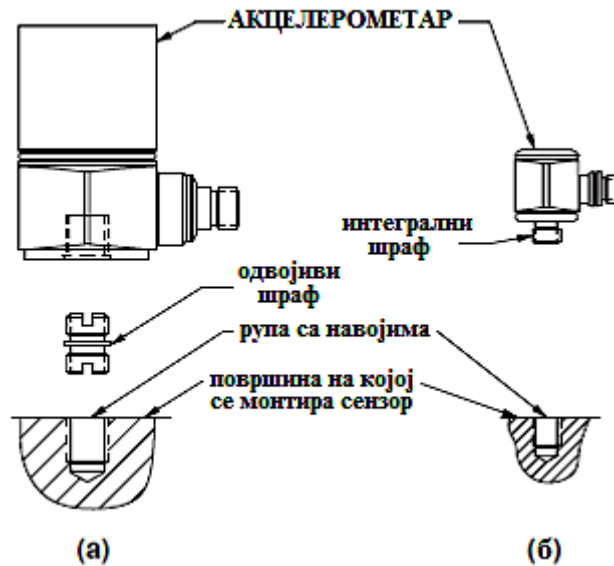
Технике монтирања индустријских пиезоелектричних акцелерометара. Начин монтирања акцелерометара директно утиче на њихов фреквентни опсег [120]. Акцелерометар треба да има равну фреквентну карактеристику у фреквентном опсегу од интереса за дату примену. Монтирање ушрафљивањем у чисту равну површину са добром завршном обрадом обично даје најшири пропусни опсег. Када се користи адхезионо монтирање (лепљење) или монтирање помоћу магнета, фреквентни опсег може значајно да се смањи. Најнижи фреквентни опсег се постиже ако се акцелерометар држи руком. Ширина фреквентног опсега зависи од много фактора, као што су маса акцелерометра, маса магнета, снага магнета, дебљина лепка, материјал и стање површине на којој се врши монтажа, итд. У Табели 3.1 су дате неке типичне вредности за ширину фреквентног опсега за различите методе монтирања пиезоелектричних акцелерометара (ове вредности су оквирног карактера и могу да варирају од случаја до случаја).

Табела 3.1. Ширина фреквентног опсега за различите методе монтирања пиезоелектричног акцелерометра. [120]

| Метод монтирања | Ширина фреквентног опсега |
|-----------------|---------------------------|
| Држање руком | 500 Hz |
| Магнет | 2000 Hz |
| Лепак | 2500 Hz – 4000 Hz |
| Пчелињи восак | 5000 Hz |
| Ушрафљивање | 6000 Hz– 10000 Hz |

Приликом монтирања акцелерометра битно је да се постигне што јача веза између акцелерометра и објекта на који се монтира, како би се вибрације објекта што боље пренеле на акцелерометар; ово је посебно важно за вибрације високих фреквенција. Ушрафљивањем се постиже најјача веза између акцелерометра и објекта. Постоје две врсте шрафа: шраф који је интегрални део акцелерометра (трајно спојен са акцелерометром још у току фабрикације) и шраф као посебан елемент (тј. одвојиви шраф) који може по потреби да се ставља на акцелерометар и скида са њега, слика 3.20. Решење са одвојивим шрафом је најпопуларније, из више разлога: омогућава лако поновно равнање површине акцелерометра (наиме, након вишеструког монтирања, површина акцелерометра се оштећује и постаје недовољно равна, што смањује фреквентни опсег па је потребно поново је изравнати; уклањањем шрафа могуће је да се површина акцелерометра директно стави на машину за полирање; у случају интегралног шрафа, равнање површине је знатно отежано); ако се интегрални шраф сломи

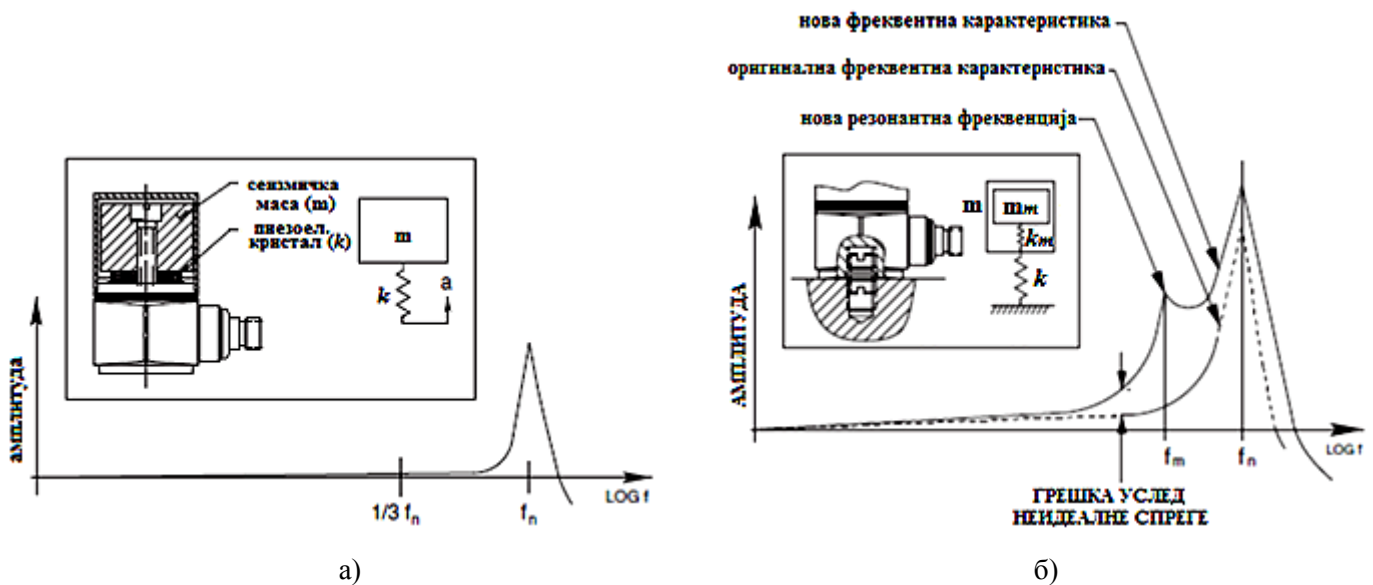
акцелерометар најчешће постаје неупотребљив а ако се уклоњиви шраф сломи може лако да се замени другим шрафом; уклоњиви шраф пружа могућност и адхезионог монтирања у случају када ушрафљивање није могуће.



Слика 3.20. а) Одвојиви и б) интегрални шраф за монтирање акцелерометра. [120]

Пре ушрафљивања је потребно темељно очистити површину на месту монтаже; то се ради компримованим ваздухом у циљу уклањања ситних металних делова, уља и прљавштине. Приликом ушрафљивања се обично ставља танак слој силиконске масти да се попуне празнине настале услед несавршености монтажних површина.

Већ смо рекли да пиезоакцелерометар има природну резонантну фреквенцију f_n и да може да се моделује системом маса-опруга (k и m). Ако имамо недовољно јаку везу између акцелерометра и објекта, на пример због неидеалних монтажних површина (ако нису идеално равне или ако на њима постоје честице метала остале од бушења рупе или честице неког другог материјала), то се механички манифестује као да имамо још један систем опруга-маса са параметром опруге k_m и масом m_m (која представља укупну масу целог акцелерометра), који има своју резонантну фреквенцију $f_m = \frac{1}{2\pi} \sqrt{k_m/m_m}$. Дакле, лоше монтиран пиезоелектрични акцелерометар може да се моделује као механички систем са два система опруга-маса, који има две резонантне фреквенције f_n и f_m . Обично је $f_m < f_n$. Фреквентна карактеристика овог система је приказана на слици 3.21. Видимо да услед појаве друге резонантне фреквенције f_m , опсег фреквенција у коме је фреквентна карактеристика константна је знатно ужи, тј. лоше монтиран акцелерометар има знатно ужи фреквентни опсег него што би имао у случају идеалног монтирања.



Слика 3.21. а) Идеална спрега између акцелерометра и подлоге; акцелерометар се моделује системом маса – опруга (k , m) и има резонантну фреквенцију f_n ; б) неидеална спрега између акцелерометра и подлоге моделује се додатним системом маса – опруга (k_m , m_m) и појављује се још једна резонантна фреквенција f_m која значајно сужава ширину фреквентног опсега. [120]

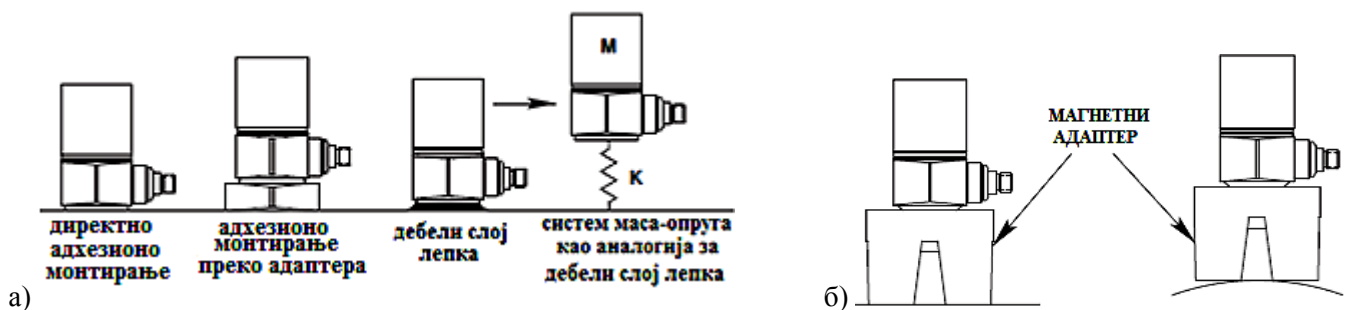
Ушрафљивање подразумева бушење рупе у површину објекта на коме се монтира акцелерометар. Често се јављају ситуације где је бушење рупе непрактично, или чак немогуће, нпр. ако акцелерометар треба да се намонтира на врло танак лим. У таквим случајевима се користе други начини монтирања, као што су адхезионо монтирање (лепљење) или монтирање помоћу магнета.

У случају монтирања лепљењем важно је да слој лепка буде што тањи; са повећањем дебљине адхезионог слоја смањује се фреквентни опсег. Стога је потребно користити лепкове који и са танким слојем могу да остваре довољно јаку везу. Такви лепкови су цијаноакрилатни лепкови, који се брзо стежу, могу и са танким слојем лепка да остваре чврсту везу, и лако се скидају јер су растворљиви у ацетону. И зубни цемент може да послужи као добро адхезионо средство, али проблем са њим је што није лако растворљив па се веома тешко скида, што значи да приликом уклањања акцелерометра може да дође до оштећења акцелерометра или површине на којој је монтиран. Често се акцелерометар не лепи директно на површину већ се прво ушрафи у адхезиони адаптер који се онда лепи на површину.

Магнетно монтирање се користи за постављање акцелерометра на феромагнетну површину машине. Обично се акцелерометар прво ушрафи у магнетни адаптер који се онда магнетно прикачи на феромагнетну површину. Магнетно монтирање омогућава једноставно постављање и уклањање акцелерометра и премештање са једног места на

друго, али се на тај начин знатно смањује фреквентни опсег; магнетно монтирање треба користити на нижим фреквенцијама, највише до 1 kHz – 2 kHz. Магнетно монтирање треба да се врши на равној и чистој феромагнетној површини; треба уклонити уље, мазиво и све друге честице са површине, јер могу да умање магнетну спрегу. Чак и дебљи слој боје на површини умањује магнетну спрегу.

Код адхезионог и магнетног монтирања имамо недовољно јаку спрегу акцелерометра и објекта, и ефекат је исти као већ описани случај са два система опруга-маса, што даје фреквентну карактеристику као на слици 3.21, због чега долази до смањења ширине фреквентног опсега. Различити случајеви адхезионог и магнетног монтирања приказани су на слици 3.22.



Слика 3.22. а) Различити случајеви адхезионог монтирања: директно (акцелерометар се директно лепи на објекат) и преко адаптера (акцелерометар се прво ушрафи у адаптер па се онда адаптер лепи на објекат), приказан је и нежељени случај са дебелим слојем лепка и начин моделовања дебелог слоја лепка још једним системом маса-опруга; б) магнетно монтирање преко адаптера (акцелерометар се ушрафи у адаптер који се магнетно монтира на објекат), при чему треба водити рачуна да се монтирање увек врши на равној подлози а никако на неравној јер се тако знатно смањује магнетна спрега. [120]

3.1.2. Значај и примена сигнала вибрација

Сигнали вибрација имају широку примену у многим областима, одакле и произилази значај мерења, аквизиције и обраде сигнала вибрација. Навешћемо најзначајније апликације у којима се врши мерење и примена сигнала вибрација [114].

1. Предиктивно одржавање и мониторинг стања машина (*machine condition monitoring*) [42, 121]. Ово је једна од најважнијих области примене сигнала вибрација и подразумева праћење стања машина и предикцију могућих кварова и отказа на основу вибрација које генерише машина. Базира се на чињеници да машине како током исправног тако и током неисправног рада генеришу карактеристичне сигнале вибрација, тзв. "вибрациони потпис". На овај начин се значајно смањују трошкови одржавања у индустрији.

2. Мониторинг стања структурних објеката (*structural health monitoring*). Овде се помоћу сигнала вибрација прати стање структурних објеката (зграде, мостови, куле, електране, фабричка постројења, итд.). Најчешће се мерење врши тако што се објекат побуди да вибрира (делује се на објекат неком силом и на тај начин се у објекат пласира побудни сигнал вибрација), а затим се у тачно дефинисаним референтним тачкама мери одзив објекта на побудни сигнал вибрација. На тај начин могу да се детектују дефекти у објекту (нпр. скривене пукотине).

3. Тестирање на вибрације. Ово је још једна важна примена и подразумева тестирање компонената на вибрације, тј. испитује се како се компоненте понашају под дејством вибрација којима могу да буду изложене током радног века. На пример, авиони су приликом узлетања и слетања изложени великом нивоу вибрација, па свака компонента пре него што се угради у авион мора да буде тестирана како се понаша у условима јаким вибрација. Тестирање се врши тако што се компонента побуђује на вибрације а затим се акцелерометром мери одзив компоненте на дату побуду.

4. Мерење вибрација којима је изложен човек. Човек је стално изложен вибрацијама (нпр. у возилима), при чему су највише изложени људи који рукују оруђима која производе велике вибрације (бушилице, тестере, итд.). Претерано излагање вибрацијама (посебно оним јаког интензитета) може негативно да утиче на здравље људи. Због тога су направљене регулативе и стандарди о максималном нивоу вибрација којем човек сме да буде изложен. Врше се мерења нивоа вибрација којима је човек изложен и испитује се да ли су задовољени стандарди.

Иако су сви наведени примери мерења и примене сигнала вибрација значајни, у наставку ће бити више речи о примени у предиктивном одржавању машина у индустрији. Поред великог значаја које има у индустрији, предиктивно одржавање је интересантно и са становишта ове дисертације јер се у њему јавља потреба за компресијом сигнала вибрација. Наиме, у предиктивном одржавању се често користе високофреквентне вибрације за које се користе велике фреквенције одмеравања (реда десетина kHz), услед чега се добија велика количина мерних података па компресија сигнала вибрација постаје неопходна. Са друге стране, мониторинг стања структурних објеката се обично врши сигнаlima вибрација ниских фреквенција (реда 10 Hz), па количина мерних података обично није тако велика услед чега се смањује неопходност примене компресије сигнала вибрација.

3.1.2.1. Стратегије одржавања у индустрији

Постоје три стратегије одржавања машина у индустрији [42]:

1. Прва стратегија подразумева да машина ради док се не поквари (*run to break*). Ово је традиционалан начин одржавања, код кога се чека да се машина поквари па се тек онда поправља. Овај приступ омогућава најдужи временски интервал између два узастопна заустављања машина услед одржавања, али има велики недостатак у томе што кварови могу да буду катастрофални и да доведу до значајног оштећења саме машине али и околних машина и постројења као и да угрозе безбедност људи који раде на тим машинама, слика 3.23. Цена поправке код оваквих катастрофалних кварова може да буде врло велика а такође може да дође до дужег застоја у производњи што проузрокује додатне губитке.



Слика 3.23. Примери катастрофалних кварова: а) потпуно уништен генератор; б) уништен куглични лежај.

2. Друга стратегија одржавања јесте превентивно одржавање. Ова стратегија подразумева да се одржавање врши у редовним временским интервалима, који су знатно краћи од очекиваног времена између два отказа. Обично се дужина временског интервала између два одржавања бира тако да број машина које доживе квар у том интервалу не пређе (1 – 2) %. Ово значи да већина машина може исправно да ради и неколико пута дуже у односу на интервал одржавања. Предности ове стратегије одржавања јесу да одржавање може да се планира унапред и да је број катастрофалних отказа сведен на минимум (мада и даље постоји могућност да се десе). Недостатак је да је приликом одржавања највећи број машина исправан, тако да се врши поправка исправних машина и замена исправних делова, чиме се врши велика количина непотребног рада и повећавају се трошкови. Овај начин одржавања има смисла само код машина и компоненти чији радни век може врло прецизно да се предвиди.

3. Трећа стратегија одржавања јесте предиктивно одржавање (још се зове и одржавање условљено стањем машине, тј. *condition-based maintenance*). Идеја овог метода одржавања јесте да се прати стање машине и да се предвиде могући кварови. Заправо, циљ је да се квар детектује у почетној фази и да се изврши поправка. Одржавање се врши у оптималном тренутку, када је машина дошла у стање да је квар известен. На тај начин се спречава настанак кварова а такође се избегава и поправка потпуно исправних машина, што представља предност ове стратегије одржавања у односу на претходне две. Према неким проценама, применом ове стратегије, цена одржавања може да се смањи и до 65%. Ипак, овај метод одржавања захтева примену поузданих техника за праћење (мониторинг) стања машина и за детекцију и предикцију кварова и отказа. Првобитно је број ових техника био мали и њихове могућности лимитиране, тако да се предиктивно одржавање примењивало пре свега у индустријама где машине раде константном брзином и са константним оптерећењем. Задњих двадесетак година, развојем рачунара и повећањем њихове процесне снаге, дошло је до развоја великог броја нових техника за праћење стања машина и за предикцију кварова, што је довело до знатно шире примене предиктивног одржавања у различитим гранама индустрије, чак и за машине са променљивом брзином и са променљивим оптерећењем.

Због значаја предиктивног одржавања у индустрији, у наставку ћемо посебну пажњу да посветимо техникама које се користе у оквиру предиктивног одржавања.

3.1.2.2. Технике за мониторинг стања машина и предикцију отказа и кварова у оквиру предиктивног одржавања

Постоји више техника које могу да се користе за мониторинг стања машина и предикцију отказа и кварова у оквиру предиктивног одржавања. Навешћемо најважије од њих [42]:

1. Мерење и анализа сигнала вибрација
2. Анализа уља за подмазивање
3. Мерење и анализа буке која потичу од машине
4. Акустичка емисија
5. Анализа перформанси
6. Термографија

У наставку ће укратко бити наведене основне особине сваке од ових техника.

1. Машине генеришу вибрације како током исправног тако и током неисправног рада. Свака машина производи карактеристичан сигнал вибрација, тј. има свој карактеристичан вибрациони потпис, који је повезан са периодичним радњама у функционисању машине, као што су: ротирање осовине, окретање зупчаника, ротација куглица и ваљкова у котрљајућим лежајевима, ротирање електромагнетног поља, итд. Фреквенције којима се свака од ових периодичних радњи понавља јављају се у спектру сигнала вибрација и директно указују на извор вибрација. Вибрације могу да настану и услед протока флуида (нпр. у пумпама и гасним турбинама) и такође имају карактеристичан облик. Постоје многе технике за анализу сигнала вибрација; ту пре свега доминирају технике базиране на анализи у фреквенцијском домену и на брзој Фуријеовој трансформацији, али такође постоје и технике у временском и временско-фреквенцијском домену (нпр. вејлети), као и друге технике, нпр. кепструм, куртосис, спектар анvelope, итд. Методом анализе сигнала вибрација може да се детектује настанак кварова и дефеката у врло раној фази. Мерење сигнала вибрација је релативно једноставно (најчешће се врши акцелерометрима); сензори вибрација се у оквиру рачунарског мерног система повезују преко аквизиционе картице са рачунаром на коме су софтверски имплементиране технике за анализу сигнала вибрација, тако да је резултате анализе могуће добити скоро тренутно или у врло кратком року. Анализа сигнала вибрација је метода која је данас доминантна у области предиктивног одржавања због великог знања и искуства добијеног вишестепенијском применом ове методе и због веома развијених техника за анализу сигнала вибрација.

2. Анализа уља за подмазивање (лубриканта) представља значајну методу која нам даје увид у стање машине. Прво, анализа лубриканта нам даје увид у стање самог лубриканта (за исправно функционисање машина је од суштинског значаја да лубрикант буде у добром стању и у довољној количини; многи озбиљни кварови могу да настану због лошег стања или недовољне количине лубриканта). Друго, анализа лубриканта може да нам укаже на постојање дефеката који могу да доведу до озбиљних кварова. Наиме, услед неког дефекта обично долази до повећаног трења и хабања материјала, што доводи до нагомилавања ситних парчића материјала, величине до 10 микрона, у лубриканту. Уградњом филтера у систем за циркулисање лубриканта (ови филтри могу да буду и магнетни), задржавају се честице и ситни парчићи материјала који се налазе у лубриканту, и затим се анализирају. Испитује се њихова количина, тип, облик, величина, и друге особине и на основу тога се процењује да ли је дошло до неког дефекта и о ком

дефекту је реч. Може да се врши и спектрографска хемијска анализа лубриканта да се види који су све хемијски елементи присутни у лубриканту, може да се анализира вискозност лубриканта и присуство адитива у њему, и друге хемијске анализе. Код ове методе је обично потребно неколико дана да се изврше хемијске анализе у лабораторији и да се дође до резултата, за разлику од методе анализе вибрација код које се готово тренутно или у врло кратком року долази до резултата анализе. Друго, анализа лубриканта често не може да нам прецизно локализује квар: на пример, ако у машини имамо већи број кугличних лежајева и ако су сви они од истог материјала, постојање честица тог материјала у лубриканту може да нам укаже да је дошло до дефекта на неком од кугличних лежајева али не може да нам каже на ком конкретно. Са друге стране, анализа вибрација може и да нам локализује квар јер ће вибрације на кугличном лежају на ком је дошло до квара бити знатно израженије. На основу тога, можемо да кажемо да метода анализе сигнала вибрација има предност у односу на методу анализе лубриканта. Ипак, анализа лубриканта може да буде веома корисна, и може да буде добра допуна методи анализе вибрација.

3. Машине када раде стварају буку, тј. звучне таласе који се простиру кроз ваздух у околини машине. Ови звучни таласи могу да се мере микрофоном, на одређеном растојању од машине. Анализом ових звучних таласа (пре свега фреквенцијском анализом) може да се дође до информација о томе да ли машина исправно ради или не и да се одреди тип квара. Основна разлика у односу на метод вибрација јесте што се овде мерење врши са даљине, док код мерења вибрација сензор мора да се постави на површину машине. Мерење буке има предност у односу на мерење вибрација у ситуацијама када није могуће поставити сензор на површину машине, на пример ако машина ради у условима високе температуре, притиска или влажности или ако постоји изложеност неким хемијским једињењима (киселинама, абразивним и корозивним супстанцама); дакле, кад год је немогуће монтирати сензор вибрација на саму машину због постојања опасности од оштећења сензора, може се применити мерење буке микрофоном са одређене дистанце. Са друге стране, метода мерења вибрација има већу осетљивост по питању детекције дефеката управо зато што се мерење врши на површини машине; методом вибрација могу да се детектују кварови у раној фази настанка, док се мерењем буке детектују већ унапредовали дефекти (дефект мора да буде довољно велик да би могао да генерише звучни талас који ће да буде мерљив на некој дистанци). Поред тога, недостатак методе мерења буке јесте да микрофони поред буке која долази са

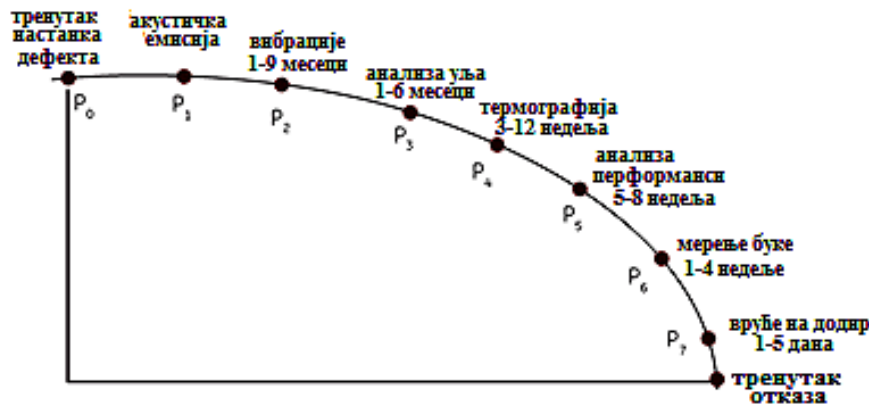
машине могу да покупе и амбијенталну буку, што може да доведе до погрешних резултата анализе.

4. Акустичка емисија је техника која се скоро појавила али добија све више пажње [122]. Базира се на емисији високофреквентних акустичних (механичких) таласа у материјалу приликом настанка и раста дефеката, нпр. приликом раста пукотине. Фреквентни опсег за металне компоненте је обично од 100 kHz до 1 MHz, мада може да иде и до много виших фреквенција. Ови акустички таласи се мере пиезоелектричним сензорима који се монтирају на површину материјала. Важно је напоменути да се ови акустички таласи простиру унутар самог материјала а не у ваздуху, па се не могу мерити са даљине микрофоном. Основна предност метода акустичке емисије јесте да може да детектује настанак пукотина и дефеката у најранијој фази, чак и раније од метода анализе вибрација [123]. Са друге стране, симптоми добијени анализом вибрација су трајнији, зато што метода анализе вибрација детектују постојање пукотине док метода акустичке емисије детектује раст пукотине. Проблем у примени методе акустичке емисије јесте велика фреквенција одмеравања сигнала (због широког фреквентног опсега), што ствара велику количину података. Међутим, то ствара простор за примену техника компресије сигнала.

5. Анализа перформанси може да укаже на одређене кварове. На пример, смањење уписне снаге код клипног компресора може да укаже на блокаду (запушеност) филтра. Пад снаге мотора аутомобила може да укаже на проблеме у неком од цилиндара; нови мотори имају могућност да се електронским путем искључи доток горива у појединачни цилиндар и да се анализира пад снаге мотора поређењем са теоријским вредностима.

6. Термографија представља безконтактно мерење температуре и може да мери расподелу температуре у машини. Овом методом могу да се детектују тачке у машини у којима је дошло до повећања температуре у односу на нормалне вредности. Ово указује да на тим местима долази до повећаног трења и хабања материјала, што је индикација постојања неког дефекта који може да доведе до квара и отказа машине. Предност ове методе је у безконтактног мерењу а недостатак је то што могу да детектују постојање дефекта тек кад се он већ развио у приличној мери; дакле, овом методом не могу да се детектују кварови у раној фази настанка већ у каснијим фазама, што смањује расположиво време за организацију поправке.

На слици 3.24 је приказан временски дијаграм од тренутка самог почетка настанка дефекта па све до тренутка катастрофалног квара. Назначене су временски тренутци у којима је настали дефект могуће детектовати појединим техникама. Видимо да анализа сигнала вибрација омогућава детекцију кварова у најранијој фази, и самим тим оставља довољно времена за организацију поправке и набавку резервних делова.



Слика 3.24. Временски дијаграм који показује у којој фази је могуће детектовати квар појединим техникама превентивног одржавања.

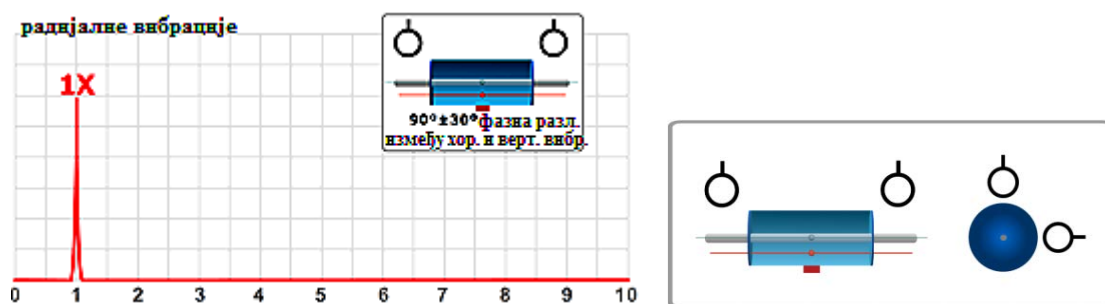
3.1.2.3. Примена сигнала вибрација за детекцију и предикцију кварова и дефеката у ротирајућим машинама

Код ротирајућих машина је могућ велики број различитих кварова и дефеката. У наставку ће бити анализирани неки од најчешћих, и биће приказано како их је могуће детектовати на основу сигнала вибрација.

3.1.2.3.1. Небалансираност

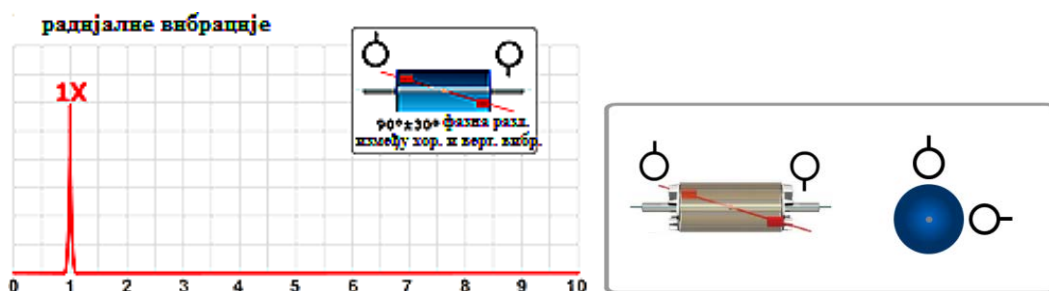
Небалансираност осовине (ротора) се јавља када се центар масе не поклапа са центром ротације [124]. Небалансираност може да настане услед ексцентричности ротора, услед дефеката у ливењу (присуство мехурића и шупљина у једном делу материјала ремети баланс масе), услед недостатака материјала (нехомогеност, корозија), услед искривљености осовине, услед неједнаког загревања различитих делова машине током рада или услед неједнаког таложења прљавштине и наслага на различитим деловима машине. Небалансираност практично представља центрифугалну силу. Центрифугалне силе услед небалансираности се преносе и на лежајеве на оба краја осовине, тако да је могуће мерити вибрације на лежајевима. Постоји више врста небалансираности.

Статичка небалансираност (небалансираност у једној равни). Зове се статичка зато што постоји и у стању мировања осовине (када не ротира). Јавља се изражен пик на фреквенцији ротације осовине f_0 у спектру радијалних вибрација, како дуж хоризонталне тако и дуж вертикалне осе. У спектру аксијалних вибрација, пик на фреквенцији f_0 ће бити слабо изражен. Радијалне вибрације на оба лежаја на крајевима осовине су у фази. Између хоризонталних и вертикалних вибрација на једном лежају постоји фазна разлика од 90° (дакле хоризонталне и вертикалне вибрације су и просторно и фазно померене за 90°). Спектар вибрација у случају статичке небалансираности приказан је на слици 3.25.



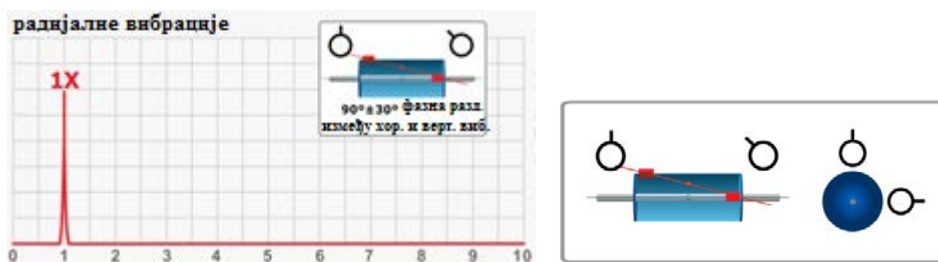
Слика 3.25. Статичка небалансираност. [124]

Спрегнута небалансираност. Ротор може да буде статички балансиран (у стању мировања) али када почне да ротира постаје небалансиран и ствара центрифугалне силе супротних фаза на лежајевима [124]. У спектру радијалних вибрација (и хоризонталних и вертикалних) јавља се изражен пик на фреквенцији f_0 , док је у спектру аксијалних вибрација пик на f_0 слабо изражен. Хоризонталне и вертикалне вибрације су фазно померене за 90° . Радијалне вибрације на лежајевима на крајевима осовине су фазно померене за 180° . Спектар вибрација у случају спрегнуте небалансираности приказан је на слици 3.26.



Слика 3.26. Спрегнута небалансираност. [124]

Динамичка небалансираност (небалансираност у две равни) представља комбинацију статичке и спрегнуте небалансираности [124]. Уобичајено се јавља код осовина (ротора) које су изразито дуге у односу на свој пречник. Јавља се изразити пик на фреквенцији f_0 код радијалних вибрација (и хоризонталних и вертикалних) док је код аксијалних вибрација пик на f_0 слабо изражен. Хоризонталне и вертикалне вибрације су фазно померене за 90° . Фазна разлика радијалних вибрација на лежајевима на крајевима осовине је велика и креће се у опсегу од 30° до 150° . Спектар вибрација у случају динамичке небалансираности приказан је на слици 3.27.



Слика 3.27. Динамичка небалансираност. [124]

Следећи тип небалансираности јавља се код машина код којих вентилатор или пропелер лежи изван лежајева који држе осовину. Овакве машине називају се '*overhung*' машине. Код овог типа небалансираности постоје и аксијалне и радијалне вибрације. Постоји изражен пик на фреквенцији f_0 код аксијалних вибрација и нешто мањи код радијалних (хоризонталних и вертикалних) вибрација. Између хоризонталних и вертикалних вибрација мерених на једном лежају постоји фазна разлика од 90° . И аксијалне и радијалне вибрације на лежајевима на крајевима осовине биће у фази. Спектар вибрација у случају небалансираности '*overhung*' машина приказан је на слици 3.28.

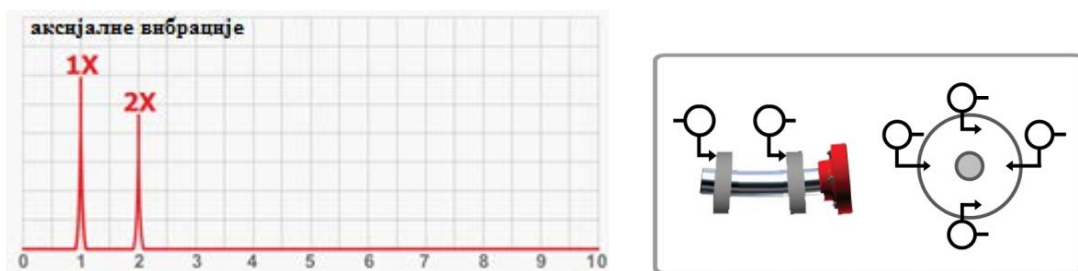


Слика 3.28. Небалансираност '*overhung*' машина. [124]

3.1.2.3.2. Искривљена осовина

До кривљења осовине може да дође због прекомерне топлоте, услед неког физичког деловања или услед превелике дужине [124]. Обично долази до повећања

аксијалних вибрација; пре свега је изражен пик на фреквенцији ротирања осовине $1xf_0$ поготово ако је искривљење близу центра осовине, а ако је до искривљења дошло близу крајева осовине, тада у спектру аксијалних вибрација може да се уочи и повећан други хармоник $2xf_0$. Могуће је да дође до повећања првог и другог хармоника и у спектру радијалних вибрација. Аксијалне вибрације мерене на лежајевима на крајевима осовине фазно су померене за 180° . Фаза аксијалних вибрација мерених на једном лежају иста је у свим тачкама лежаја. Спектар аксијалних вибрација услед искривљености осовине приказан је на слици 3.29.



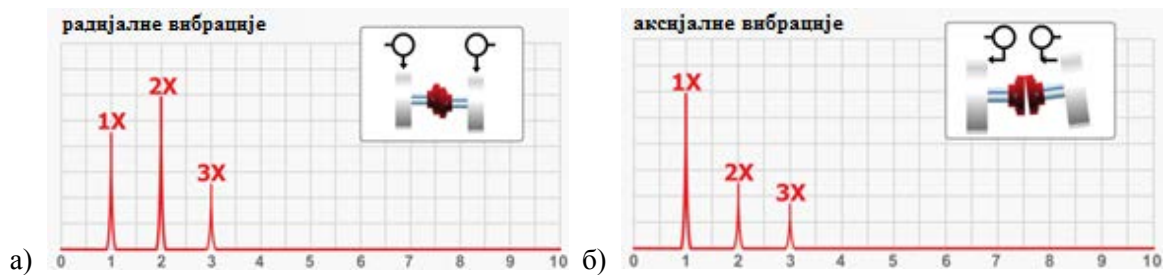
Слика 3.29. Спектар аксијалних вибрација услед искривљености осовине. [124]

3.1.2.3.3. Нецентрираност осовина

Нецентрираност осовина (*misalignment*) јавља се на спојевима две осовине (тј. две ротационе машине, нпр. мотора и пумпе). Савршена центрираност осовина подразумева да се централне осе двеју осовина поклапају, тј. да су паралелне и да се секу. Често се дешава да ово није испуњено и тада имамо нецентрираност осовина која може да се јави у два основна облика: паралелна (офсет) нецентрираност – централне осе осовина су паралелне али се не секу, и угаона нецентрираност – централне осе осовина се секу под неким углом. Обично имамо комбинацију ова два типа нецентрираности: централне осе осовина нису паралелне нити се секу. Нецентрираност осовина обично се јавља због лошег центрирања приликом монтирања, због термалног раста или због померања основе једне од машина.

Код паралелне (офсет) нецентрираности долази и до радијалних и до аксијалних вибрација. У спектру радијалних вибрација имамо компоненте на фреквенцијама $1xf_0$, $2xf_0$ и $3xf_0$ (чак и хармонике на $4xf_0$ и $5xf_0$, у случају веће нецентрираности), где је f_0 фреквенција ротације осовине, при чему други хармоник $2xf_0$ може да има већу амплитуду од првог хармоника $1xf_0$. У спектру аксијалних вибрација су присутне компоненте $1xf_0$, $2xf_0$ и $3xf_0$, обично мањих амплитуда него код радијалних вибрација. Вертикалне и хоризонталне вибрације могу бити у фази или са фазним помаком од 180° . Вертикалне вибрације мерене са супротних страна споја осовина нису у фази.

У случају угаоне нецентрираности постоји изражен пик на првом хармонику $1xf_0$ и мањи пикови на другом и трећем хармонику $2xf_0$ и $3xf_0$ у спектру аксијалних вибрација. И у спектру радијалних фреквенција могу да се виде пикови на фреквенцијама $1xf_0$, $2xf_0$ и $3xf_0$, али мањих амплитуда. Аксијалне вибрације мерене на супротним странама споја осовина нису у фази. На слици 3.30 су приказани спектри вибрација у случају паралелне и угаоне нецентрираности.



Слика 3.30. Спектри сигнала вибрација за а) паралелну и б) угаону нецентрираност. [124]

3.1.2.3.4. Дефекти у котрљајућим лежајевима

Лежајеви су основни елементи сваке ротирајуће машине. Постоји више врста лежајева, а овде ће бити размотрени котрљајући лежајеви као једна од најзаступљенијих врста лежајева. У зависности од облика котрљајућег тела, котрљајући лежајеви могу бити куглични, ваљкасти, игличасти, итд. Котрљајући лежај се састоји од спољног прстена, унутрашњег прстена и од котрљајућих тела. Обично се реализује тако да је спољни прстен фиксиран док унутрашњи прстен ротира заједно са осовином. Између унутрашњег и спољашњег прстена налазе се котрљајућа тела која ротирају. Структура и геометрија једног котрљајућег лежаја приказана је на слици 3.31.



Слика 3.31. Структура и геометрија котрљајућег лежаја. [125]

Дефинисаћемо следеће параметре котрљајућих лежајева: z – број котрљајућих елемената; B_d – пречник котрљајућег елемента; P_d – пречник лежаја; β – угао контакта куглице и стазе котрљања ($^\circ$).

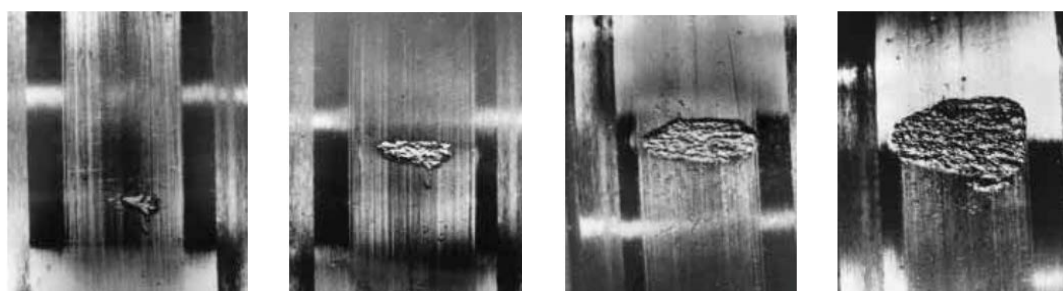
Дефекти у котрљајућем лежају могу да настану услед изложености већим оптерећењима од предвиђених, неодговарајућег подмазивања, неправилне монтаже и руковања, контаминације мазива због лошег заптивања, недовољног унутрашњег зазора у лежају због непоштовања захтеване толеранције, итд. Дефекти у котрљајућем лежају могу да се јаве на спољашњем прстену, на унутрашњем прстену или на неком од котрљајућих тела. Међу дефектима и оштећењима котрљајућих лежаја, најчешћи су: напрслине услед замора материјала, љуспање, хабање, утискивање, размазивање, површинска оштећења, корозија, оштећења изазвана струјом [125].

Временом долази до замора материјала лежаја као резултат цикличног напрезања материјала под дејством оптерећења. Ово напрезање током времена доводи до појаве напрслина. Преласком котрљајућих елемената преко напрслина оне се постепено повећавају што доводи и до одвајања материјала, што се назива љуспање. Љуспање се прогресивно повећава и коначно доводи до заустављања лежаја.

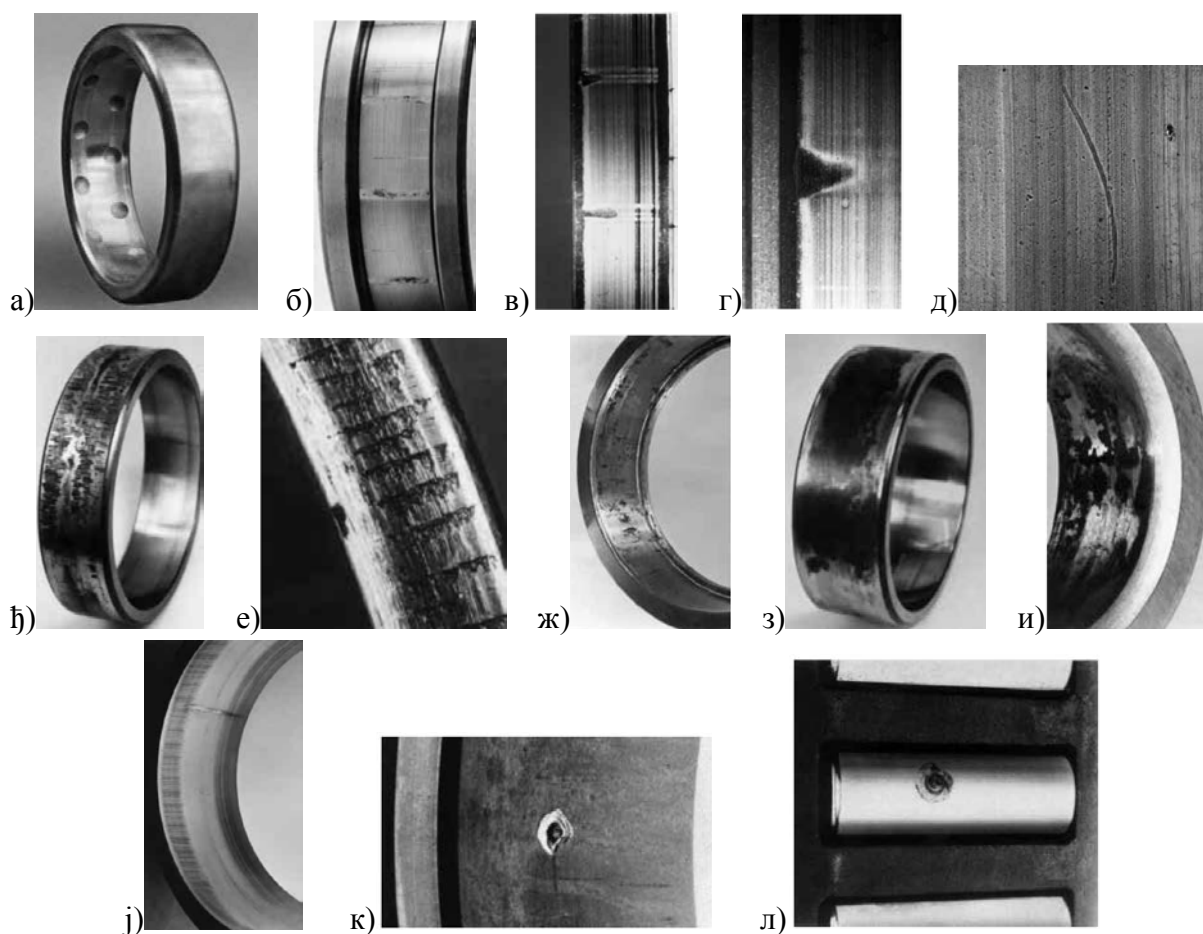
До хабања најчешће долази када мале абразивне честице песка или струготине продру у лежај. Ове абразивне честице могу да продру у лежај због лошег заптивања, путем запрљаног лубриканта или у току монтаже. Степен оштећења зависи од тврдоће, количине и природе честица. До хабања може да дође и због недовољне количине лубриканта или ако је лубрикант изгубио своја својства. У том случају лубрикант више не може да врши своју улогу (да створи танак уљани филм који спречава директан контакт металних површина), па долази до контакта металних површина котрљајних стаза и котрљајућих елемената и самим тим до хабања. До оштећења лежаја може да дође услед неправилне монтаже, као и услед изложености лежаја превеликим оптерећењима током рада. До оштећења може да дође и услед присуства спољних честица које нису тврде. Парче папира или крпе заостало приликом монтаже може да направи бразду на стази котрљања [125].

Код лежаја могу да настану две врсте корозије: дубинска корозија и корозија услед трења. Прва врста корозије настаје када вода или други корозивни елементи продру у унутрашњост лежаја у толикој мери да мазиво не може да обезбеди довољну заштиту. Киселине изазивају интензивну корозију док су базне течности мање опасне. Поред киселина, и морска вода је изузетно агресивна. Други вид корозије настаје када постоји зазор између вратила и унутрашњег прстена или између спољног прстена и кућишта, што омогућава релативно кретање поменутих елемената. Ово релативно кретање доводи до откидања ситних честица материјала; ове честице брзо оксидишу при додиру са кисеоником из атмосфере. Као резултат овог вида корозије може се десити да

се прстен лежаја не ослања равномерно на кућиште што доводи до неправилне расподеле оптерећења у лежају [125].



Слика 3.32. Фазе оштећења лежаја [125]



Слика 3.33. а) оштећење кугличног лежаја услед повећаних вибрација; б) оштећење ваљкастог лежаја услед повећаних вибрација; в) и г) оштећење лежаја услед неправилне уградње; д) оштећење услед присуства спољних честица; ђ) и е) оштећење спољних површина лежаја; ж) дубинска корозија лежаја; з) и и) корозија лежаја услед трења; ј), к) и л) оштећења лежаја изазвана проласком струје велике јачине. [125]

При проласку струје кроз лежај, са једног прстена преко котрљајућих тела до другог прстена, на контактним површинама се ствара електрични лук. Овај процес доводи до загревања материјала, при чему температура може да порасте до тачке каљења или топљења. Пролазак струје може да изазове и настанак жљебова како на котрљајној

стази тако и на котрљајућим елементима. Једини начин да се спречи појава оваквих оштећења је превенција проласка било какве струје кроз лежај.

На слици 3.32 је приказано оштећење у котрљајућем лежају које се повећава током времена, а на слици 3.33 су приказани различити типови оштећења лежајева.

За котрљајуће лежајеве можемо да дефинишемо следеће карактеристичне фреквенције [126]:

- *BPM* (*Ball Pass Frequency of Inner ring*) – представља фреквенцију којом котрљајућа тела прелазе преко одређене тачке на унутрашњем прстену. Ако са T_{in} означимо временски интервал за који две суседне куглице пређу преко одређене тачке на унутрашњем прстену, тада је $BPM = 1/T_{in}$.
- *BPMO* (*Ball Pass Frequency of Outer ring*) – представља фреквенцију којом котрљајућа тела прелазе преко одређене тачке на спољашњем прстену. Ако са T_{out} означимо временски интервал за који две суседне куглице пређу преко одређене тачке на спољашњем прстену, тада је $BPMO = 1/T_{out}$.
- *BSF* (*Ball Spin Frequency*) – представља фреквенцију ротације котрљајућег тела око сопствене осе.
- *FTF* (*Fundamental Train Frequency*) – представља фреквенцију којом котрљајући елементи направе један пун круг крећући се по котрљајној стази лежаја.

Ове карактеристичне фреквенције котрљајућих лежаја зависе од димензија и геометрије лежаја и рачунају се помоћу следећих израза:

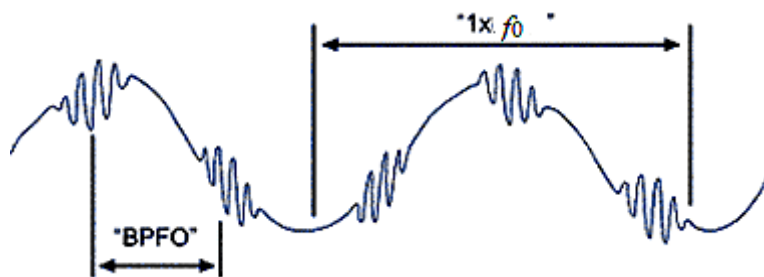
$$BPM = \frac{1}{2} z f_0 \left(1 + \frac{B_d}{P_d} \cos \beta \right); \quad BPMO = \frac{1}{2} z f_0 \left(1 - \frac{B_d}{P_d} \cos \beta \right);$$

$$BSF = \frac{1}{2} \frac{P_d}{B_d} f_0 \left(1 + \left(\frac{B_d}{P_d} \right)^2 \cos^2 \beta \right); \quad FTF = \frac{1}{2} f_0 \left(1 - \frac{B_d}{P_d} \cos \beta \right).$$

где је f_0 фреквенција ротације осовине.

Сваки пут када котрљајући елемент пређе преко дефекта, стварају се високофреквентне вибрације; заправо, куглични лежај се побуђује на осциловање (вибрирање) резонантном фреквенцијом. Ова резонантна фреквенција је доста велика (реда десетина килохерца) и зависи од материјала, структуре, геометрије и масе котрљајућег лежаја, од оптерећења коме је лежај изложен као и од брзине кретања

котрљајућих елемената. Ове високофреквентне вибрације се периодично понављају како куглице једна за другом прелазе преко дефекта. Фреквенција понављања високофреквентних вибрација једнака је фреквенцији којом куглице прелазе преко дефекта. Ако се дефект налази на спољном прстену, фреквенција понављања високофреквентних вибрација је $BPFO$, ако је дефект на унутрашњем прстену та фреквенција је BPI а ако је дефект на некој од куглица, фреквенција понављања високофреквентних вибрација је $2BSF$ (јер у току једне ротације куглице дефект на куглици имаће два контакта – један са унутрашњим и један са спољним прстеном). Видимо да вибрације услед дефеката котрљајућих лежајева имају облик амплитудски модулисаног сигнала, при чему високофреквентне резонантне вибрације имају улогу носиоца а фреквенција понављања ($BPFO$, BPI , BSF) и њени хармоници имају улогу модулишућег сигнала. Због тога што се вибрације услед дефеката котрљајућих лежајева налазе у области високих фреквенција, знатно је боље мерити убрзање него брзину и посматрати спектар убрзања.



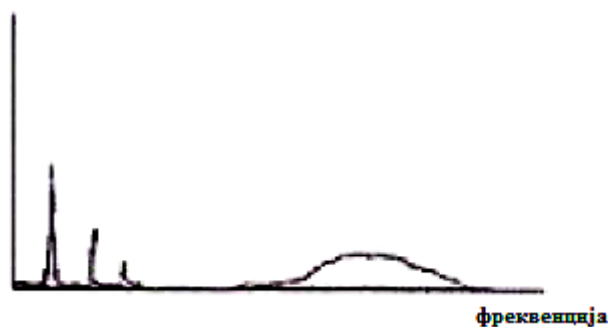
Слика 3.34. Сигнал вибрација у временском домену услед оштећења спољног прстена кугличног лежаја (како једна по једна куглица прелази преко дефекта јављају се високофреквентне вибрације, које се понављају са фреквенцијом $BPFO$ и које су суперпониране нискофреквентној синусоиди фреквенције f_0 . [127])

Укупан сигнал вибрација који меримо на некој машини осим вибрација које потичу са котрљајућих лежајева садржи и вибрације из других извора. Ту су пре свега присутне нискофреквентне вибрације на фреквенцији ротације осовине и на њеним нижим хармоницима, које потичу од небалансираности, нецентрираности или искривљености осовине. Обично ове нискофреквентне вибрације имају знатно већу амплитуду од високофреквентних вибрација које потичу од котрљајућих лежаја. Због тога уопште није једноставно детектовати ове високофреквентне вибрације, било у временском било у фреквенцијском домену.

Ако посматрамо сигнал вибрација у временском домену, он има облик као на слици 3.34. Видимо да се сигнал састоји од једне доминантне нискофреквентне

синусоиде (чија фреквенција одговара фреквенцији ротације осовине) и од високофреквентних вибрација мале амплитуде које су суперпониране синусоиди.

Изглед сигнала вибрација у фреквентном домену, за дефект на котрљајућем лежају у почетној фази, приказан је на слици 3.35. Ту уочавамо нискофреквентне компоненте које одговарају основној фреквенцији ротације осовине и њеним хармоницима, а у високофреквентном делу спектра уочавамо фреквентни опсег који одговара вибрацијама услед дефеката котрљајућих лежаја (овај високофреквентни опсег се често назива “пласт” (*haystack*) јер изгледом подсећа на пласт сена). Из спектра јасно видимо да су амплитуде нискофреквентних компоненти знатно веће од амплитуда у овом високофреквентном опсегу. Није довољно да детектујемо присуство високофреквентног “пласта” у спектру сигнала вибрација да би могли да закључимо да имамо неки дефект котрљајућег лежаја, зато што постоје и други могући узроци појаве овог високофреквентног “пласта”. На пример, дефекти у зупчаницима могу да изазову појаву периодичних високофреквентних вибрација, слично као код лежајева; са друге стране, услед хабања у близини лежаја, хабања угљеничних заптивки, протока паре у близини лежаја, итд., долази до појаве случајних високофреквентних вибрација.



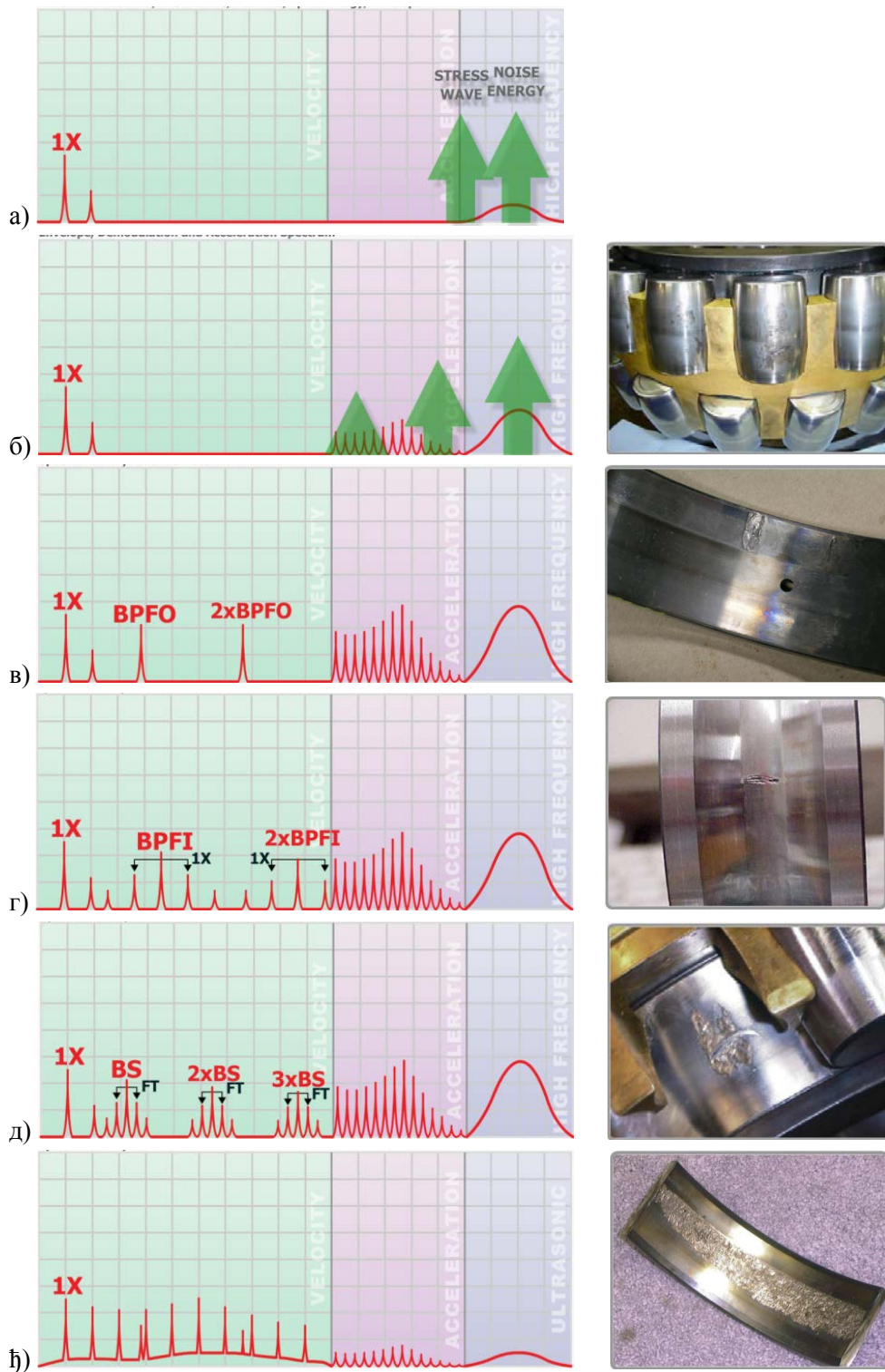
Слика 3.35. Спектар сигнала вибрација за дефект на котрљајућем лежају у почетној фази [128].

Потребно је утврдити тип и узрок појаве високофреквентног “пласта” у спектру убрзања: да ли је случајног или периодичног карактера, ако је периодичног типа да ли потиче од котрљајућих лежајева или од зупчаника, ако потиче од лежајева да ли је дефект настао на спољашњем или унутрашњем прстену или на неком од котрљајућих елемената. Да би дали одговоре на ова питања потребно је да анализирамо структуру високофреквентног “пласта”, што је веома тешко урадити посматрајући спектар самог сигнала. Због тога се примењује једна посебна техника – уместо спектра самог сигнала посматра се спектар анvelope сигнала. Ова техника биће детаљније описана касније.

Изглед спектра сигнала вибрација са котрљајућих лежајева зависи од степена оштећења, слика 3.36. Ако је котрљајући лежај без икаквих оштећења, у спектру сигнала вибрација постојаће само нискофреквентне компоненте на фреквенцији ротације осовине f_0 и на њеним нижим хармоницима ($2xf_0$, $3xf_0$) које потичу од ротације осовине и њених дефеката (небалансираност, нецентрираност, искривљеност); дакле, ако је лежај без оштећења у спектру не постоје компоненте које директно потичу од лежаја. Ако настане неко оштећење на лежају, у најранијој фази оштећења се јавља акустичка емисија ултразвучних таласа кроз материјал на врло високим фреквенцијама, али то није нешто што је мерљиво акцелерометром и што је видљиво у спектру вибрација (слика 3.36 а). Убрзо након тога, такође у раној фази оштећења, јавља се први симптом у спектру вибрација на високим фреквенцијама, у виду високофреквентног “пласта” (слика 3.36 б). Уочавањем овог “пласта” и применом одговарајуће технике његове обраде (спектар анvelope) могуће је детектовати оштећења у врло раној фази.

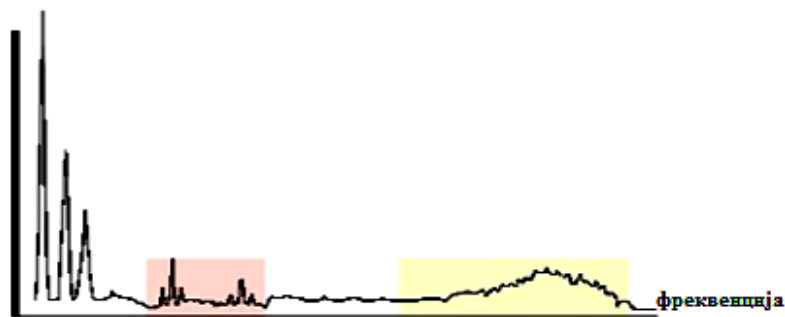
Са повећањем оштећења појавиће се спектралне компоненте на средњим фреквенцијама, које одговарају некој од фреквенција ($BPFO$, $BPFI$, BSF) и њеним хармоницима, у зависности од локације оштећења. Ако је оштећење настало на спољном прстену који је непокретан, оптерећење у тачки оштећења је увек исто па ће и амплитуда вибрација на фреквенцији $BPFO$ да буде константна. То значи да се у спектру појављују спектралне компоненте на фреквенцији $BPFO$ и на њеним хармоницима, али без модулационих опсега (слика 3.36 в). Са друге стране, ако је оштећење настало на унутрашњем прстену који је покретан, оптерећење у тачки оштећења се мења како та тачка ротира, па и амплитуда вибрација на фреквенцији $BPFI$ није константна већ се мења са променом оптерећења у тачки. То значи да добијамо амплитудски модулисани сигнал, што се у спектру види као појава бочних модулационих опсега око фреквенције $BPFI$ и њених хармоника, при чему фреквенција модулишућег сигнала одговара фреквенцији ротације осовине f_0 (слика 3.36 г). Слична је ситуација и у случају да је оштећење настало на неком од котрљајућих елемената – оптерећење се мења како се котрљајући елемент креће по кругу, па се и амплитуда вибрација на фреквенцији BSF мења са променом оптерећења; добијамо амплитудски модулисани сигнал који се у спектру види као појава бочних модулационих опсега око фреквенције BSF и њених хармоника, са модулишућом фреквенцијом FTF (слика 3.36 д).

У касној фази оштећења, када се оно прилично проширило, све више доминирају случајне вибрације које се у спектру виде као значајно подигнут ниво шума (слика 3.36 њ).



Слика 3.36. а) дефект у најранијој фази, јавља се акустичка емисија на врло високим фреквенцијама; б) у раној фази дефекта у спектру вибрација се јавља високофреквентни “пласт”; в) у одмаклој фази оштећења на спољном прстену, у спектру се на средњим фреквенцијама јавља компонента *BPFO* и њени хармоници али без бочних модулационих опсега; г) у одмаклој фази оштећења на унутрашњем прстену, у спектру се на средњим фреквенцијама јавља компонента *BPFI* и њени хармоници са бочним модулационим опсезима модулишуће фреквенције f_0 ; д) у одмаклој фази оштећења на котрљајућем елементу, у спектру се на средњим фреквенцијама јавља компонента *BPFI* и њени хармоници са бочним модулационим опсезима модулишуће фреквенције FTF ; њ) у касној фази када се оштећење проширило, све више доминирају случајне вибрације које се у спектру виде као значајно подигнут ниво шума. [124]

Да резимирамо - спектар сигнала вибрација мерених на котрљајућим лежајевима можемо да поделимо на три дела [128]: ниске, средње и високе фреквенције (слика 3.37). У делу ниских фреквенција имамо компоненте на фреквенцији ротације осовине f_0 и на њеним нижим хармоницима ($2xf_0$, $3xf_0$) које потичу од ротације осовине и њених дефеката. У средњем делу спектра имамо компоненте на некој од фреквенција ($BPFO$, $BPFI$, BSF) и њеним хармоницима, заједно са одговарајућим модулационим опсезима. Компоненте у средњем делу спектра се јављају када је оштећење лежаја већ доста унапредовало. У делу високих фреквенција имамо високофреквентни “пласт”, који се појављује у врло раној фази оштећења лежаја.



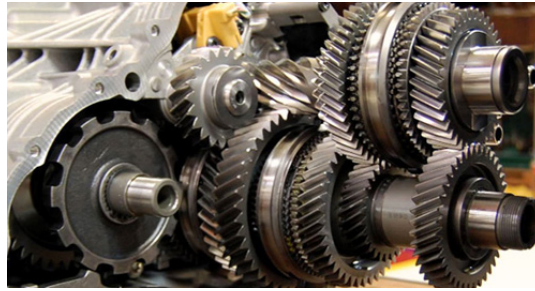
Слика 3.37. У спектру сигнала вибрација котрљајућег лежаја уочавамо три дела: нискофреквентни (фреквенција ротације осовине f_0 и њени хармоници), део средњих фреквенција (фреквенције ($BPFO$, $BPFI$, BSF) и њихови хармоници, са одговарајућим модулационим опсезима) и високофреквентни “пласт”. [128]

3.1.2.3.5. Дефекти у зупчаницима

Зупчаници су веома комплексни склопови. Постоје различити типови зупчаника (слика 3.38). У зупчаницима може да дође до различитих типова дефеката: хабање, оштећени или сломљени зубац или већи број зубаца, неправилна центрираност зупчаника, постојање зазора између зубаца, итд. Ако у машини имамо више зупчаника различитих величина (слика 3.39), они ротирају различитим брзинама: мали зупчаници ротирају великим брзинама (реда неколико стотина Hz или неколико kHz) док велики зупчаници ротирају малим брзинама (брзина може да буде и свега неколико Hz). У том случају је потребно користити сензор вибрација са широким пропусним опсегом, који може да мери вибрације и ниских и високих фреквенција.



Слика 3.38. Различити типови зупчаника



Слика 3.39. Сложен механички систем са великим бројем зупчаника

Систем са зупчаницима се састоји од најмање два зупчаника, при чему сваки зупчаник има своју осовину [124]. Посматрајмо два зупчаника који су међусобно спрегнути. Нека један има N_1 зубаца и нека ротира брзином f_1 а други има N_2 зубаца и ротира брзином f_2 . У спектру вибрација ће се сигурно јавити спектралне компоненте на фреквенцијама ротирања зупчаника f_1 и f_2 . Фреквенција којом долази до спрезања зубаца једног и другог зупчаника (тзв. 'mesh' фреквенција) је $f_{mesh} = N_1 \cdot f_1 = N_2 \cdot f_2$. Зупци приликом спрезања долазе међусобно у контакт, прелазе један преко другог, што ствара вибрације на фреквенцији f_{mesh} . Ако би зупчаници били идеални, услед њихове спреге би се стварале вибрације у облику идеалне синусоиде фреквенције f_{mesh} . Међутим, због несавршености и дефеката (нецентрираност осовина, оштећени или сломљени зупци, итд.) појавиће се варијације амплитуде и/или фреквенције ове синусоиде фреквенције f_{mesh} , тј. доћи ће до амплитудске и/или фреквентне модулације синусоиде. Ово се у спектру сигнала вибрација манифестује појавом модулационих опсега око фреквенције f_{mesh} , при чему је модулациона фреквенција једнака фреквенцији ротације зупчаника (f_1 или f_2) на коме постоје дефекти. Такође, у спектру се појављују и хармоници спектралне компоненте f_{mesh} , на фреквенцијама $2f_{mesh}$, $3f_{mesh}$, $4f_{mesh}$, итд., а око ових хармоника се такође појављују модулациони опсеги. Ако нема дефеката на зупчаницима, модулациони опсеги око фреквенције f_{mesh} и око њених хармоника су слабо изражени док у случају постојања дефеката ови модулациони опсеги постају доста изражени. Поред тога, може да се јави још један ефекат: може да дође до појаве вибрација на природној (резонантној) фреквенцији зупчаника f_n , што се у спектру види појавом пика на фреквенцији f_n , при чему се и око ње јављају модулациони опсеги. Природна фреквенција зависи од материјала и геометрије зупчаника. Ми унапред не знамо колика је природна фреквенција f_n али ако уочимо да се у спектру појављује нека нова непозната спектрална компонента, широке основе и са модулационим опсезима око себе, вероватно се ради о природној фреквенцији. Дакле, код потпуно исправних зупчаника у спектру вибрација ће постојати спектрална компонента f_{mesh} умереног

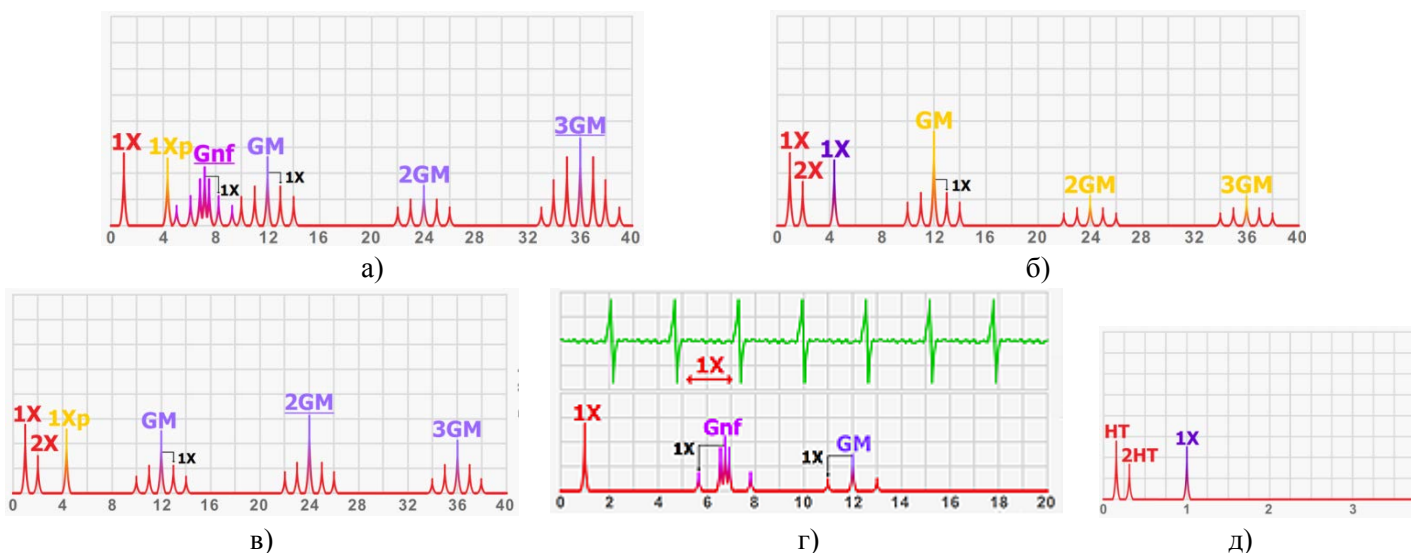
интензитета. Ако амплитуда компоненте f_{mesh} почне да расте, ако се у спектру појаве њени хармоници и модулациони опсежи, и ако се појави природна фреквенција са модулационим опсезима, то је сигуран знак да је дошло до неког дефекта.

На пример, у случају ексцентричности једног зупчаника (што значи да његова осовина није фиксна већ се креће по некој орбити, нпр. због искривљености осовине), сила која делује на зупчанике приликом спрезања биће променљива (периодично ће да расте и опада у складу са кружним кретањем по орбити једног зупчаника), па ће и амплитуда синусоиде са фреквенцијом f_{mesh} да се мења у складу са ротацијом ексцентричног зупчаника, тј. биће амплитудски модулисана. Дакле, ексцентричност зупчаника доводи до пораста модулационих опсега око f_{mesh} и њених хармоника (слика 3.40 а). Хабање зубаца на неком од зупчаника такође доводи до повећања модулационих опсега око фреквенције спрезања зубаца f_{mesh} , до повећања хармоника фреквенције f_{mesh} и њихових модулационих опсега. Посебно може да буде изражен трећи хармоник $3f_{mesh}$ и његови модулациони опсежи. Приликом рада зупци трпе одређено оптерећење. Ако дође до превеликог оптерећења зубаца, доћи ће до значајног повећања спектралне компоненте на фреквенцији спрезања зубаца f_{mesh} , а да притом не мора да дође до повећања амплитуде хармоника и модулационих опсега (слика 3.40 б). Неподешеност зупчаника (*gear misalignment*) обично доводи до повећања другог хармоника спрежне фреквенције $2f_{mesh}$ (слика 3.40 в). Сломљени или напрсли зубац на једном зупчанику доводи до појаве импулсних вибрација сваки пут кад улази у спрегу са зупцима другог зупчаника, а то је једном у току једне ротације тог зупчаника. Због тога долази до повећања амплитуде спектралне компоненте на фреквенцији ротације тог зупчаника на коме се налази оштећен зубац (слика 3.40 г).

Дефект на неком зупцу може да доведе до дефеката на другим зупцима са којима овај зубац долази у спрегу, а са тих других зубаца да се пренесе на неке треће зупце са којима они долазе у спрегу, итд. Дакле, дефект на неком од зубаца може да се временом прошири и на друге зупце, како са другог тако и са свог зупчаника. Ако су бројеви зубаца у зупчаницима N_1 и N_2 прости бројеви (нпр. $N_1 = 31$ и $N_2 = 19$) онда ће дефект на једном зупцу да се током времена прошири на све зупце оба зупчаника. Ипак, добра ствар у овом случају јесте да се дефект шири веома споро и да се подједнако расподељује на свим зупцима што значи да су сви зупци оштећени у мањој мери. Са друге стране, ако бројеви зубаца N_1 и N_2 нису прости бројеви, онда они могу да се раставе на просте чиниоце. Ако се појави дефект на неком зупцу, он се временом преноси на друге зупце

са којима он долази у контакт; међутим, после довољно дуго времена, само ће k_1 зубаца са првог зупчаника и само k_2 зубаца са другог зупчаника да буду оштећени, при чему је k_1 највећи прости чинилац броја N_1 а k_2 је највећи прости чинилац броја N_2 (нпр. за $N_1 = 30$ и $N_2 = 18$ имамо да је $k_1 = 5$ и $k_2 = 3$). У овом случају се дефект проширио на мали број зубаца али су ти зупци прилично оштећени. Зупчаници са простим бројем зубаца су боље решење и имају дужи век трајања зато што се дефекти равномерно распоређују на све зупце по мало, за разлику од случаја да бројеви зубаца нису прости бројеви када је одређени број зубаца прилично оштећен. Ако бројеви зубаца N_1 и N_2 нису прости бројеви, фреквенција са којом долази до спрезања оштећених зубаца је $f_{GASF} = k_1 \cdot f_1 = k_2 \cdot f_2 = f_{mesh}/N_a$, где је N_a производ заједничких простих чинилаца бројева N_1 и N_2 (нпр. за $N_1 = 30$ и $N_2 = 18$, заједнички прости чиниоци су 1, 2 и 3, па је њихов производ $N_a = 6$). Фреквенција f_{GASF} је позната као ‘*gear assembly phase frequency*’. У спектру сигнала вибрација појавиће се спектралне компоненте на фреквенцији f_{GASF} и на њеним хармоницима ($2f_{GASF}$, $3f_{GASF}$, ...).

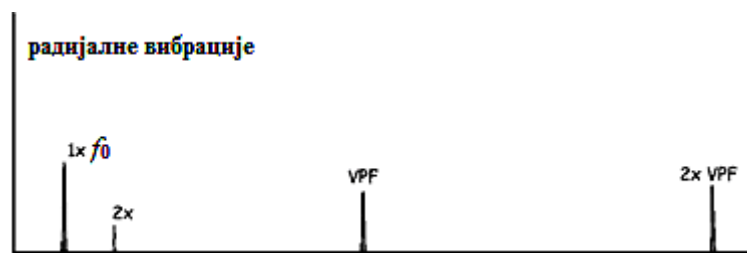
Може да се деси да се пар зубаца (један са једног зупчаника а други са другог) заједно оштете, нпр. у транспорту или приликом монтаже. Сваки пут када дође до спреге та два зупца јавиће се повећане вибрације. Фреквенција којом та два зупца долазе у спрегу (тзв. ‘*hunting frequency*’) је $f_h = f_{mesh} \cdot N_a/(N_1 \cdot N_2)$. Ова фреквенција је мала и налази се у нискофреквентном делу спектра (слика 3.40 д).



Слика 3.40. Спектри сигнала вибрација услед различитих дефеката зупчаника: а) ексцентричност и хабање; б) превелико оптерећење; в) неподешеност; г) сломљени или напрсли зубец; д) пар оштећених зубаца (један са једног зупчаника а други са другог); ознаке: GM (*gear mesh*) – фреквенција спреге f_{mesh} , 1X - фреквенција ротације већег зупчаника, 1Xp – фреквенција ротације мањег зупчаника који се назива ‘*pinion*’, Gnf (*gear natural frequency*) – природна фреквенција, HT - ‘*hunting*’ фреквенција. [124]

3.1.2.3.6. Машине са лопатицама

Многе ротирајуће машине имају лопатице (крилца) које ротирају заједно са осовином. Такве машине су вентилатори, пумпе, турбине, компресори. Код ових машина, у спектру вибрација (слика 3.41) се обично јавља пик на фреквенцији проласка лопатица VPF (*vane pass frequency*), која је једнака производу броја лопатица и фреквенције ротирања осовине f_0 . Обично се јављају и хармоници фреквенције VPF. Услед оштећења или запрљаности лопатица повећава се ниво вибрација.



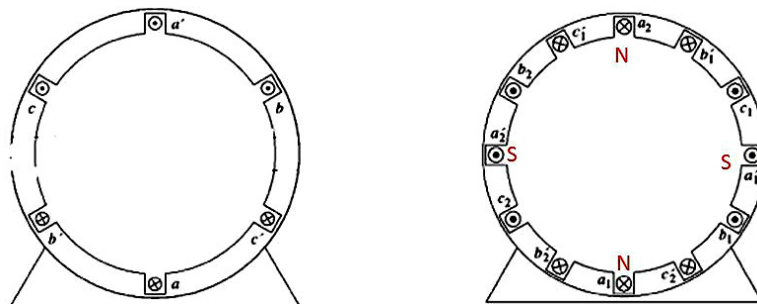
Слика 3.41. Спектар вибрација машина са лопатицама

Ако дође до оштећења једне лопатице или малог броја лопатица (што може да буде први знак замора материјала и да укаже на могуће катастрофалне кварове), укупан ниво вибрација неће много да порасте али ће се јавити вибрације импулсног типа једанпут у току једне ротације осовине (када прође оштећена лопатица), што се у спектру вибрација манифестује као појава хармоника фреквенције ротирања осовине f_0 на средњим фреквенцијама. Ово је доста тешко уочити у самом спектру али може ефикасно да се детектује применом кепструм технике, о којој ће нешто касније бити речи.

3.1.2.3.7. Вибрације у електричним ротирајућим машинама

Код електричних ротирајућих машина (мотори и генератори), поред вибрација услед механичких ефеката (небалансираност, нецентрираност, дефекти лежајева, итд.) постоје и додатне вибрације услед електромагнетних сила. Разматраћемо само вибрације наизменичних (АС) машина јер су оне далеко најбројније. Постоје два основна типа наизменичних мотора и генератора: синхрони и асинхрони (индукциони). У оба случаја постоји ротирајуће магнетно поље у статору. Брзина ротирања магнетног поља статора зове се синхрона брзина, и она зависи од броја магнетних полова на статору. Код синхроних мотора ротор (и осовина) ротира синхронном брзином док код асинхроних мотора ротор ротира брзином нешто мањом од синхроне.

Статор се састоји од цилиндричног језгра, које је направљено од ламинираних челичних лимова (тј. од великог броја међусобно изолованих лимова како би се смањили губици и загревање услед вртложних струја). На језгру су намотани калемови кроз које протиче наизменична струја мрежне (линијске) фреквенције f_{line} (у Европи 50 Hz, у Америци 60 Hz). Ови калемови формирају магнетне половине статора. На статору може да буде паран број магнетних полова, од чега је половина северних магнетних полова N а половина јужних магнетних полова S, при чему су они наизменично распоређени на статору: N – S – N – S – ... (слика 3.42). На пример, ако имамо два пола један је северни а други јужни, ако имамо четири пола два су северна а два јужна, итд. Ови магнетни полови статора формирају ротирајуће магнетно поље. За двополни статор, за једну осцилацију наизменичног напона ротирајуће магнетно поље обрне један пун круг, што значи да је брзина (фреквенција) ротирања магнетног поља (такозвана синхрона брзина) једнака линијској фреквенцији f_{line} . За четворополни статор, за једну осцилацију наизменичног напона магнетно поље обрне пола круга, што значи да је синхрона брзина којом ротира магнетно поље дупло мања од линијске фреквенције. Са порастом броја полова статора опада брзина ротирања магнетног поља. Ако је број полова (БП) једнак $БП = 2k$, тада је синхрона брзина $f_{sinh} = f_{line}/k$, где је k природан број.



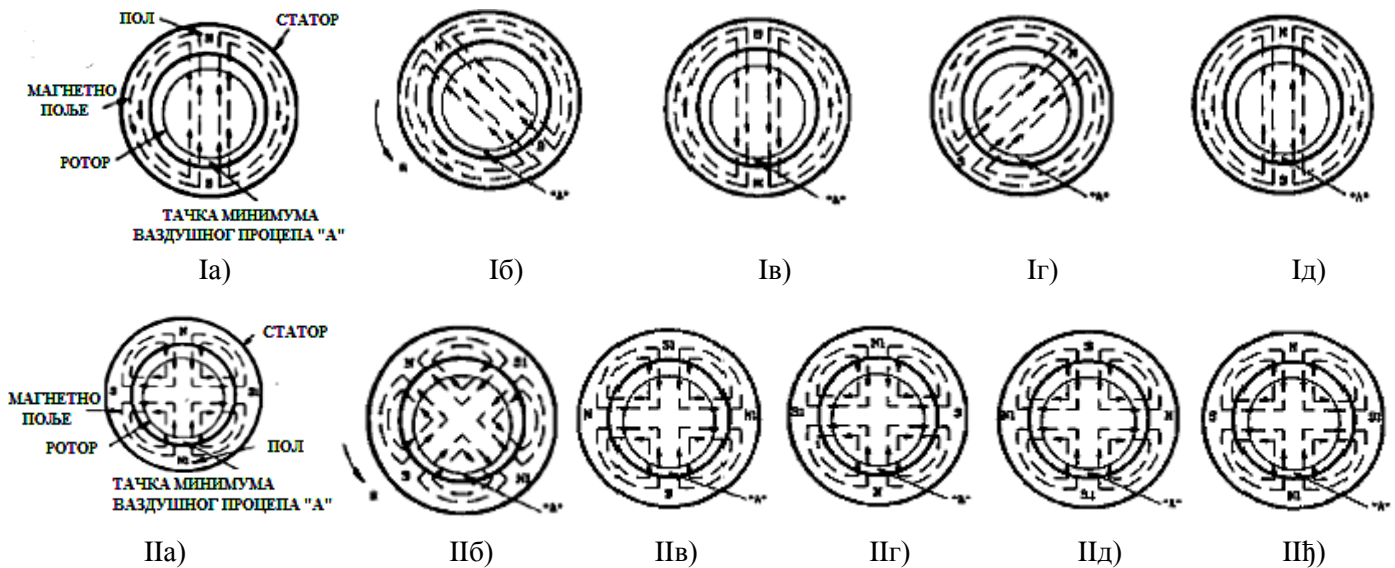
Слика 3.42. Статор са два магнетна пола (лево) и са четири магнетна пола (десно). Овде су приказани статори за трофазне машине па за сваки пол имамо три намотаја, по један за сваку фазу; за једнофазне машине имали би један намотај по полу.

Дефинишимо фреквенцију којом магнетни полови пролазе кроз неку тачку на статору (није битно да ли је северни или јужни магнетни пол јер и један и други изазивају идентичне механичке вибрације). Ова фреквенција проласка полова (*pole pass frequency*) f_{ppf} једнака је производу синхроне брзине и броја полова, $f_{ppf} = f_{sinh} \cdot БП = (f_{line}/k) \cdot 2k = 2f_{line}$. Дакле, без обзира на број полова, f_{ppf} је увек једнака двострукој линијској фреквенцији (у Европи 100 Hz, у Америци 120 Hz). Ово је битно стога што у спектру вибрација електричних машина обично постоји изражена спектрална компонента на фреквенцији $2f_{line}$.

Вибрације на фреквенцији $2f_{line}$ могу да се јаве из више разлога. Прво, услед магнетостриксионог ефекта. Према овом ефекту, феромагнетни материјали имају особину да им се под дејством магнетног поља мењају физичке димензије, што ствара механичке вибрације и шуме. Како је језгро направљено од феромагнетног материјала (гвожђа), проласком магнетних полова фреквенцијом $2f_{line}$ долази до стварања вибрација. Ово је нешто што је својствено самом материјалу, тако да ће вибрације на фреквенцији $2f_{line}$ постојати у одређеној мери и ако нема дефеката. Међутим, и постојање одређених дефеката изазива додатне вибрације на фреквенцији $2f_{line}$. Било какав дефект на статору довешће до промене расподеле магнетног поља и магнетних сила, и самим тим до појаве вибрација, у тренутку када је изложен деловању магнетних полова. Како се ова изложеност деловању полова понавља са фреквенцијом $2f_{line}$, доћи ће до појаве вибрација управо на фреквенцији $2f_{line}$.

Следећи разлог постојања вибрација на фреквенцији $2f_{line}$ јесте поремећај ширине ваздушног процепа. Наиме, између статора и ротора постоји ваздушни процеп који треба да свуда буде исте ширине, тј. ротор треба да буде центриран и подједнако удаљен од статора са свих страна. То није могуће идеално спровести у пракси, тако да због грешака у производњи и монтажи долази до неједнаке ширине ваздушног процепа, при чему варијације у ширини ваздушног процепа обично нису веће од неколико процената. На тај начин се јавља тачка минимума ширине ваздушног процепа, при чему је ова тачка фиксирана, тј. не ротира. Када је ширина магнетног процепа свуда иста, магнетне силе су уравнотежене у свим половима. Међутим, када ширина ваздушног процепа није свуда иста, онда у тренутку када неки од магнетних полова током своје ротације дође у тачку минимума ширине ваздушног процепа, у тој тачки ћемо имати максималну густину магнетног флукса услед чега ће доћи до повећања магнетних сила у том полу, тј. до небалансираности магнетних сила које делују на половима, што доводи до повећања вибрација на фреквенцији $2f_{line}$ (фреквенција којом магнетни полови долазе у тачку минимума ваздушног процепа). Ово је приказано на слици 3.43.

Као што смо видели, у спектру вибрација електричних машина обично се јавља други хармоник линијске фреквенције $2f_{line}$. Ако се јави изражена спектрална компонента на линијској фреквенцији f_{line} , то може да укаже на то да мерни систем није добро реализован и да је највероватније дошло до интерференције путем земљине петље (*ground loop*).



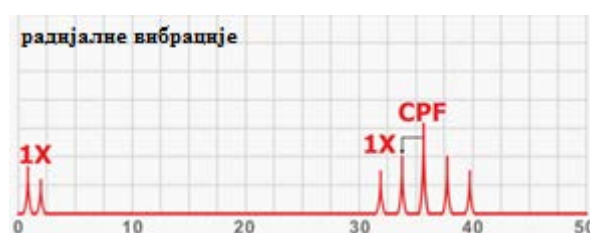
Слика 3.43. Настанак вибрација на фреквенцији $2f_{line}$ код двополних и четворополних мотора. Ia) двополни мотор у коме магнетно поље ротира брзином $f_{sinh} = f_{line}$; Ib) након ротације магнетног поља за $1/8$ круга, ни један од полова се не поклапа са тачком минимума ваздушног процепа "А"; Ib) након ротације магнетног поља за $1/2$ круга, северни магнетни пол N се поклапа са тачком "А", стварајући на том месту максималну густину магнетног флукса што узрокује небалансираност магнетних сила; Ig) након ротације магнетног поља за $7/8$ круга, ни један од полова се не поклапа са тачком "А"; Id) након ротације магнетног поља за пун круг, јужни магнетни пол S се поклапа са тачком "А", стварајући небалансираност магнетних сила; видимо да се у току једног обртаја магнетног поља два пута јавља небалансираност магнетних сила стварајући вибрације чија је учестаност $2f_{line}$; IIa) четворополни мотор у коме магнетно поље ротира брзином $f_{sinh} = f_{line}/2$; IIб) након ротације магнетног поља за $1/8$ круга, ни један од полова се не поклапа са тачком "А"; IIв) након ротације магнетног поља за $1/4$ круга, јужни магнетни пол S се поклапа са тачком "А"; IIг) након ротације магнетног поља за $1/2$ круга, северни магнетни пол N се поклапа са тачком "А"; IIд) након ротације магнетног поља за $3/4$ круга, други јужни магнетни пол S1 се поклапа са тачком "А"; IIђ) након ротације магнетног поља за пун круг, други северни магнетни пол N1 се поклапа са тачком "А"; видимо да се у току једног обртаја магнетног поља 4 пута долази до поклапања неког магнетног пола са тачком "А" услед чега се јавља небалансираност магнетних сила стварајући вибрације чија је учестаност $4f_{sinh} = 2f_{line}$. [129]

Сада ћемо детаљније размотрити специфичности синхроних и асинхроних мотора. Код синхроних мотора ротор има своје магнете и своје магнетно поље. Ови магнети на ротору су реализовани или као стални магнети или као електромагнети (постоје намотаји на ротору који се напајају једносмерном струјом). Долази до спреге између магнетног поља ротора и ротирајућег магнетног поља статора, и магнетно поље ротора почиње да ротира синхроним брзином, заједно са магнетним пољем статора. То доводи до тога да и сам ротор почиње да ротира синхроним брзином, заједно са магнетним пољем. Ротор увек ротира синхроним брзином без обзира на оптерећење. Ако дође до промене оптерећења (а самим тим и до промене обртног момента), ротор и даље ротира синхроним брзином али долази до промене фазе (мења се фазно кашњење између

ротације ротора и магнетног поља). Дакле, код синхроних мотора флукуације оптерећења доводе до фазне модулатије брзине ротора.

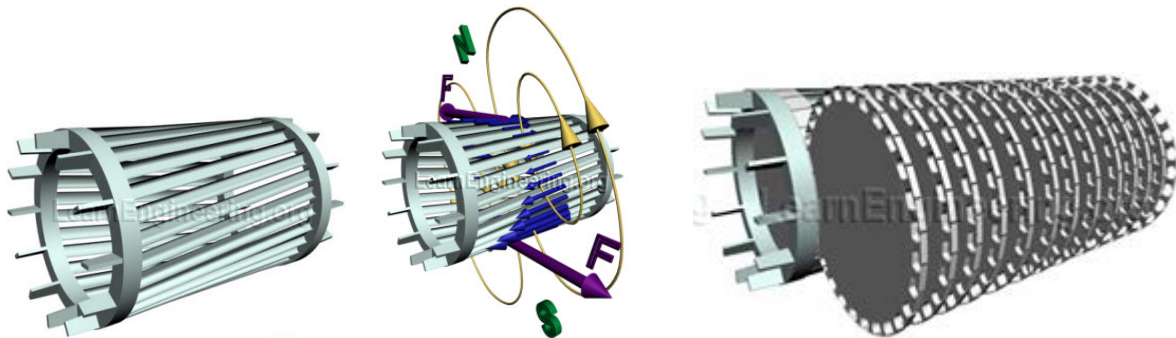
Код синхроних мотора може постојати проблем разликовања вибрација услед механичких и електричних ефеката. Наиме, услед електричних ефеката о којима је већ било речи јавиће се вибрације на фреквенцији $2f_{line}$. Ако је у питању двополни мотор тада је брзина ротације осовине f_0 једнака линијској фреквенцији $f_0 = f_{sinh} = 2f_{line}/2 = f_{line}$. Услед механичких дефеката (нпр. нецентрираност) јавиће се вибрације на другом хармонику фреквенције ротације осовине $2f_0 = 2f_{line}$. Дакле, и електрични и механички ефекти проузрокују вибрације на фреквенцији $2f_{line}$. Сада се поставља питање: ако уочимо у спектру вибрација компоненту на фреквенцији $2f_{line}$, како да знамо да ли она потиче од механичких или од електричних ефеката. Први начин како можемо да раздвојимо механичке од електричних ефеката јесте повећање оптерећења машине, што ће довести до електричне побуде и повећања електричних ефеката, док ће повећање механичких ефеката бити занемарљиво. Дакле, ако други хармоник линијске фреквенције $2f_{line}$ расте са порастом оптерећења онда је он последица електричних ефеката а ако не расте онда је последица механичких ефеката. Други начин да се одреди да ли је други хармоник линијске фреквенције последица механичких или електричних ефеката јесте да се искључи напајање машине и да се посматрају резултујуће вибрације. Електрични ефекти ће престати врло брзо након престанка напајања па ће и други хармоник нестати, док ће механички ефекти постепено да нестају и биће везани за брзину ротације осовине како се она буде смањивала.

Код синхроних мотора повећане вибрације могу да се јаве и услед олабављености намотаја статора. Долази до повећања спектралне компоненте на фреквенцији f_{cpf} око које се појављује модулатиони опсег са модулатионом фреквенцијом f_0 (слика 3.44). Фреквенција f_{cpf} представља фреквенцију проласка намотаја (*coil pass frequency*) и рачуна се као $f_{cpf} = N_c \cdot f_0$, где је N_c број намотаја на статору, који је једнак производу броја полова статора и броја намотаја по једном полу.

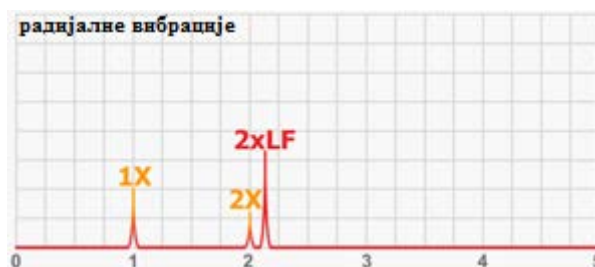


Слика 3.44. Олабављеност намотаја статора код синхроних мотора ($1X = 1f_0$; $CPF = f_{cpf}$). [124]

Код асинхроних (индукционих) мотора не постоје магнети у ротору. Ротор има облик кавеза и састоји се од шипки које су спојене и са једне и са друге стране. Под дејством ротирајућег магнетног поља статора у овим шипкама ротора се индукује струја која око себе ствара магнетно поље ротора (слика 3.45). Дакле, иако код асинхроних мотора ротор нема своје магнете, постоји магнетно поље ротора које се ствара (индукује) под дејством магнетног поља статора. У ротору постоји и језгро од ламинираних челичних лимова који се умећу између шипки кавеза и кроз које се затвара магнетно поље ротора. Долази до интеракције магнетног поља ротора и статора, услед чега се ствара обртни момент па ротор (заједно са својим магнетним пољем) почиње да ротира. Ротор (и његово магнетно поље) тежи да достигне брзину ротације магнетног поља статора (синхрону брзину) али никад неће успети да је достигне већ ће ротирати брзином незнатно мањом од синхроне брзине. Разлика између синхроне брзине f_{sinh} и брзине ротације ротора f_0 назива се фреквенција клизања (*slip frequency*) $f_{slip} = f_{sinh} - f_0$. Фреквенција клизања зависи од оптерећења тако што расте са порастом оптерећења (тј. брзина ротације ротора се смањује са порастом оптерећења). Можемо да кажемо да код асинхроних машина флукуација оптерећења доводи до фреквенцијске модулације брзине ротора. Фреквенција клизања је иначе врло мала: за случај нултог оптерећења може да буде 0.001 Hz до 0.003 Hz, док за случај пуног оптерећења обично узима вредности од 0.25 Hz до 0.5 Hz.



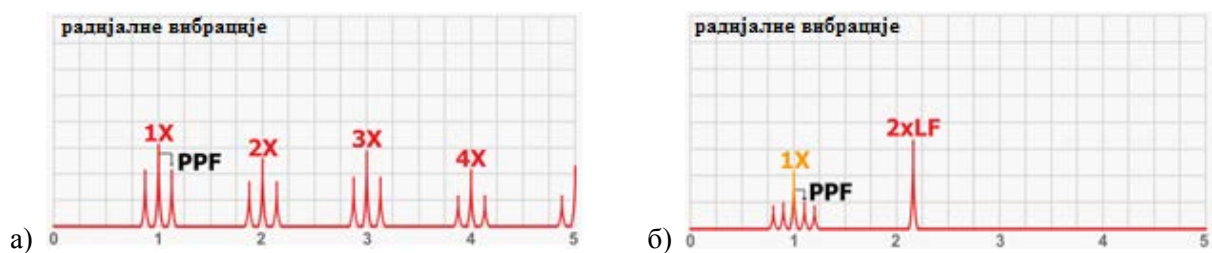
Слика 3.45. Кавез ротора; у шипкама кавеза се индукује струја услед чега се индукује магнетно поље ротора; између шипки кавеза се налазе ламинирани челични лимови



Слика 3.46. Електрични дефекти у статору (на фреквенцији $2f_{line}$) и механички дефекти (f_0 и $2f_0$) код двополних индукционих мотора ($1X = 1f_0$; $2X = 2f_0$; $2xLF = 2f_{line}$). [124]

И код индукционих мотора важи да се дефекти у статору манифестују на фреквенцији $2f_{line}$. Овде је лакше раздвојити електричне и механичке дефекте, јер се други хармоник ротације ротора $2f_0$ и други хармоник линијске фреквенције $2f_{line}$ разликују ($2f_0$ је нешто мања од $2f_{line}$), слика 3.46. Ипак, та разлика је обично врло мала па је потребно применити посебну технику зумирања спектра како би се уочила разлика.

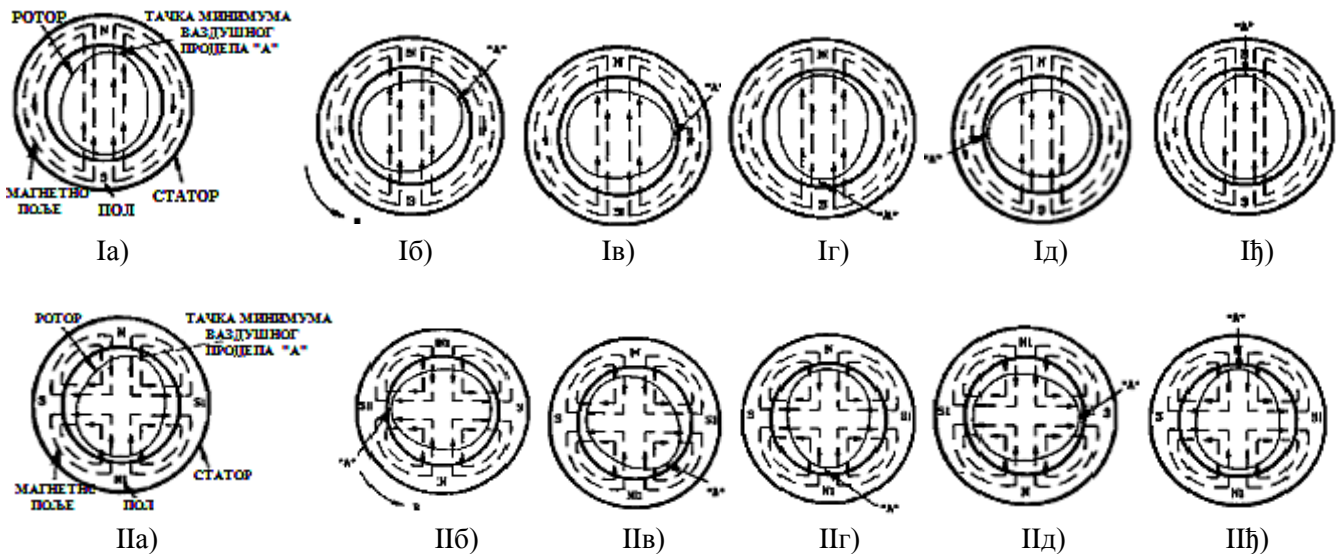
Када су у питању дефекти ротора, они се у спектру вибрација индукционих мотора обично манифестују појавом модулационих опсега око фреквенције ротирања осовине f_0 и њених хармоника, при чему је модулишућа фреквенција једнака производу фреквенције клизања и броја полова ($f_{slip} \cdot \text{БП}$). На пример, на слици 3.47 а) је приказан спектар вибрација услед напрслих или сломљених шипки кавеза ротора. На слици 3.47 б) је приказан изглед спектра вибрација услед прекида изолације између ламинираних лимова ротора; видимо да се у спектру јавља модулациони опсег око фреквенције ротације осовине f_0 , са модулишућом фреквенцијом ($f_{slip} \cdot \text{БП}$); такође се јавља и компонента на другом хармонику линијске фреквенције $2f_{line}$.



Слика 3.47. а) спектар вибрација услед напрслих или сломљених шипки кавеза ротора; б) спектар вибрација услед прекида изолације између ламинираних лимова ротора. [124]

Укратко ћемо објаснити разлог појаве модулационих опсега са фреквенцијом ($f_{slip} \cdot \text{БП}$). Дефекти ротора (нецентрираност, небалансираност, кривљење осовине услед механичког деловања или термичког загревања, напрсла или сломљена шипка ротора) доводе до неједнаке ширине ваздушног процепа и до појаве тачке минимума ширине ваздушног процепа, при чему сада ова тачка ротира заједно са ротором. Услед неједнаке ширине ваздушног процепа имамо небалансираност магнетних сила, што доводи до појаве вибрација. Интензитет ове небалансираности сила (а самим тим и амплитуда вибрација) се мења са променом ширине ваздушног процепа, при чему достиже максималну вредност у тренуцима када се неки од магнетних полова статора поклопи са тачком минималне ширине ваздушног процепа. Можемо да кажемо да је интензитет небалансираности сила (а самим тим и амплитуда вибрација) модулисан ширином ваздушног процепа, са модулишућом фреквенцијом једнаком фреквенцији проласка магнетних полова статора преко тачке минималне ширине ваздушног процепа. У току

једног ‘slip’ периода $1/f_{slip}$, сваки од ротирајућих магнетних полова статора ће тачно једном прећи преко тачке минимума ваздушног процепа; дакле, у периоду $1/f_{slip}$ проћи ће БП полова преко тачке минимума ваздушног процепа, што значи да у сваком временском интервалу дужине $1/(f_{slip} \cdot \text{БП})$ по један магнетни пол прелази преко минимума ваздушног процепа. Дакле, фреквенција којом магнетни полови статора пролазе преко тачке минимума ваздушног процепа је $f_{slip} \cdot \text{БП}$, (слика 3.48).



Слика 3.48. Настанак вибрација на фреквенцији $2f_{line}$ код двополних и четворополних мотора. Ia) двополни мотор, $f_{sinh} = 60 \text{ Hz}$, $f_0 = 59 \text{ Hz}$, $f_{slip} = 1 \text{ Hz}$; након 1 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(59/60)$ обртаја, притом није дошло до поклапања ни једног од полова са тачком минимума ваздушног процепа "А"; Ib) након 10 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(59/60) \cdot 10 = 9.83$ обртаја, притом није дошло до поклапања ни једног од полова са тачком "А"; Ic) након 15 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(59/60) \cdot 15 = 14.75$ обртаја, притом није дошло до поклапања ни једног од полова са тачком "А"; Id) након 30 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(59/60) \cdot 30 = 29.5$ обртаја и долази до поклапања јужног пола S и тачке "А"; Ie) након 45 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(59/60) \cdot 45 = 14.75$ обртаја, притом нема поклапања ни једног од полова са тачком "А"; If) након 60 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(59/60) \cdot 60 = 59$ обртаја и долази до поклапања северног пола N и тачке "А"; видимо да у току једног ‘slip’ периода $T_{slip} = 1/f_{slip} = 60/f_{sinh} = 60T_{sinh} = 60$ обртаја магнетног поља, 2 пута долази до поклапања неког магнетног поља са тачком "А" услед чега се јавља небалансираност магнетних сила стварајући вибрације чија је учестаност $2f_{slip}$; IIa) четворополни мотор, $f_{sinh} = 30 \text{ Hz}$, $f_0 = 29 \text{ Hz}$, $f_{slip} = 1 \text{ Hz}$; након 1 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(29/30)$ обртаја, притом није дошло до поклапања ни једног од полова са тачком "А"; IIb) након 7.5 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(29/30) \cdot 7.5 = 7.25$ обртаја и долази до поклапања јужног пола S1 и тачке "А"; IIc) након 10 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(29/30) \cdot 10 = 9.67$ обртаја, притом није дошло до поклапања полова са тачком "А"; IId) након 15 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(29/30) \cdot 15 = 14.5$ обртаја и долази до поклапања северног пола N1 и тачке "А"; IIe) након 22.5 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(29/30) \cdot 22.5 = 21.75$ обртаја и долази до поклапања јужног пола S и тачке "А"; IIh) након 30 обртаја магнетног поља, ротор је направио $(29/30) \cdot 30 = 29$ обртаја и долази до поклапања северног пола N и тачке "А"; видимо да у току једног ‘slip’ периода $T_{slip} = 1/f_{slip} = 30/f_{sinh} = 30T_{sinh} = 30$ обртаја магнетног поља, 4 пута долази до поклапања неког магнетног поља са тачком "А" услед чега се јавља небалансираност магнетних сила стварајући вибрације чија је учестаност $4f_{slip}$. [129]

3.1.2.3.8. Технике анализе сигнала вибрација

Постоје бројне технике за анализу сигнала вибрација, чији је циљ да из измерених сигнала вибрација извуку информације о могућим дефектима. Ту пре свега доминирају технике у фреквентном домену, али постоје и технике у временском домену; анализа може да обухвата и рачунање параметара сигнала вибрација (ефективна вредност, вршни фактор), рачунање статистичких параметара, анализу фазних кашњења између сигнала вибрација мерених у различитим тачкама, итд. Овде ћемо описати неке најзначајније технике за анализу сигнала вибрација, као што су одређивање спектра анvelope убрзања, кепструм и куртосис.

Спектар анvelope убрзања

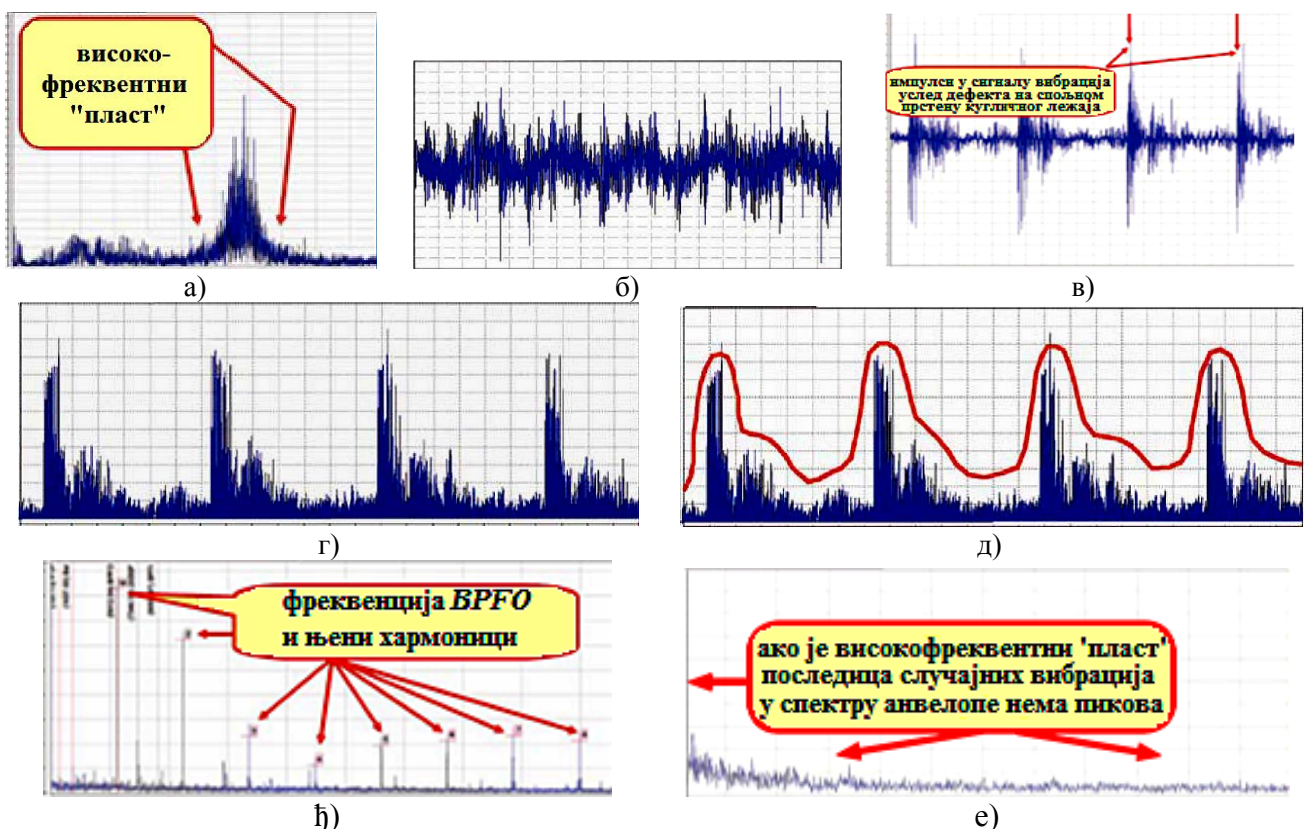
Код дефеката котрљајућих лежајева или зупчаника врло често се дешава да се у спектру сигнала вибрација појави високофреквентни “пласт” (што је објашњено у поглављу 3.1.2.3.4). Притом, треба посматрати спектар убрзања јер једино у њему и могу да се виде овако високе фреквенције. Овај високофреквентни “пласт” је последица амплитудске модулације резонантних вибрација. Појава високофреквентног “пласта” је веома важна јер може да укаже на појаву дефекта већ у најранијој фази. Ако је високофреквентни “пласт” последица дефеката у котрљајућим лежајевима или у зупчаницима онда он има периодичну структуру (јер су вибрације настале услед периодичног кретања механичких елемената). Међутим, високофреквентни “пласт” може да буде последица и неких случајних високофреквентних вибрација и у том случају нема периодичну структуру. Дакле, да би добили информацију о могућем дефекту, морамо да анализирамо структуру високофреквентног “пласта”. Ово је врло тешко урадити посматрајући спектар сигнала. Због тога се за анализу структуре високофреквентног “пласта” примењује техника тражења спектра анvelope [130]. Дакле, уместо спектра самог сигнала посматра се спектар анvelope сигнала. Ова техника заправо представља амплитудску демодулацију и састоји се из следећих корака.

1. Прво се сигнал вибрација пропусти кроз филтер пропусник опсега који одговара фреквентном опсегу високофреквентног “пласта”. На тај начин се из сигнала издвоји високофреквентни “пласт” (слика 3.49 а)). На сликама 3.49 б) и 3.49 в) су приказани таласни облици сигнала вибрација пре и после филтрирања. Видимо да на основу сигнала пре филтрирања тешко можемо да извучемо било какве

закључке о ком дефекту се ради. Са друге стране, у таласном облику сигнала након филтрирања јасно се уочавају периодичне импулсне вибрације које одговарају преласку куглица преко дефекта на унутрашњем или спољном прстену.

2. Врши се исправљање филтрираног сигнала, тј. узимају се његове вредности по амплитуди, слика 3.49 г).
3. Формира се анvelope (обвојница) овако добијеног сигнала, слика 3.49 д).
4. Одреди се спектар анvelope применом брзе Фуријеове трансформације, слика 3.49 њ). На овој слици се јасно види фреквенција *BPFO* и њени хармоници, што значи да вибрације потичу од дефекта на спољном прстену кугличног лежаја.

Да је високофреквентни “пласт” био последица случајних вибрација, онда би спектар анvelope имао изглед као на слици 3.49 е).

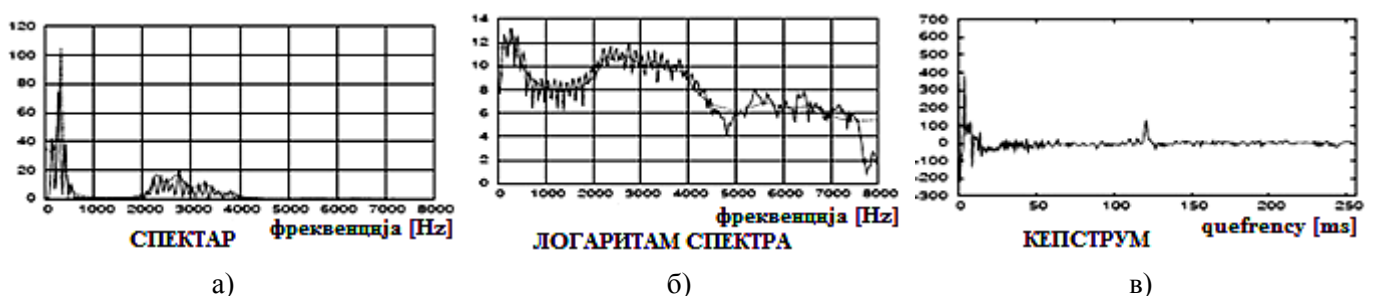


Слика 3.49. а) Издвајање високофреквентног “пласта” филтрирањем из сигнала вибрација са кугличног лежаја; б) таласни облик сигнала вибрација пре филтрирања; в) таласни облик сигнала вибрација након филтрирања у коме се јасно се уочавају периодичне импулсне вибрације које одговарају преласку куглица преко дефекта на унутрашњем или спољашњем прстену; г) исправљање филтрираног сигнала; д) формирање анvelope (обвојнице) исправљеног сигнала; њ) спектар анvelope у коме се јасно види фреквенција *BPFO* и њени хармоници, што значи да вибрације потичу од дефекта на спољном прстену кугличног лежаја; е) спектар анvelope у случају када је високофреквентни “пласт” последица случајних вибрација. [130]

Кепструм

Кепструм (*cepstrum*) се дефинише следећим изразом: $C(\tau) = \mathcal{F}^{-1}(\log X(f))$, где је $X(f) = \mathcal{F}(x(t))$ спектар сигнала $x(t)$, $\mathcal{F}(\cdot)$ је директна Фуријеова трансформација а $\mathcal{F}^{-1}(\cdot)$ је инверзна Фуријеова трансформација [42]. Дакле, кепструм добијамо тако што прво нађемо спектар сигнала $X(f)$ (директном Фуријеовом трансформацијом сигнала $\mathcal{F}(x(t))$), затим тај спектар логаритмујемо а онда применимо инверзну Фуријеову трансформацију. Реч *cepstrum* настала је инверзијом првог дела речи *spectrum* (спектар), са циљем да укаже да кепструм има инверзан карактер у односу на спектар (тј. да се добија инверзном Фуријеовом трансформацијом логаритмованог спектра). Кепструм је функција у временском домену, дакле аргумент τ је по својој природи време. Међутим, за аргумент τ се обично не каже да је време (да не би дошло до мешања са временском зависношћу сигнала $x(t)$), већ се користи назив *quefrensy* (настао инверзијом речи *frequency*) да би се истакла инверзија у односу на фреквенцију као аргумент спектра. Дакле, *quefrensy* је по природи време.

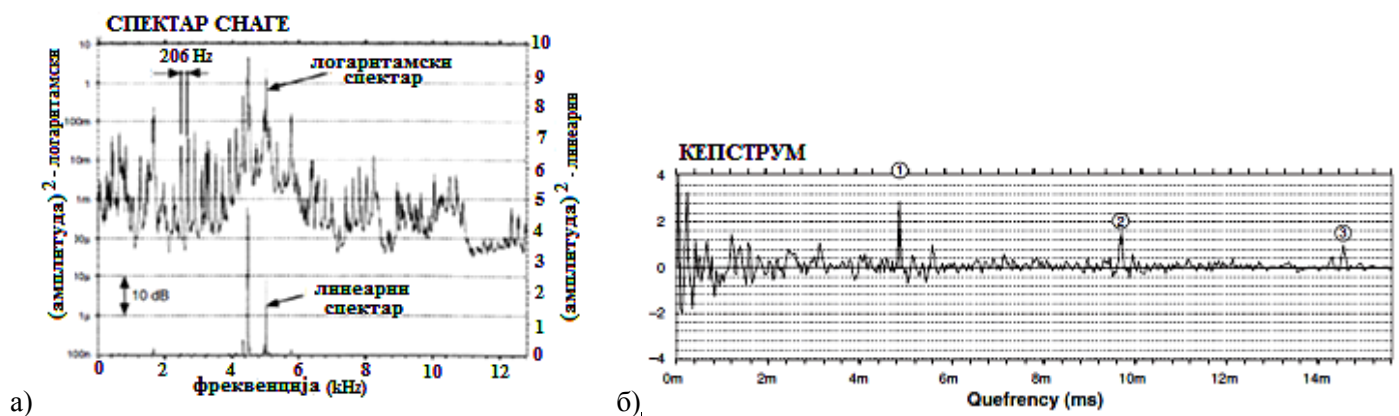
Кепструм је посебно користан у случајевима када у спектру сигнала постоји фамилија хармоника. Ови хармоници обично нису довољно видљиви у спектру сигнала (слика 3.50 а)) јер су им амплитуде прилично мале у односу на доминантне спектралне компоненте. Логаритмовањем спектра смањује се динамички опсег међу компонентама у спектру, што доводи до истицања малих хармоника па они сада постају јасно видљиви (слика 3.50 б)). На тај начин се потенцира периодична структура у спектру. Ако применимо инверзну Фуријеову трансформацију добићемо кепструм у коме се јасно види пик који представља време које одговара основној фреквенцији фамилије хармоника у спектру (слика 3.50 в)).



Слика 3.50. а) У спектру сигнала постоји фамилија хармоника који нису довољно видљиви јер су им амплитуде мале у односу на доминантне спектралне компоненте; б) Логаритмовањем спектра хармоници постају јасно видљиви; тиме се потенцира периодична структура у спектру; в) у кепструму се јасно истиче пик који представља време које одговара основној фреквенцији фамилије хармоника у спектру. [131]

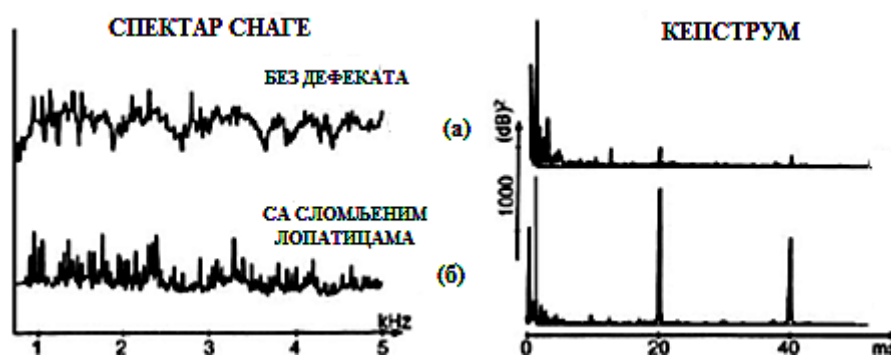
У спектру сигнала вибрација код неких дефеката кугличних лежајева или машина са лопатицама, у спектру вибрација се често јавља фамилија хармоника, али је ове хармонике доста тешко уочити у самом спектру и доста је тешко одредити која им је основна фреквенција. У таквим случајевима кепструм може да буде веома ефикасна метода за добијање информације о могућим дефектима. Приказаћемо два примера: дефект кугличног лежаја и дефект парне машине.

У спектру сигнала вибрација са кугличног лежаја присутна је фамилија хармоника. Ипак, у самом спектру је доста тешко уочити ове хармонике (јер имају врло мале амплитуде, испод линије од -20 dB која представља 1% пуне скале на линеарној скали) а камоли да одредимо од ког дефекта потичу. Логаритмовањем спектра смањује се динамички опсег амплитуда у спектру па ови хармоници постају видљиви, слика 3.51 а). Применом инверзне Фуријеове трансформације добијамо кепструм у коме се јасно уочавају пикови на 4.84 ms и на целобројним умношцима ове вредности, слика 3.51 б). Одатле можемо да одредимо основну фреквенцију хармоника у спектру као $1/(4.84 \text{ ms}) = 206 \text{ Hz}$, што одговара *BPFO* фреквенцији, одакле закључујемо да је дошло до оштећења на спољном прстену кугличног лежаја. Да би кепструм могао да се примени за анализу вибрација кугличних лежајева, у спектру вибрација мора да постоје дискретни хармоници. Ово обично важи за брзоротирајуће машине код којих се јављају дискретни нижи хармоници фреквенција *BPFO*, *BPF1*, *BSF*. Код спороротирајућих машина обично се јављају високи хармоници али они изгледају више спојено него дискретно.



Слика 3.51. а) Линеарни и логаритамски спектар сигнала вибрација са кугличног лежаја. У спектру је присутна фамилија хармоника, која се доста тешко уочава у линеарном спектру али постаје јасно видљива у логаритму спектра; б) у кепструму се јасно уочавају пикови на 4.84 ms и на целобројним умношцима ове вредности. Одатле можемо да одредимо основну фреквенцију хармоника у спектру као $1/(4.84 \text{ ms}) = 206 \text{ Hz}$, што одговара *BPFO* фреквенцији, одакле закључујемо да је дошло до оштећења на спољном прстену кугличног лежаја [42].

Други пример везан је за парну турбину код које је сломљена једна лопатица (или мали број лопатица), слика 3.52. Важно је на време детектовати овакав дефект јер може да укаже на замор материјала и на потенцијалну опасност од много већих оштећења. Услед оваквог дефекта скоро да неће да дође до промене укупног нивоа вибрација, али ће се у спектру сигнала на средњим фреквенцијама јавити фамилија хармоника фреквенције ротације осовине (50 Hz). У спектру је веома тешко уочити ове хармонике и одредити која им је основна фреквенција, али када се нађе кепструм у њему се уочавају пикови на 20 ms и на умношцима од 20 ms, што нам омогућава да израчунамо основну фреквенцију фамилије хармоника као $1/(20 \text{ ms}) = 50 \text{ Hz}$.

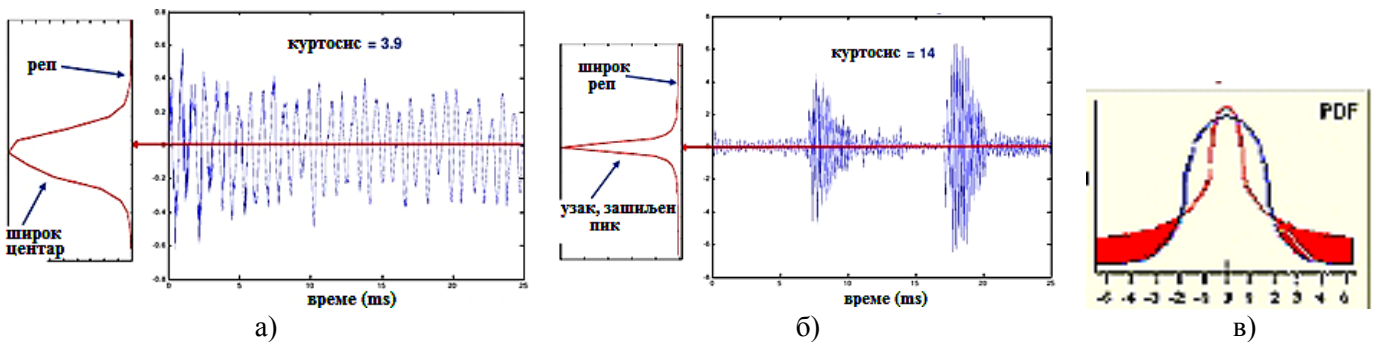


Слика 3.52. Пример парне турбине: а) када нема дефеката; б) са сломљеном лопатицом, када се у спектру сигнала на средњим фреквенцијама јавља фамилија хармоника фреквенције ротације осовине (50 Hz). У спектру је веома тешко уочити ове хармонике и одредити која им је основна фреквенција, али када се нађе кепструм у њему се уочавају пикови на 20 ms и на умношцима од 20 ms, што нам омогућава да израчунамо основну фреквенцију фамилије хармоника као $1/(20 \text{ ms}) = 50 \text{ Hz}$. [42]

Куртосис

Параметар куртосис се дефинише изразом $K = \frac{1}{\sigma^4} \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \mu)^4 p(x) dx$, при чему је x сигнал, $p(x)$ је функција густине вероватноће сигнала, μ је средња вредност сигнала, $\sigma^4 = (\sigma^2)^2$ а σ^2 је варијанса сигнала ($\mu = \int_{-\infty}^{+\infty} xp(x)dx$, $\sigma^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \mu)^2 p(x)dx$). Централни n -ти момент сигнала се дефинише као $m_n = \int_{-\infty}^{+\infty} (x - \mu)^n p(x)dx$. На основу тога имамо да је $K = \frac{m_4}{\sigma^4}$, тј. куртосис представља нормализовани четврти централни момент сигнала x , при чему се нормализација врши са σ^4 [132, 133].

Куртосис је статистички параметар и представља меру зашиљености функције густине вероватноће: што је зашиљеност већа и куртосис је већи. Већа зашиљеност функције густине вероватноће подразумева већу вероватноћу појављивања већих вредности сигнала (слика 3.53 в)).



Слика 3.53. а) Сигнал вибрација без дефеката; приказана је и функција густине вероватноће која има релативно широк пик, вредност куртосиса је 3.9; б) сигнал вибрација у случају дефекта кугличног лежаја; у функцији густине вероватноће види се узак, зашиљен пик; куртосис је значајно повећан и износи 14; в) овде је приказано поређење две функције густине вероватноће; она која има узак зашиљен пик има већу вероватноћу појаве већих вредности сигнала, које потичу од дефеката. [134, 135]

Размотримо таласни облик сигнала вибрација са зупчаника или кугличних лежајева. У случају да нема дефеката, у сигналу су присутне вибрације малих амплитуда при чему у сигналу немамо присуство великих амплитуда (слика 3.53 а)). Функција густине вероватноће ће бити затупаста са врло малом вероватноћом појављивања великих амплитуда па ће и куртосис бити мали. Ако дође до неког дефекта (нпр. оштећење на унутрашњем или спољном прстену кугличног лежаја или оштећени/сломљени зубац зупчаника), сигнал вибрација имаће облик као на слици 3.53 б). У сигналу се јасно уочава појава периодичних пикова велике амплитуде (сваки пут кад куглица пређе преко дефекта на унутрашњем или спољном прстену кугличног лежаја или када оштећени/сломљени зубац уђе у спрегу зупчаника, генерисаће се импулсне вибрације које се виде као пикови у сигналу вибрација). У овом случају је појава већих амплитуда у сигналу вибрација више вероватна, па ће и функција густине вероватноће да буде зашиљенија а самим тим ће и куртосис да буде већи. Повећањем дефекта расте и вредност куртосиса.

Дакле, ако уочимо да се вредност куртосиса повећава то може да нам укаже на присуство неког дефекта. Ипак, куртосис не може да нам локализује дефект, тј. не може да нам каже где је дошло до дефекта и о ком типу дефекта је реч; ту информацију можемо да добијемо применом других техника (анализа спектра, спектар анvelope, кепструм).

3.1.2.3.9. Поређење МЕМС и пиезоелектричних акцелерометара по питању примене у предиктивном одржавању

Класични пиезоелектрични акцелерометри су присутни на тржишту већ више деценија, технологија њихове израде је веома добро развијена, постоји велико знање и искуство везано како за производњу тако и за примену ових акцелерометара. Ови сензори имају одличне карактеристике: омогућавају тачна и поуздана мерења, имају велику осетљивост, а посебно је битно да имају широк фреквентни опсег тако да могу да мере и вибрације врло високих фреквенција, што је веома важно у предиктивном одржавању.

Са друге стране, производња и примена МЕМС акцелерометара представља релативно нову област која се интензивно развија. МЕМС акцелерометри имају многе добре особине, због чега се све више користе у многим применама. Основна предност МЕМС акцелерометара јесте мала цена (и до 100 пута мања у односу на пиезоелектричне акцелерометре) као и мале димензије. Фреквентни опсег МЕМС акцелерометара може да иде до неколико kHz, што је прихватљиво у већини случајева предиктивног одржавања. Иако по перформансама још увек нису достигли класичне пиезоелектричне акцелерометре, МЕМС акцелерометри ипак имају прилично добре перформансе које су сасвим прихватљиве у већини примена. Још једна добра особина МЕМС акцелератора јесте лака интеграција са додатном електроником за кондиционирање и обраду сигнала и са јединицом за комуникацију, што пружа могућност реализације компактних, јефтиних, паметних сензорских модула за мерење вибрација. МЕМС акцелерометри заузимају све већи део тржишта и налазе примену у све већем броју апликација, укључујући ту и предиктивно одржавање [52].

3.1.2.3.10. Бежични мерни системи за мерење сигнала вибрација и примена у предиктивном одржавању

До скоро су мерни системи за мерење вибрација, као и мерни системи у индустрији генерално, били искључиво жичаног типа, код којих се измерени подаци путем жица (каблова) прослеђују на даљу обраду (нпр. у рачунар у контролном центру). Међутим, задњих година се појављује све већи број бежичних мерних система, код којих се мерени подаци бежичним путем преносе до контролног центра. Бежични приступ је посебно добио на значају појавом и развојем бежичних сензорских мрежа. Бежични мерни системи су се прво појавили у неиндустријском окружењу (пољопривреда, војна примена, мониторинг екосистема, саобраћај, итд), али се задњих година све више срећу

и у индустријском окружењу [46]. Ово важи и за мерне системе за мерење вибрација, који се све чешће срећу у бежичном облику, како у неиндустријском окружењу (нпр. мониторинг стања грађевинских објеката), тако и у индустријском окружењу за мониторинг стања машина у циљу предиктивног одржавања [44, 47]. За развој бежичних мерних система за мерење вибрација посебно је важан развој МЕМС технологије, јер се овакви мерни системи углавном базирају на примени МЕМС акцелерометара [43, 45]. Особине МЕМС акцелерометара (минијатурне димензије, ниска цена, лакоћа интеграције са пратећом електроником и са модулом за бежичну комуникацију) омогућавају фабрикацију компактних аутономних сензорских чворова малих димензија и са ниском ценом.

Бежични мерни системи имају многе предности у односу на мерне системе са кабловима. Пре свега, бежични мерни системи су далеко јефтинији и једноставнији за инсталацију. Према неким проценама, цена инсталације и каблирања често представља највећи део укупне цене мерних система са кабловима. Друго, бежични мерни системи пружају много већу флексибилност и могућност постављања сензора на местима на којима није могуће поставити сензоре са кабловима. Ту се пре свега мисли на постављање сензора на ротирајућим елементима: то је веома тешко урадити сензорима са кабловима и захтева примену веома скупог и компликованог механизма са клизним прстеновима (*slip rings*); са друге стране, бежични сензори могу без проблема да се поставе и на ротирајућим елементима. Ово је веома важно за предиктивно одржавање машина, јер машине садрже велики број ротирајућих елемената (осовине, ротор мотора, зупчаници, пропелери, турбине, итд.). Дакле, бежични сензори омогућавају прикупљање мерних података које није било могуће измерити класичним сензорима. Мале димензије и цена и једноставна инсталација бежичних сензора пружају могућност да се број сензора (а самим тим и број мерних тачака) значајно повећа у односу на случај са класичним сензорима, што омогућава да се створи знатно боља и комплетнија слика о објекту који се испитује. Поред тога, уклањање каблова из индустријског окружења повећава безбедност радника. Бежични мерни системи за мерење вибрација су посебно погодни за предиктивно одржавање постројења и система који се налазе на удаљеним и неприступачним локацијама (нпр. ветрогенератори који се налазе у природи на широким просторствима далеко од контролног центра; хидрогенератори инсталирани у морима и океанима, итд.). Развлачење каблова до ових постројења било би скупо и непрактично, док са друге стране бежични мерни системи представљају јефтино и једноставно решење.

Као главни проблеми бежичних мерних система издвајају се ограничена брзина преноса података и ограничена расположива енергија. У индустријском окружењу су веома изражене сметње и шумови који деградирају квалитет сигнала који се преноси бежичним путем (нпр. магнетно поље електричних мотора може значајно да утиче на сигнал); у таквим условима, брзина преноса се додатно смањује како би се остварио поуздан пренос (за постизање поузданог преноса користе се заштитни кодови (*error control codes*) који уносе значајну количину редувантних података, смањујући расположиви простор за пренос корисних мерних података). Са овако ограниченом брзином преноса јавља се проблем немогућности да се пренесу сви измерени подаци (тј. може доћи до губитка мерних података). Ово је посебно изражено ако је количина података које треба пренети велика, што је случај при мерењу високофреквентних вибрација у системима за предиктивно одржавање. Други проблем је ограничена расположива енергија за пренос података. Бежични сензори се обично праве тако да буду аутономни, тј. да имају сопствено напајање из батерије, што значи да им је расположива енергија врло ограничена. Решење за ове проблеме огледа се у смањењу количине мерних података коју треба пренети, што се постиже применом неког алгорита за компресију сигнала вибрација. Дакле, компресија сигнала вибрација се намеће као неопходан предуслов за реализацију бежичних мерних система за мерење вибрација.

Као додатно решење за проблем ограничене енергије бежичних мерних система, у задње време се све више користе сензорски чворови способни да прикупљају енергију из околине (*energy harvesting*), тј. да енергију околине (соларну, топлотну, механичку, итд.) претварају у електричну енергију коју користе за сопствено напајање. Бежични сензори за мерење вибрација су посебно погодни за имплементацију ове идеје, јер могу механичку енергију вибрација да искористе и претворе у електричну енергију [48]. На овај начин се проблем недостатка енергије делимично решава, али и даље остаје потреба за компресијом мерних сигнала.

3.2. Компресија сигнала вибрација

3.2.1. Потреба за компресијом сигнала вибрација

Мерењем сигнала вибрација могу да се генеришу прилично велике количине података, из следећих разлога:

1. У многим применама (нпр. у предиктивном одржавању) јављају се сигнали вибрација високих фреквенција, за које се користи врло висока фреквенција одмеравања (неколико десетина kHz), чиме се ствара велика количина података коју треба пренети;
2. Мерење се врши дуж три осе (x, y, z), чиме се количина података утростручује;
3. Обично је мерење вибрација потребно извршити на великом броју мерних места, применом већег броја сензора, услед чега количина података коју треба пренети значајно расте.

Са друге стране, све више су од интереса бежични мерни системи за мерење вибрација, код којих су ресурси за пренос (брзина преноса и енергија) врло ограничени и недовољни за пренос велике количине мерних података. Зато је неопходно смањити количину података коју треба пренети, а за то је потребно применити неки алгоритам за компресију сигнала вибрација [136-143]. Притом, ови алгоритми за компресију морају да имају малу комплексност како би могли да се имплементирају на бежичним сензорским чворовима који имају врло ограничене способности процесирања сигнала.

3.2.2. Компресија сигнала вибрација применом модела предложених у дисертацији

У поглављима 2.2, 2.3, 2.4 и 2.5 описани су алгоритми за компресију мерних сигнала. Ови алгоритми могу да се примене на великом броју мерних сигнала. У наставку ћемо приказати резултате примене ових алгоритама за компресију сигнала вибрација. Алгоритми ће бити тестирани на сигналима вибрација из референтне светске базе RealVibrations [54].

3.2.2.1. Компресија сигнала вибрација применом модела из поглавља 2.2.

У поглављу 2.2. смо представили модел за компресију висококорелисаних мерних сигнала са Гаусовом расподелом. У овом поглављу ћемо овај модел применити за компресију сигнала вибрација из базе RealVibrations [54]. Прво се поставља питање, да ли је овај модел адекватан за сигнале вибрација. Испитали смо велики број сигнала вибрација и утврдили да се експериментални резултати веома добро поклапају са теоријским резултатима из поглавља 2.2, што значи да је овај модел адекватан за сигнале вибрација. Као пример, у табели 3.2 су дати теоријски и експериментални резултати за три сигнала вибрација из базе [54]. Дати су називи сигнала вибрација и ознака осе (X, Y, Z) дуж које је сигнал мерен. Како су сигнали веома дуги (неколико стотина хиљада одмерака), сигнали су подељени на фрејмове од 1000 одмерака. У табели су дате нумеричке вредности за поједине фрејмове, при чему SNR_i^{th} и SNR_i^{ex} представљају теоријски и експериментално добијене вредности SNR-а за i -ти фрејм, а R_i^{th} и R_i^{ex} представљају теоријски и експериментално добијене вредности битске брзине за i -ти фрејм. Видимо да постоји одлично поклапање теоријских и експерименталних вредности у сваком фрејму.

Табела 3.2. Теоријски и експериментални резултати добијени применом алгоритма компресије из поглавља 2.2 на три сигнала вибрација из базе [54]

| број фрејма | airconditioner X | | | | | train (seat) Z | | | | | train (seat object free) X | | | | |
|-------------|------------------|----------------------|---------------------|----------------------|---------------------|----------------|----------------------|---------------------|----------------------|---------------------|----------------------------|----------------------|---------------------|----------------------|---------------------|
| | ρ | теорија | | експеримент | | ρ | теорија | | експеримент | | ρ | теорија | | експеримент | |
| | | SNR_i^{th} [dB] | R_i^{th} [bps] | SNR_i^{ex} [dB] | R_i^{ex} [bps] | | SNR_i^{th} [dB] | R_i^{th} [bps] | SNR_i^{ex} [dB] | R_i^{ex} [bps] | | SNR_i^{th} [dB] | R_i^{th} [bps] | SNR_i^{ex} [dB] | R_i^{ex} [bps] |
| 20 | 0.976 | 19 | 1.46 | 18.97 | 1.59 | 0.980 | 24 | 2.00 | 24.11 | 2.00 | 0.995 | 24 | 1.36 | 24.17 | 1.37 |
| 40 | 0.987 | 19 | 1.22 | 18.54 | 1.38 | 0.982 | 24 | 1.91 | 24.10 | 1.82 | 0.989 | 24 | 1.58 | 23.94 | 1.61 |
| 60 | 0.968 | 19 | 1.59 | 18.83 | 1.66 | 0.991 | 24 | 1.53 | 23.92 | 1.50 | 0.987 | 24 | 1.67 | 24.16 | 1.74 |
| 80 | 0.987 | 19 | 1.20 | 18.86 | 1.43 | 0.978 | 24 | 2.11 | 23.91 | 1.95 | 0.995 | 24 | 1.28 | 23.62 | 1.29 |
| 100 | 0.986 | 19 | 1.25 | 19.06 | 1.39 | 0.996 | 24 | 1.20 | 23.54 | 1.19 | 0.991 | 24 | 1.53 | 24.00 | 1.48 |
| 120 | 0.983 | 19 | 1.33 | 19.07 | 1.37 | 0.995 | 24 | 1.28 | 23.86 | 1.35 | 0.989 | 24 | 1.67 | 23.65 | 1.50 |
| 140 | 0.983 | 19 | 1.29 | 18.64 | 1.47 | 0.994 | 24 | 1.36 | 23.82 | 1.29 | 0.995 | 24 | 1.28 | 24.18 | 1.35 |
| 160 | 0.972 | 19 | 1.52 | 19.28 | 1.57 | 0.989 | 24 | 1.58 | 24.03 | 1.42 | 0.985 | 24 | 1.76 | 24.12 | 1.69 |
| 180 | 0.969 | 19 | 1.56 | 18.89 | 1.58 | 0.991 | 24 | 1.53 | 23.93 | 1.56 | 0.990 | 24 | 1.58 | 23.83 | 1.57 |
| 200 | 0.987 | 19 | 1.22 | 18.87 | 1.44 | 0.988 | 24 | 1.67 | 23.97 | 1.56 | 0.991 | 24 | 1.53 | 23.92 | 1.52 |
| 220 | 0.983 | 19 | 1.29 | 18.81 | 1.48 | 0.971 | 24 | 2.30 | 23.96 | 2.24 | 0.985 | 24 | 1.76 | 24.07 | 1.68 |
| 240 | 0.988 | 19 | 1.20 | 18.90 | 1.39 | 0.986 | 24 | 1.76 | 24.08 | 1.76 | 0.983 | 24 | 1.91 | 24.03 | 1.79 |
| 260 | 0.987 | 19 | 1.22 | 19.15 | 1.33 | 0.989 | 24 | 1.58 | 23.89 | 1.57 | 0.996 | 24 | 1.20 | 23.78 | 1.27 |
| 280 | 0.980 | 19 | 1.38 | 19.14 | 1.54 | 0.991 | 24 | 1.53 | 23.89 | 1.54 | 0.994 | 24 | 1.36 | 24.19 | 1.31 |
| 300 | 0.987 | 19 | 1.20 | 18.68 | 1.41 | 0.993 | 24 | 1.42 | 24.12 | 1.46 | 0.992 | 24 | 1.48 | 23.78 | 1.46 |
| 320 | 0.982 | 19 | 1.33 | 18.85 | 1.51 | 0.982 | 24 | 1.91 | 24.03 | 1.88 | 0.992 | 24 | 1.48 | 23.89 | 1.36 |
| 340 | 0.983 | 19 | 1.29 | 18.89 | 1.46 | 0.988 | 24 | 1.67 | 24.04 | 1.67 | 0.993 | 24 | 1.42 | 23.91 | 1.42 |
| 360 | 0.952 | 19 | 1.80 | 18.80 | 1.86 | 0.988 | 24 | 1.67 | 24.00 | 1.64 | 0.992 | 24 | 1.48 | 23.62 | 1.37 |
| 380 | 0.941 | 19 | 1.93 | 18.96 | 2.01 | 0.989 | 24 | 1.58 | 23.99 | 1.61 | 0.995 | 24 | 1.28 | 24.10 | 1.33 |
| 400 | 0.987 | 19 | 1.22 | 18.66 | 1.37 | 0.989 | 24 | 1.58 | 23.82 | 1.61 | 0.996 | 24 | 1.20 | 23.78 | 1.29 |

Нека $\Delta\text{SNR} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (\text{SNR}_i^{th} - \text{SNR}_i^{ex})$ представља средње одступање теоријских и експерименталних вредности SNR-а за цео сигнал а $\Delta R = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M (R_i^{th} - R_i^{ex})$ представља средње одступање теоријских и експерименталних вредности битске брзине R за цео сигнал. Вредности за ΔSNR и ΔR су добијене усредњавањем одступања теоријских и експерименталних вредности по фрејмовима, где је M број фрејмова. У табели 3.3 су су дате вредности за ΔSNR и ΔR за сигнале разматране у табели 3.2. Из табела 3.2 и 3.3 видимо да су одступања теоријских и експерименталних вредности мала, што потврђује валидност примене модела из поглавља 2.2 на сигнале вибрација.

Табела 3.3. Средња одступања теоријских и експерименталних вредности SNR и R

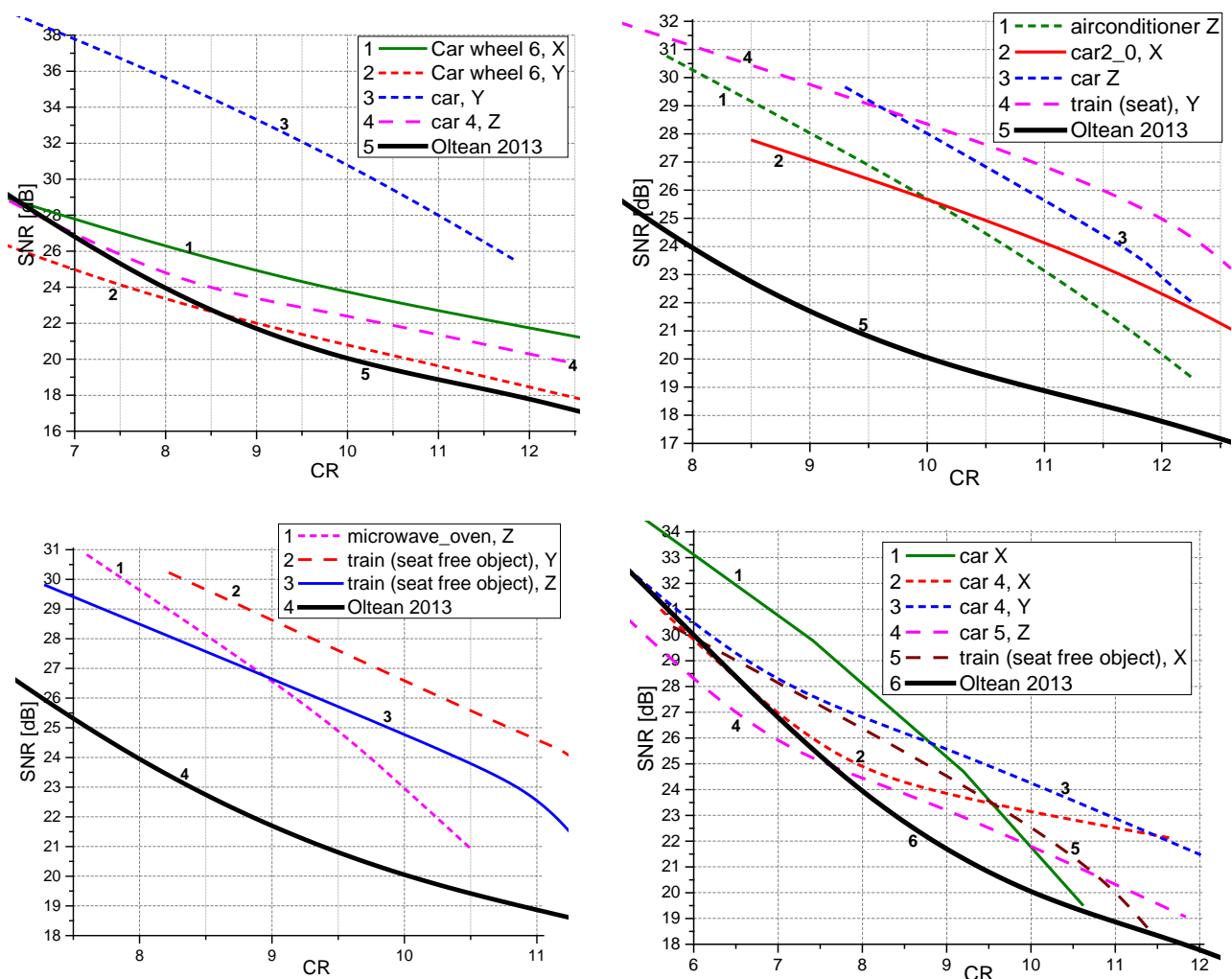
| Сигнал | ΔSNR [dB] | ΔR [bps] |
|----------------------------|-------------------------|------------------|
| airconditioner X | 0.20 | 0.14 |
| train (seat) Z | 0.16 | 0.05 |
| train (seat object free) X | 0.15 | 0.05 |

У литератури нема пуно старијих радова везаних за компресију сигнала вибрација, јер до скоро (тј. до појаве бежичних система за мерење вибрација) није ни постојала већа потреба за компресијом вибрација. Међутим, појавом ових модерних бежичних мерних система, компресија сигнала вибрација постаје врло важна и актуелна тема, па се задњих година јављају и радови у којима се предлажу модели за компресију сигнала вибрација. Ови модели се углавном базирају на примени трансформационог кодовања, пре свега на примени *wavelet* трансформације DWT [137-139]. Добра особина DWT јесте да може да се користи не само за компресију већ и за анализу и за екстракцију параметара сигнала. Ипак, у раду [139] је показано да DWT има значајну предност у односу на друге трансформације (DCT, DFT) само за изразито нестационарне сигнале. Углавном се радови у којима се примењује DWT превасходно баве анализом сигнала вибрација и екстракцијом параметара, док је компресија у другом плану. У радовима [140, 141] се компресија сигнала вибрација остварује предиктивним кодовањем, при чему се примењује ADPCM шема. У [142] је предложен модел компресије по коме се сигнал вибрација прво трансформише у слику, након чега се врши компресија слике DWT трансформацијом. У раду [136] је предложен модел за компресију сигнала вибрација на бази подопсежног кодовања (*subband coding*), при чему се врши декомпозиција сигнала на фреквенцијске подопсеге применом ортогоналне трансформације, а затим се у сваком подопсегу примењује адаптивна униформна квантизација. У раду [136] је такође показано да предложени модел има боље

перформансе у односу на друге моделе из литературе (модел на бази DWT из рада [136], модел са адаптивном квантизацијом суседних фреквенцијских компоненти из рада [143] и модел на бази логаритамске компандинг квантизације).

На слици 3.54 су приказане перформансе модела за компресију сигнала из поглавља 2.2 дисертације, који је примењен на сигнале вибрација из базе [54]. Приказана је зависност SNR-а од степена компресије CR (*compression ratio*). Пошто смо испитивали већи број сигнала вибрација, резултати су приказани на четири графика у циљу прегледности. На сваком графику је приказана и крива преузета из [136], која приказује перформансе модела предложеног у том раду.

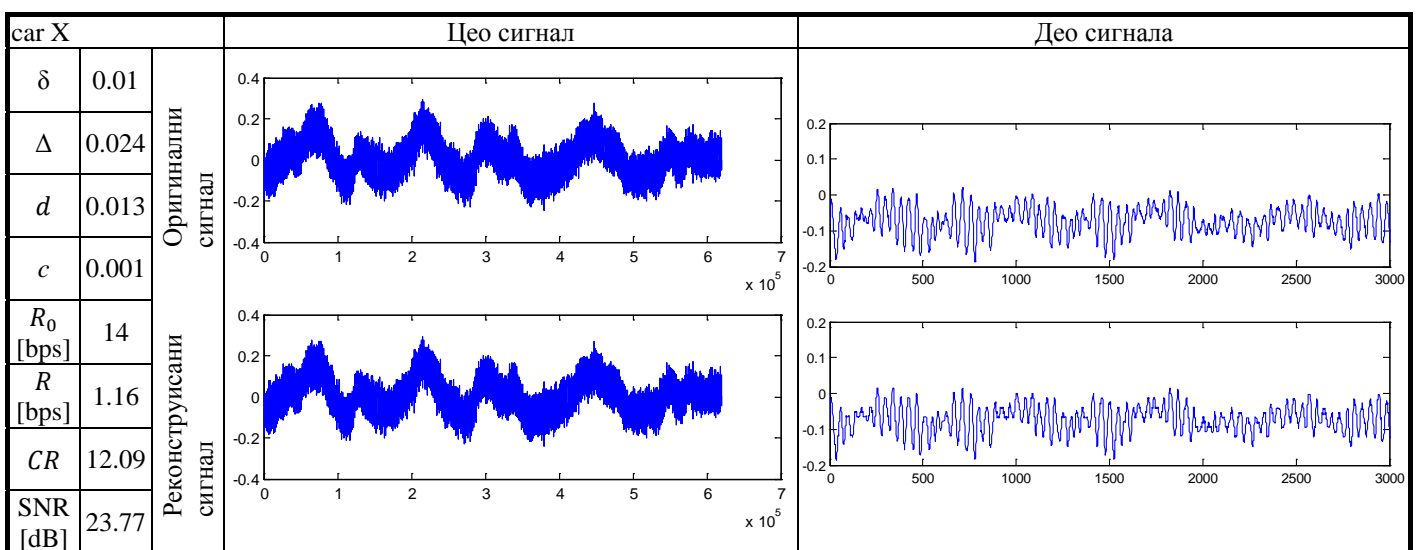
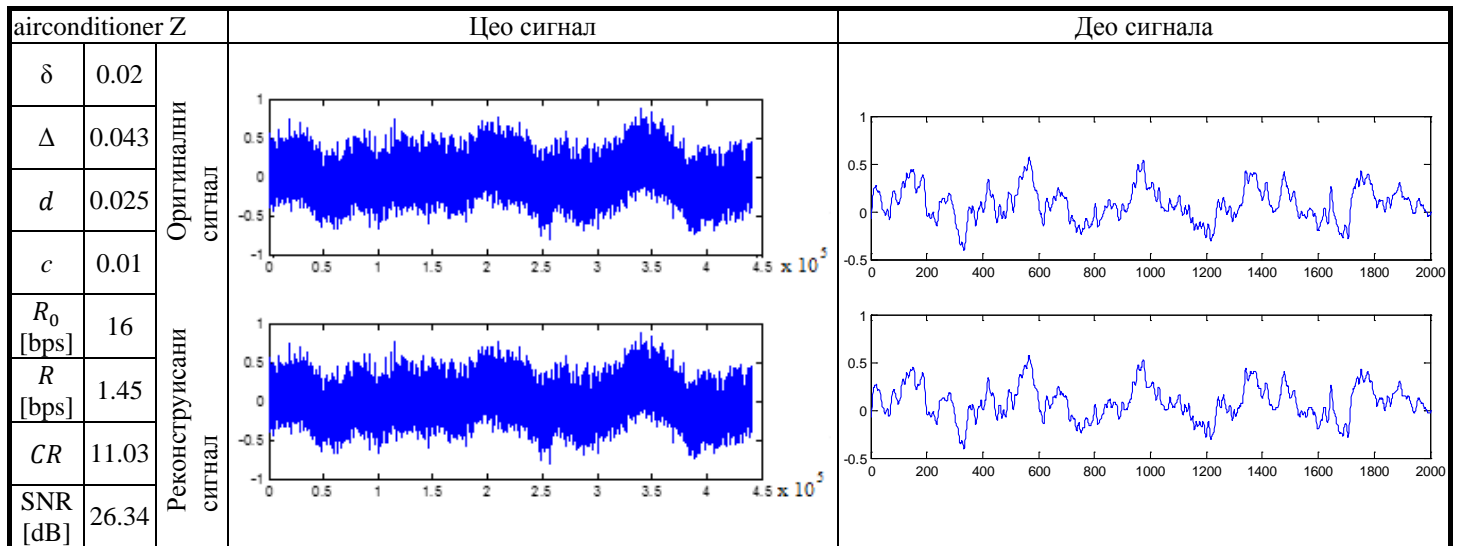
Са слике 3.54 видимо да модел за компресију мерних сигнала предложен у поглављу 2.2. ове дисертације има доста добре перформансе, чак и боље у односу на модел из рада [136], а самим тим боље и у односу на друге моделе са којима је вршено поређење у [136].



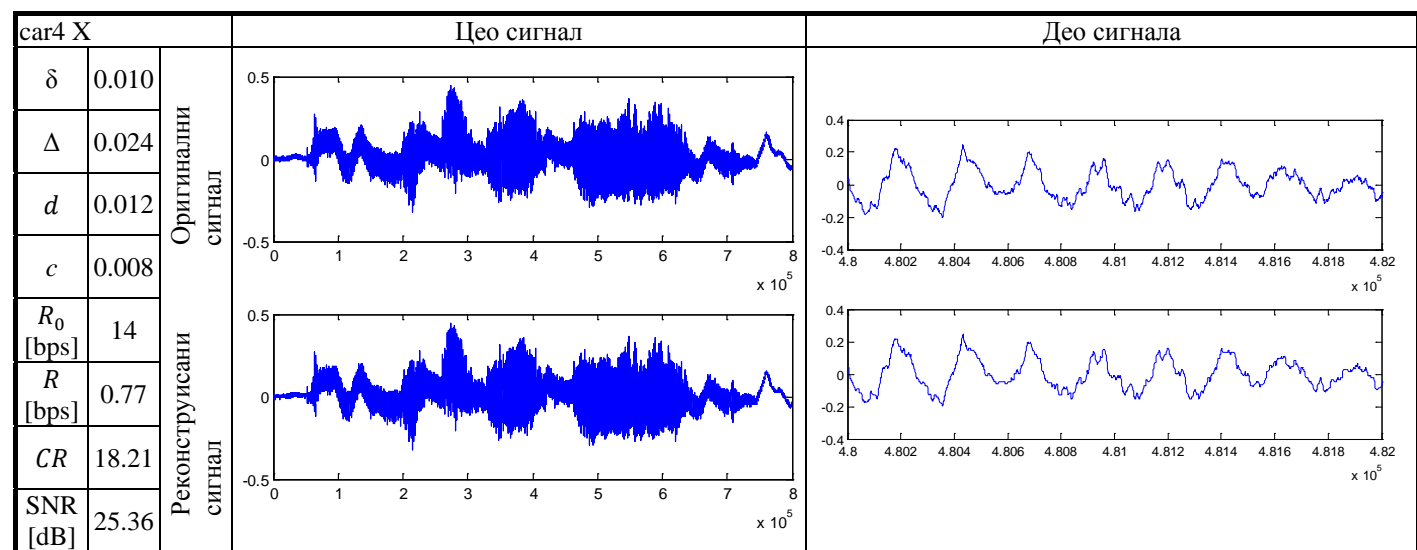
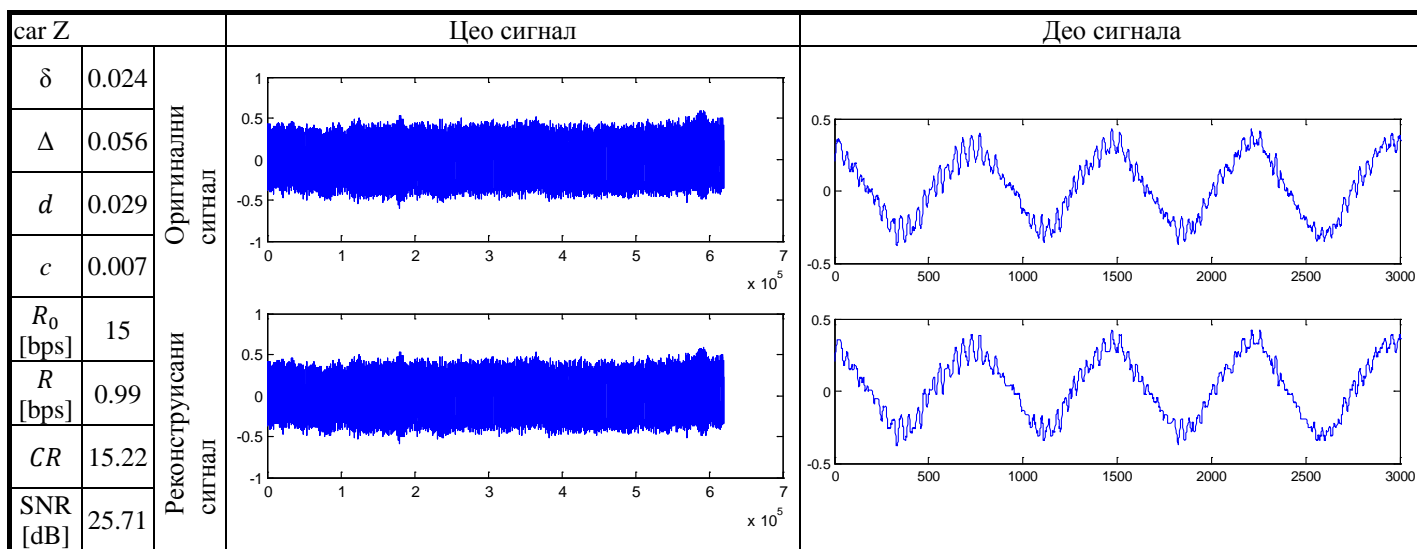
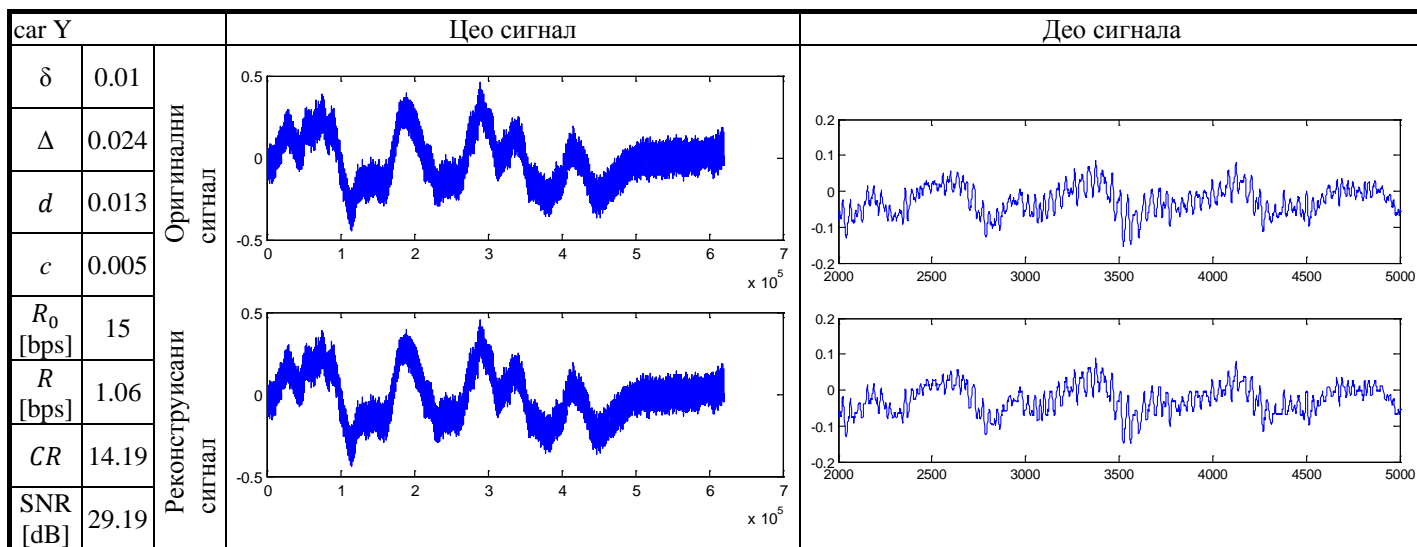
Слика 3.54. Поређење перформанси предложеног модела из поглавља 2.2 и модела из рада [136] за сигнале вибрација из базе [54] ($CR = \text{compression ratio} = \text{степен компресије}$).

3.2.2.2. Компресија сигнала вибрација применом модела из поглавља 2.3.

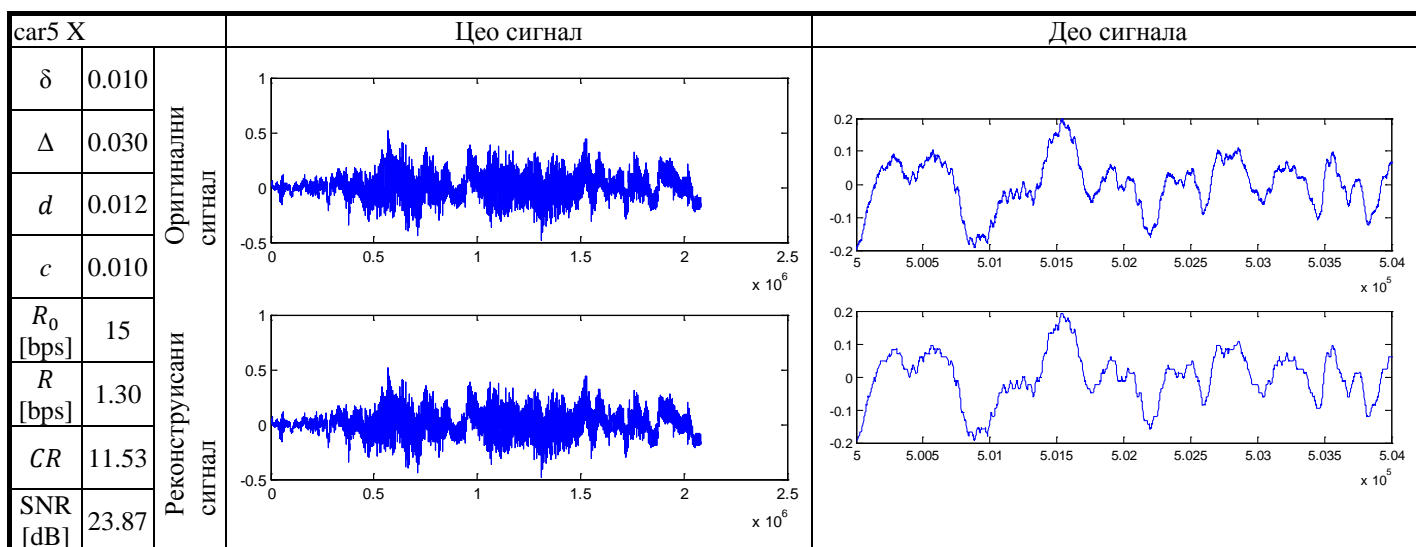
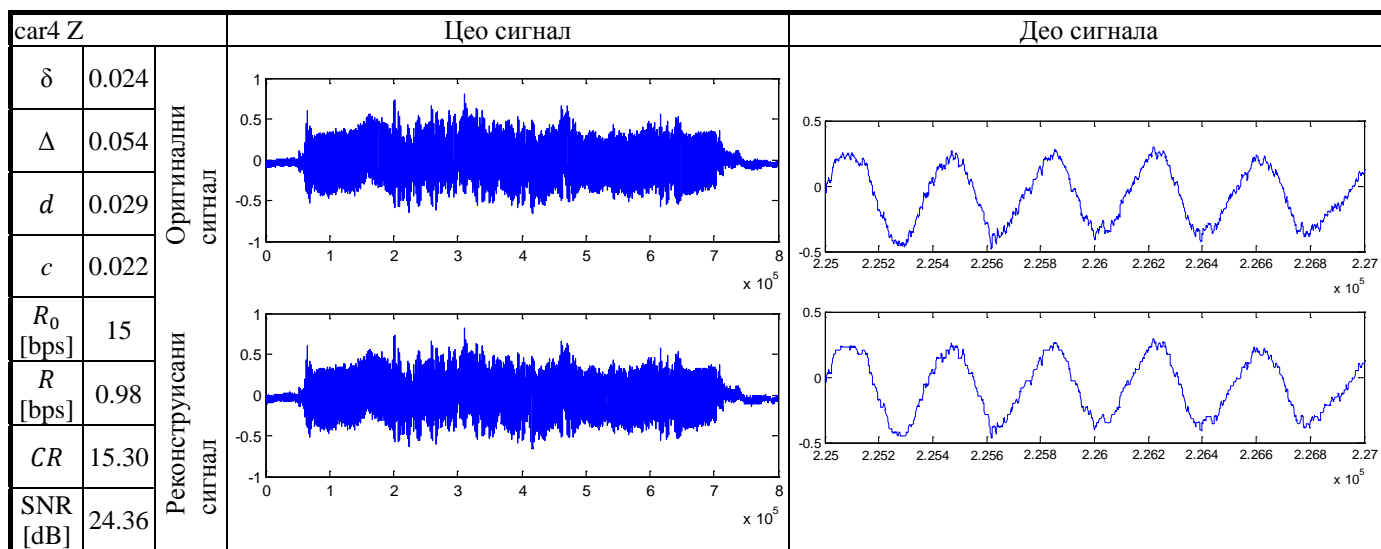
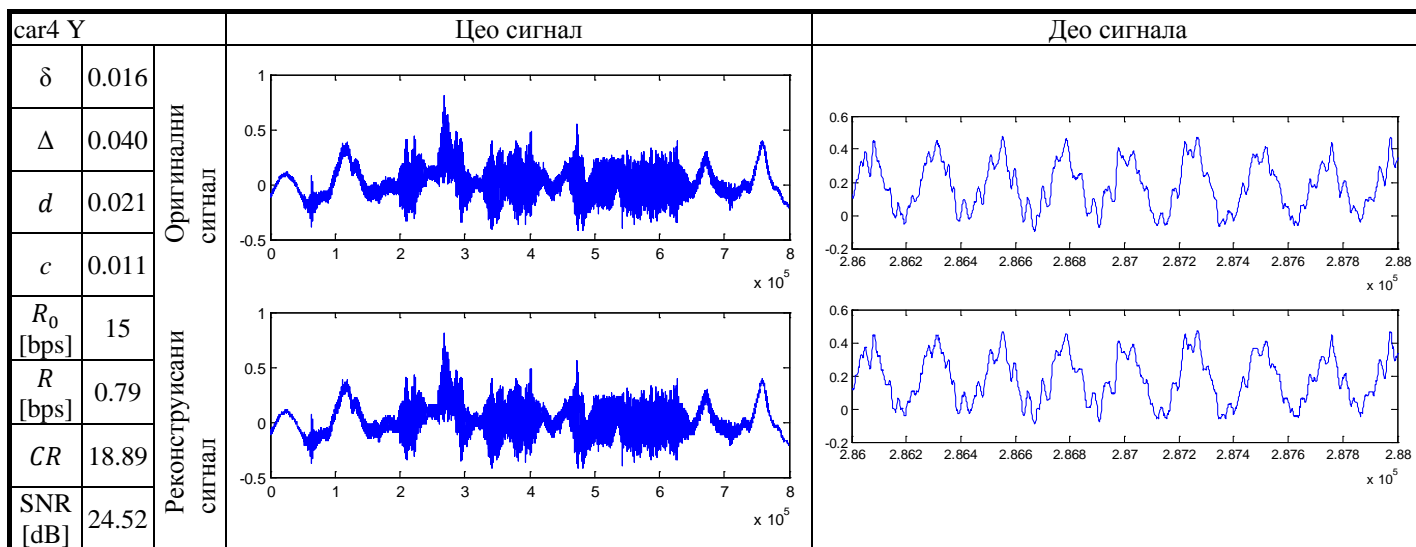
У наставку ће бити приказани резултати добијени применом модела из поглавља 2.3 за компресију већег броја сигнала вибрација из базе [54]. За сваки сигнал ће бити приказане вредности параметара модела (δ , Δ , d , c), битска брзина пре компресије (R_0) и након компресије (R), степен компресије (CR) и однос сигнал/шум (SNR). Такође, за сваки сигнал су приказани таласни облици пре и после компресије. Приказани су таласни облици целих сигнала (који садрже неколико стотина хиљада одмерака) али су такође приказани и делови сигнала (са неколико хиљада одмерака) како би се јасније уочили детаљи.



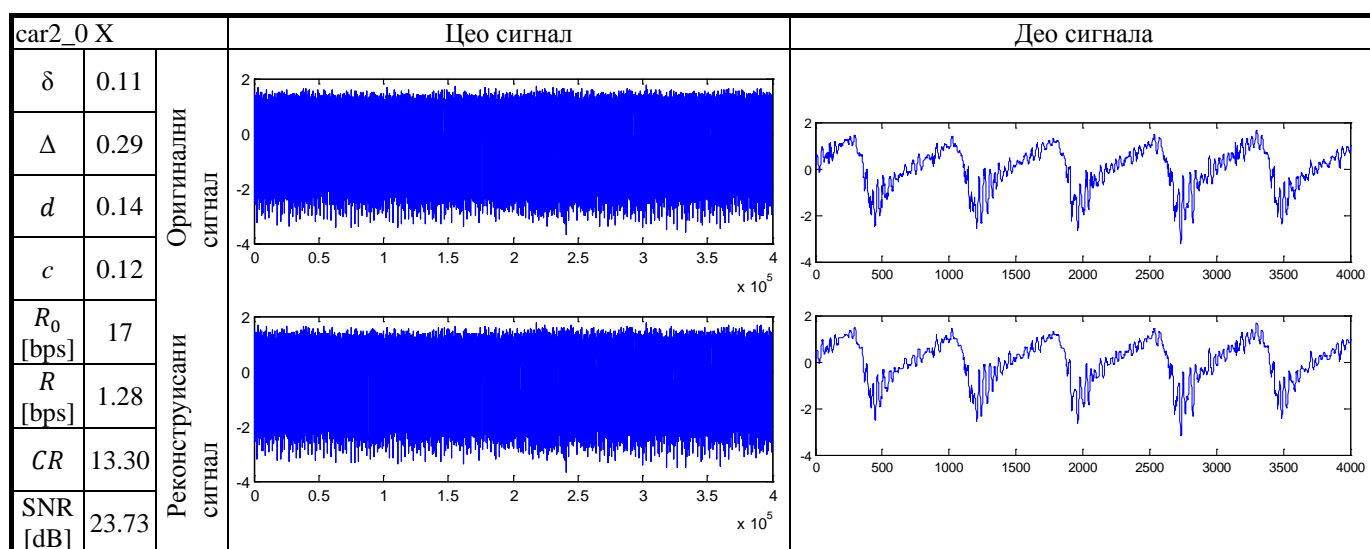
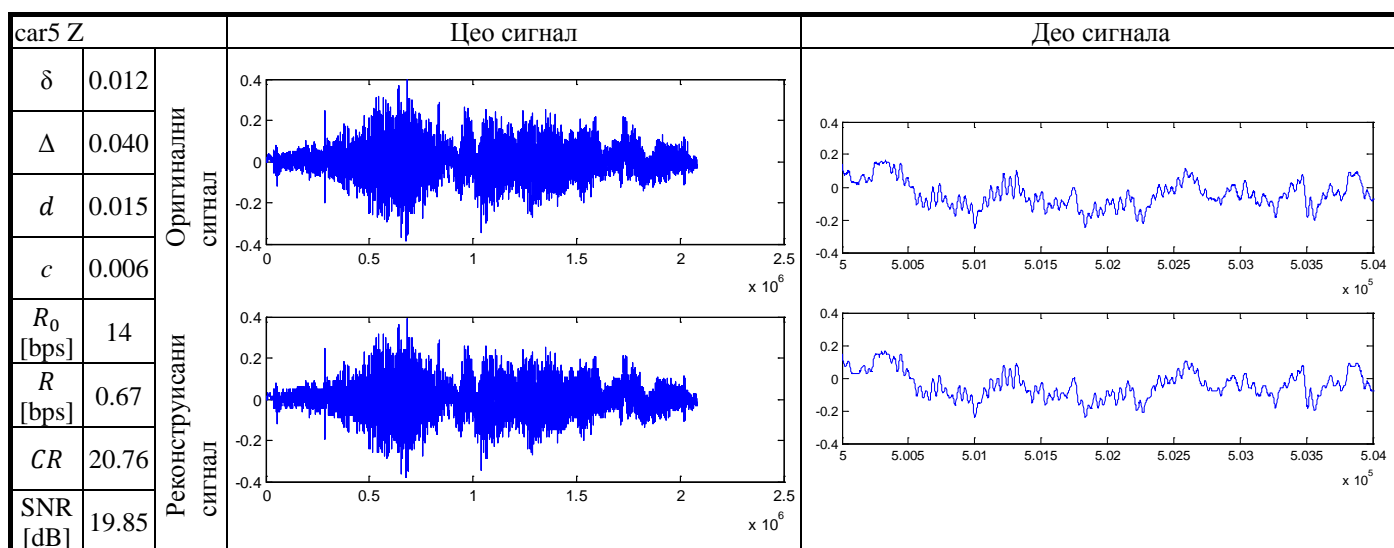
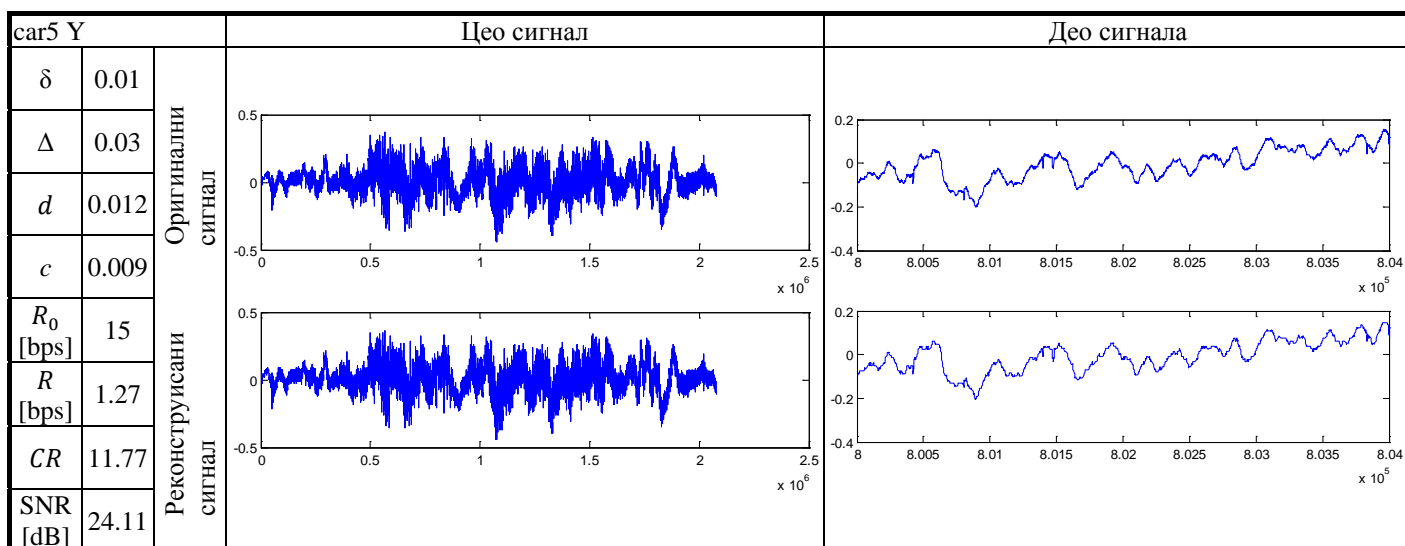
3. Примена ентропијског кодовања за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала



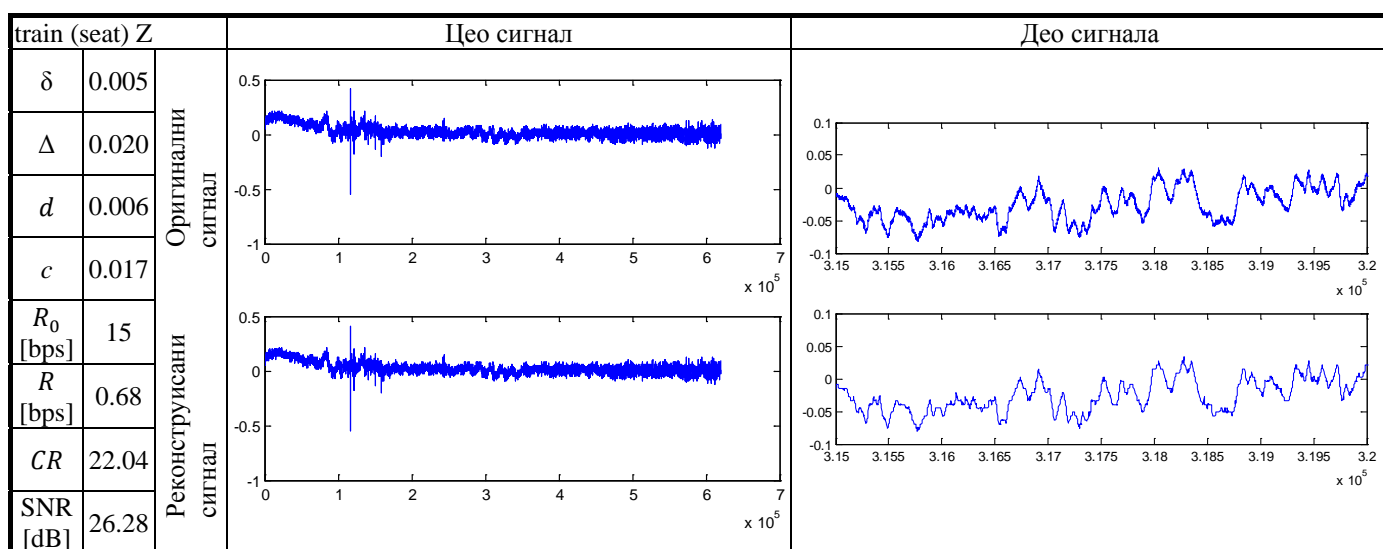
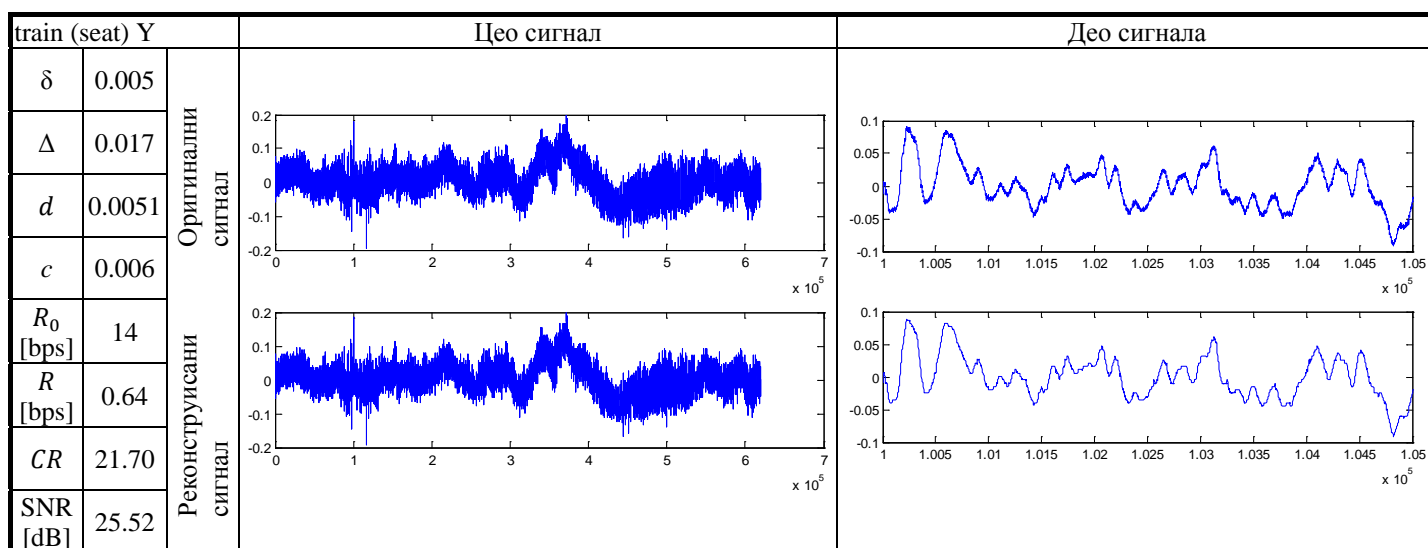
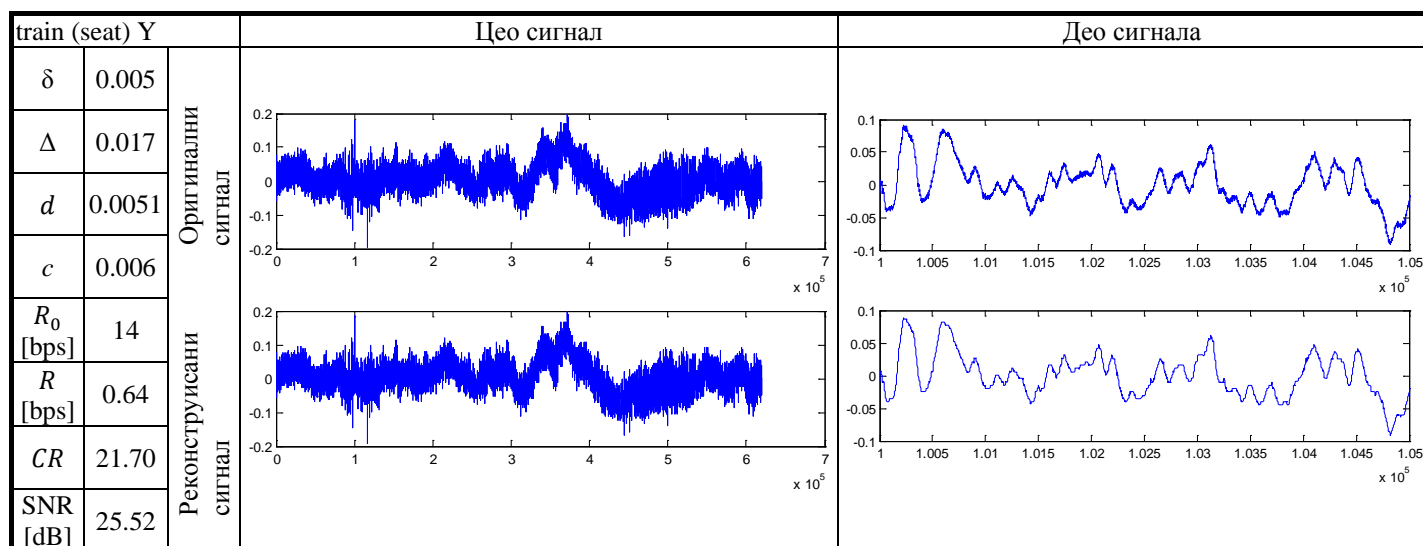
3. Примена ентропијског кодовања за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала



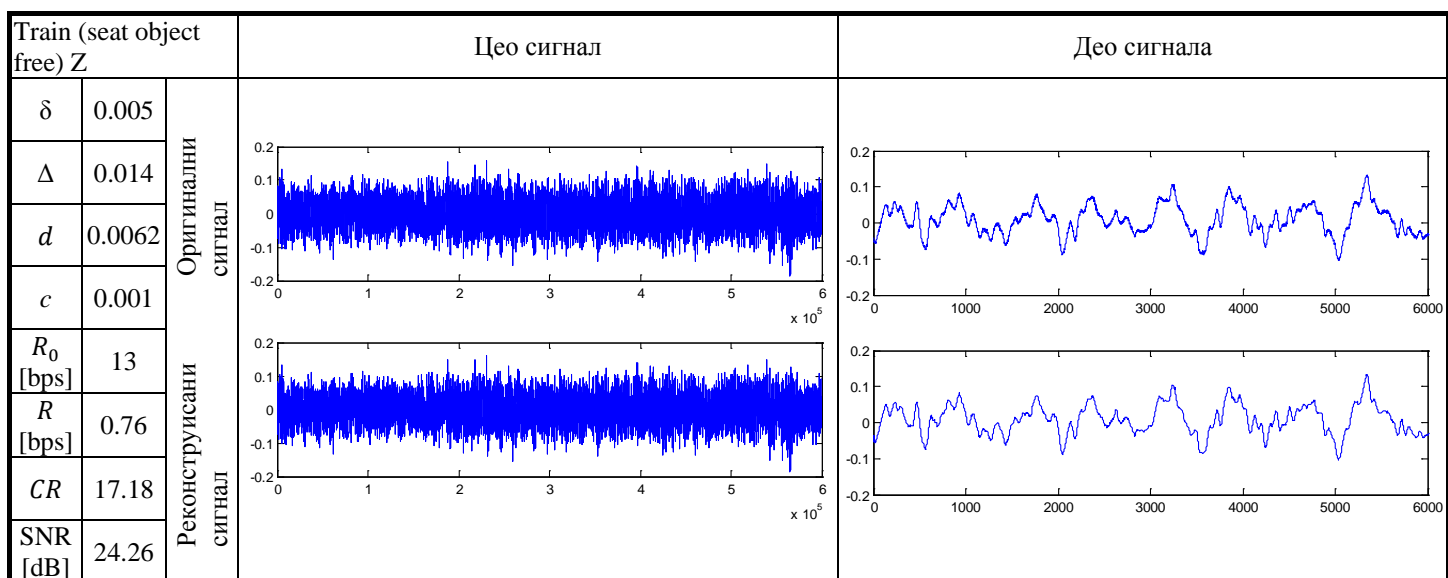
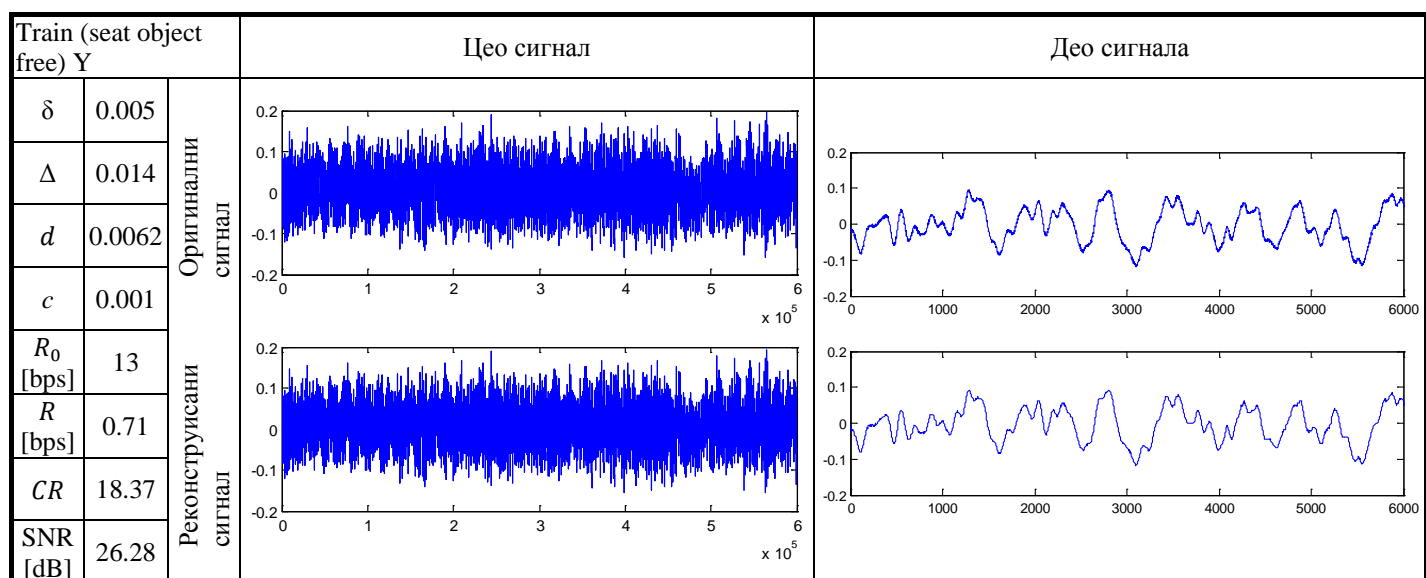
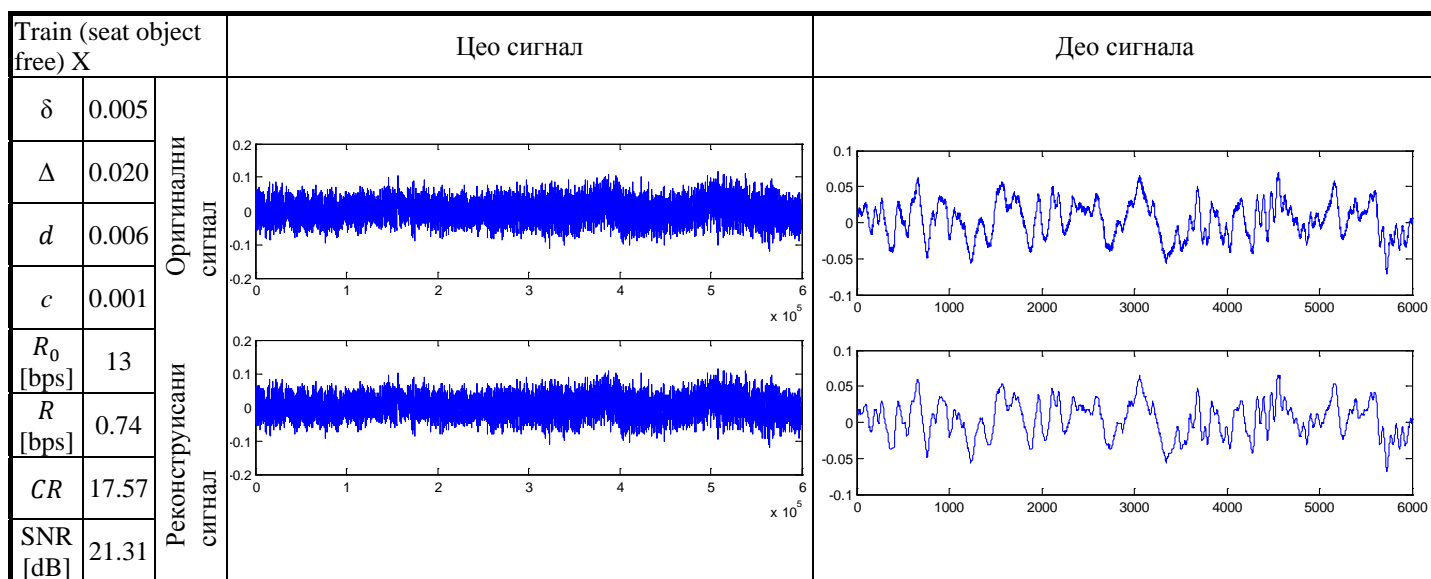
3. Примена ентропијског кодовања за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала



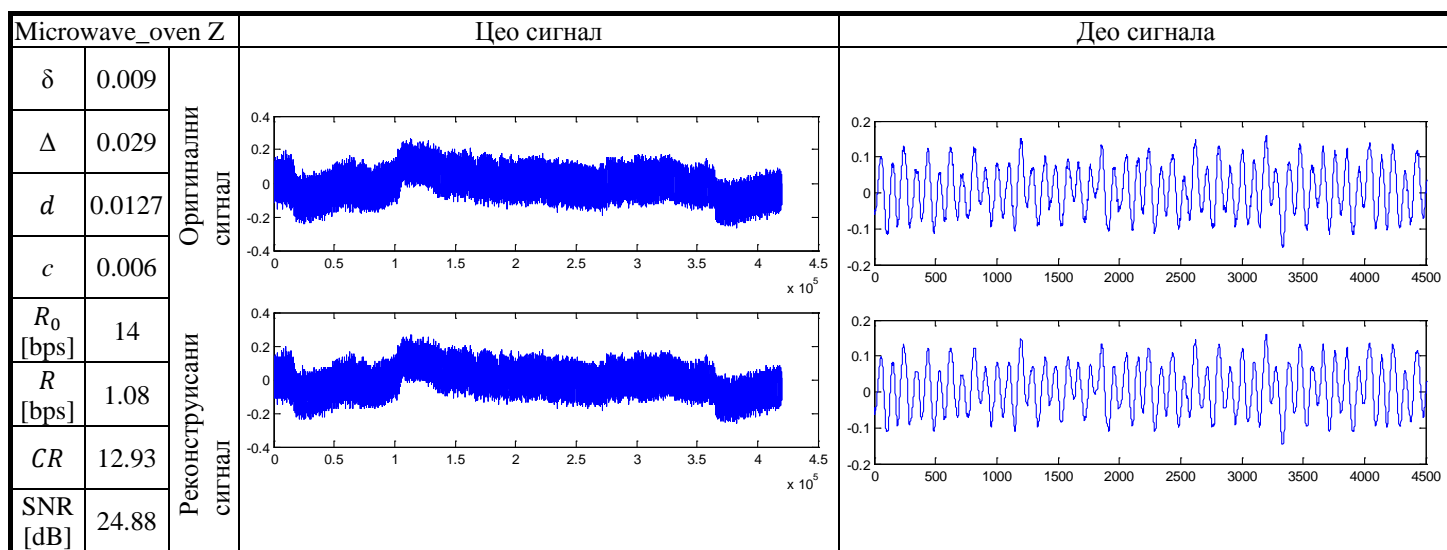
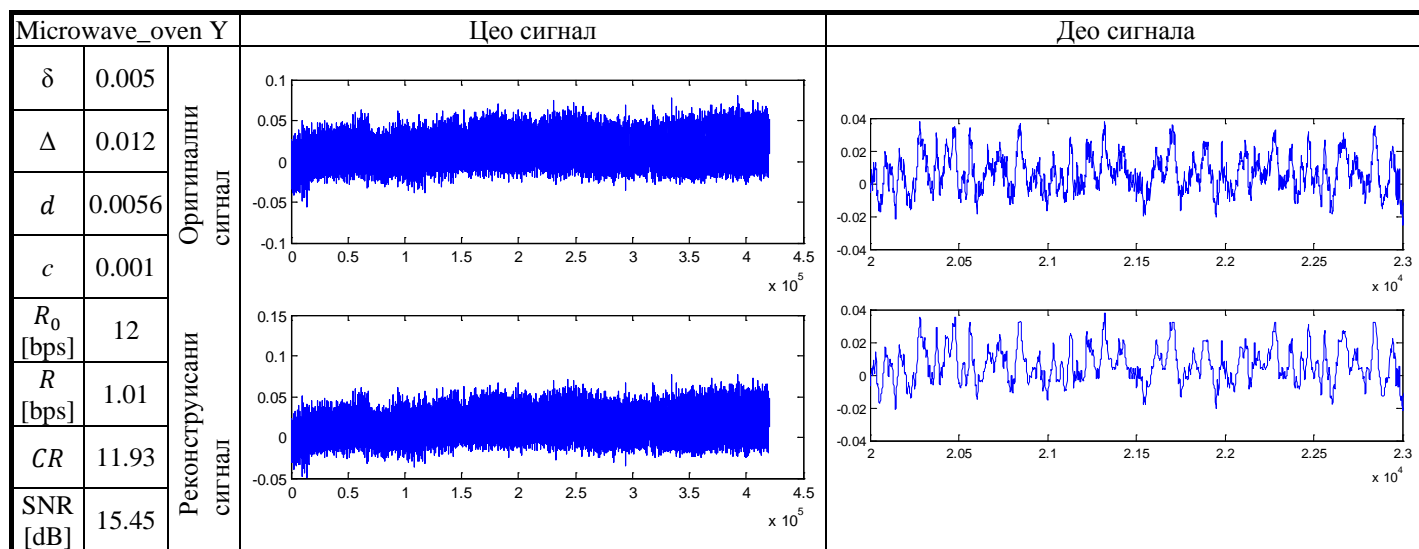
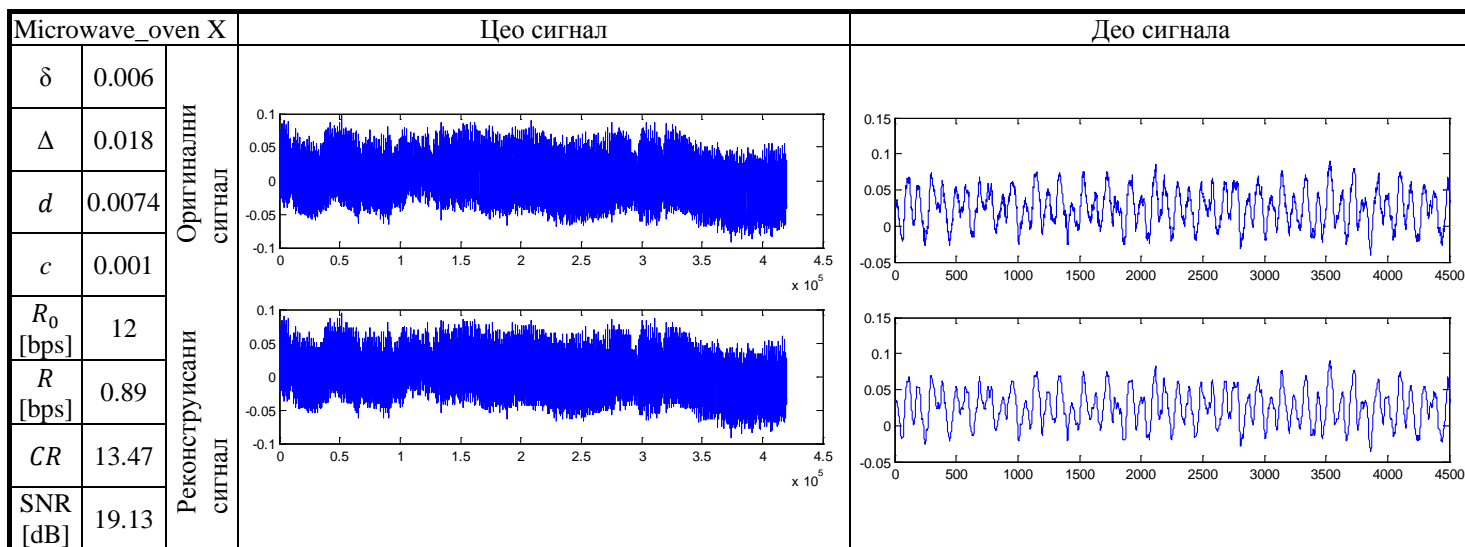
3. Примена ентропијског кодовања за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала



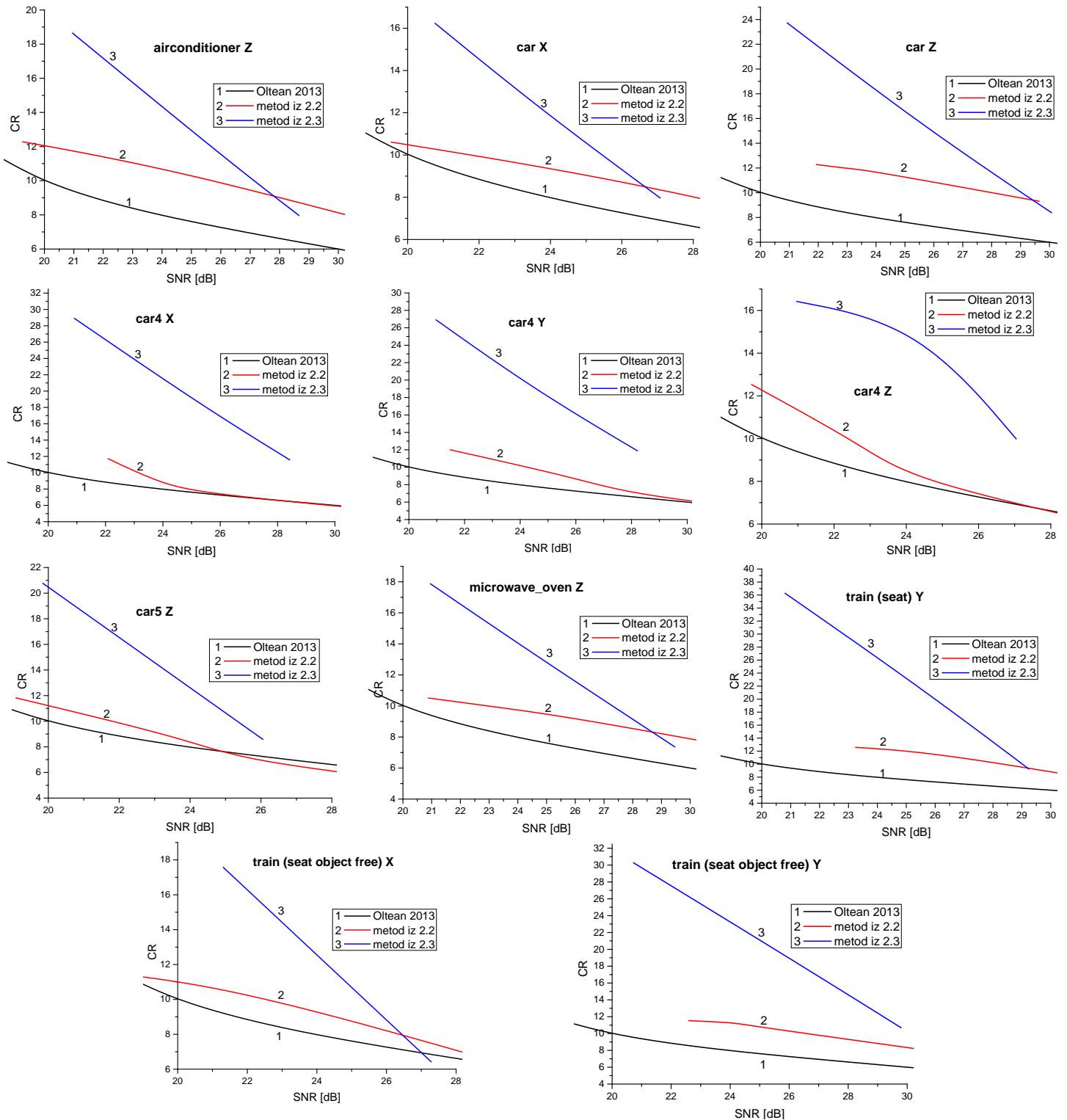
3. Примена ентропијског кодовања за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала



3. Примена ентропијског кодовања за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала



Видимо да се применом модела из поглавља 2.3 за компресију сигнала вибрација постижу веома добри резултати: висок степен компресије и веома добар квалитет сигнала; притом не постоје значајне визуелне разлике између оригиналних и реконструисаних сигнала.



Слика 3.55. Поређење перформанси модела из поглавља 2.3 са моделом из поглавља 2.2 и са моделом из рада [136], за различите сигнале вибрација из базе [54].

На слици 3.55 је дато поређење перформанси модела компресије из поглавља 2.2 и 2.3 за различите сигнале из базе [54]. Такође је дата крива која представља перформансе модела из [136]; иако модел из [136] није тестиран на сигналима из базе [54] већ на другим сигналима вибрација, ова крива је ипак довољно илустративна да се уочи генерално понашање модела и да се извуку закључци. Модел компресије из поглавља 2.2 и 2.3 остварују SNR између 20 dB и 30 dB, што је сасвим задовољавајући квалитет за већину апликација; притом остварују и врло висок ниво компресије. Можемо да кажемо да и један и други модел имају веома добре перформансе, с тим што за сигнале из базе [54] модел из поглавља 2.3 има боље перформансе од модела из поглавља 2.2. И један и други модел имају боље перформансе у односу на модел из [136], па самим тим и у односу на друге моделе са којима је вршено поређење у раду [136]. Притом, модели из поглавља 2.2. и 2.3 дисертације имају мању комплексност у односу на друге моделе.

3.2.2.3. Компресија сигнала вибрација применом модела са поларном квантизацијом

У табелама 3.4 и 3.5 су приказани нумерички резултати добијени компресијом већег броја сигнала вибрација из RealVibrations [54] базе, применом модела за компресију сигнала са поларном квантизацијом, описаних у поглављима 2.4 и 2.5, респективно. У овим табелама су дате и теоријске вредности брзине и SNR-а. Видимо да постоји одлично слагање између теоријских и експерименталних вредности.

Табела 3.4. Нумерички резултати за модел из поглавља 2.4.

| Сигнал вибрација | $(R \text{ [bps]}, SNR \text{ [dB]})$ | | |
|---------------------------------|---------------------------------------|-----------------------|-----------------------|
| | $R_0 = 6 \text{ bps}$ | $R_0 = 7 \text{ bps}$ | $R_0 = 8 \text{ bps}$ |
| airconditioner, X oca | (5.46, 28.50) | (6.46, 34.48) | (7.47, 40.43) |
| airconditioner, Y oca | (5.41, 28.47) | (6.42, 34.42) | (7.43, 40.37) |
| airconditioner, Z oca | (5.44, 28.50) | (6.44, 34.46) | (7.45, 40.41) |
| car, X oca | (5.41, 28.51) | (6.41, 34.44) | (7.43, 40.39) |
| car2_0, X oca | (5.47, 28.53) | (6.47, 34.46) | (7.49, 40.43) |
| train (seat), Y oca | (5.49, 28.48) | (6.49, 34.49) | (7.50, 40.46) |
| train (seat object free), X oca | (5.45, 28.54) | (6.46, 34.48) | (7.47, 40.43) |
| train (seat object free), Y oca | (5.44, 28.51) | (6.44, 34.47) | (7.45, 40.43) |
| train (seat object free), Z oca | (5.45, 28.48) | (6.46, 34.41) | (7.46, 40.41) |
| car 4, X oca | (5.54, 28.18) | (6.55, 34.31) | (7.55, 40.46) |
| car 4, Z oca | (5.45, 28.52) | (6.45, 34.46) | (7.46, 40.40) |
| car 5, Y oca | (5.55, 28.30) | (6.52, 34.41) | (7.57, 40.46) |
| microwave_oven, X oca | (5.40, 28.52) | (6.40, 34.45) | (7.41, 40.40) |
| microwave_oven, Y oca | (5.43, 28.49) | (6.44, 34.44) | (7.45, 40.40) |
| microwave_oven, Z oca | (5.37, 28.49) | (6.37, 34.41) | (7.39, 40.37) |
| Теоријске вредности | (5.46, 28.48) | (6.47, 34.41) | (7.48, 40.38) |

Табела 3.5. Нумерички резултати за модел из поглавља 2.5.

| Сигнал вибрација | $(R \text{ [bps]}, SNR \text{ [dB]})$ | | |
|---------------------------------|---------------------------------------|-----------------------|-----------------------|
| | $R_0 = 6 \text{ bps}$ | $R_0 = 7 \text{ bps}$ | $R_0 = 8 \text{ bps}$ |
| airconditioner, X oca | (5.95, 32.41) | (6.95, 38.42) | (7.94, 44.45) |
| airconditioner, Y oca | (5.93, 32.54) | (6.93, 38.57) | (7.93, 44.58) |
| airconditioner, Z oca | (5.94, 32.46) | (6.94, 38.49) | (7.94, 44.50) |
| car, X oca | (5.93, 32.57) | (6.93, 38.60) | (7.93, 44.61) |
| car2_0, X oca | (5.94, 32.23) | (6.94, 38.23) | (7.94, 44.28) |
| train (seat), Y oca | (5.95, 32.32) | (6.95, 38.30) | (7.95, 44.30) |
| train (seat object free), X oca | (5.94, 32.37) | (6.94, 38.40) | (7.94, 44.40) |
| train (seat object free), Y oca | (5.94, 32.54) | (6.94, 38.53) | (7.94, 44.55) |
| train (seat object free), Z oca | (5.95, 32.45) | (6.95, 38.44) | (7.94, 44.45) |
| car 4, X oca | (5.97, 31.86) | (6.97, 37.90) | (7.97, 43.92) |
| car 4, Z oca | (5.96, 32.53) | (6.96, 38.57) | (7.96, 44.58) |
| car 5, Y oca | (5.97, 31.94) | (6.97, 37.89) | (7.97, 43.90) |
| microwave_oven, X oca | (5.93, 32.67) | (6.93, 38.68) | (7.93, 44.70) |
| microwave_oven, Y oca | (5.94, 32.45) | (6.94, 38.47) | (7.93, 44.49) |
| microwave_oven, Z oca | (5.92, 32.72) | (6.92, 38.75) | (7.91, 44.75) |
| Теоријске вредности | (5.94, 32.30) | (6.94, 38.30) | (7.94, 44.26) |

3.2.2.4. Коментар експерименталних резултата

Модел из поглавља 2.2. и 2.3. остварују врло високе степене компресије уз доста добар SNR (између 20 dB и 30 dB, што је прихватљиво за већину апликација). Ипак, ако се у неким апликацијама захтевају врло високе вредности SNR-а (преко 30 dB, па чак и преко 40 dB), у том случају треба користити моделе из поглавља 2.4. и 2.5. Код модела из поглавља 2.4. и 2.5., који се базирају на поларној квантизацији, степен компресије није велики (CR има вредност између 2 и 3) али се зато постижу изузетно високе вредности SNR-а. Притом, модел из поглавља 2.4. се базира на продуктној поларној квантизацији са логаритамском компандинг функцијом, и самим тим има велику робустност, па га треба користити у случају компресије нестационарних сигнала (чија снага се знатно мења током времена). Модел из поглавља 2.5. остварује нешто боље перформансе у односу на модел из поглавља 2.4., али није робустан па га треба користити за стационарне и умерено нестационарне сигнале у случајевима где се тражи изузетно висок SNR. Можемо да закључимо да ће методи из поглавља 2.3. и 2.2. бити одличан избор за компресију сигнала вибрација у највећем броју апликација. Моделе из поглавља 2.4. и 2.5. треба користити у неким специфичним случајевима, ако се захтева велика робустност квантизера (тад треба применити модел из поглавља 2.4.) или се захтева изузетно велика вредност SNR-а (ту би модел из поглавља 2.5. био најбоље решење).

Поставља се питање да ли компресија сигнала вибрација утиче на квалитет анализе сигнала вибрација по питању предиктивног одржавања, тј. да ли се из реконструисаног сигнала могу извући одговарајуће информације везане за предиктивно одржавање. У раду [136] је показано да се и при врло високим степенима компресије сигнала вибрација не смањује квалитет анализе сигнала вибрација по питању предиктивног одржавања. Дакле, компресија не деградира квалитет анализе сигнала вибрација, а притом представља неопходан предуслов за реализацију савремених бежичних система за мерење вибрација, пре свега на бази бежичних сензорских мрежа.

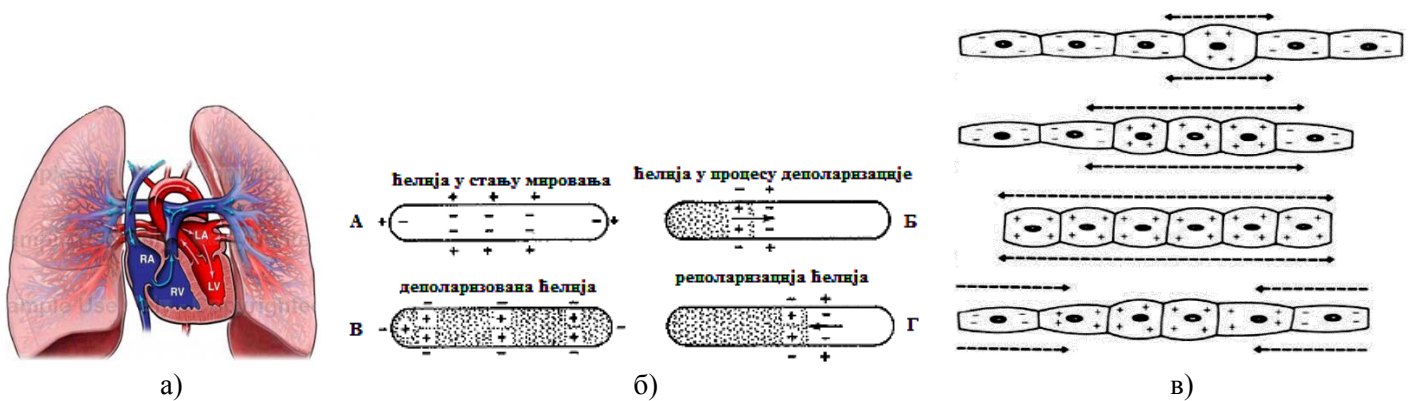
3.3. Мерење, значај и примена ЕКГ сигнала

ЕКГ (*ECG – electrocardiogram*) је једна од основних дијагностичких метода за детекцију болести срца. Ова метода је релативно јефтина, широко доступна, једноставна за извођење, а притом прилично ефикасна у детекцији различитих срчаних обољења.

3.3.1. Мерење ЕКГ сигнала

Срце се састоји из срчаног мишића (миокарда) унутар кога се налазе две преткоморе (лева и десна) и две коморе (лева и десна), слика 3.56 а). Основна улога срца је да контракцијама срчаног мишића пумпа крв кроз крвне судове. Притом, имамо два крвотока: плућни (од срца ка плућима и назад: срце шаље прљаву крв пуну угљендиоксида у плућа, где се крв пречишћава и чиста крв богата кисеоником се враћа у срце) и телесни (од срца ка остатку тела: срце пумпа у организам крв богату кисеоником а у срце се враћа крв са угљендиоксидом). Крв богата угљендиоксидом која се у срце враћа из телесног крвотока долази у десну преткомору, одатле прелази у десну комору одакле се испумпава ка плућима где се пречишћава и враћа у леву преткомору, одатле прелази у леву комору која пумпа крв у телесни крвоток ка целом телу. Срчани мишић леве коморе је доминантан у грађи срца јер мора да има довољну снагу да пумпа крв кроз цео организам.

ЕКГ сигнал представља запис електричне активности срца [144]. У основи електричне активности срца лежи процес деполаризације и реполаризације ћелија срчаног мишића. Ћелије су електрично поларизоване. У стању мировања ћелија је у унутрашњости поларизована негативно а у спољашности позитивно. Поларитет ћелије одређују јони, пре свега Na, K и Ca. Деполаризација представља процес инверзије поларитета ћелије: ћелија постаје унутра позитивно наелектрисана а споља негативно. Деполаризација настаје услед проласка јона кроз ћелијску мембрану (јони Na и Ca улазе у ћелију а јони K излазе из ћелије). Када се заврши процес деполаризације онда наступа процес реполаризације који представља повратак у првобитно стање (ћелија поново постаје унутра негативно наелектрисана а споља позитивно), слика 3.56 б). Процеси деполаризације и реполаризације се преносе са ћелије на ћелију, стварајући деполаризациони и реполаризациони талас. Реполаризациони талас се простире у супротном смеру од деполаризационог таласа, слика 3.56 в).



Слика 3.56. а) Грађа срца (RA (*right atrium*) – десна преткомора; LA (*left atrium*) – лева преткомора; RV (*right ventricle*) – десна комора; LV (*left ventricle*) – лева комора); б) процес деполаризације и реполаризације ћелије; в) деполаризација и реполаризација се преносе са једне ћелије на другу, стварајући деполаризациони и реполаризациони талас. [144]

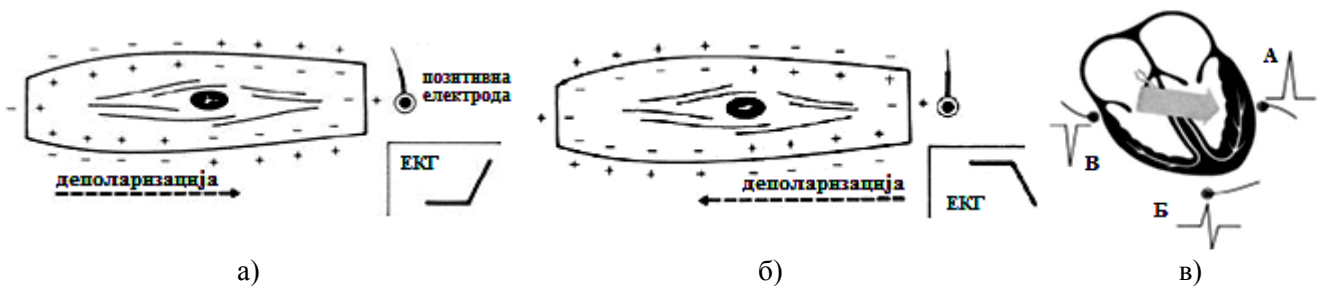


Слика 3.57. а) Основни типови ћелија срца: пејсмејкер ћелије у синусном чвору од којих полази деполаризациони талас, проводне ћелије које спроводе деполаризациони импулс до свих делова срца и ћелије миокарда (срчаног мишића); б) систем проводних ћелија преткомора и комора; в) ћелије миокарда са контракционим протеинима (актин и миозин): деполаризација ћелије миокарда доводи и до њене контракције. [144]

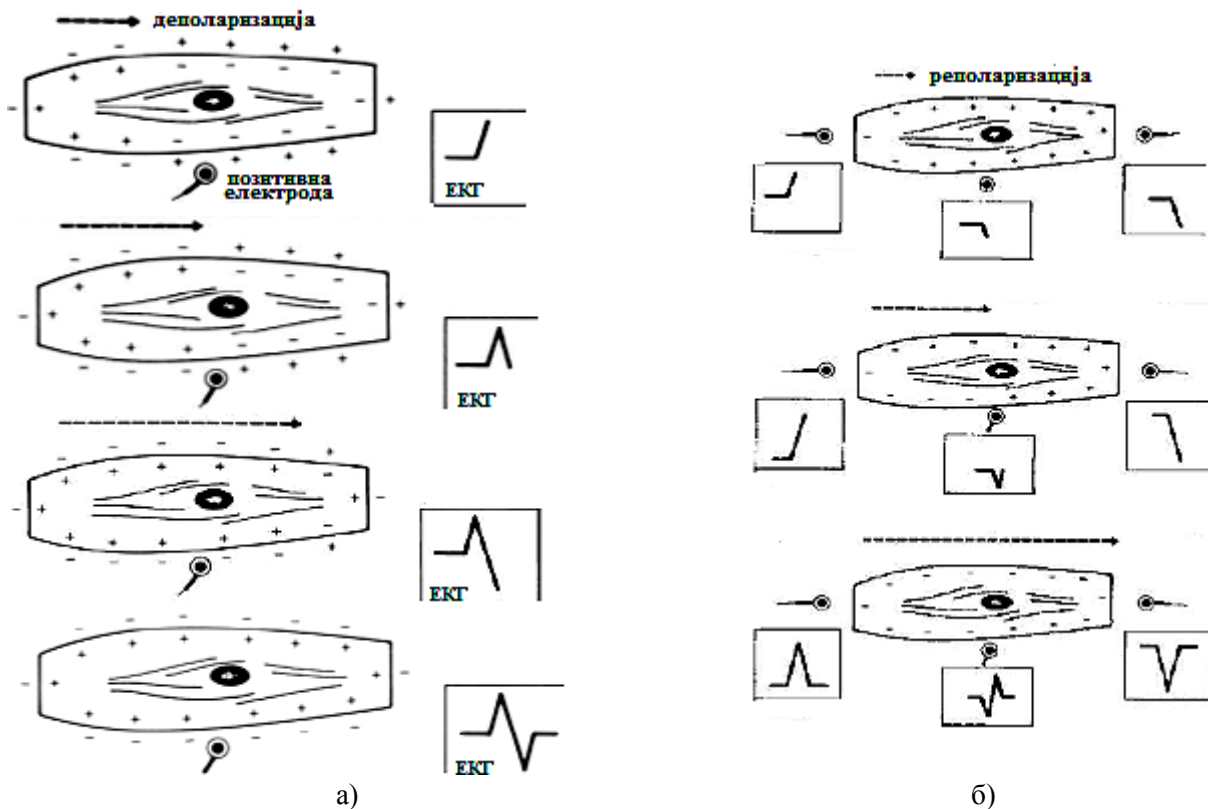
Срце се састоји из три типа ћелија [144]: пејсмејкер ћелије, проводне ћелије и ћелије срчаног мишића (миокарда), слика 3.57 а). Пејсмејкер ћелије су дугачке 5 μm до 10 μm и имају способност да се спонтано деполаризују изнова и изнова у одређеном ритму. Пејсмејкер ћелије су смештене у горњем десном делу десне преткоморе, у синоатријалном чвору, који се краће зове синусни чвор. Ритам деполаризације пејсмејкер ћелија зависи од аутономног нервног система (симпатикус и парасимпатикус) као и од хормона (адреналин). Проводне ћелије преносе електричне импулсе кроз срце. Систем проводних ћелија приказан је на слици 3.57 б). Ћелије миокарда су дуге од 50 μm до 100 μm и садрже контракционе протеине актин и миозин. Приликом деполаризације ћелија миокарда, јони калцијума улазе у ћелију што изазива контракцију актина и миозина а самим и контракцију ћелије миокарда, слика 3.57 в). Електрични импулс настао спонтаном деполаризацијом пејсмејкер ћелија преноси се проводним ћелијама кроз срце и доводи до деполаризације (а самим тим и до контракције) ћелија

миокарда. Дакле, свака деполаризација пејсмејкер ћелија одговара једном откуцају срца. Фреквенција деполаризације пејсмејкер ћелија одговара срчаном ритму и износи од 60 до 100 пута у минути.

Ако се деполаризациони талас простире ка електроди за мерење ЕКГ-а, у ЕКГ сигналу ћемо детектовати позитиван импулс, а ако се креће од електроде детектоваћемо негативан импулс, слике 3.58 а) и 3.58 б). Са реполаризационим таласом је обрнуто: ако се приближава електроди у ЕКГ сигналу се детектује негативан импулс а ако се удаљава од електроде детектује се позитиван импулс. Изглед ЕКГ сигнала зависи од положаја електроде, слика 3.58 в).



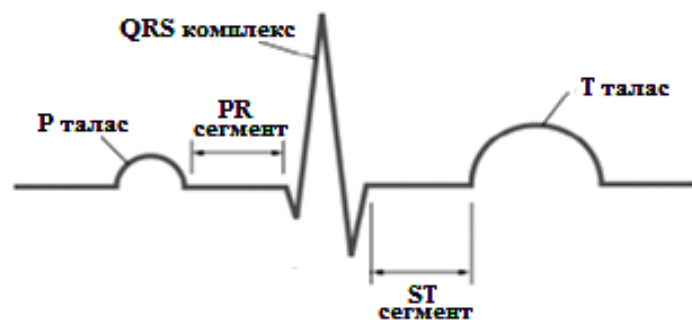
Слика 3.58. Ако се деполаризациони талас а) приближава електроди у ЕКГ сигналу се детектује позитиван пик а ако се се б) удаљава од електроде у ЕКГ сигналу се детектује негативан пик; в) изглед ЕКГ сигнала услед простирања деполаризационог таласа кроз срце, за електроде постављене у различитим тачкама. [144]



Слика 3.59. а) Процес формирања ЕКГ сигнала а) током простирања деполаризације кроз ћелију, на електроди постављеној на средини ћелије; б) током простирања реполаризације кроз ћелију, на електродама постављеним на различитим местима. [144]

На слици 3.59 а) је приказано формирање ЕКГ сигнала на електрода која се налази на средини пута простирања деполаризационог таласа: деполаризациони талас се прво приближава електроди (у ЕКГ сигналу имамо позитиван пик) а онда се удаљава од електроде (у ЕКГ сигналу имамо негативан пик). На слици 3.59 б) је приказано формирање ЕКГ сигнала у случају простирања реполаризационог таласа, за три електроде постављене у различитим положајима [144].

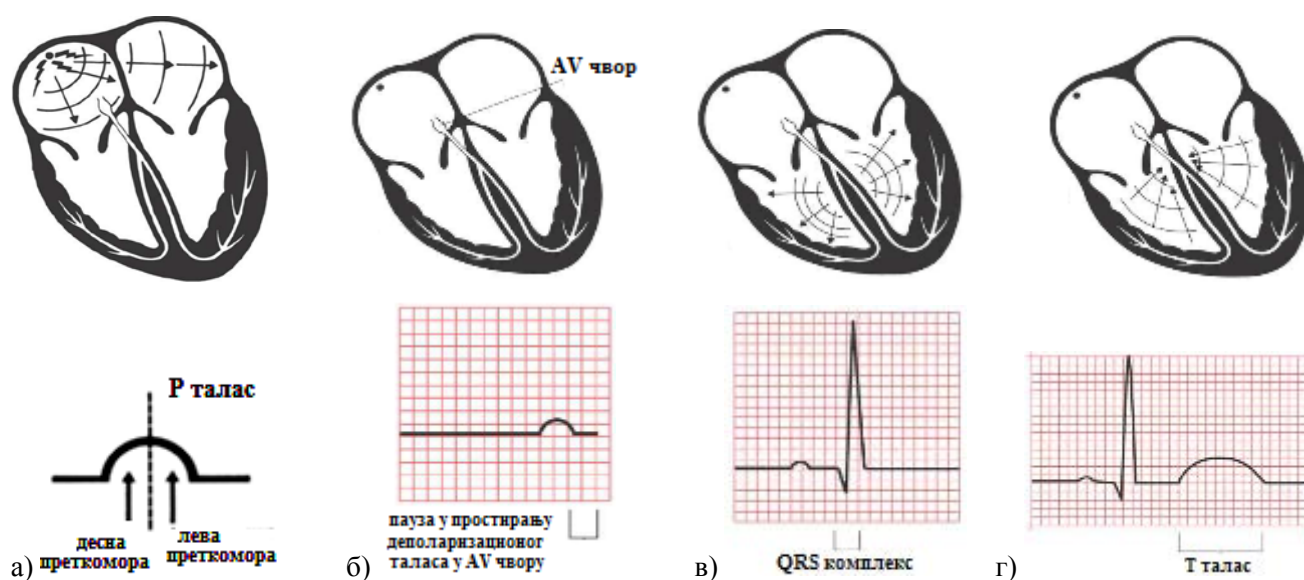
Типичан изглед ЕКГ сигнала који се добија на електродама постављеним са леве стране тела (нпр. на левој руци) приказан је на слици 3.60. Основни делови ЕКГ сигнала су: Р талас, QRS комплекс и Т талас. Уочавамо и два дела када сигнал приближно мирује: PR сегмент и ST сегмент (који је врло важан за дијагностику различитих болести). Ова структура (P-QRS-T) се периодично понавља. Део сигнала између Т таласа једне периоде и Р таласа следеће периоде је приближно константан.



Слика 3.60. Основни делови ЕКГ сигнала. [144]

Када деполаризациони талас крене из синусног чвора (који се налази у горњем десном делу десне преткоморе), он прво захвати десну а одмах затим и леву преткомору па долази до њихове деполаризације. Деполаризација преткомора иде с десна на лево, па се на електроди постављеној са леве стране тела то детектује као позитиван импулс, и то је Р талас. Дакле, Р талас представља деполаризацију ћелија срчаног мишића у десној и левој преткомори, слика 3.61 а). Приликом деполаризације ћелија миокарда преткомора долази и до њихове контракције, па се крв из преткомора истискује и прелази у коморе. Деполаризациони талас не може директно да пређе из преткомора у коморе већ мора да иде кроз септум (то је зид између комора). На улазу у септум налази се AV чвор који на тренутак зауставља деполаризациони талас, што се у ЕКГ сигналу види као мала пауза (PR сегмент). Након тога, деполаризациони талас наставља пут и прво долази до деполаризације ћелија миокарда у септуму што одговара Q импулсу у ЕКГ сигналу (деполаризација септума се врши са леве на десну страну па се добија

негативан Q импулс на електроди са леве стране тела). Затим долази до деполаризације ћелија миокарда леве и десне коморе, што се у ЕКГ сигналу види као доминантни R импулс. Заправо, R импулс пре свега потиче од деполаризације ћелија миокарда леве коморе, јер је маса миокарда леве коморе три пута већа од масе миокарда десне коморе. Након завршене деполаризације комора следи кратка пауза, а онда креће супротан процес реполаризације. Коморе и преткоморе се реполаризују истовремено, али је електрична активност услед реполаризације ћелија миокарда комора доминантна у односу на преткоморе. Реполаризација иде у супротном смеру, с лева на десно, па се у ЕКГ сигналу на електроди са леве стране тела види као позитиван Т импулс. Простирање деполаризације и реполаризације кроз срце и формирање одговарајућих делова ЕКГ сигнала приказани су на слици 3.61.



Слика 3.61. Механизам настанка делова ЕКГ сигнала: а) Р талас настаје услед деполаризације ћелија миокарда десне и леве преткоморе; б) пауза у ЕКГ сигналу између Р таласа и QRS комплекса настаје услед паузе у простирању деполаризационог таласа у AV чвору; в) QRS комплекс настаје услед деполаризације ћелија миокарда комора; г) Т талас настаје услед реполаризације ћелија миокарда комора. [144]

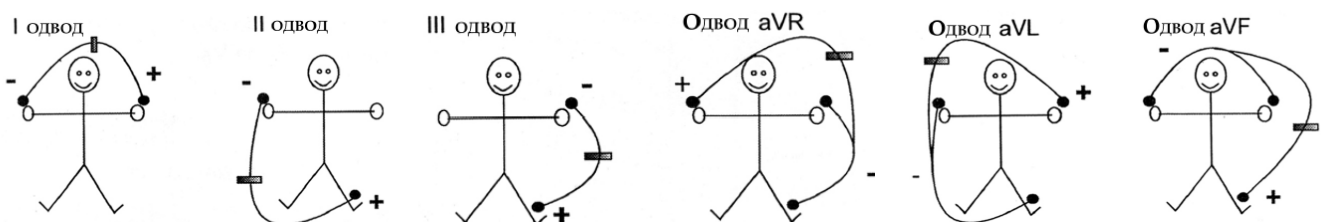
Стандардни ЕКГ се мери са 10 електрода, помоћу којих се добија 12 канала (одвода), и то 6 екстремитетних одвода (I, II, III, aVL, aVR, aVF) и 6 прекордијалних одвода (V1, V2, V3, V4, V5, V6) [144]. За мерење екстремитетних одвода се користе 3 електроде постављене на екстремитетима (лева и десна рука и лева нога) а за прекордијалне одводе се користи још 6 електрода постављених на грудима. Постоји још једна електрода на десној ноzi, али се она не користи за формирање одвода већ се користи или за уземљење или за повратну спрегу у циљу смањења грешака мерења. Важно је напоменути да не посматрамо директно напоне електрода, већ на основу

напона електрода формирамо напоне одвода (канала), и то су напони који се виде на ЕКГ запису. Екстремитетни одводи посматрају електричну активност срца у вертикалној равни а прекордијални одводи посматрају електричну активност срца у хоризонталној равни.

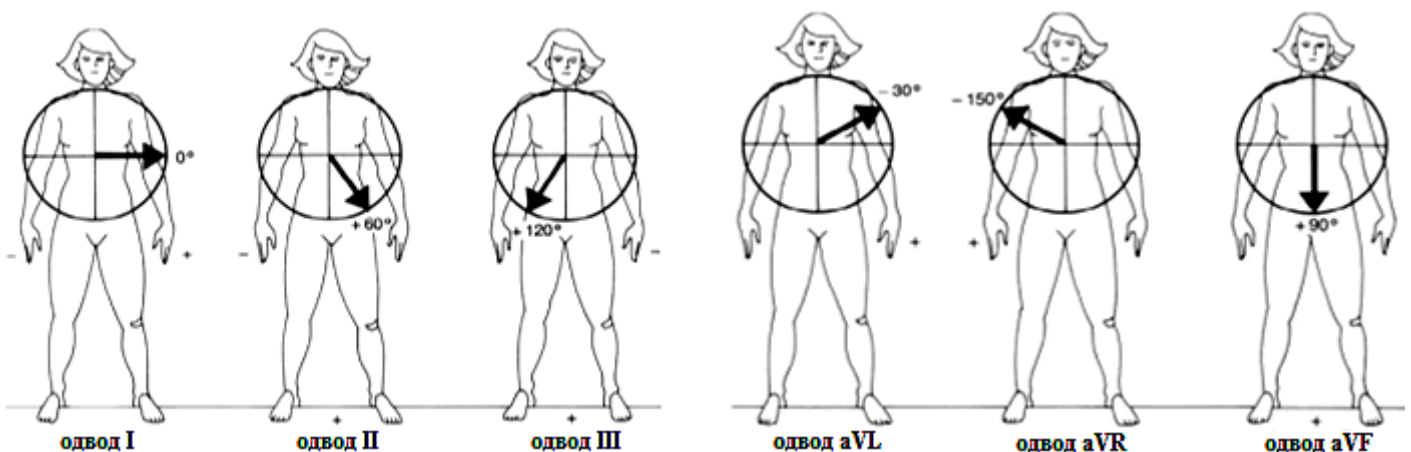
Екстремитетни одводи се дефинишу на следећи начин (слика 3.62):

- Одвод I – разлика напона електрода на левој и десној руци;
- Одвод II - разлика напона електрода на левој ноzi и десној руци;
- Одвод III - разлика напона електрода на левој ноzi и левој руци;
- Одвод aVL – разлика напона електроде на левој руци и средње вредности напона електрода на десној руци и левој ноzi;
- Одвод aVR – разлика напона електроде на десној руци и средње вредности напона електрода на левој руци и левој ноzi;
- Одвод aVF – разлика напона електроде на левој ноzi и средње вредности напона електрода на левој и десној руци.

Екстремитетни одводи посматрају срце у вертикалној равни под различитим угловима, слике 3.63 и 3.64 а).



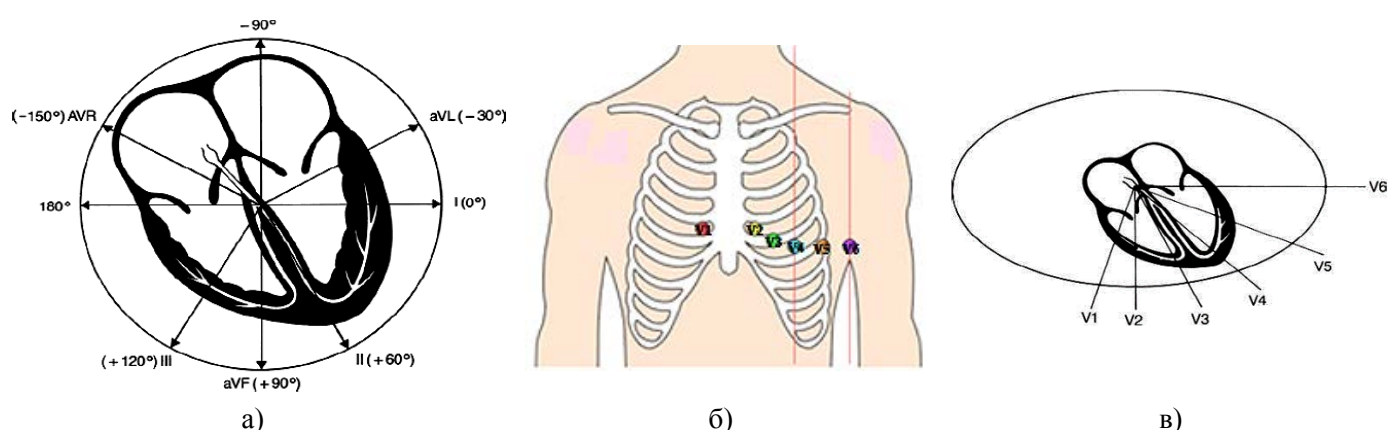
Слика 3.62. Напони екстремитетних одвода се добијају као разлике напона на одговарајућим електродама. [144]



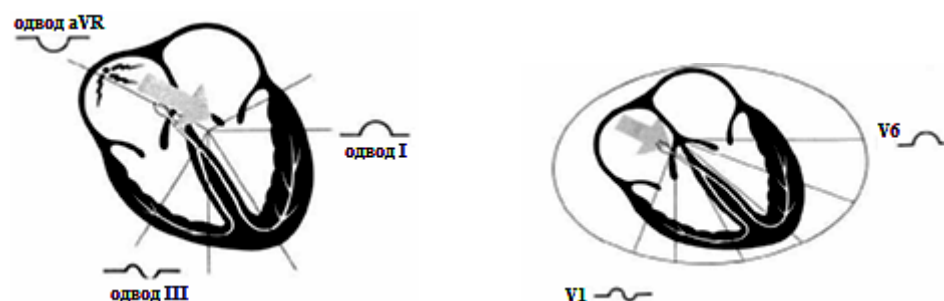
Слика 3.63. Сваки екстремитетни одвод посматра срце под одређеним углом у вертикалној равни. [144]

Електроде за прекордијалне одводе постављају се на грудима, на начин приказан на слици 3.64 б). Прекордијални одводи V1, V2, V3, V4, V5 и V6 добијају се као разлика напона одговарајуће електроде и потенцијала целог тела (који се добија као средња вредност напона на екстремитетним електродама на левој и десној руци и левој ноzi). Прекордијални одводи посматрају срце под различитим угловима у хоризонталној равни, слика 3.64 в).

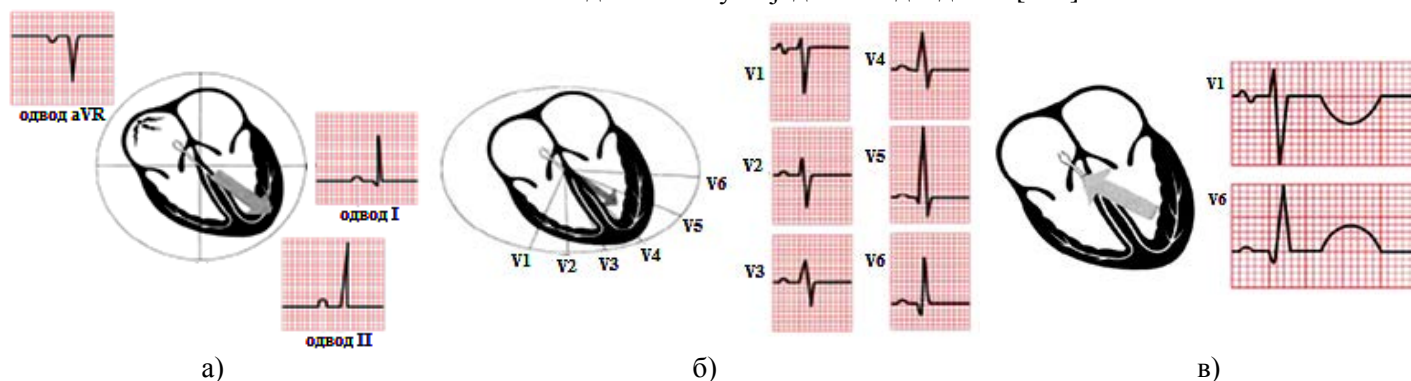
Изглед појединих делова ЕКГ сигнала у различитим одводима приказан је на сликама 3.65 и 3.66. На слици 3.67 је приказан изглед једног 12-каналног ЕКГ записа.



Слика 3.64. а) Екстремитетни одводи у вертикалној равни; б) положај електрода на грудима за мерење прекордијалних одвода; в) сваки прекордијални одвод посматра срце под одређеним углом у хоризонталној равни. [144]



Слика 3.65. Изглед Р таласа у појединим одводима. [144]



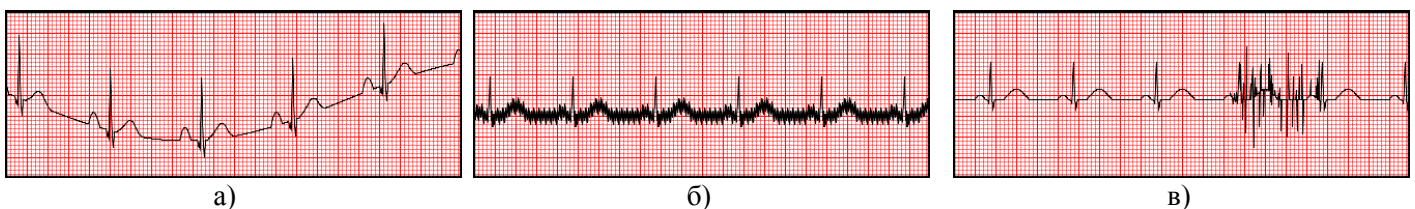
Слика 3.66. а) Изглед QRS комплекса у појединим екстремитетним одводима; б) Изглед QRS комплекса у прекордијалним одводима; в) Изглед Т таласа у прекордијалним одводима. [144]



Слика 3.67. Изглед сигнала 12-каналног ЕКГ-а. [144]

Приликом мерења ЕКГ сигнала јављају се сметње које деградирају квалитет мереног сигнала. Посебан проблем је у томе што је амплитуда мереног ЕКГ сигнала веома мала (реда mV), па сметње могу да буду истог реда величине или чак и веће од корисног сигнала. Сметње у ЕКГ сигналу можемо поделити у три групе (слика 3.68):

- Нискофреквентне сметње (фреквенција мањих и од 1 Hz) које се огледају у шетању базне линије сигнала. Ове сметње могу да потичу од дисања пацијента, од нечистоћа на електродама или услед слабог контакта електроде и коже.
- Сметње на мрежној фреквенцији 50 Hz (60 Hz) које настају услед интерференције са мрежним напоном.
- Високофреквентне сметње које настају услед тремора мишића (и други мишићи као и срчани мишић стварају електричне импулсе приликом контракција и померања, који се манифестују као сметње у ЕКГ сигналу), услед радиофреквентног шума од других уређаја, услед интерференције од флуоресцентних лампи и уређаја са наизменичним моторима (пумпе, клима уређаји, итд.).



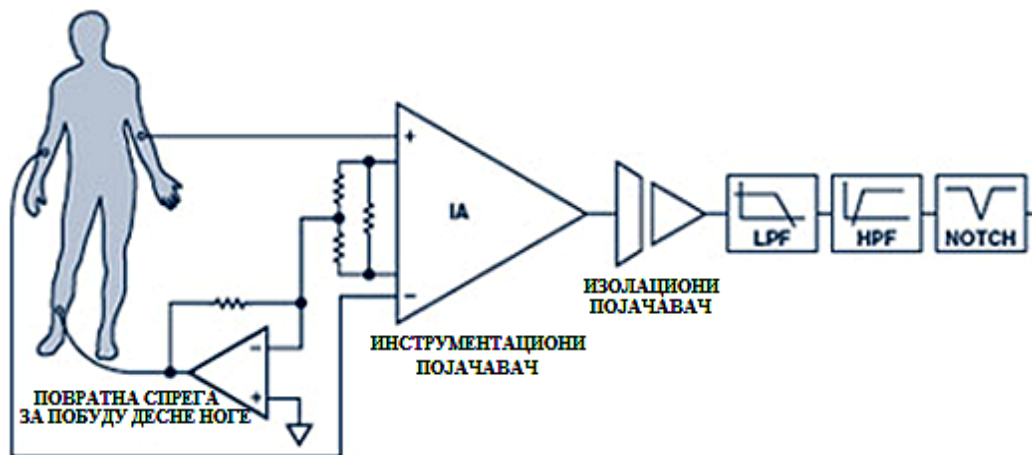
Слика 3.68. Сметње у ЕКГ сигналу: а) нискофреквентне сметње (шетање базне линије); б) сметње на мрежној фреквенцији од 50 Hz ; в) високофреквентне сметње услед тремора мишића.

Прво треба предузети све мере да сметње не продру у мерни систем: пацијент треба да лежи и мирује и да му није хладно (да не дрхти) да не би дошло до померања и тремора мишића; ЕКГ уређај би требало да има сопствено напајање батеријама (тј. да не

буде прикључен на мрежни напон) да би се смањиле сметње на мрежној фреквенцији; каблови треба да буду добро оклопљени да би се смањила интерференција; у околини не би требало да се налазе уређаји који могу да изазову сметње и интерференцију; треба остварити добар контакт електрода са кожом (то се постиже употребом гела па чак и бријањем длачица на месту постављања електрода). Ипак, и поред свих предузетих мера предострожности, одређене сметње ће да продру у мерни систем, па их треба уклонити из мерног сигнала. То се пре свега постиже филтрирањем, при чему се користе три филтра: нископропусни филтар (LPF – *low pass filter*) са горњом граничном фреквенцијом f_g , који служи за уклањање високофреквентних сметњи (све високофреквентне сметње са фреквенцијом изнад f_g биће уклоњене из сигнала); високопропусни филтар (HPF – *high pass filter*) са доњом граничном фреквенцијом f_d , који служи за уклањање нискофреквентних сметњи (овај филтар уклања све спектралне компоненте испод фреквенције f_d); филтар непропусник опсега (*notch filter*), који не пропушта део спектра око мрежне фреквенције 50 Hz – овај филтар служи за уклањање сметњи на мрежној фреквенцији 50 Hz. Користан фреквентни опсег ЕКГ сигнала је од DC (једносмерна компонента) до 150 Hz. Нискофреквентне компоненте (блиске DC) су битне да се лепо сниме ST сегмент, који је скоро константан а који је врло битан за дијагностику разних болести срца. Високофреквентне компоненте (до 150 Hz) су битне да се лепо сниме брзе промене у QRS комплексу. Проблем је што се фреквентни опсег сметњи поклапа са корисним фреквентним опсегом сигнала. Нискофреквентне сметње залазе у доњи део корисног опсега, високофреквентне сметње могу да зађу у горњи део корисног опсега, а сметње на мрежној фреквенцији 50 Hz се налазе у средини корисног опсега. Одатле произилази да филтрирањем сметњи уклањамо и делове корисног сигнала и на тај начин га изобличујемо. То значи да није могуће у потпуности исфилтрирати све сметње, већ да приликом пројектовања филтара треба наћи оптимално решење да се уклони што је могуће више сметњи а да се притом што мање изобличи користан сигнал. Вредности за граничне фреквенције филтара које се користе у пракси су $f_d = 0.05$ Hz и $f_g = 150$ Hz.

На слици 3.69 су приказани основни елементи мерног система за мерење ЕКГ сигнала. Измерени напони се воде у инструментациони појачавач, који има велику улазну импедансу, велико појачање и велики фактор потискивања средње вредности (*CMRR – common mode rejection ratio*). У оквиру мерног система се налазе филтри (LPF, HPF и *notch*) који врше филтрирање сметњи.

При мерењу ЕКГ сигнала веома је важно да се пацијент максимално заштити од струјног удара. Због тога је потребно извршити галванску изолацију пацијента од мрежног напона. Као што је већ речено, обично се напајање ЕКГ уређаја врши из батерија а не из мрежног напона (на овај начин се смањују сметње а повећава се и безбедност пацијента). ЕКГ уређај је у мерном ланцу повезан са рачунаром или штампачем, који прихватају, приказују, обрађују и штампају ЕКГ сигнал. Рачунар или штампач се напајају из мрежног напона, па постоји могућност да тај мрежни напон преко мерног ланца дође до пацијента. Зато се у ЕКГ уређај уграђује изолациони појачавач (најчешће оптокаплер) којим се врши галванска изолација ЕКГ уређаја од остатка мерног ланца. Пацијент не би требало да буде уземљен јер у случају пробијања изолационог појачавача струјно коло ће се затворити преко пацијента и угрозити његову безбедност.



Слика 3.69. Основни елементи мерног система за мерење ЕКГ сигнала.

Приликом мерења ЕКГ сигнала, на електродама може да постоји сметња у облику велике средње вредности напона CM (*common mode*), чија је амплитуда знатно већа од корисног ЕКГ сигнала. Како фактор потискивања средње вредности $CMRR$ има коначну вредност, CM напон може да продре у мерени сигнал и да га деградира. Сметња у облику CM напона потиче пре свега од електричних водова у просторији, при чему се напон на електричним водовима преко паразитне капацитивности ваздуха делимично преноси на импедансу организма. Да би се умањио ефекат CM напона, користи се негативна повратна спрега преко десне ноге, којом се у организм убацује мала струја која на импеданси организма ствара напон супротног знака од CM напона, услед чега долази до поништавања CM напона.

3.4. Компресија ЕКГ сигнала

3.4.1. Потреба за компресијом ЕКГ сигнала

Фреквенција одмеравања ЕКГ сигнала износи неколико стотина Hz (до 500 Hz), што и није тако велика вредност у поређењу са неким другим типовима сигнала. Међутим, како се за формирање стандардног ЕКГ записа врши мерење на 12 канала, количина података се увећава на неколико хиљада одмерака у секунди, што уопште није мала количина података.

Потреба за компресијом ЕКГ сигнала се јавља пре свега у телеметријским системима за мерење ЕКГ сигнала (где се измерени ЕКГ сигнали преносе бежичним путем до здравствене установе на даљу анализу и тумачење), као и у холтер уређајима. Услед ограничених ресурса телеметријских система (ограничена брзина преноса) и холтер уређаја (ограничена меморија), јавља се потреба за компресијом ЕКГ сигнала. Наравно, од суштинске је важности да алгоритми за компресију ЕКГ сигнала буду мале комплексности, да би могли да се имплементирају на ограниченим хардверским ресурсима оваквих мерних система и да би се што мање енергије трошило на њихову имплементацију.

3.4.2. Компресија ЕКГ сигнала применом модела предложеног у дисертацији

Са слике 3.60 видимо да у таласном облику ЕКГ сигнала има интервала у којима је сигнал приближно константан, тј. у којима постоје низови одмерака са веома блиским вредностима (PR и ST сегмент, и пре свега интервал између Т таласа једне периоде и Р таласа следеће периоде сигнала). Метод за компресију сигнала из поглавља 2.3 је намењен управо за овакве сигнале са дугим низовима блиских одмерака, тако да ћемо у наставку применити модел из поглавља 2.3. за компресију ЕКГ сигнала и приказаћемо добијене резултате.

Квалитет алгоритма за компресију одређује се на основу оствареног степена компресије $CR = R_0/R$ (где је R_0 битска брзина оригиналног сигнала пре компресије а R битска брзина након компресије), али и на основу квалитета реконструисаног сигнала. За изражавање квалитета реконструисаног ЕКГ сигнала користи се однос сигнал/шум:

$$\text{SNR [dB]} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\sigma^2}{D} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\sum_{i=1}^M x_i^2}{\sum_{i=1}^M (x_i - y_i)^2}. \quad (3.7)$$

Поред односа сигнал/шум често се користи још једна објективна мера PRD (Percent Root-mean-square Difference), која се дефинише на следећи начин [145]:

$$\text{PRD}[\%] = \sqrt{\frac{D}{\sigma^2}} \cdot 100\% = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M (x_i - y_i)^2}{\sum_{i=1}^M x_i^2}} \cdot 100\%, \quad (3.8)$$

где су x_i и y_i одмерци оригиналног и реконструисаног ЕКГ сигнала а M је број одмерака. Квалитет сигнала је већи ако PRD има мању вредност. Међутим, параметри SNR и PRD, дефинисани изразима (3.7) и (3.8) не дају праву слику о квалитету сигнала, јер су изразито зависни од средње вредности сигнала. Другим речима, сигнал са великом средњом вредношћу може да има нереално високе вредности за SNR и PRD. Због тога се уводе нормализовани параметри SNR_n и PRD_n који се дефинишу на следећи начин [145]:

$$\text{SNR}_n [\text{dB}] = 10 \cdot \log_{10} \frac{\sigma^2}{D} = 10 \cdot \log_{10} \frac{\sum_{i=1}^M (x_i - \bar{x})^2}{\sum_{i=1}^M (x_i - y_i)^2}, \quad (3.9)$$

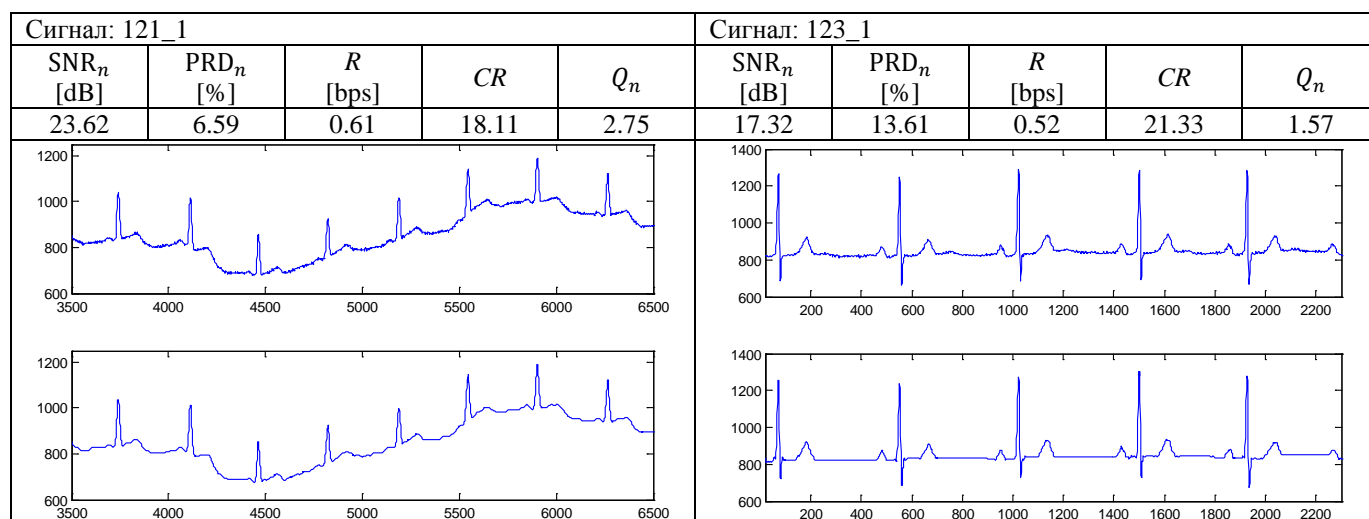
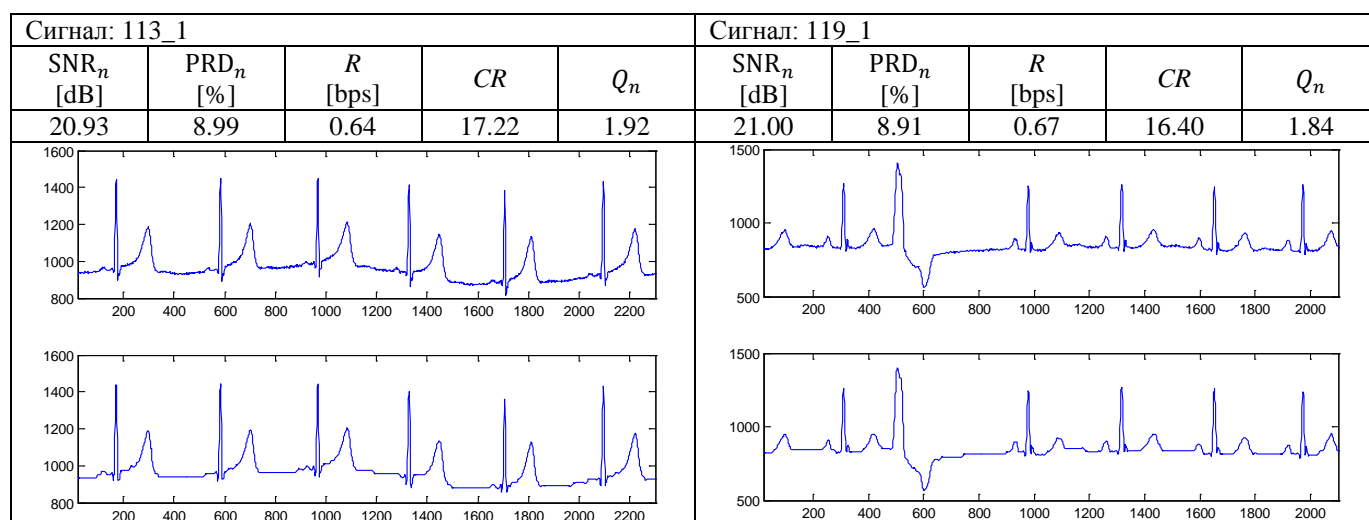
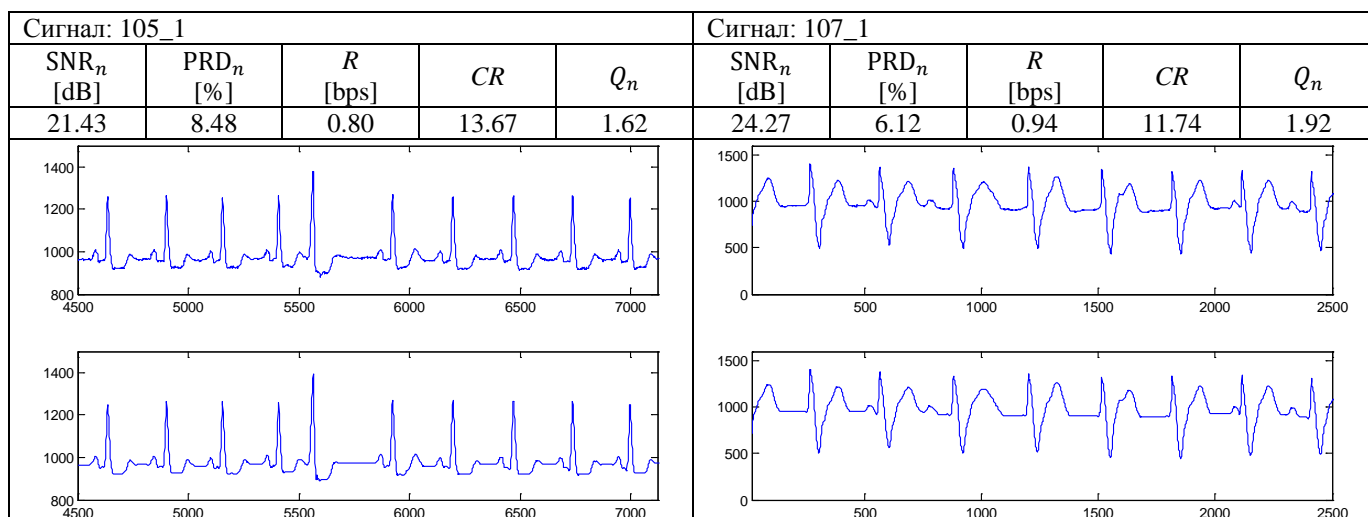
$$\text{PRD}_n [\%] = \sqrt{\frac{D}{\sigma^2}} \cdot 100\% = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M (x_i - y_i)^2}{\sum_{i=1}^M (x_i - \bar{x})^2}} \cdot 100\%, \quad (3.10)$$

где је \bar{x} средња вредност ЕКГ сигнала. Нормализовани параметри се рачунају за сигнал из кога је одстрањена средња вредност. На овај начин се много реалније процењује квалитет реконструисаног сигнала, независно од средње вредности.

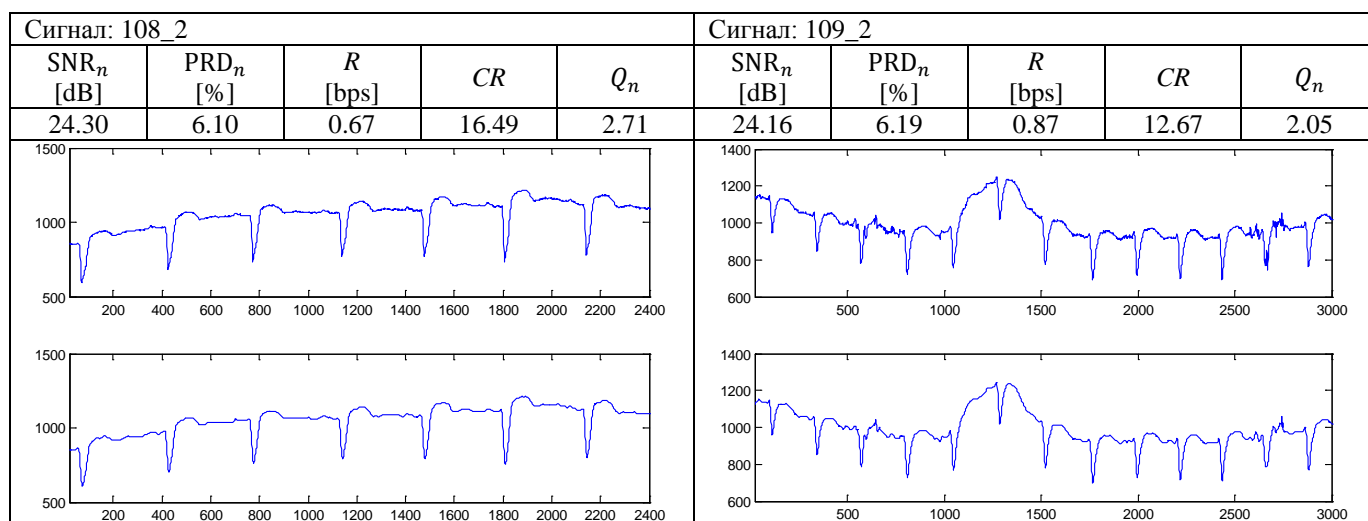
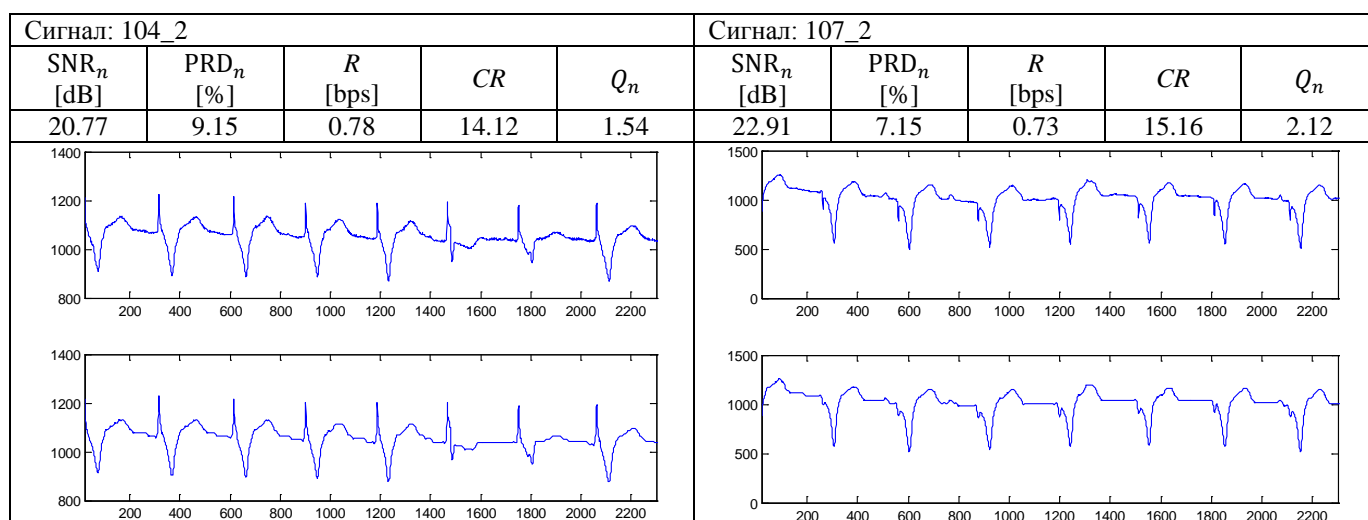
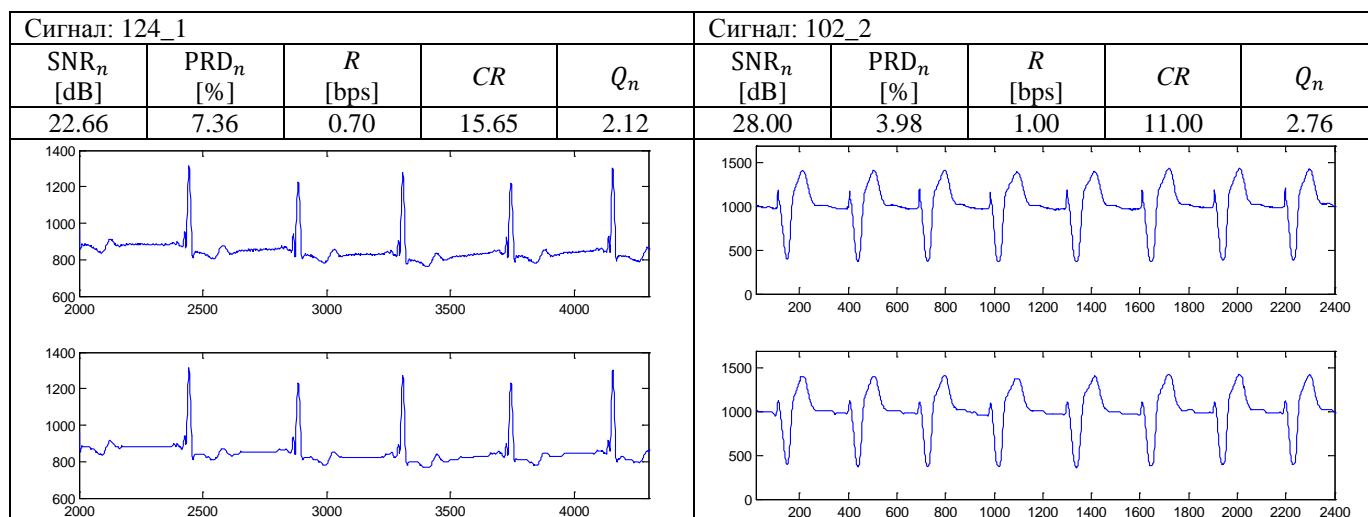
Као мера квалитета алгоритма за компресију користи се фактор квалитета $Q = CR/\text{PRD}$, који у себи обједињује и меру ефикасности компресије и меру квалитета сигнала. Алгоритам је бољи ако Q фактор има већу вредност. Боље је користити нормализован фактор квалитета $Q_n = CR/\text{PRD}_n$, за чије рачунање се користи PRD_n . У литератури се срећу радови у којима су перформансе изражене преко параметара SNR и PRD, а постоји и велики број радова у којима се користе нормализовани параметри SNR_n и PRD_n . Због коришћења и нормализованих и ненормализованих параметара, није лако извршити поређење између различитих алгоритама.

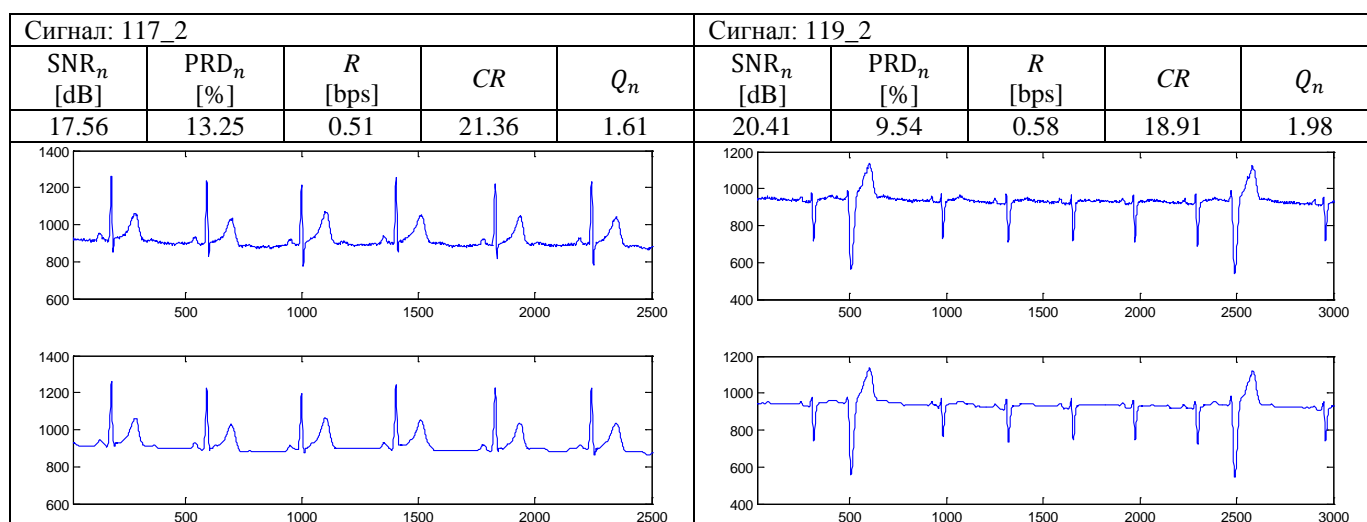
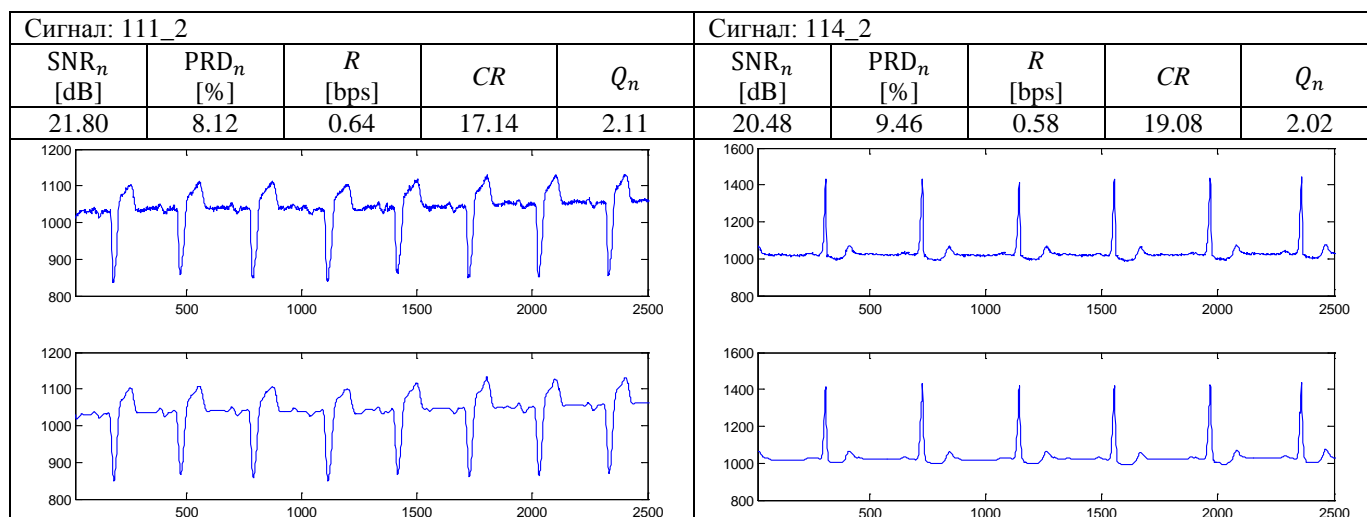
У наставку ћемо приказати резултате примене алгоритма из поглавља 2.3 за компресију ЕКГ сигнала из референтне MIT базе [55]. Сваки сигнал из MIT базе је оригинално кодован са 11 бита по одмерку [bps]. За сваки сигнал су приказане перформансе као и таласни облици пре и после компресије.

3. Примена ентропијског кодовања за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала



3. Примена ентропијског кодовања за компресију сигнала вибрација и ЕКГ сигнала





Видимо да се применом метода из поглавља 2.3 за компресију ЕКГ сигнала постиже висок степен компресије, а да се истовремено постиже и прилично задовољавајући квалитет реконструисаног ЕКГ сигнала; видимо да нема значајних разлика између оригиналних и реконструисаних ЕКГ сигнала и да су сви битни делови сигнала сачувани и у реконструисаном сигналу.

Компресија ЕКГ сигнала је разматрана у многим радовима и предложени су бројни модели компресије. Једну групу модела чине директни методи компресије, као што су AZTEC [146, 147], DPCM [148], Turning Point [149], CORTES [150]; ови методи издвајају најбитније одмерке ЕКГ сигнала и задржавају их, док остале одмерке одбацују. Друга група метода су методи који се базирају на примени неке трансформације, пре свега вејвлет трансформације [151-157], али се користе и дискретна косинусна трансформација DCT [158], Walsh трансформација и KLT трансформација. Методи на

бази примене трансформације су обично доста комплексни. Постоје и методи који подразумевају екстракцију параметара ЕКГ сигнала и каснију реконструкцију ЕКГ сигнала на основу ових параметара; ови методи се базирају на линеарној предикцији. У раду [145] је предложен метод за компресију ЕКГ сигнала који се базира на кодовању ASCII карактера.

У [145] је дат преглед перформанси различитих метода за компресију ЕКГ сигнала [154-160]. У неким радовима су коришћени нормализовани а у неким ненормализовани параметри, па није лако извршити поређење модела. Поред тога, ефикасност алгоритама за компресију зависи и од конкретног сигнала над којим се алгоритам извршава; сигнали имају различити степен редундансе па самим тим и различиту могућност компримовања. Ипак, из [145] можемо да видимо да већина метода има фактор квалитета око 2 и степен компресије између 10 и 20. Из претходно наведених резултата можемо да видимо да метод предложен у овој дисертацији у поглављу 2.3 за многе ЕКГ сигнале има фактор квалитета око 2 или чак и већи од 2, и да се постижу високи степен компресије између 10 и 20, а да су компримовани сигнали визуелно врло блиски оригиналним сигнаlima. На основу тога можемо да закључимо да је метод предложен у овој дисертацији по перформансама упоредив са већином метода из литературе. Притом, метод предложен у дисертацији има врло малу комплексност, мању у односу на друге методе из литературе.

У овој глави дисертације је приказана примена претходно развијених компресионих модела за компресију сигнала сигнала вибрација и ЕКГ сигнала. Ови мерни сигнали су одабрани због свог великог значаја као и због потребе за компресијом ових сигнала у мерним системима. Показано је да модели за компресију, предложени у дисертацији, приликом компресије ових типова сигнала остварују одличне перформансе, које су упоредиве (или чак и боље) у односу на перформансе других модела из литературе. Притом, моделе предложене у овој дисертацији одликује мала комплексност, што представља значајну предност по питању примене у савременим бежичним мерним системима. У следећој глави дисертације ћемо додатно да проверимо исправност и испитамо перформансе предложених модела компресије, кроз њихову имплементацију у оквиру једног експерименталног рачунарског мерног система за мерење и пренос сигнала вибрација, на бази бежичних сензорских мрежа.

4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ СИСТЕМ ЗА МЕРЕЊЕ, КОМПРЕСИЈУ И БЕЖИЧНИ ПРЕНОС СИГНАЛА ВИБРАЦИЈА

У овом поглављу ћемо приказати реализацију експерименталног система за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација. У оквиру овог експерименталног система имплементирани су модели компресије из поглавља 2.2. и 2.5. дисертације.

4.1. Опис експерименталног система

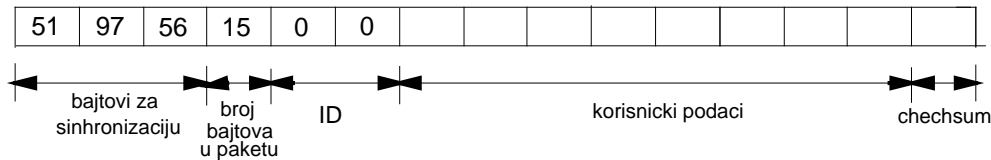
Блок шема експерименталног система је приказана на слици 4.1. Експериментални систем се састоји од два рачунара на којима се извршавају одговарајући програми писани у LabView софтверу, и од два сензорска чвора (један је предајни а други пријемни) између којих се врши бежични пренос података. Може се рећи да овај експериментални систем представља једну мини бежичну сензорску мрежу.



Слика 4.1. Блок шема експерименталног система.

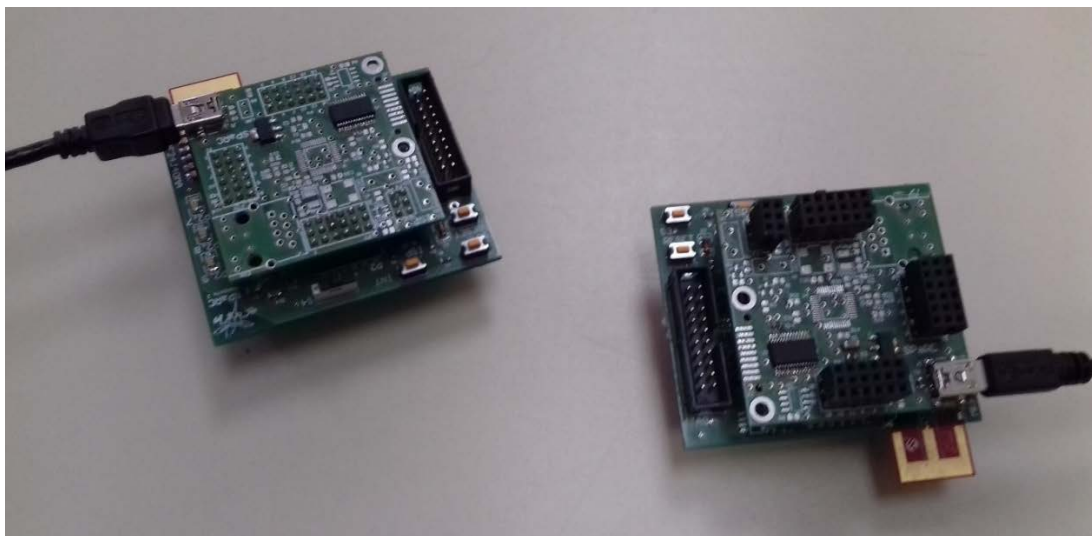
Рачунари су са сензорским чворовима повезани путем USB конекције. На рачунару 1 се извршавају LabView програми којима су имплементирани модели компресије из поглавља 2.2 и 2.5. На улазе ових програма се доводе мерни сигнали које желимо да пренесемо бежичним путем. Програми врше компресију мерних сигнала; као резултат програма добијамо бинарно кодоване сигнале у облику низа нула и јединица. Од бинарних сигнала се формирају USB пакети који имају следећу структуру (3 бајта за синхронизацију, 1 бајт за информацију о броју бајтова у пакету, 2 бајта за идентификацију пакета, 8 бајтова за пренос корисних података и 1 бајт за проверу

исправности преноса и детекцију грешке (check sum)). Структура USB пакета је представљена на слици 4.2. USB пакети се преко USB конекције преносе од рачунара 1 до предајног сензорског чвора.



Слика 4.2. Структура USB пакета.

Сензорски чворови се састоје од микроконтролера са Cortex M3 архитектуром, на бази ARM процесора [161]. На сензорском чвору је интегрисан радио модул са радио чипом MRF24340, који подржава комуникациони стандард IEEE.802.15.4 (Zigbee) [162]; бежична комуникација се врши у слободном RF опсегу на 2.4 GHz, коришћењем микрострип антена. Сензорски чвор се напаја из батерије. Изглед сензорских чворова је приказан на слици 4.3.

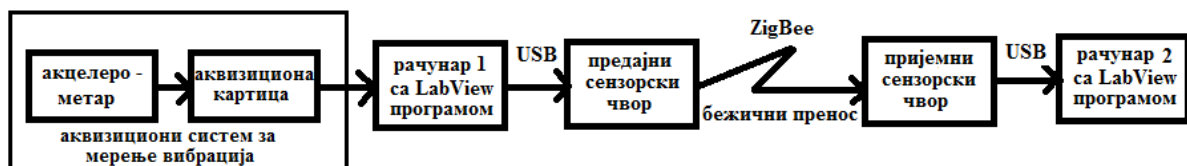


Слика 4.3. Сензорски чворови.

На микроконтролерима сензорских чворова се извршавају програми за Zigbee бежичну комуникацију. Предајни и пријемни сензорски чвор су хардверски идентични а разликују се по програмима који се извршавају на њиховим микроконтролерима. Програм који се извршава на микроконтролеру предајног сензорског чвора прима податке од рачунара 1 преко USB конекције и пакује податке у Zigbee фрејмове у складу са IEEE 802.15 стандардом. Програм који се извршава на микроконтролеру пријемног сензорског чвора врши распакивање примљених Zigbee фрејмова и примљене податке

преко USB конекције шаље ка рачунару 2, на коме се извршавају LabView програми који врше пријем и распакивање USB пакета, декодовање примљених података и реконструкцију мерних сигнала.

Експеримент се састоји из два дела. У првом делу експеримента се користи експериментални систем са слике 4.1, при чему се врши компресија и пренос једног сигнала вибрација из RealVibrations базе [54] (са ознаком *airconditioner Z*). У другом делу експеримента смо сами извршили мерење једног сигнала вибрација (мерене су вибрације електромотора) и над овим измереним сигналом је извршена компресија и бежични пренос. На слици 4.4 је приказана блок шема експерименталног система коришћеног у другом делу експеримента. Овај експериментални систем је проширена верзија експерименталног система са слике 4.1, при чему су на улаз система додати акцелерометар и аквизициона картица за мерење и аквизицију сигнала вибрација. Поред тога, на рачунару 1 се додатно извршава LabView програм за аквизицију сигнала вибрација. Изглед мерног система за мерење вибрација електромотора је приказан на слици 4.5.



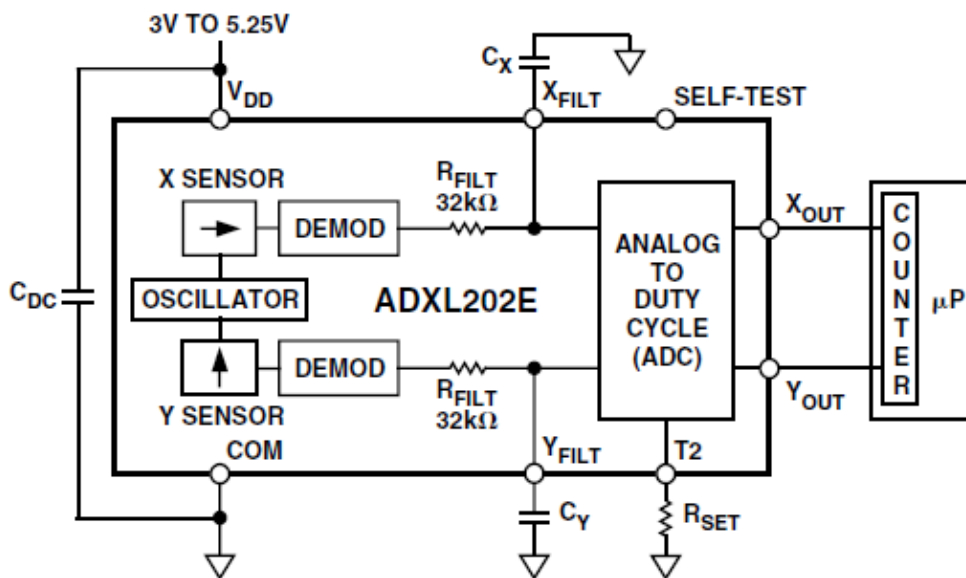
Слика 4.4. Блок шема експерименталног система коришћеног у другом делу експеримента.



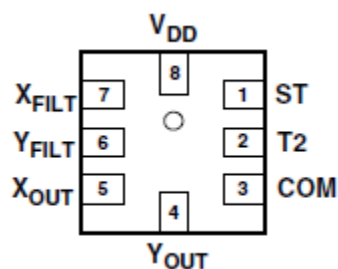
Слика 4.5. Мерни систем за мерење вибрација електромотора (лево) и плочица са акцелерометром (десно).

Као акцелерометар се користи MEMS акцелерометар ADXL202E фирме Analog Devices [163]. У питању је двоосни акцелерометар који има и дигиталне излазе X_{OUT} и Y_{OUT} (у виду импулсне ширинске модулације (PWM – *pulse width modulation*) код које се

услед вибрација мења ширина правоугаоних импулса) али и аналогне излазе X_{FILT} и Y_{FILT} . Ми ћемо да користимо аналогне излазе акцелерометра; сигнали са аналогних излаза се воде на улаз аквизиционе картице NI-PCI 6251 [164]; у аквизиционој картици се врши кондиционирање и дигитализација мерних сигнала, који се затим воде на рачунар 1. Акцелерометар је са пратећом електроником интегрисан на чипу димензија 5 mm x 5 mm x 2 mm. Функционална блок шема акцелерометра је приказана на слици 4.6 а распоред пинова на чипу (има 8 пинова) на слици 4.7. Функције пинова дефинисане су у табели 4.1.



Слика 4.6. Функционална блок шема акцелерометра. [163]



Слика 4.7. Распоред пинова на чипу. [163]

Табела 4.1. Функције пинова [163]

| Број пина | Мнемоник | Опис |
|-----------|------------|---------------------------------|
| 1 | ST | самотестирање |
| 2 | T2 | прикључак за отпорник R_{SET} |
| 3 | COM | маса |
| 4 | Y_{OUT} | Y дигитални излаз |
| 5 | X_{OUT} | X дигитални излаз |
| 6 | Y_{FILT} | Y аналогни излаз |

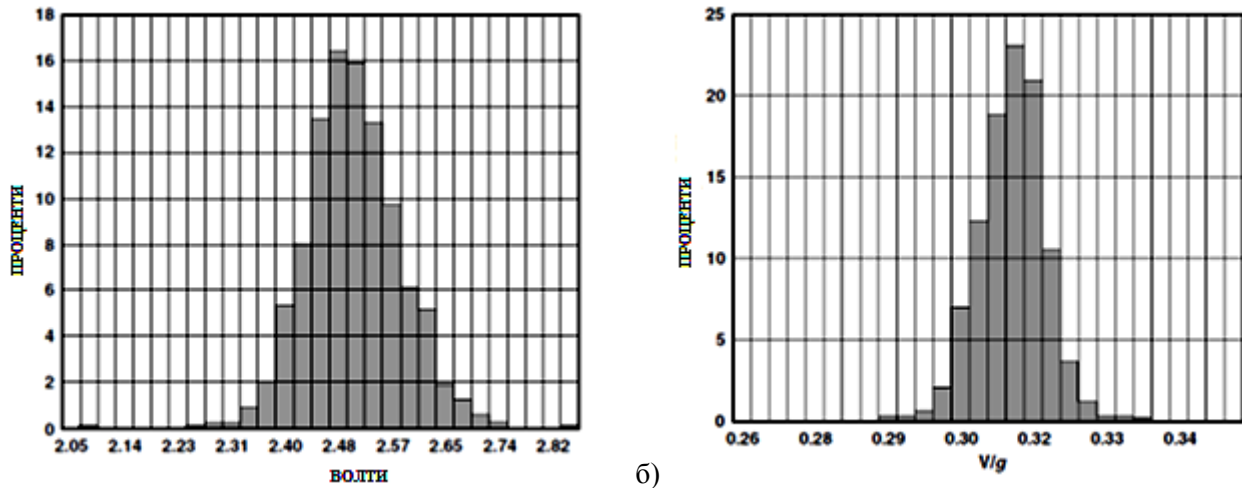
| | | |
|---|------------|----------------------|
| 7 | X_{FILT} | X аналогни излаз |
| 8 | V_{DD} | напајање 3V – 5.25 V |

Пошто су нам од интереса аналогни излази сензора, користићемо пинове 6 и 7. Чип са акцелерометром је залемљен на плочицу која је адхезионим средством причвршћена за површину електромотора чије вибрације се мере. На плочицу су залемљене и пратеће пасивне компоненте (отпорник R_{SET} и кондензатори C_{DC} , C_X и C_Y). Отпорник R_{SET} служи за подешавање периоде импулса на дигиталним излазима на начин $T [sec.] = R_{SET}/125 \text{ M}\Omega$ (за нас отпорник R_{SET} није од великог интереса јер посматрамо само аналогне излазе). Кондензатор C_{DC} служи за филтрирање напона напајања (сметње, шумови и паразитни сигнали у напону напајања се преко кондензатора C_{DC} воде на масу). Обично се узима да је $C_{DC} = 0.1 \mu\text{F}$. Кондензаторима C_X и C_Y дефинише се ширина фреквентног опсега акцелерометра на начин приказан у табели 4.2. Како је за мерење вибрација потребан што шири фреквентни опсег, стављени су кондензатори $C_X = C_Y = 0.001 \mu\text{F}$ како би се постигао најшири фреквентни опсег од 5 kHz.

Табела 4.2. Зависност ширине фреквентног опсега акцелерометра од вредности кондензатора C_X и C_Y

| Вредност кондензатора | Фреквентни опсег |
|-----------------------|------------------|
| 0.47 μF | 10 Hz |
| 0.10 μF | 50 Hz |
| 0.05 μF | 100 Hz |
| 0.027 μF | 200 Hz |
| 0.01 μF | 500 Hz |
| 0.001 μF | 5 kHz |

Напони на аналогним излазима X_{FILT} и Y_{FILT} имају једносмерни офсет од $V_{DD}/2$; за напон напајања од $V_{DD} = 5 \text{ V}$, једносмерни офсет је 2.5 V. Дакле, ако нема вибрација (ако је убрзање $g = 0$), на аналогним излазима X_{FILT} и Y_{FILT} добијамо константан напон од 2.5 V. У присуству вибрација (када је убрзање различито од нуле), на аналогним излазима X_{FILT} и Y_{FILT} добијамо променљиве сигнале који осцилују око једносмерног офсета од 2.5 V, при чему је амплитуда променљивог дела сигнала одређена осетљивошћу акцелерометра која износи 312 mV/g. Притом, наведене вредности за једносмерни офсет и осетљивост (2.5 V и 312 mV/g) су само средње вредности ових параметара. Једносмерни офсет и осетљивост су случајне величине, чије вредности су дефинисане статистичким расподелама приказаним на слици 4.8.



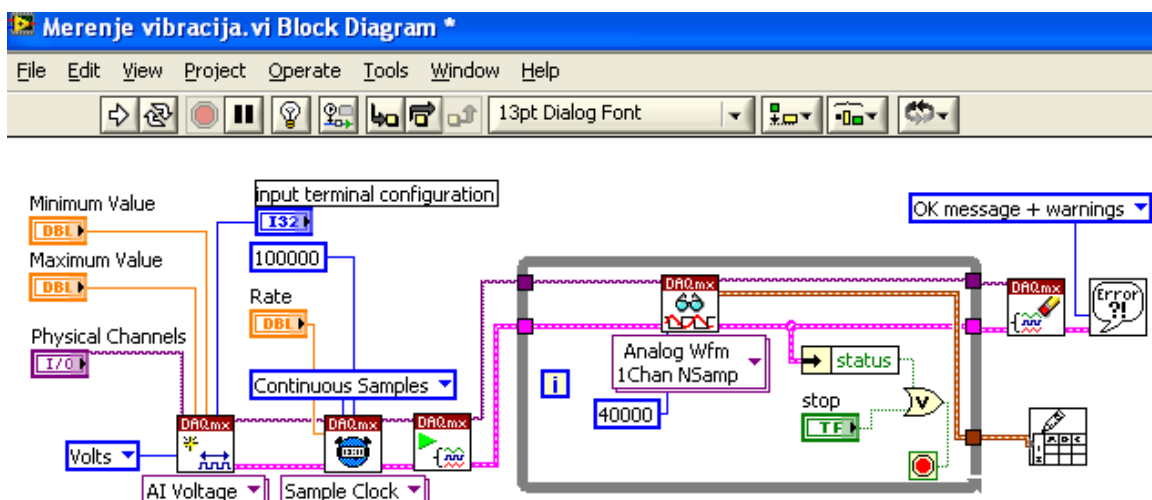
Слика 4.8. Статистичке расподеле а) једносмерног офсета и б) осетљивости.

4.2. LabView програми и експериментални резултати

У наставку ћемо приказати LabView програме који се извршавају на предајној страни (рачунар 1) и на пријемној страни (рачунар 2) и анализираћемо експерименталне резултате.

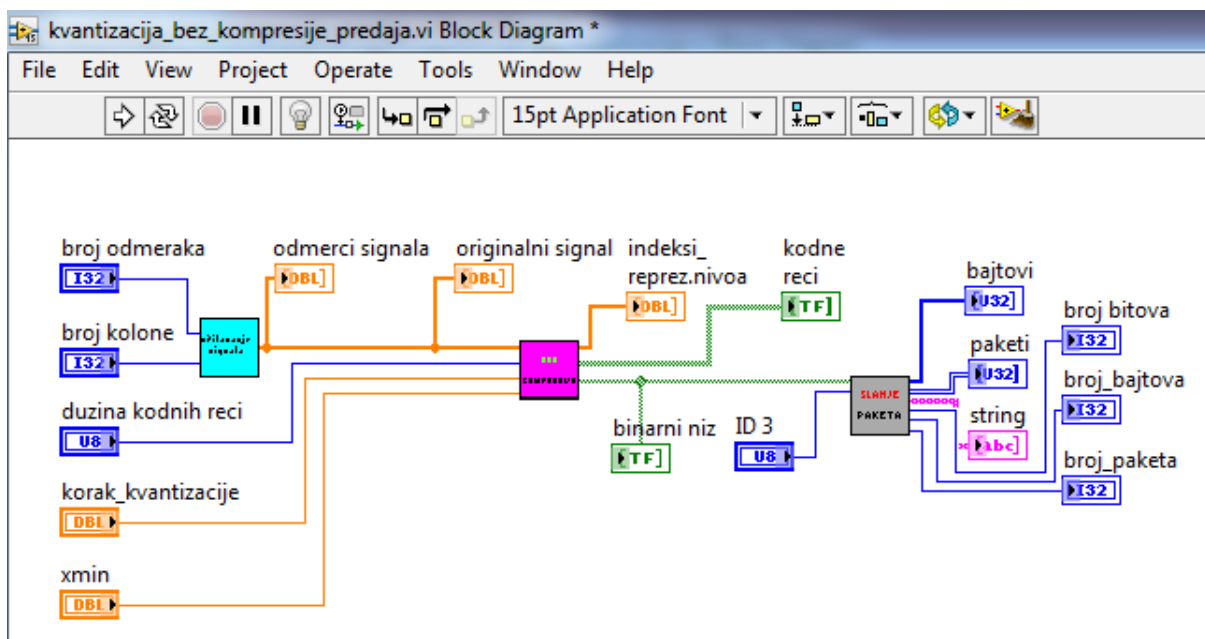
4.2.1. LabView програми на предајној страни система

На рачунару 1 се извршава LabView програм за мерење сигнала вибрација. Овај програм прихвата измерени сигнал вибрација са аквизиционе картице и уписује га у фајл. Блок дијаграм овог LabView програма је приказан на слици 4.9. Као што је већ речено, врши се мерење вибрација електромотора.



Слика 4.9. Блок дијаграм LabView програма за мерење вибрација.

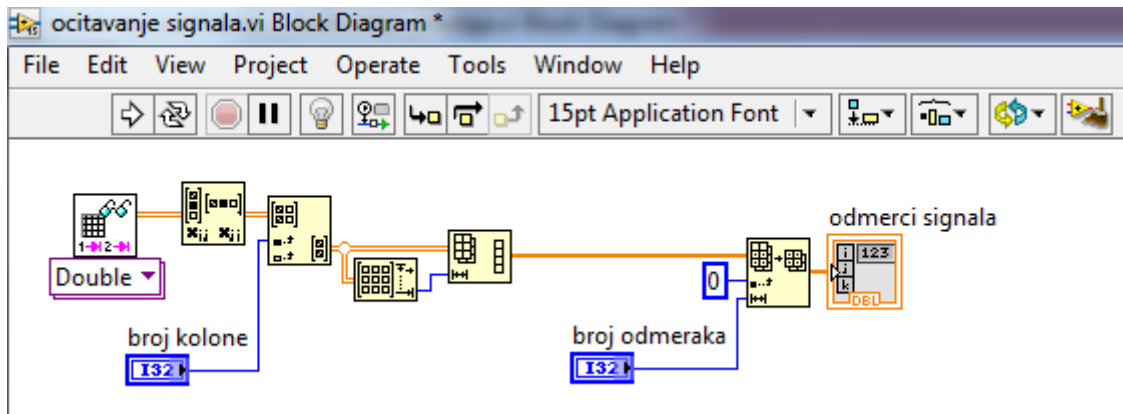
На рачунару 1 се извршавају и LabView програми којима се имплементирају модели компресије из поглавља 2.2 и 2.5 дисертације. Да би видели ефекте компресије, извршићемо и пренос без компресије, за чију имплементацију постоји још један LabView програм на рачунару 1. Сви ови LabView програми су модуларног типа, што значи да се састоје из неколико подпрограма (sub vi). Разматраћемо компресију и пренос два сигнала вибрација: један сигнал је узет из базе [54] (са ознаком airconditioner Z), а други сигнал је добијен мерењем вибрација електромотора применом програма са слике 4.9.



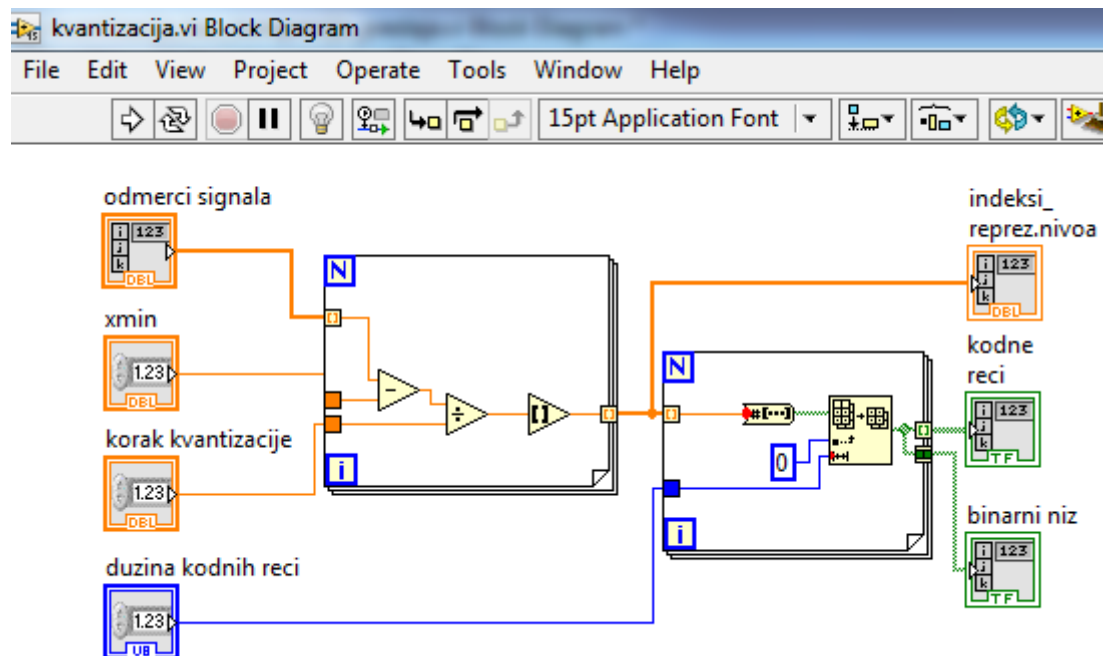
Слика 4.10. Блок дијаграм LabView програма за пренос сигнала вибрација без компресије.

На слици 4.10 је приказан блок дијаграм LabView програма за пренос сигнала вибрација без компресије. Овим програмом се врши униформна скаларна квантизација сигнала вибрација и примењује се кодовање кодним речима фиксне дужине, самим тим се не врши компресија. Програм се састоји из три подпрограма: очитивање сигнала, квантизација и слање пакета. Подпрограм очитивање сигнала (чији је блок дијаграм приказан на слици 4.11) врши очитивање сигнала вибрација из фајла. Притом, то може да буде фајл са сигналом вибрација airconditioner Z из базе [54] или фајл са измереним сигналом вибрација електромотора. На излазу подпрограма очитивање сигнала се добија низ одмерака сигнала вибрација. Овај низ одмерака сигнала се води на улаз подпрограма квантизација (чији је блок дијаграм приказан на слици 4.12), у коме се врши униформна скаларна квантизација сигнала и кодовање кодним речима фиксне дужине. На излазу подпрограма квантизација се добија бинарни низ, који представља бинарну репрезентацију мерног сигнала. Овај бинарни низ се води у подпрограм слање пакета

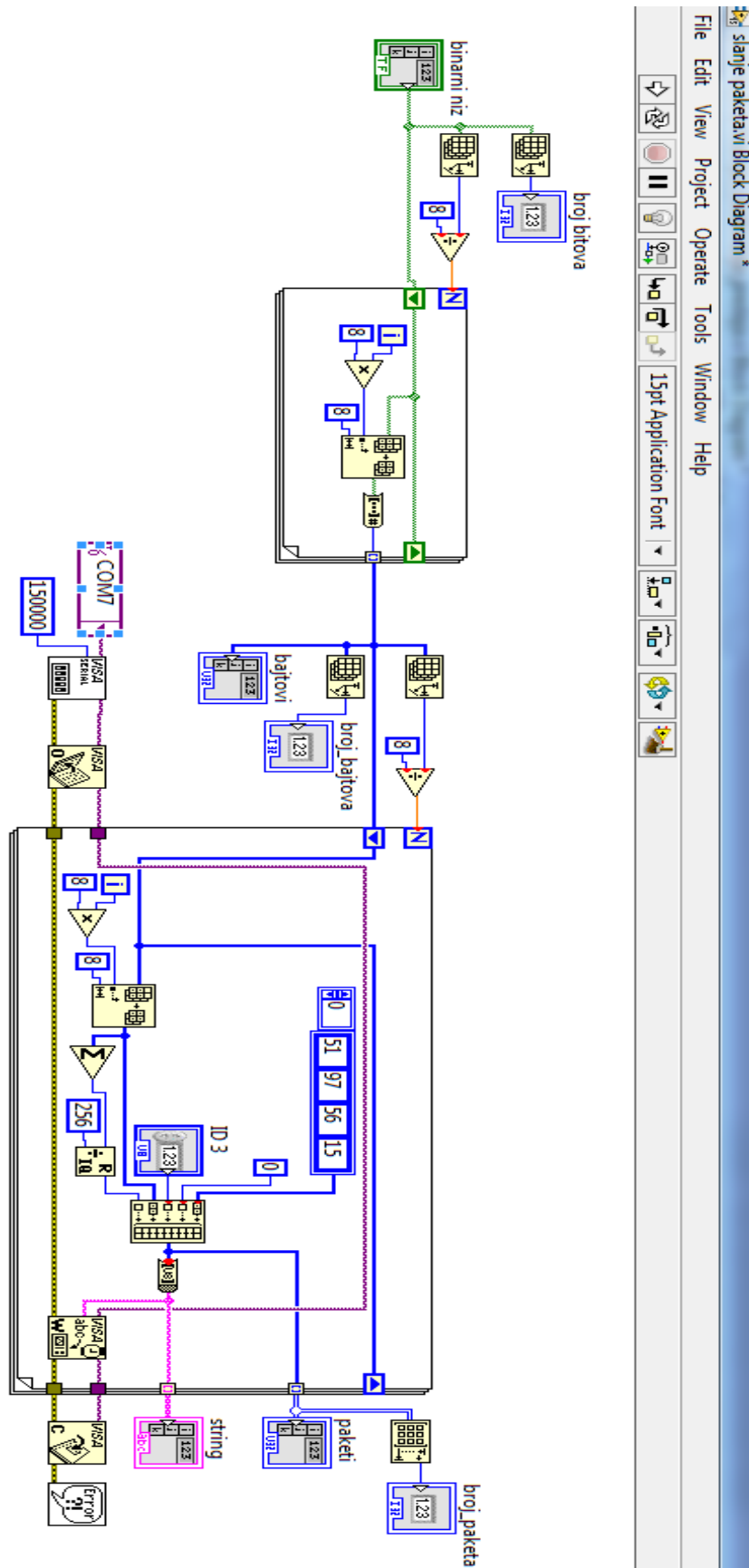
(чији је блок дијаграм приказан на слици 4.13) који од бинарног низа формира бајтове, а од бајтова USB пакете тако што групу од 8 бајтова ставља на место у пакету намењено корисничким подацима. У оквиру подпрограма *slanje paketa* је реализована VISA комуникација којом се формирани USB пакети шаљу преко USB конекције до предајног сензорског чвора, одакле ће преко бежичне ZigBee мреже бити пренети до пријемног сензорског чвора.



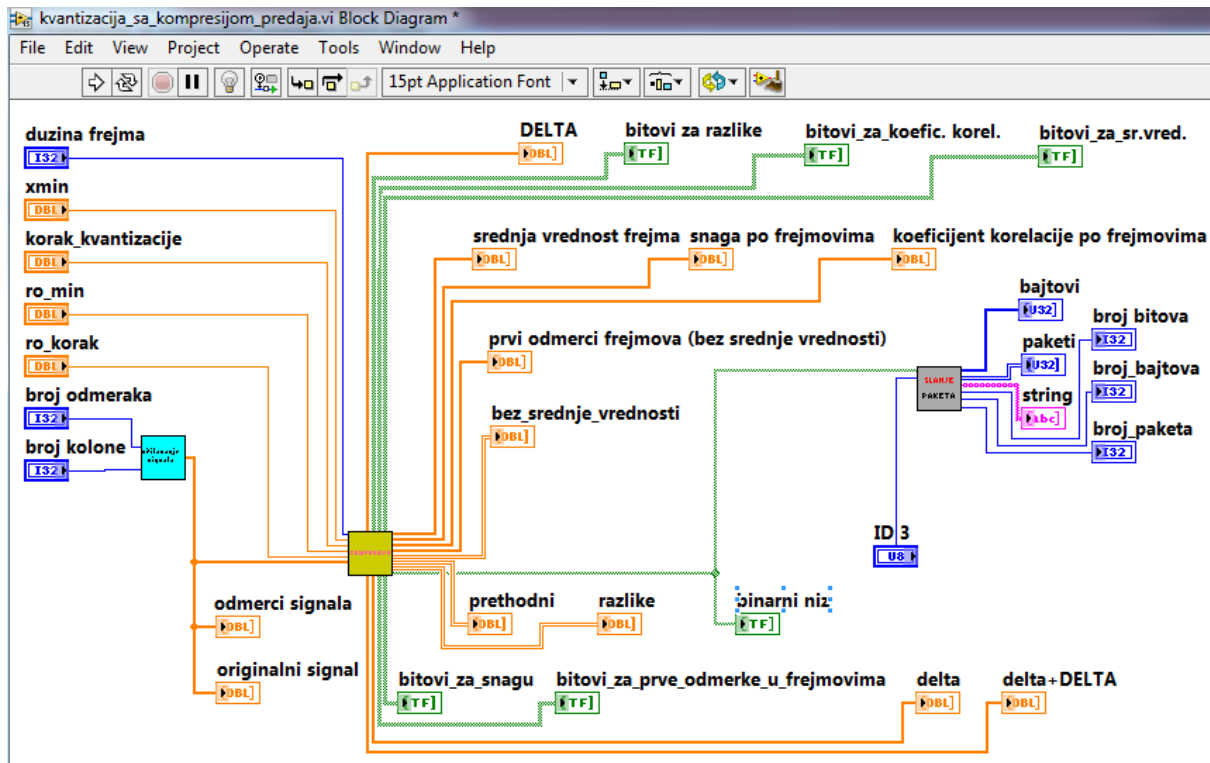
Слика 4.11. Блок дијаграм подпрограма *ocitavanje signala*.



Слика 4.12. Блок дијаграм подпрограма *kvantizacija*.



Слика 4.13. Блок дијаграм подпрограма slanje paketa.

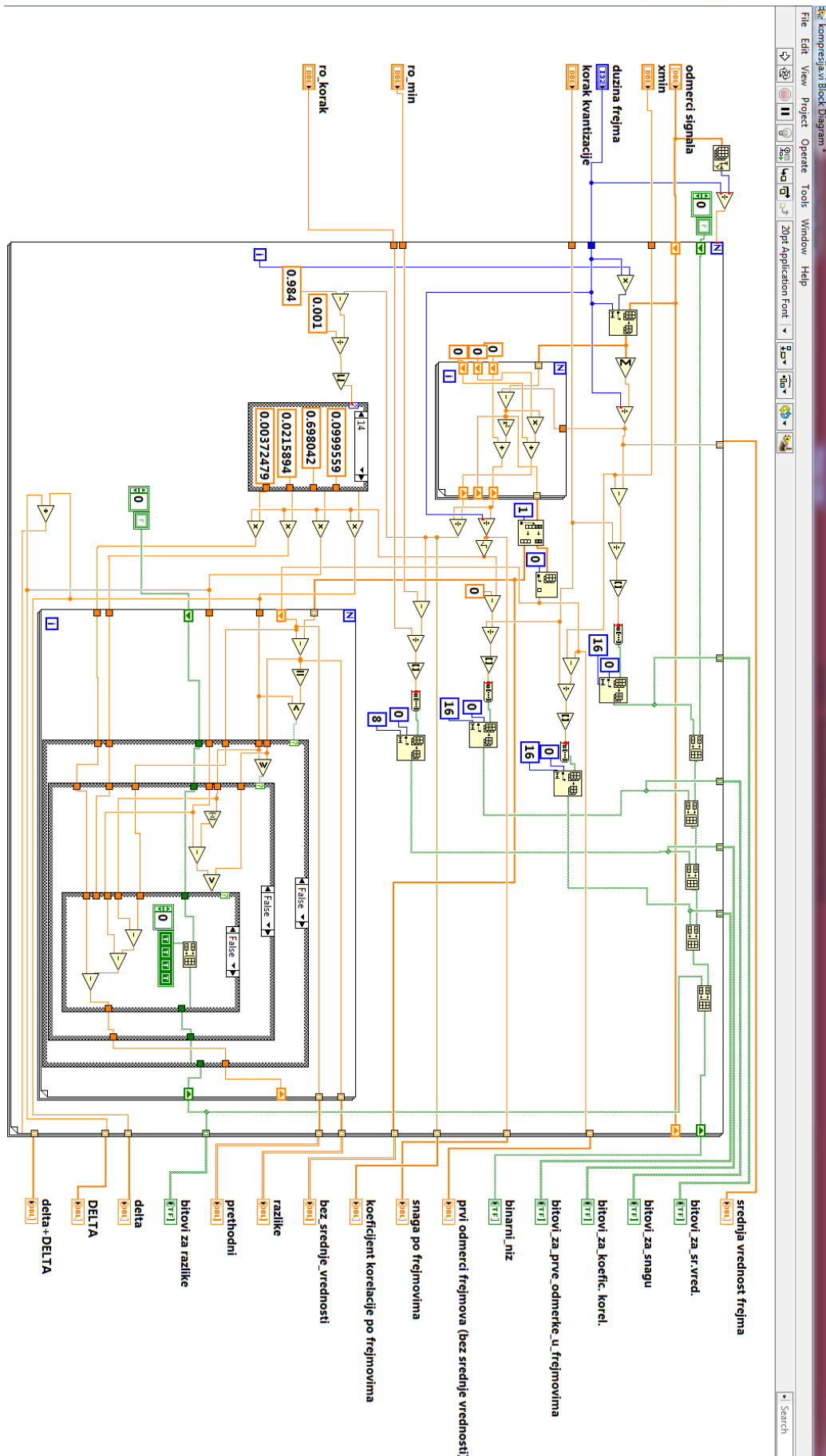


Слика 4.14. Блок дијаграм LabView програма за компресију сигнала вибрација имплементацијом модела из поглавља 2.2 дисертације.

На слици 4.14 је приказан блок дијаграм LabView програма за компресију сигнала вибрација, имплементацијом модела из поглавља 2.2. дисертације. Програм се састоји из три подпрограма: очитивање сигнала, компресија и слање пакета. Подпрограми очитивање сигнала и слање пакета (чији блок дијаграми су приказани на сликама 4.11 и 4.13) су већ претходно описани. На излазу подпрограма очитивање сигнала добијамо низ одмерака сигнала који се води у подпрограм компресија, чији блок дијаграм је приказан на слици 4.15. Овај подпрограм врши компресију сигнала према моделу приказаном у поглављу 2.2. Сигнал се прво дели на фрејмове, за сваки фрејм се израчуна средња вредност одмерака у фрејму, формира се сигнал без средње вредности (одузимањем средње вредности од одмерака сигнала у фрејму), израчунају се снага и коефицијент корелације одмерака у фрејму сигнала без средње вредности. Врши се униформна квантизација и кодовање следећа четири параметра: средње вредности, снаге, коефицијента корелације и првог одмерка у фрејму сигнала без средње вредности. Коефицијент корелације се кодује са 8 бита а остала три параметра са 16 бита. Формира се нормализован сигнал тако што се одмерци сигнала без средње вредности поделе са кореном снаге. Нормализован сигнал има нулту средњу вредност и јединичну снагу. Затим се формира сигнал разлике, као разлика тренутног одмерака нормализованог сигнала и репрезентационе вредности претходног одмерка. Врши се квантизација и кодовање ових

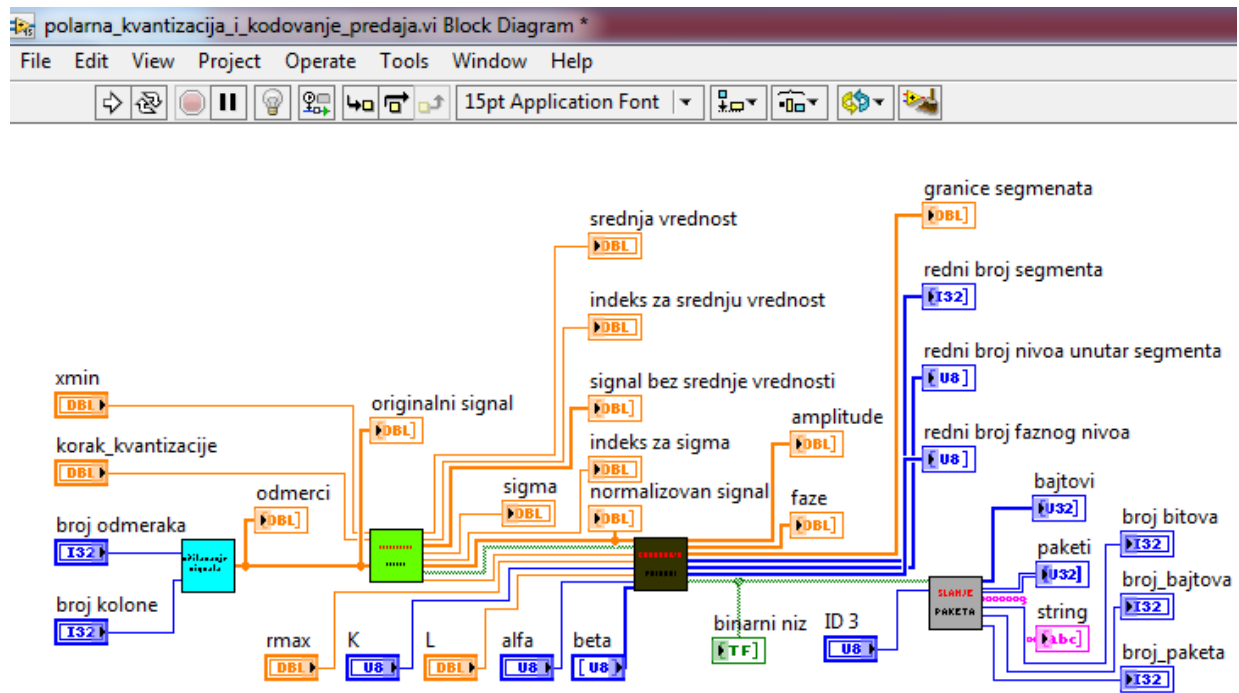
разлика, на начин описан у поглављу 2.2. На излазу подпрограма компресија се добија бинарни низ, који се састоји од битова за кодовање четири претходно наведена параметра и битова за кодовање разлика. Овај бинарни низ се води у подпрограм *slanje paketa*, у коме се формирају пакети и прослеђују ка предајном сензорском чвору.

На слици 4.16 је приказан блок дијаграм LabView програма за компресију сигнала вибрација, имплементацијом модела из поглавља 2.5. дисертације, на бази поларне квантизације и тростепеног хијерархијског ентропијског кодовања. Програм се састоји из четири подпрограма: *ocitavanje signala*, *normalizacija signala za polarni*, *kodovanje_polarni* и *slanje paketa*. Подпрограмима *ocitavanje signala* и *slanje paketa* (чији блок дијаграми су приказани на сликама 4.11 и 4.13) су већ претходно описани. На излазу подпрограма *ocitavanje signala* добијамо низ одмерака сигнала који се води у подпрограм *normalizacija signala za polarni*, чији блок дијаграм је приказан на слици 4.17. У овом подпрограму се израчунавају средња вредност сигнала и корен снаге (σ) и формира се нормализован сигнал нулте средње вредности и јединичне снаге. На излазу овог подпрограма добијамо низ одмерака нормализованог сигнала, као и почетни бинарни низ који садржи битове којима се кодују следећи параметри: број парова одмерака сигнала, средња вредност и σ . Нормализован сигнал и почетни бинарни низ се воде на улаз следећег подпрограма *kodovanje_polarni* (чији блок дијаграм је приказан на слици 4.18), у коме се над нормализованим сигналом примењује поларна квантизација и тростепено хијерархијско кодовање, на начин описан у поглављу 2.5. Формирају се парови одмерака, при чему сваки пар одмерака представља координате једне тачке у равни. За сваку тачку се рачунају амплитуда и фаза и одређује се ком сегменту припада тачка, ком амплитудском нивоу унутар сегмента и ком фазном нивоу на датом амплитудском нивоу. Врши се кодовање сегмента, амплитудског нивоа унутар сегмента и фазног нивоа. На излазу подпрограма *kodovanje_polarni* се добија бинарни низ, који је формиран тако што се на почетни бинарни низ надовежу битови за кодовање парова одмерака нормализованог сигнала. Овај бинарни низ се води у подпрограм *slanje paketa*, у коме се формирају пакети и прослеђују ка предајном сензорском чвору.

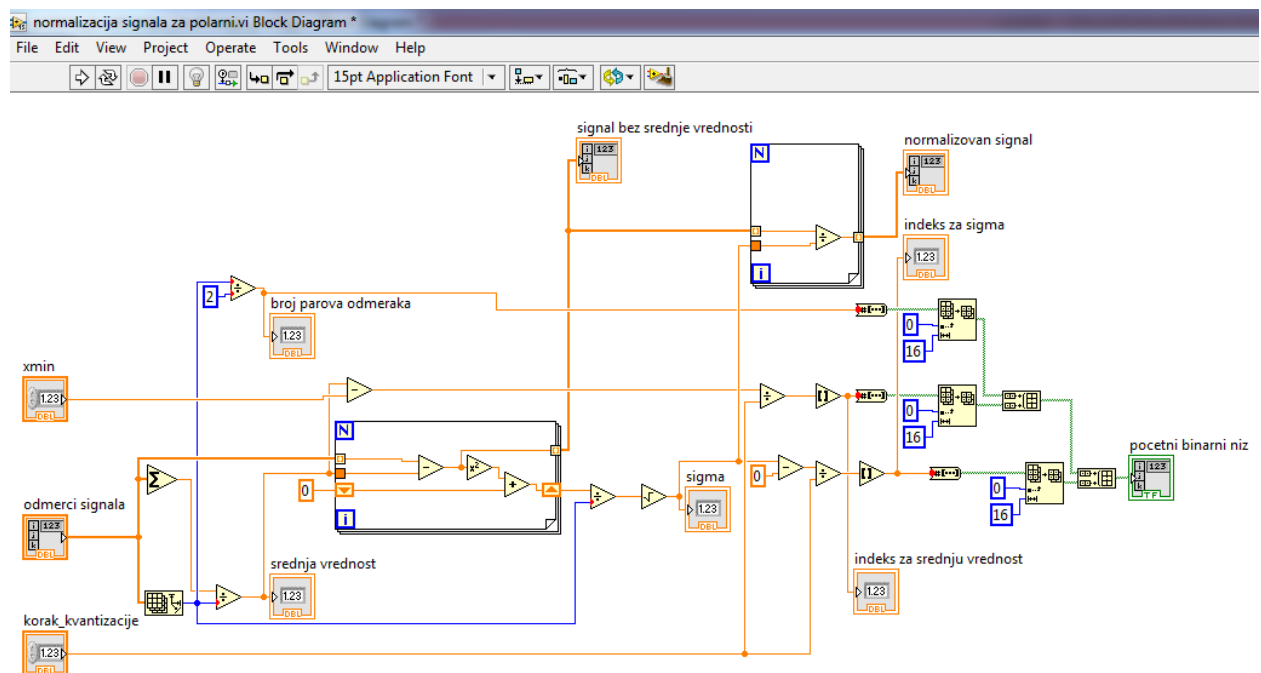


Слика 4.15. Блок дијаграм подпрограма компресија.

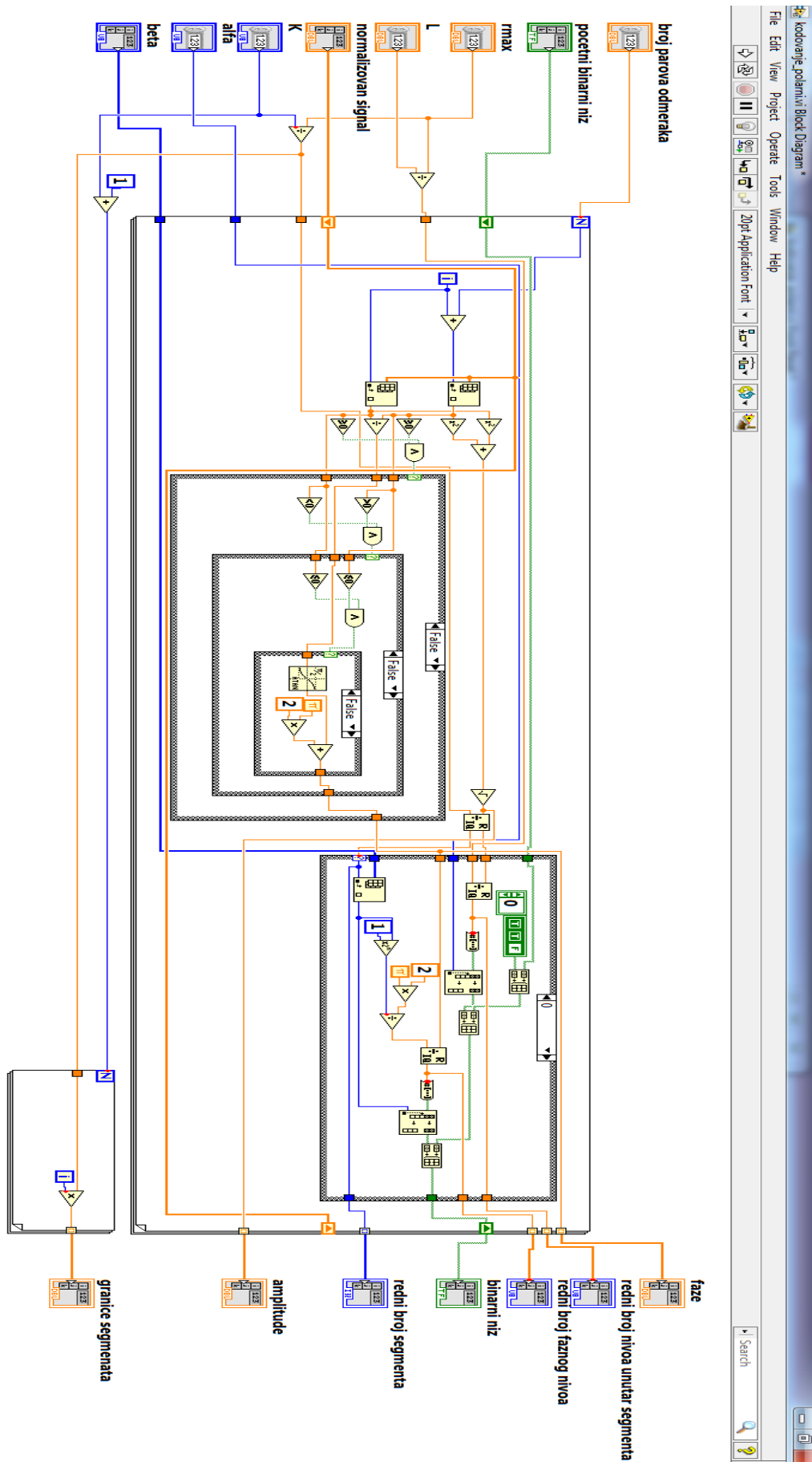
4. Експериментални систем за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација



Слика 4.16. Блок дијаграм LabView програма за компресију сигнала вибрација имплементацијом модела на бази поларне квантизације из поглавља 2.5 дисертације.



Слика 4.17. Блок дијаграм подпрограма нормализација сигнала за поларни.



Слика 4.18. Блок дијаграм подпрограма kodovanje_polarni.

На слици 4.19 је приказан фронт панел LabView програма чији је блок дијаграм приказан на слици 4.10. Овим програмом се врши униформна скаларна квантизација без компресије, сигнала вибрација *airconditioner Z* из базе [54]. Дужина сигнала је 5000 одмерака. На почетку програма задајемо параметре униформног квантизера: *xmin* и *korak_kvantizacije*. Одмерци сигнала се кодују кодним речима фиксне дужине (у овом случају 16 бита). На фронт панелу је приказано првих неколико одмерака сигнала и њима одговарајући индекси репрезентационих нивоа униформног квантизера. Приказане су и одговарајуће 16-битне кодне речи, које представљају бинарну репрезентацију индекса репрезентационих нивоа, при чему крајњи леви бит има најмању тежину а крајњи десни бит највећу тежину. На пример, за први одмерак индекса репрезентационог нивоа је 14346, па је одговарајућа кодна реч 010100000011100 ($1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^{11} + 1 \cdot 2^{12} + 1 \cdot 2^{13} = 14346$). Надовезивањем кодних речи једне иза друге, добија се бинарни низ. Затим се удруживањем по 8 бита бинарног низа формирају бајтови, који су представљени одговарајућом целобројном вредношћу. Након тога се из низа бајтова издвајају групе од 8 бајтова и убацују у пакете (у део пакете намењен за корисничке податке). Ови пакети се шаљу ка предајном сензорском чвору, где се врши њихов пренос преко бежичне сензорске мреже. У овом случају, када се врши пренос без компресије, сигнал је кодован са 80000 битова, од којих је формирано 10000 бајтова, од којих смо добили 1250 пакета. На фронт панелу је приказан и таласни облик сигнала.

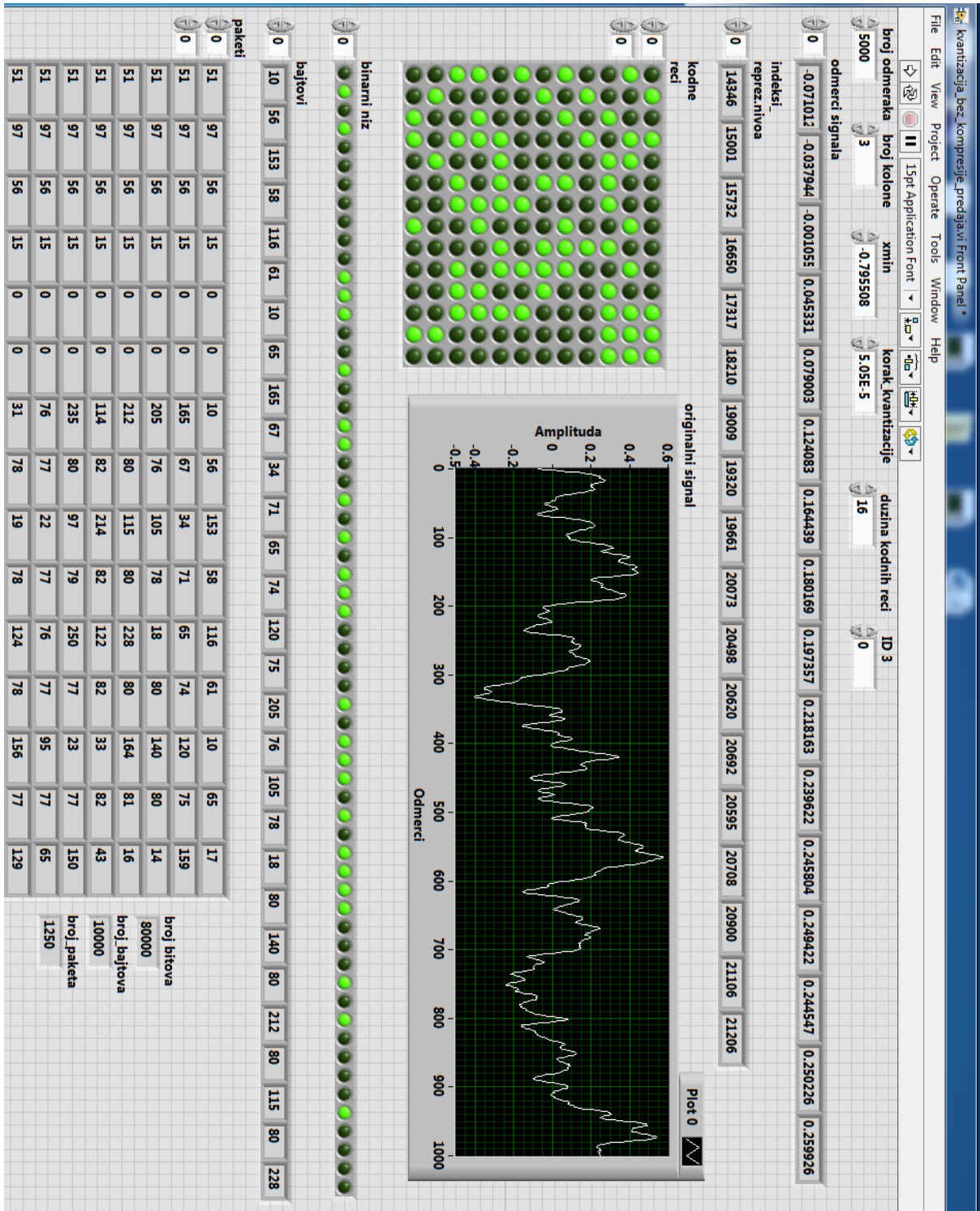
На слици 4.20 је приказан фронт панел LabView програма чији је блок дијаграм приказан на слици 4.14. Овим програмом се врши компресија сигнала вибрација *airconditioner Z* из базе [54], имплементацијом модела из поглавља 2.2. Сигнал има 5000 одмерака. Сигнал се дели на фрејмове дужине 1000 одмерака, па у овом случају имамо 5 фрејма. За сваки фрејм се одређује средња вредност одмерака у фрејму, као и снага и коефицијент корелације одмерака у фрејму сигнала без средње вредности. Ови параметри се квантују униформним квантизером и кодују кодним речима фиксне дужине. Такође се врши униформна квантизација првог одмерка у фрејму сигнала без средње вредности. Параметри *xmin* и *korak_kvantizacije*, за униформну квантизацију средње вредности, снаге и првог одмерка у фрејму сигнала без средње вредности, као и *go_min* и *go_korak* за униформну квантизацију коефицијента корелације, задају се на почетку извршења програма. Средња вредност, снага и први одмерак фрејма се кодују са по 16 бита, док се коефицијент корелације кодује са 8 бита. На фронт панелу су приказани битови којима се кодују ови параметри, по фрејмовима. Такође су приказани одмерци сигнала без средње вредности, по фрејмовима. Приказане су и вредности

параметара модела за компресију сигнала δ (у поглављу 2.2 означен са δ) и DELTA (у поглављу 2.2 означен са Δ), као и њихов збир. Алгоритам компресије подразумева формирање и ентропијско кодовање разлике између вредности тренутног одмерка без средње вредности и репрезентационог нивоа за претходни одмерак (означен као $prethodni$). На фронт панелу су приказане вредности параметра $prethodni$, као и вредности разлика, по фрејмовима. Након тога се приступа кодовању разлика на начин приказан у поглављу 2.2, при чему параметар модела N има вредност 2. Укратко ћемо се подсетити правила за кодовање разлика: ако је $-\delta \leq \text{разлика} < \delta$, разлика се кодује са '0'; ако је $\delta \leq \text{разлика} < (\delta + \Delta)$, разлика се кодује са '10'; ако је $-(\delta + \Delta) \leq \text{разлика} < -\delta$, разлика се кодује са '110'; ако је разлика $\geq (\delta + \Delta)$, разлика се кодује са '1110'; ако је разлика $< -(\delta + \Delta)$, разлика се кодује са '1111'. На фронт панелу су приказани битови за кодовање разлика, по фрејмовима. Објаснићемо принцип кодовања разлика на примеру првих неколико вредности разлика првог фрејма. За први фрем важи: $\delta = 0.0339$, $\Delta = 0.04035$, $\delta + \Delta = 0.0743$. Вредност прве разлике првог фрејма је 0.3306, испуњен је услов $-\delta \leq \text{разлика} < \delta$, па се разлика кодује са '0'. Друга разлика у првом фрејму има вредност 0.06995, и за њу важи $\delta \leq \text{разлика} < (\delta + \Delta)$, па се ова разлика кодује са '10'. Трећа разлика у првом фрејму има вредност 0.07550, и за њу важи разлика $\geq (\delta + \Delta)$, па се ова разлика се кодује са '1110'. Процес кодовања разлика се наставља по истом принципу. На крају се од свих битова (за кодовање средње вредности, снаге, коефицијента корелације, првог одмерка фрејма и разлика) формира бинарни низ, при чему се битови надовезују фрејм-по-фрејм. Од бинарног низа се прво формирају бајтови а затим пакети. И бајтови и пакети су приказани на фронт панелу. У овом случају сигнал је кодован са 7240 бита, од чега се добија 905 бајта, односно 113 пакета. Видимо да је применом овог програма за компресију сигнала број пакета смањен од 1250 (за случај без компресије) на 113, што значи да је остварена компресија од 11.06 пута.

На слици 4.21 је приказан фронт панел LabView програма чији је блок дијаграм приказан на слици 4.16. Овим програмом се врши компресија сигнала вибрација *airconditioner Z* из базе [54], имплементацијом модела из поглавља 2.5, који се базира на поларној квантизацији и тростепеном хијерархијском кодовању. Сигнал има 5000 одмерака. На почетку извршења програма се задају параметри поларног квантизера: максимална амплитуда r_{max} , укупан број амплитудских нивоа L , број сегмената K , параметар α (при чему је број амплитудских нивоа у сваком сегменту једнак 2^{α}) и

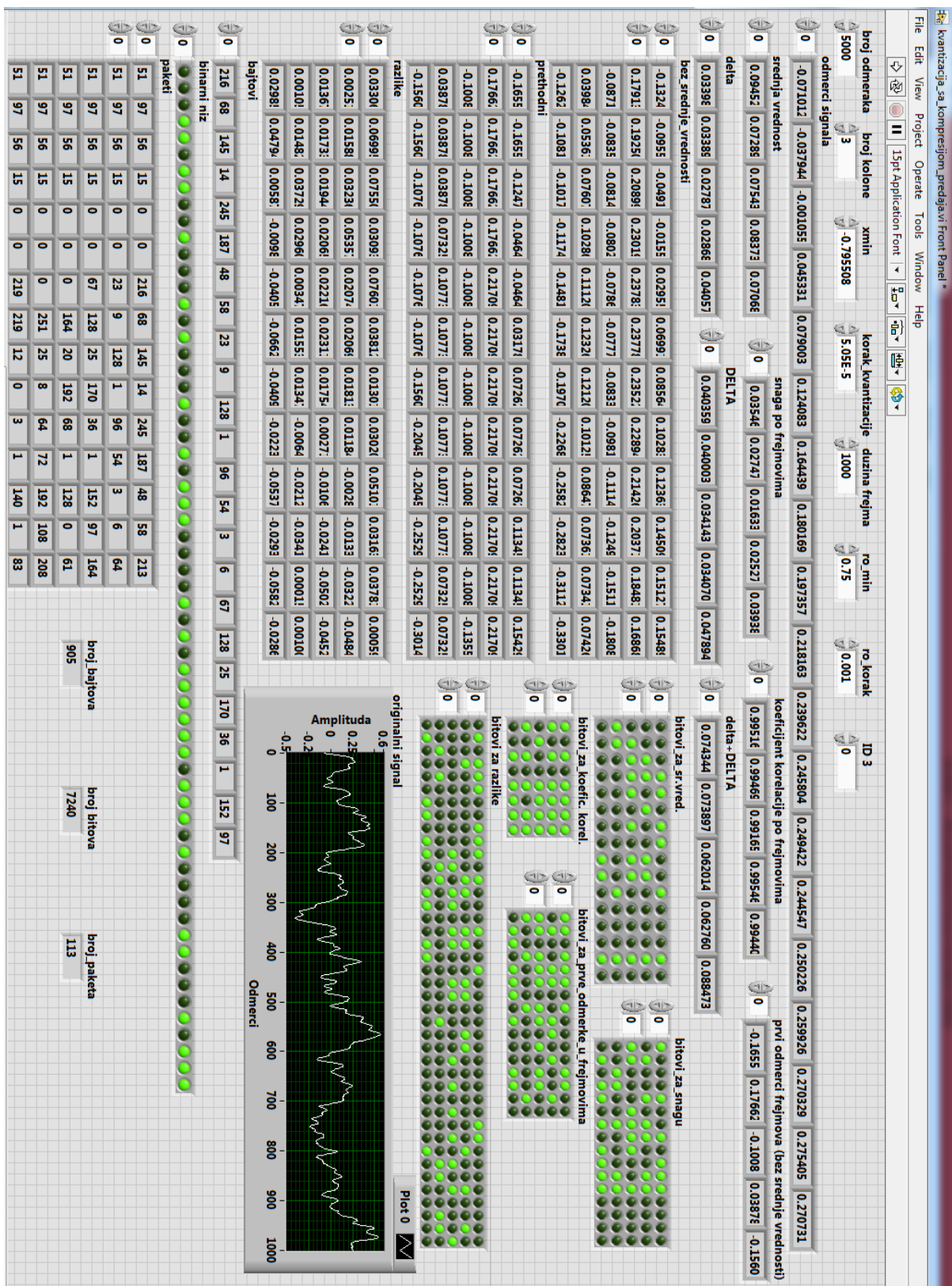
параметар β у облику низа од K елемената (при чему $2^{\beta(i)}$ представља број фазних нивоа на амплитудским нивоима у i -том сегменту). Ми смо разматрали поларни квантизер са параметрима: $r_{\max} = 3.72$, $L = 28$, $K = 7$, $\alpha = 2$, $\beta = (4, 5, 6, 6, 6, 5, 5)$. Вредности ових параметара су узете из табеле 2.9. У програму се прво израчуна средња вредност сигнала, затим се формира сигнал без средње вредности (од свих одмерака сигнала се одузме средња вредност), затим се за сигнал без средње вредности израчуна корен снаге (σ) и сви одмерци сигнала без средње вредности се поделе са σ . На тај начин се добија нормализован сигнал, нулте средње вредности и јединичне снаге, над којим се примењује поларна квантизација. Израчунају се границе сегмената применом формуле $t_j = j \cdot r_{\max} / K$. Формирају се парови одмерака нормализованог сигнала и за сваки пар одмерака (који представља тачку у равни) се израчунају амплитуда и фаза. Затим се за сваки пар одмерака одреде сегмент, ниво унутар сегмента и фазни ниво, након чега се врши тростепено хијерархијско кодовање на начин описан у поглављу 2.5. Након тога се формира бинарни низ на следећи начин: прво се са 16 бита кодује број парова одмерака (у овом случају имамо 2500 парова што се кодује са 0010001110010000); затим се врши униформна квантизација средње вредности и параметра σ (параметри униформног квантизера x_{\min} и $\text{korak_kvantizacije}$ се задају на почетку програма) и добијају се индекси за средњу вредност и σ , који се кодују са по 16 бита; у овом случају индекс за средњу вредност је 17326 и кодује се са 0111010111000010, док индекс за σ има вредност 3364 и кодује се са 0010010010110000. Битови у наставку бинарног низа се добијају тростепеним кодовањем парова одмерака. У овом случају имамо 7 сегмената (означених са 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6), а унутар сваког сегмента имамо 4 амплитудска нивоа (означена са 0, 1, 2, 3). Први пар одмерака има амплитуду 2.12238 и фазу 4.28191. На основу амплитуде видимо да се ова тачка налази у сегменту 3 и да се унутар њега налази на амплитудском нивоу 3; из низа β видимо да у сегменту 3 имамо $2^6 = 64$ фазних нивоа; добијамо да се тачка налази на фазном нивоу 43; сегмент 3 се кодује са 1110, амплитудски ниво 3 унутар сегмента се кодује са 11, фазни ниво 43 се кодује са 6 бита као 110101; на тај начин се добија кодна реч за први пар одмерака 11101110101. На исти начин настављамо са кодовањем осталих парова одмерака. Од бинарног низа се формирају бајтови а од бајтова пакети. Сигнал је кодован са 24988 бита, од којих добијамо 3124 бајта, од којих формирамо 390 пакета. Помоћу овог програма (на бази модела компресије из поглавља 2.5), број пакета је смањен са 1250 на 390, чиме је остварена компресија од 3.20 пута.

4. Експериментални систем за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација



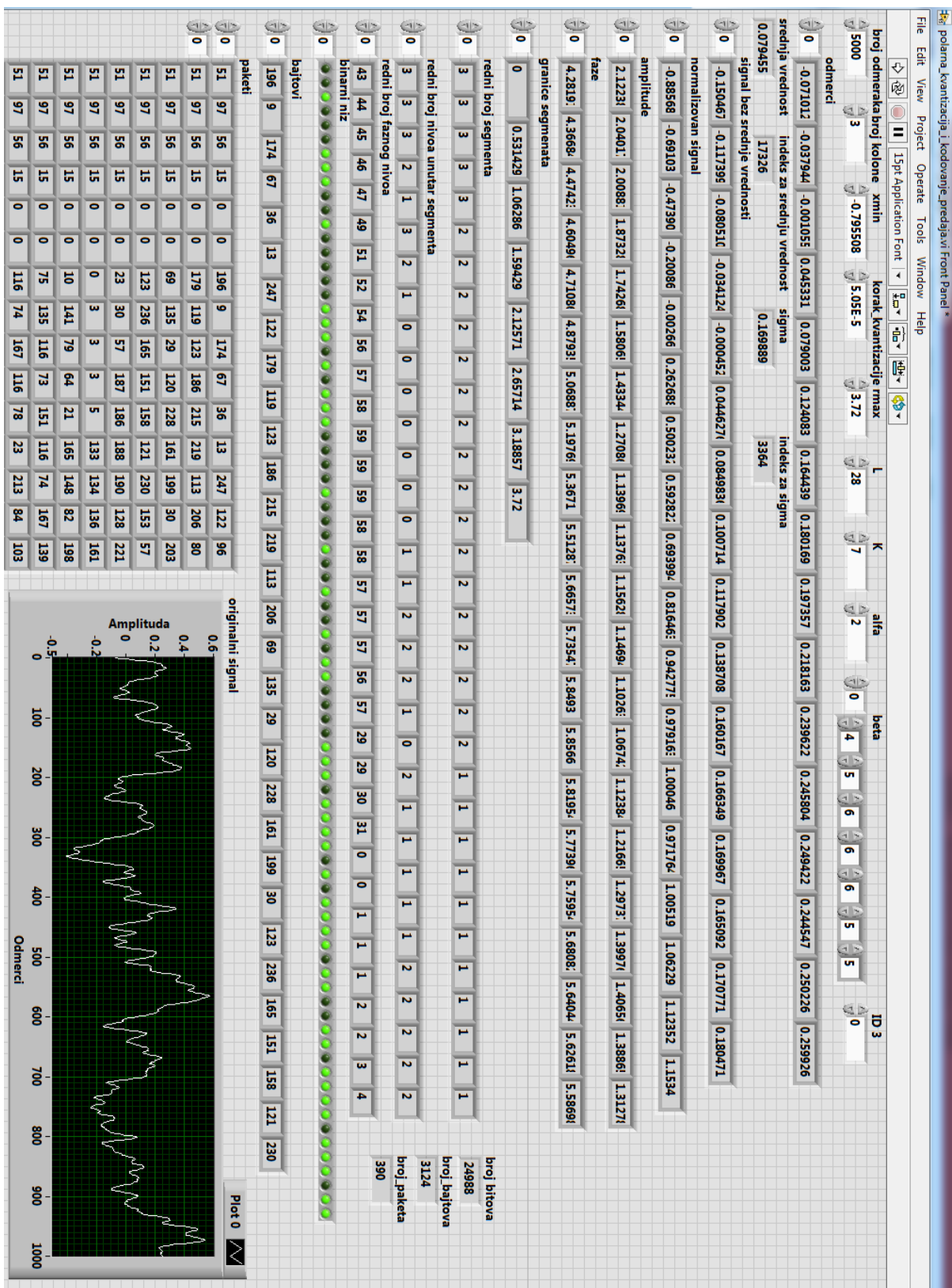
Слика 4.19. Фронт панел за блок дијаграм са слике 4.10, за сигнал вибрација airconditioner Z.

4. Експериментални систем за мерење, компресију и бeжични пренос сигнала вибрација



Слика 4.20. Фронт панел за блок дијаграм са слике 4.14, за сигнал вибрација airconditioner Z.

4. Експериментални систем за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација

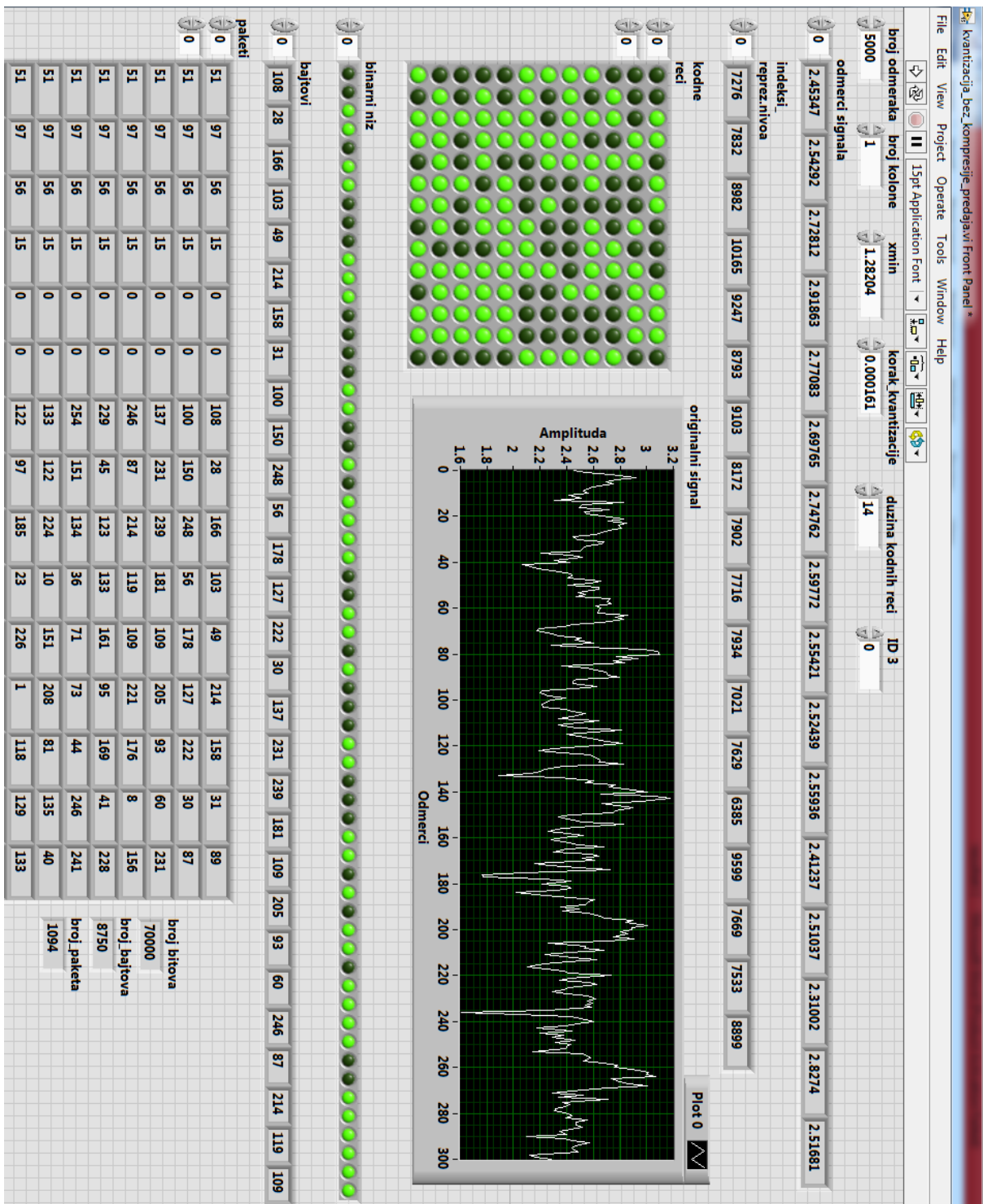


Слика 4.21. Фронт панел за блок дијаграм са слике 4.16, за сигнал вибрација airconditioner Z.

До сада смо разматрали кодовање и пренос сигнала вибрација airconditioner Z из базе [54], а сада ћемо неке од претходно описаних програма да применимо на снимљеном сигналу вибрација електромотора. На слици 4.22 је приказан фронт панел

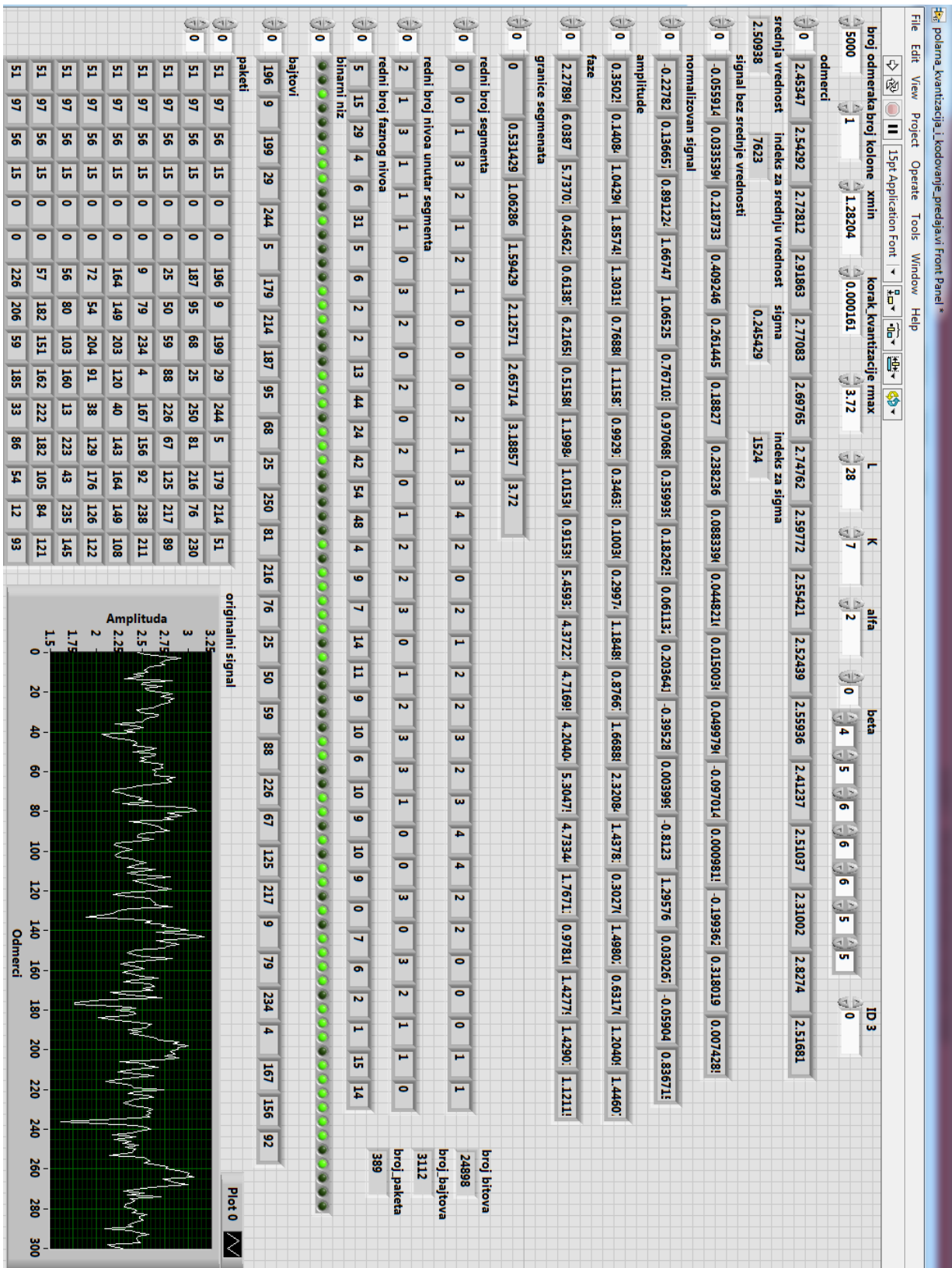
LabView програма који врши униформну скаларну квантизацију без компресије снимљеног сигнала вибрација електромотора. Блок дијаграм овог програма је приказан на слици 4.10. Одмерци сигнала се кодују кодним речима фиксне дужине од 14 бита. Сигнал има 5000 одмерака. Објашњење дато за фронт панел са слике 4.19 важи и овде. Сигнал је кодован са 70000 бита, од којих је формирано 8750 бајтова, тј. 1094 пакета.

На слици 4.23 је приказан фронт панел LabView програма чији је блок дијаграм приказан на слици 4.16. Овај програм врши поларну квантизацију и тростепено хијерархијско кодовање снимљеног сигнала вибрација електромотора. Објашњење дато за слику 4.21 важи и овде па га нећемо понављати, само ћемо укратко објаснити принцип формирања бинарног низа. На почетку се са 16 бита кодује број парова одмерака (има 2500 парова, што се кодује са 0010001110010000; затим се индекс за средњу вредност кодује са 16 бита (овај индекс је 7623, што се кодује са 1110001110111000); након тога се индекс за σ (који има вредност 1524) кодује са 16 бита као 0010111110100000). Након тога се прелази на кодовање парова одмерака. Први пар одмерака има амплитуду 0.35025 и фазу 2.27898. Амплитуда припада сегменту 0, а унутар њега се налази на амплитудском нивоу 2. Из низа β видимо да на сегменту 0 имамо $2^4=16$ фазних нивоа, па се добија да фаза припада фазном нивоу 5. Врши се тростепено кодовање: сегмент 0 се кодује са 110, ниво 2 се кодује са 01, фазни ниво 5 се кодује са 4 бита као 1010; добијамо кодну реч за први пар одмерака 110011010. За други пар одмерака имамо: редни број сегмента је 0 (што се кодује са 110), ниво унутар сегмента је 1 (што се кодује са 10), редни број фазног нивоа је 15 (што се кодује са 4 бита као 1111); кодна реч за други пар одмерака је 110101111. За трећи пар одмерака имамо: редни број сегмента је 1 (што се кодује са 0), ниво унутар сегмента је 3 (што се кодује са 11), редни број фазног нивоа је 29 (што се кодује са 5 бита као 10111); кодна реч за трећи пар одмерака је 01110111. За четврти пар одмерака имамо: редни број сегмента је 3 (што се кодује са 1110), ниво унутар сегмента је 1 (што се кодује са 10), редни број фазног нивоа је 4 (што се кодује са 6 бита као 001000); кодна реч за четврти пар одмерака је 111010001000. Процес кодовања се на исти начин наставља за остале парове одмерака. Сигнал је кодован са 24898 одмерака, од којих је формирано 3112 бајта, тј. 389 пакета. Применом овог програма (заснованог на моделу компресије из поглавља 2.5 дисертације), број пакета је смањен од 1094 на 389, чиме је остварен степен компресије 2.81.



Слика 4.22. Фронт панел за блок дијаграм са слике 4.10, за снимљени сигнал вибрација.

4. Експериментални систем за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација

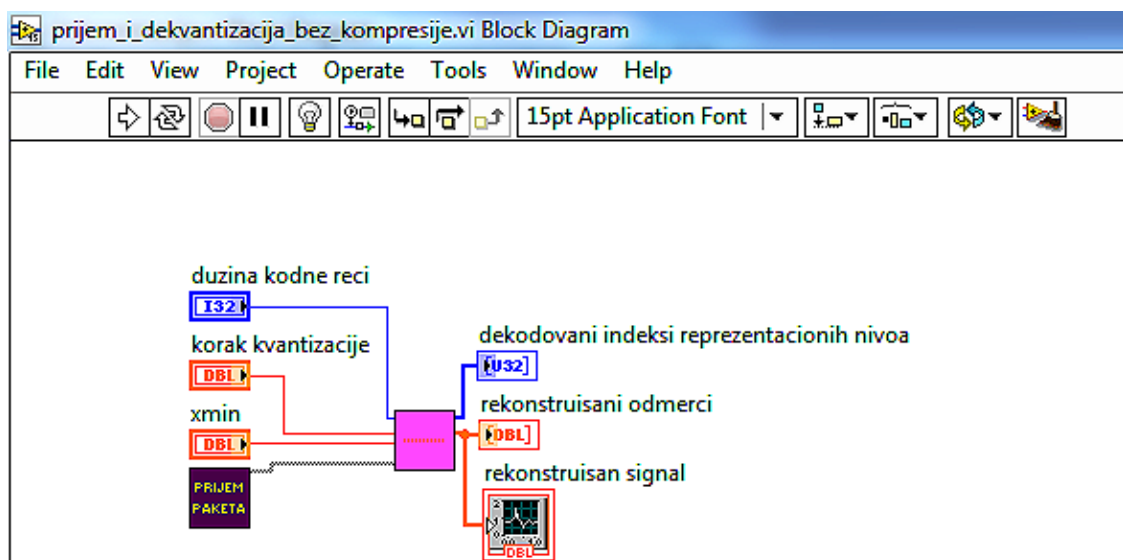


Слика 4.23. Фронт панел за блок дијаграм са слике 4.16, за снимљени сигнал вибрација.

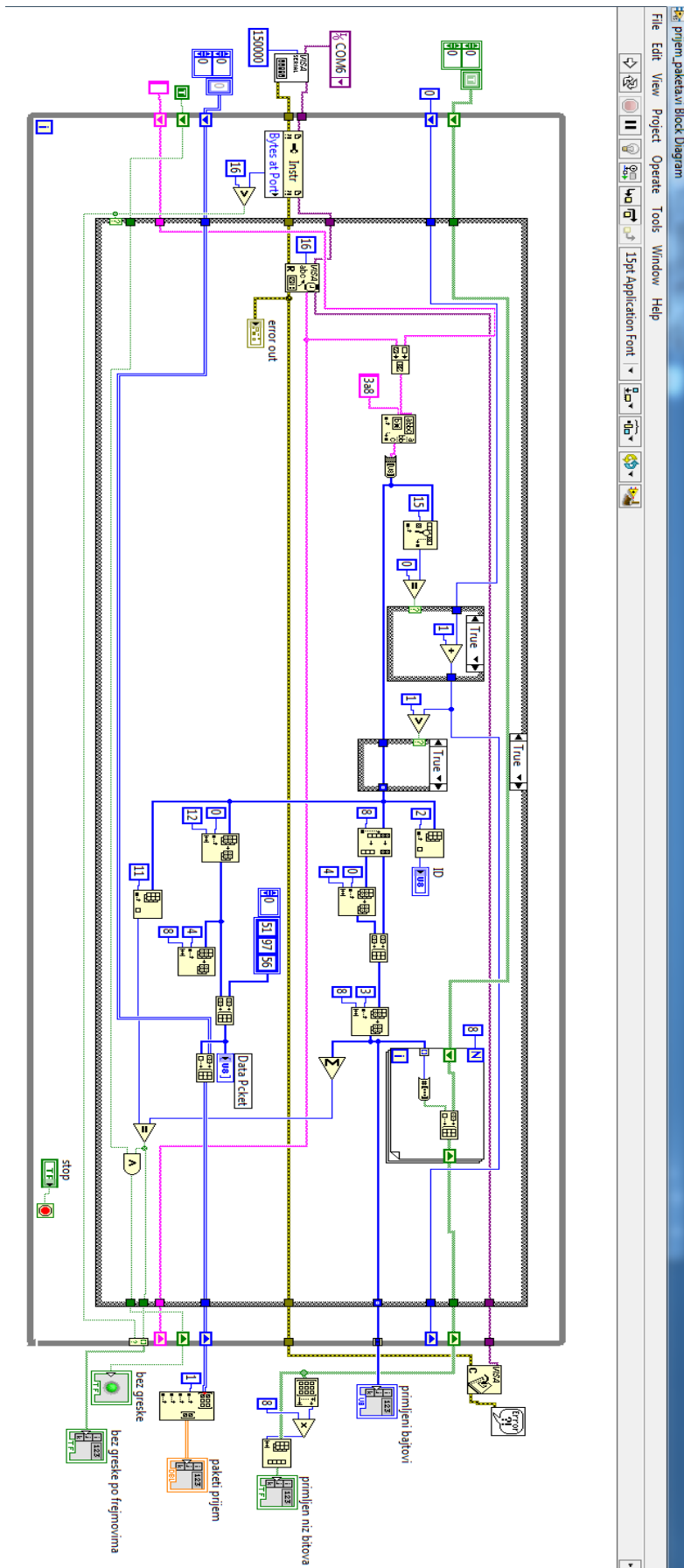
4.2.2. LabView програми на пријемној страни система

На пријемној страни, пријемни сензорски чвор прима пакете података пренете бежичном сензорском ZigBee мрежом, и ове пакете преко USB конекције прослеђује ка рачунару 2. На рачунару 2 се извршавају LabView програми за декодовање и реконструкцију сигнала. Ови програми су модуларног типа, тј. састоје се из подпрограма.

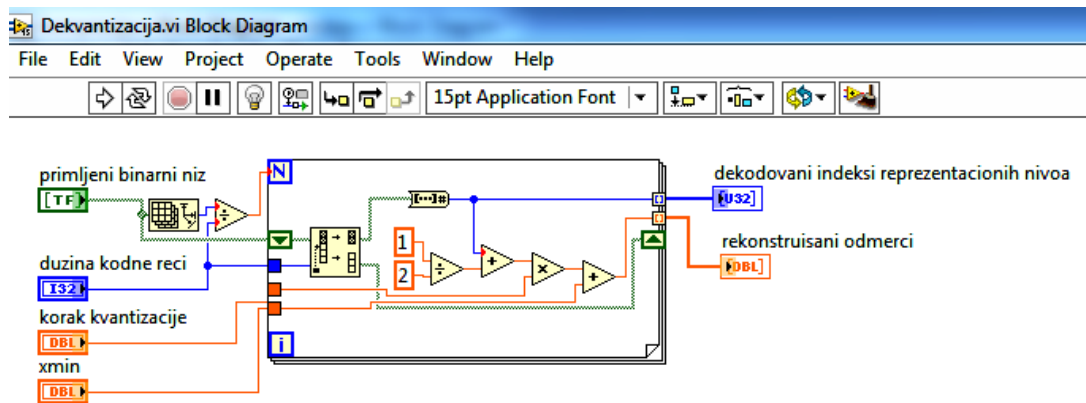
На слици 4.24 је приказан блок дијаграм LabView програма за пријем и деквантизацију сигнала, у случају када се не врши компресија. Овај програм се извршава на рачунару 2 у случају да се на рачунару 1 извршава програм чији је блок дијаграм дат на слици 4.10. Програм се састоји из два подпрограма: пријем_paketa и Dekvantizacija. Блок дијаграм подпрограма пријем_paketa је приказан на слици 4.25. Овај подпрограм успоставља и контролише VISA комуникацију преко USB конекције са пријемним сензорским чвором. Из података добијених VISA комуникацијом се издвајају пакети (пакети се детектују на основу тробајтног заглавља (51, 97, 56)). Из примљених пакета се извлаче бајтови који се налазе на позицији за корисничке податке. Сваки бајт се замени са 8 бита и формира се примљени бинарни низ, који се добија на излазу подпрограма пријем_paketa. Овај примљени бинарни низ се даље води у подпрограм Dekvantizacija, чији блок дијаграм је приказан на слици 4.26. У овом подпрограму се из примљеног бинарног низа издвајају кодне речи фиксне дужине, на основу којих се израчунавају репрезентациони нивои. На излазу овог подпрограма добијамо одмерке реконструисаног сигнала.



Слика 4.24. Блок дијаграм програма за декодовање за случај без компресије, који одговара програму са слике 4.10 на предајној страни.

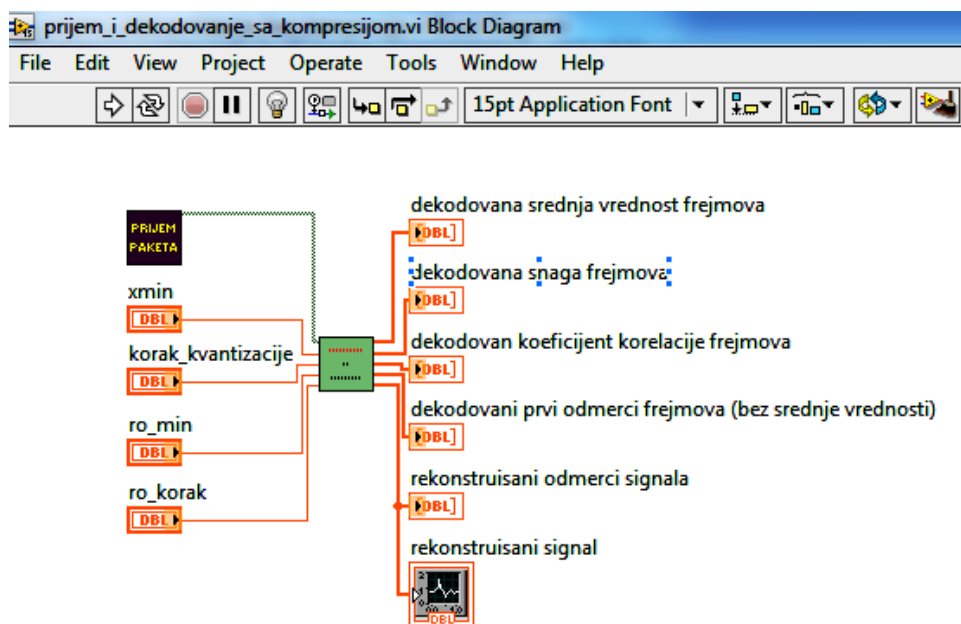


Слика 4.25. Блок дијаграм подпрограма rjijem_raketa.

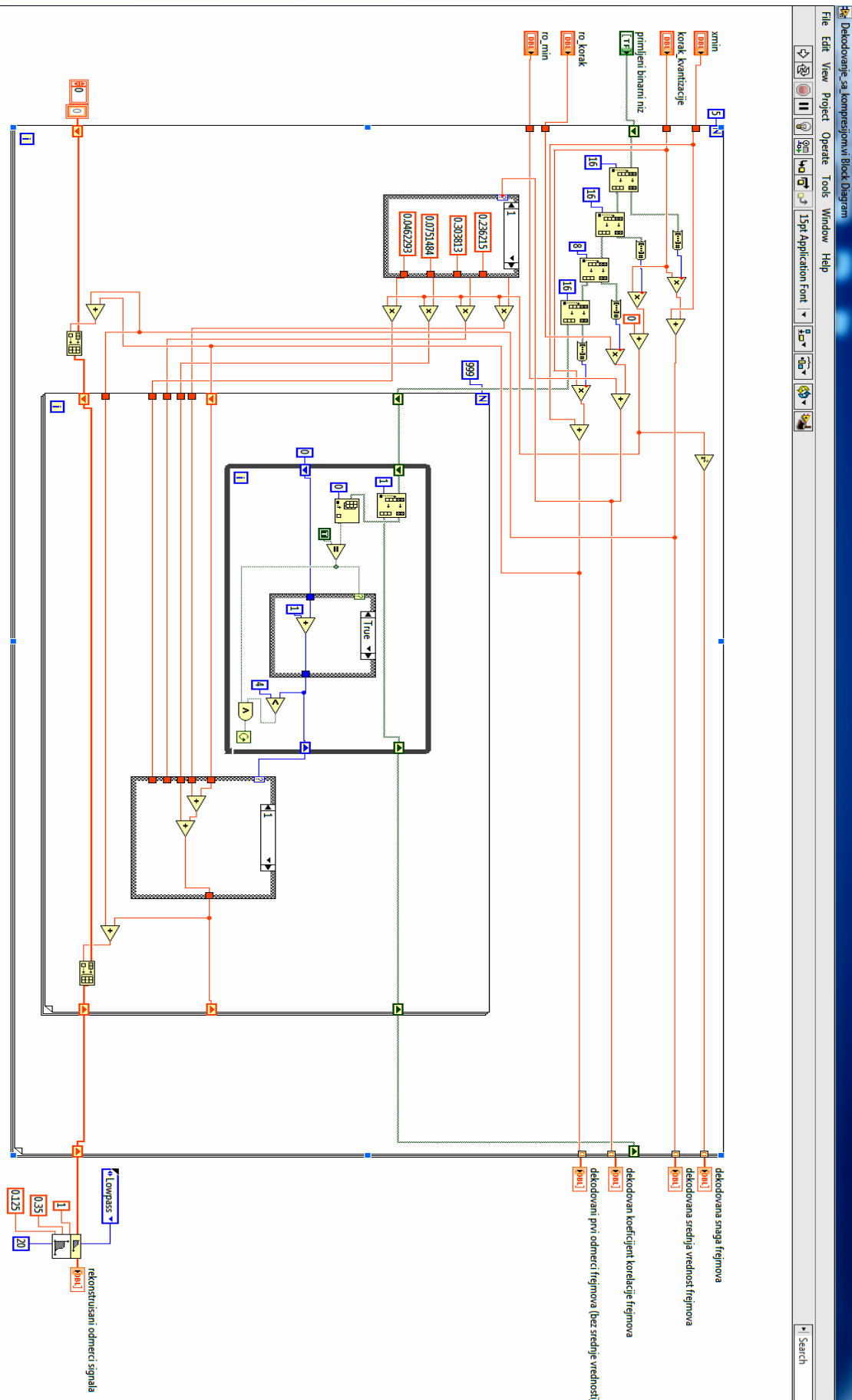


Слика 4.26. Блок дијаграм подпрограма Dekvantizacija.

На слици 4.27 је приказан блок дијаграм програма за пријем и декодовање, за случај да је компресија извршена програмом са слике 4.14, који се базира на моделу из поглавља 2.2. Програм на слици 4.27 садржи два подпрограма: `prijem_paketa` и `Dekodovanje_sa_kompresijom`. На излазу подпрограма `prijem_paketa` добијамо примљени бинарни низ који се води у подпрограм `Dekodovanje_sa_kompresijom` (блок дијаграм приказан на слици 4.28), где се врши декодовање. За сваки фрејм се прво издвајају кодне речи за средњу вредност, снагу, коефицијент корелације и први одмерак у фрејму, а након тога се издвајају кодне речи којима су кодоване разлике (ове кодне речи су променљиве дужине). Алгоритам за декодовање разлика је веома једноставан и базира се на бројању узастопних јединица на почетку кодне речи, до појаве прве нуле. На излазу подпрограма добијамо одмерке реконструисаног сигнала. Пошто реконструисани сигнал има благо степенести карактер, пожељно га је пропустити кроз један NF филтар.



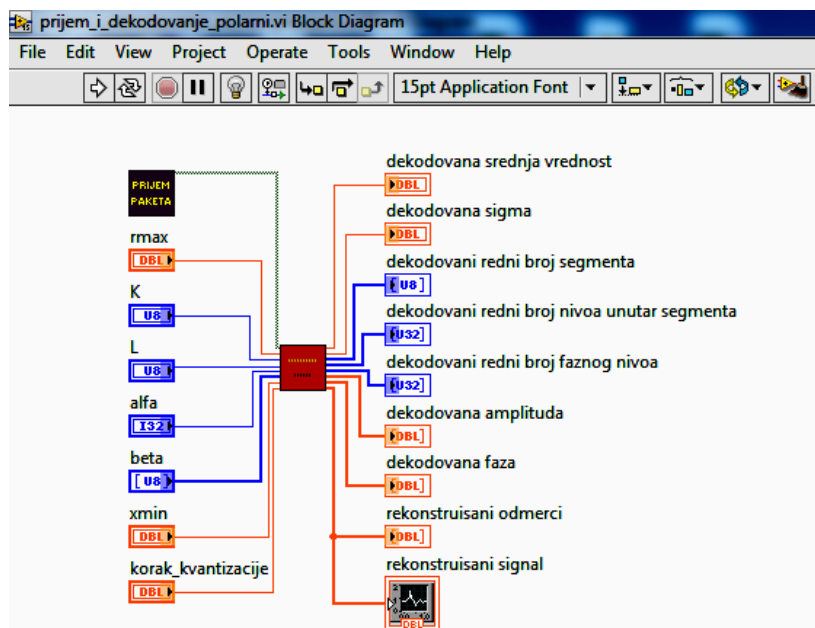
Слика 4.27. Блок дијаграм програма за декодовање за случај када је компресија извршена програмом са слике 4.14.



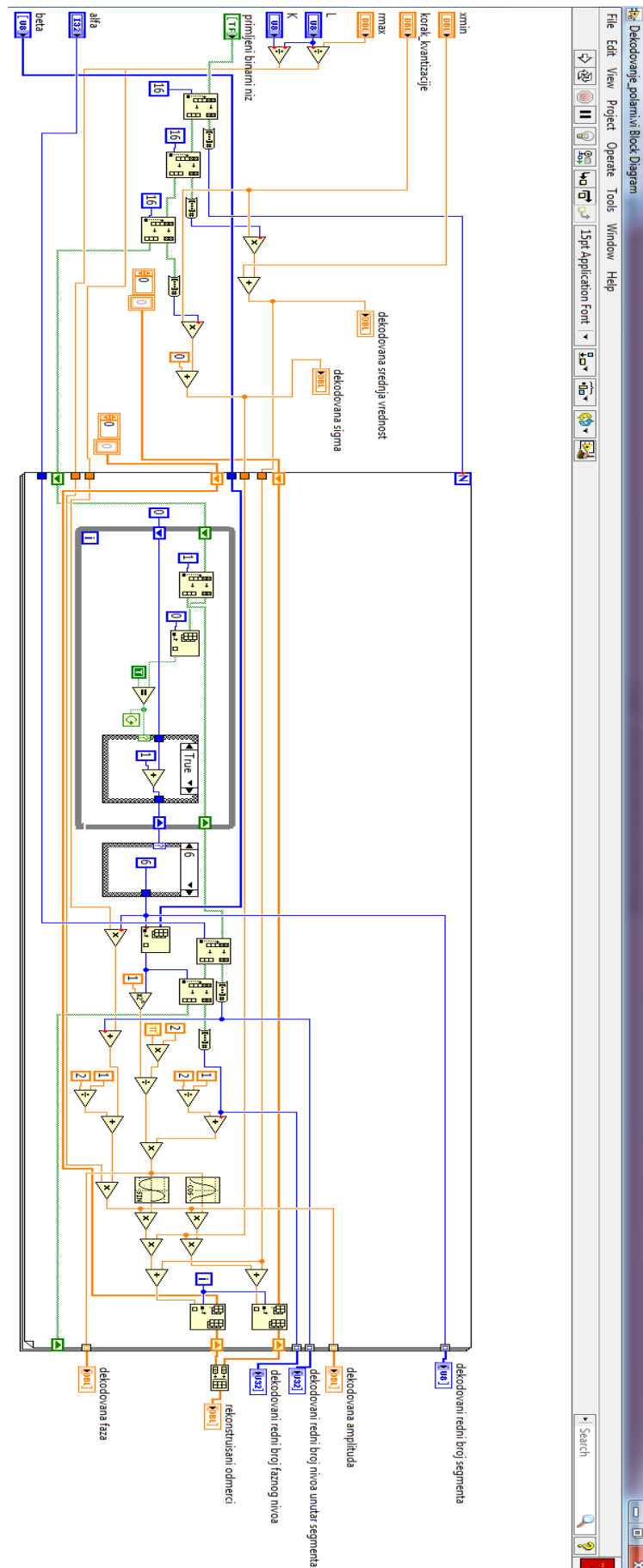
Слика 4.28. Блок дијаграм подпрограма Dekodovanje_sa_kompresijom.

На слици 4.29 је приказан блок LabView програма за декодовање, за случај да је компресија извршена програмом са слике 4.16, који се базира на моделу са поларном квантизацијом из поглавља 2.5 дисертације. Програм са слике 4.29 се састоји из два подпрограма: `prijem_paketa` и `Dekodovanje_polarni`. На излазу подпрограма `prijem_paketa` (слика 4.25) добија се примљени бинарни низ који се води на улаз подпрограма `Dekodovanje_polarni` (чији блок дијаграм је приказан на слици 4.30). У овом подпрограму се прво издвајају кодне речи за број парова одмерака, средњу вредност и корен снаге (σ) и врши се декодовање ових параметара. Након тога се врши декодовање парова одмерака. За сваки пар одмерака се врши декодовање сегмента, амплитудског нивоа унутар сегмента и фазног нивоа. На основу тога се израчунавају репрезентациони нивои за амплитуду и фазу за пар одмерака, на основу којих се врши реконструкција самих одмерака. На излазу овог подпрограма добијамо одмерке реконструисаног сигнала.

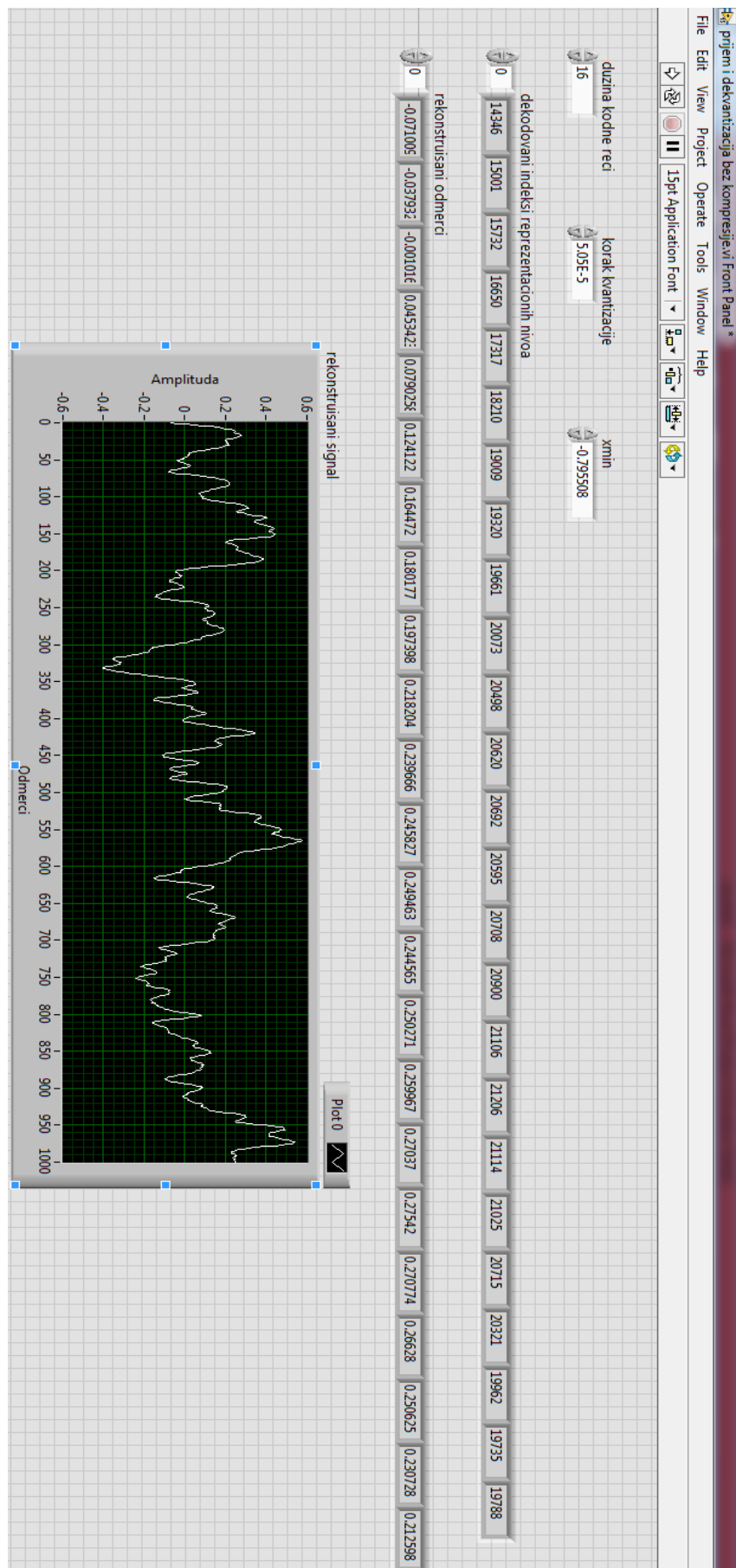
На сликама 4.31, 4.32 и 4.33. су приказани фронт панели за програме чији су блок дијаграми приказани на сликама 4.24, 4.27 и 4.29, за случај када је послат сигнал вибрација `airconditioner Z` из базе [54]. На сликама 4.34 и 4.35. су приказани фронт панели за програме чији су блок дијаграми приказани на сликама 4.24 и 4.29, за случај када је послат снимљени сигнал вибрација електромотора. На овим фронт панелима су приказани одмерци као и таласни облици реконструисаних сигнала. Ако упоредимо таласне облике реконструисаних и оригиналних сигнала, видимо да међу њима постоји веома добро поклапање, чиме се потврђује да се применом предложених алгоритама компресије задржава висок квалитет сигнала.



Слика 4.29. Блок дијаграм програма за декодовање за случај када је компресија извршена програмом са слике 4.16.

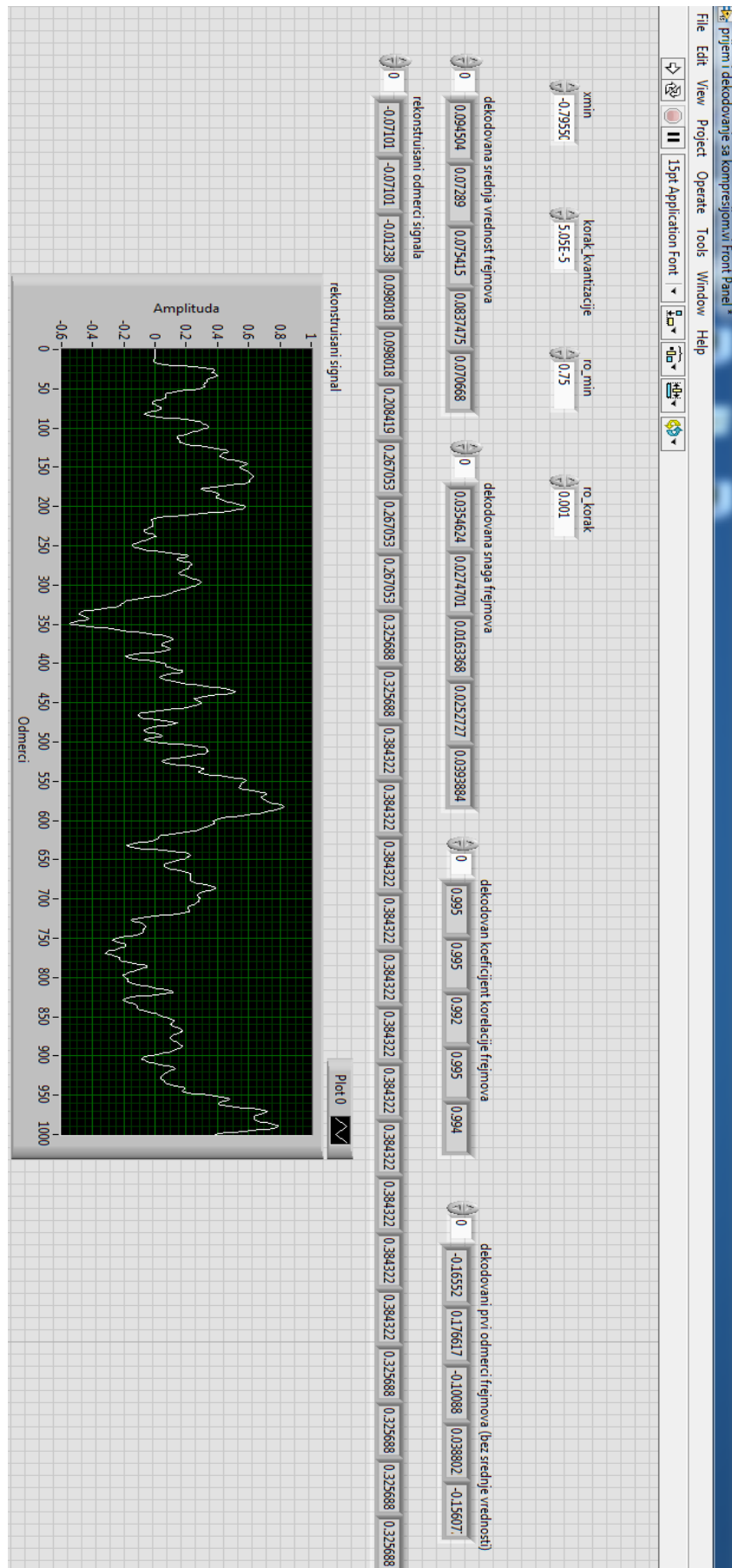


Слика 4.30. Блок дијаграм подпрограма Dekodovanje_polarni.

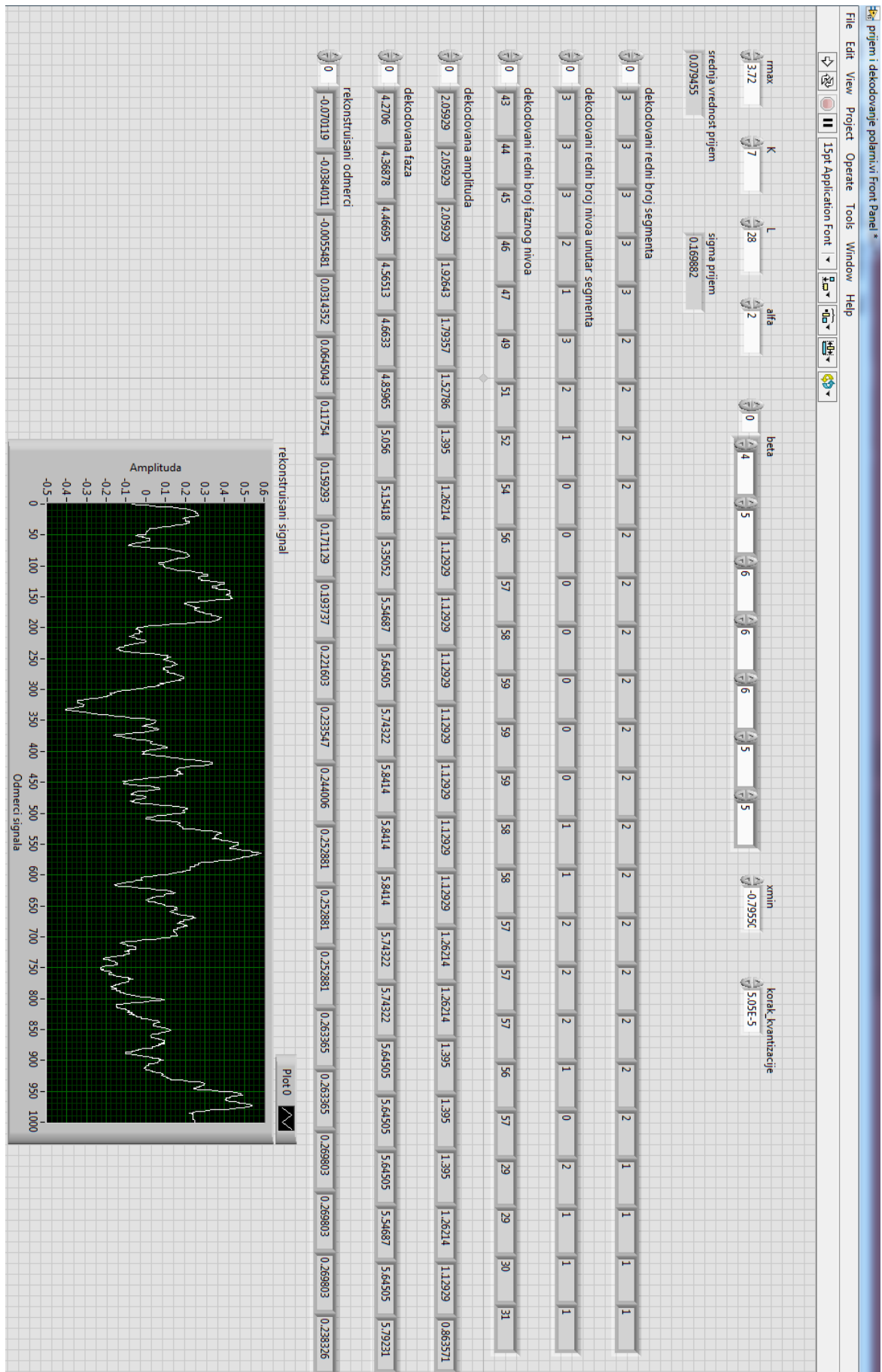


Слика 4.31. Фронт панел програма са слике 4.24 за сигнал вибрација airconditioner Z.

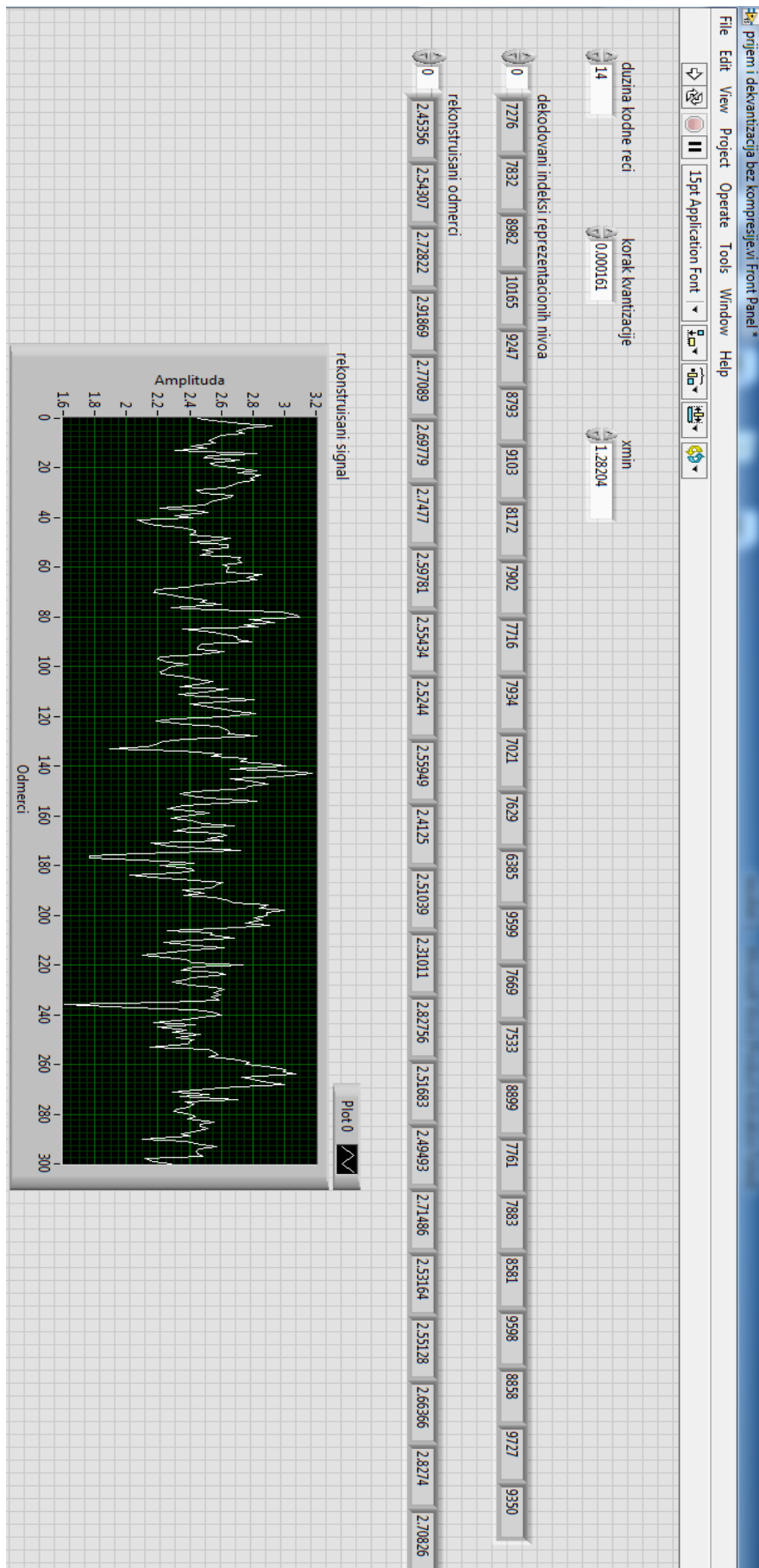
4. Експериментални систем за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација



Слика 4.32. Фронт панел програма са слике 4.27 за сигнал вибрација airconditioner Z.

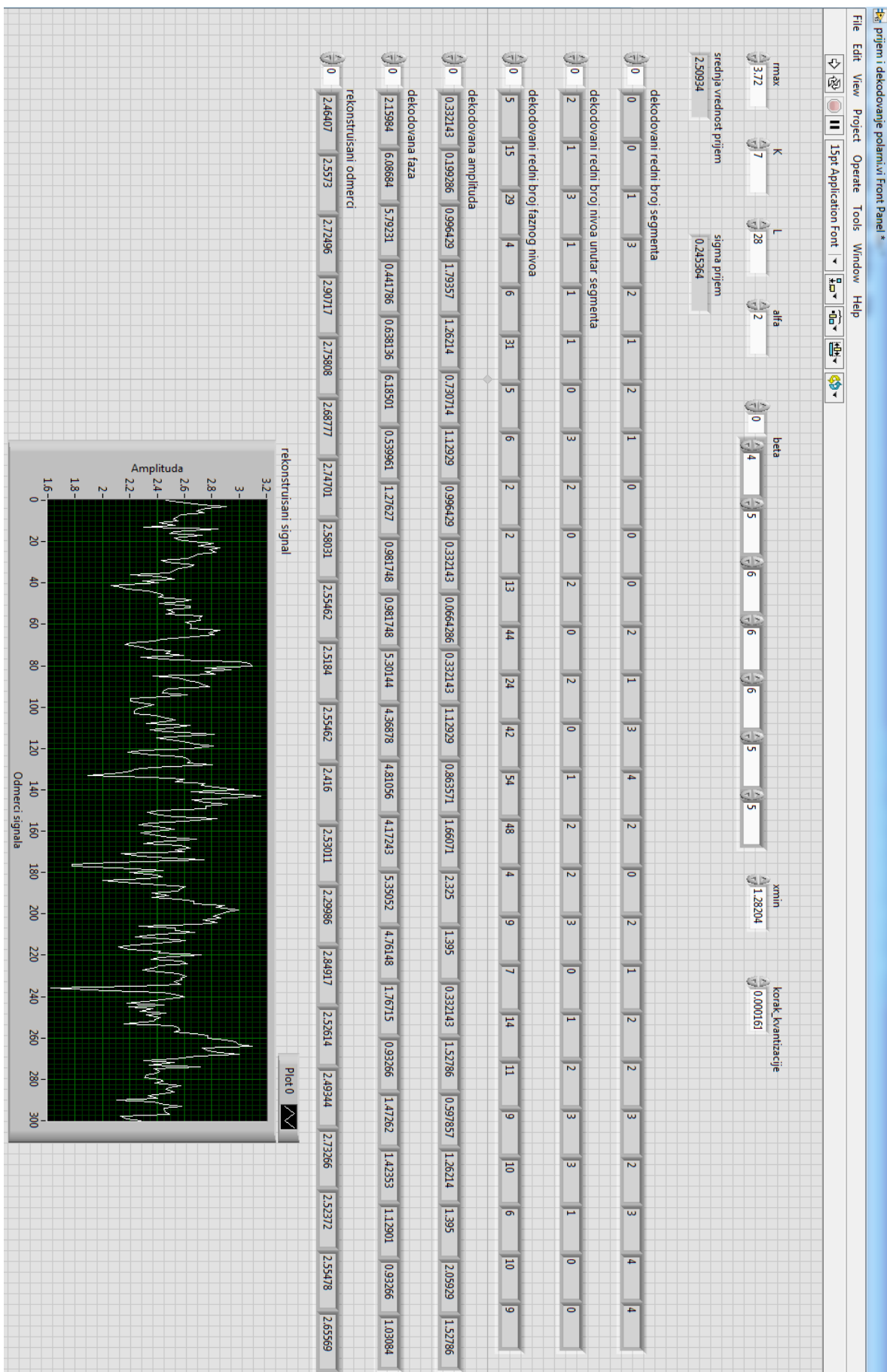


Слика 4.33. Фронт панел програма са слике 4.29 за сигнал вибрација airconditioner Z.



Слика 4.34. Фронт панел програма са слике 4.24 за снимљени сигнал вибрација.

4. Експериментални систем за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација



Слика 4.35. Фронт панел програма са слике 4.29 за снимљени сигнал вибрација.

ЗАКЉУЧАК

У дисертацији је разматрано пројектовање и примена псеудослучајних и ентропијских кодова у дигиталним мерним системима, са циљем побољшања перформанси мерних система. Псеудослучајни бинарни кодови имају широку примену у многим системима, а посебно у псеудослучајним енкодерима позиције. Примена псеудослучајних кодова омогућава повећање резолуције енкодера позиције без повећања комплексности и цене, примену метода за детекцију грешака и директно подешавање нулте позиције. У дисертацији је пре свега разматрано пројектовање конвертора псеудослучајног кода у природни бинарни код, као кључних елемената система на бази псеудослучајног кодовања. У дисертацији су разматрани и ентропијски кодови, који имају важну примену у савременим бежичним мерним системима (телеметријски и телемедицински системи, бежичне сензорске мреже), у циљу компресије мерних сигнала. У овим системима је због ограничених ресурса (ограничена енергија за напајање сензорских чворова, ограничени капацитети бежичног канала и меморије) неопходно смањити количину мерних података за бежични пренос применом неког алгоритма компресије. Највећи број постојећих алгоритама за компресију не може директно да се примени у бежичним мерним системима јер нису развијени за мерне сигнале (већ за друге типове сигнала, пре свега за мултимедијалне сигнале) и нису им прилагођени; такође, због велике комплексности, већина постојећих алгоритама за компресију сигнала не може да се имплементира на сензорским чворовима који имају врло ограничене хардверске ресурсе и врло лимитиране способности процесирања. Због тога је потребно развити нове алгоритме за компресију, који ће узети у обзир специфичности мерних сигнала и хардверска ограничења сензорских чворова у мерним системима, што је управо једна од главних тема ове дисертације.

У наставку ћемо навести најзначајније доприносе дисертације.

- Изведена је и математички доказана формула за пројектовање иницијалне логике Галоа серијских конвертора псеудослучајног бинарног кода у природни бинарни код. Ова формула је изведена у генералном облику и важи за било коју вредност резолуције. Поред теоријског значаја који се огледа у генерализацији и стриктном математичком поступку, овај резултат има и велики практични значај јер омогућава веома једноставно пројектовање иницијалне логике и пружа могућност за много ширу примену брзих Галоа конвертора.

- Извршено је побољшање реализације серијских конвертора псеудослучајног у природни бинарни код, како Фибоначијевог тако и Галоа конвертора, модификовањем начина уписа битова у флип-флопове померачког регистра конвертора. Наиме, у постојећим реализацијама серијских конвертора кода, уписивање битова у флип-флопове се вршило искључиво преко D улаза. У дисертацији се предлаже модификација уписа битова у флип-флопове, тако што би се раздвојио начин уписивање битова добијених процесом померања битова у померачком регистру и начин уписивања битова следеће псеудослучајне кодне речи: битови добијени процесом померања битова у померачком регистру уписују се у флип-флопове преко D улаза, док се битови следеће псеудослучајне кодне речи уписују се у флип-флопове преко сет/ресет (S/R) улаза флип-флопова. На тај начин се смањује време конверзије и повећава ефикасност конвертора. На пример, за резолуцију од 8 бита, за конверторе кода реализоване коришћењем 74LS серије логичких кола, добијамо да се побољшаном реализацијом Фибоначијевог конвертора кода периода тактних импулса смањује од 172 ns на 135 ns, а побољшаном реализацијом Галоа конвертора кода периода тактних импулса се смањује од 127 ns на 75 ns. Видимо да се применом побољшане реализације серијских конвертора значајно смањује периода тактних импулса, а тиме се значајно убрзава рад конвертора кода. Ово је потвршено и симулацијом предложеног решења у NI Multisim софтверу.

- Извршено је пројектовање модела за компресију мерних сигнала на бази скаларне квантизације и ентропијског кодовања разлике одмерака сигнала. Модел је развијен за високо-корелисане мерне сигнале. Велики број мерних сигнала спада у ову категорију, што омогућава широку примену овом моделу. Притом је показано да ако мерни сигнал

има Гаусову расподелу, и сигнал разлике суседних одмерака ће исто имати Гаусову расподелу. Исправност модела је потврђена симулацијом у MATLAB-у.

- Извршено је пројектовање модела за компресију мерних сигнала на бази скаларне квантизације и ентропијског кодовања намењен мерним сигнаlima у којима постоје дуги низови одмерака приближно истих вредности. Ови дуги низови блиских одмерака представљају редундансу у сигналу, што може да се искористи за постизање значајног степена компресије. Једнозначна декодабилност примењеног ентропијског кода је потврђена симулацијом у MATLAB-у.

- Извршено је пројектовање модела за компресију мерних сигнала на бази линеаризованог продуктног поларног квантизера и ентропијског кодовања. У циљу смањења комплексности реализације продуктног поларног квантизера, извршена је линеаризација компандинг функције за квантизацију амплитуде, што значи да је она апроксимирана део-по-део линеарном компандинг функцијом. У циљу смањења грешке линеаризације извршена је оптимизација задњег линеарног сегмента квантизера, јер он највише доприноси грешци линеаризације. Пројектовање линеаризованог продуктног поларног квантизера је прво извршено у генералном облику, тј. за било коју компандинг функцију, након чега су добијени резултати примењени на квантизер са логаритамском компандинг функцијом са μ законом, пре свега зато што је овај квантизер изразито робустан (има константан SNR у широком опсегу варијансе сигнала) за велике вредности параметра μ (нпр. $\mu=255$). Анализиран је утицај линеаризације и броја линеарних сегмената на робустност овог квантизера и показано је да линеаризовани квантизер са 8 сегмената представља оптимално решење јер остварује веома добре перформансе са релативно малом комплексношћу. Исправност предложеног модела је потврђена симулацијом у MATLAB-у.

- Извршено је пројектовање модела за компресију мерних сигнала на бази мултипродуктног поларног квантизера са тростепеним хијерархијским кодовањем. Ово решење представља модификацију униформног поларног квантизера, при чему је циљ био да се постигну перформансе блиске веома добрим перформансама униформног поларног квантизера, а да се притом значајно смањи комплексност. У том смислу су извршене две значајне промене у односу на униформни поларни квантизер. Прва промена јесте удруживање одређеног броја суседних амплитудских интервала у

сегменте, при чему сви амплитудски интервали унутар једног сегмента имају исти број фазних нивоа. На тај начин се значајно смањује број параметара квантизера које треба рачунати и памтити, чиме се знатно смањује структурна комплексност реализације квантизера. Друга промена јесте коришћење ентропијског кодовања у виду тростепеног хијерархијског кодовања, чиме се избегава исцрпно претраживање кодне књиге и на тај начин значајно смањује комплексност кодовања и декодовања. Исправност предложеног модела је потврђена симулацијом у MATLAB-у. Треба напоменути да сва четири предложена модела за компресију мерних сигнала одликује мала комплексност, као и да је примењено здружено пројектовање квантизера и ентропијског кода (тј. ентропијски код је прилагођен структури квантизера) чиме су постигнуте оптималне перформансе.

- Реализована је компресија сигнала вибрација из референтне базе [54], применом претходно описаних модела за компресију мерних сигнала. Модел са скаларном квантизацијом остварују врло високе степене компресије уз постизање доста добрих вредности SNR-а (између 20 dB и 30 dB), које су прихватљиве у већини апликација. Модел са поларном квантизацијом постижу изузетно висок квалитет сигнала уз умерен степен компресије, и треба их користити искључиво у апликацијама у којима се захтевају врло високе вредности SNR-а (преко 30 dB, па чак и преко 40 dB). Притом, модел на бази линеаризованог продуктног поларног квантизера са логаритамском компандинг функцијом, због високог степена робустности, треба примењивати у случају компресије нестационарних сигнала; модел на бази мултипродуктног поларног квантизера са тростепеним хијерархијским кодовањем треба користити у случајевима где робустност није битна али где је циљ да се оствари максималан SNR. Перформансе предложених модела су упоредиве или чак и боље у односу на друге моделе за компресију сигнала вибрација, доступне у литератури; притом, комплексност предложених модела је значајно мања у односу на моделе доступне у литератури, који се пре свега базирају на трансформационом кодовању.

- У дисертацији је показано да модели за компресију мерних сигнала пројектовани за сигнале са Гаусовом расподелом, могу веома успешно да се примене за компресију сигнала вибрација (јер постоји одлично подударње између теоријских и експерименталних резултата). Ова чињеница је веома битна по питању анализе статистичких карактеристика сигнала вибрација, као и по питању развоја нових модела за компресију сигнала вибрација.

- Реализована је компресија ЕКГ сигнала из референтне базе [55]. Како у ЕКГ сигналу постоје нивои врло блиских одмерака, примењен је претходно описани модел са скаларном квантизацијом који је управо намењен том типу сигнала. Остварене су веома добре перформансе: фактор квалитета око 2 па чак и већи, степен компресије између 10 и 20, а компримовани сигнали су визуелно врло блиски оригиналним сигнаlima. Можемо да закључимо да је предложени модел по перформансама упоредив, или чак и бољи, у односу на већину модела из литературе. Притом, модел предложен у дисертацији има врло малу комплексност, знатно мању у односу на друге моделе из литературе.

- Реализован је експериментални мерни систем за мерење, компресију и бежични пренос сигнала вибрација. Врши се мерење вибрација електромотора помоћу МЕМС акцелерометра. Бежични пренос је успостављен преко ZigBee бежичне сензорске мреже. У оквиру мерног система су имплементирани алгоритми за компресију, претходно предложени у дисертацији. Показано је да ови алгоритми за компресију функционишу и у реалним условима и да остварују одличне перформансе, у складу са теоријским предвиђањима.

Резултати приказани у дисертацији представљају добру основу за наставак истраживања, пре свега у циљу пројектовања и реализације мерних система у којима би се вршила статистичка анализа мерних сигнала и одређивање њихових статистичких параметара, на основу којих би се вршило оптимално пројектовање квантизера и ентропијских кодера, у циљу постизања компресије.

ЛИТЕРАТУРА

1. N.S. Jayant, P. Noll. (1984). Digital Coding of Waveforms. *Prentice-Hall*, New Jersey.
2. F. J. MacWilliams, N. J. A. Sloane. (1976). Pseudo-Random Sequences and Arrays. *Proceedings of the IEEE*, 64, 1715-1729.
3. S. Bourdel, E. Campo, P. Melet, L. Andrieux. (2001). From modeling of a CDMA transceiver in indoor environment to an ASIC circuit synthesis, *Journal of Telecommunications and Information Technology*, 3, 33-45. Retrieved from <http://www.nit.eu/czasopisma/JTIT/2001/3/36.pdf>.
4. S. Y. Hwang, G. Y. Park, D. H. Kim, K. S. Jhang. (2010). Efficient Implementation of a Pseudorandom Sequence Generator for High-Speed Data Communications. *ETRI Journal*, 32, 222-229.
5. S. A. Parah, J. A. Sheikh, A. M. Hafiz, G. M. Bhat. (2015). A secure and robust information hiding technique for covert communication. *International Journal of Electronics*, 102, 1253-1266.
6. J.-C. Rau, P.-H. Wu, Y.-F. Ho. (2008). A Novel Reseeding Mechanism for Improving Pseudo-Random Testing of VLSI Circuits. *Tamkang Journal of Science and Engineering*, 11, 175-184.
7. M. E. H. Amrani, R. M. Dowdeswell, P. A. Payne, K. C. Persaud. (1998). Pseudo-random binary sequence interrogation technique for gas sensors, *Sensors and Actuators B: Chemical*, 47, 118-124.
8. S. Engelberg, H. Benjamin. (2005). Pseudorandom sequences and the measurement of the frequency response. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 8, 54-59.
9. E. M. Petriu, S. K. S. Yeung, S. R. Das, A.-M. Cretu, H. J. W. Spoelder. (2004). Robotic Tactile Recognition of Pseudorandom Encoded Objects. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 5, pp. 1425-1432.
10. S. K. S. Yeung. (1996). Model-based Tactile Object Recognition Using Pseudo-random Encoding, *doktorska disertacija*, University of Ottawa, Canada. <https://www.ruor.uottawa.ca/bitstream/10393/9496/1/NQ21021.PDF>.
11. P. Lavoie, D. Ionescu, E. M. Petriu. (2004). 3-D Object Model Recovery from 2-D Images Using Structured Light. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 2, pp. 437-443.
12. Z. Sakr. (2000). 3D Object Recognition Using Pseudo-random Color Encoded Structured Light, *doktorska disertacija*, University of Ottawa, Canada. <https://www.ruor.uottawa.ca/bitstream/10393/9085/1/MQ57174.PDF>.
13. H. J. W. Spoelder, F. M. Vos, E. M. Petriu, F. C. A. Groen. (2000). Some aspects of pseudo random binary array-based surface characterization. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 6, pp. 1331-1336.
14. D. Denic, I. Stojkovic. (2010). Pseudorandom/natural code converter with parallel feedback configuration, *Electronics Letters*, 46, 921-922.
15. J. M. Fuertes, B. Balle, E. Ventura. (2008). Absolute-Type Shaft Encoding Using LSFR Sequences with Prescribed Length, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 57, 915-922.

16. M. Arsic, D. Denic. (1993). New pseudorandom code reading method applied to position encoders. *Electronics Letters*, 29, 893-894.
17. D. Denic, M. Arsic. (1993). Checking of pseudorandom code reading correctness, *Electronics Letters*, 29, 1843-1844.
18. D. Denic, G. Miljkovic. (2009). Code reading synchronization method for pseudorandom position encoders. *Sensors and Actuators A: Physical*, 150, 188-191.
19. D. Denic, I. Randjelovic, G. Miljkovic. (2006). Recent trends of linear and angular pseudorandom encoder development. *Proceedings of International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), Taormina, Sicily, Italy*, 746-750.
20. E. M. Petriu. (1998). Absolute position measurement using pseudorandom binary encoding. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 1, 19-23.
21. E. M. Petriu, J. S. Basran. (1989). On the Position Measurement of Automated Guided Vehicles Using Pseudorandom Encoding. *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, 38, 799-803.
22. E. M. Petriu, J. S. Basran, F. C. A. Groen. (1990). Automated guided vehicle position recovery, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 39, 254-258.
23. D. Denić. (1996). Nove mogućnosti preciznog merenja i određivanja pozicije metodom pseudoslučajnog kodiranja, *doktorska disertacija*, Elektronski fakultet Niš.
24. D. Denic, G. Miljkovic, J. Lukic, M. Arsic. (2012). Pseudorandom position encoder with improved zero position adjustment. *Facta Universitatis, series: Electronics and Energetics*, vol. 25, no. 2, pp. 113-120.
25. D. Denic, M. Arsic. (1997). New pseudorandom/natural code conversion method applied to position encoders. *ISTET '97- IX International Symposium on Theoretical Electrical Engineering*, Palermo, Italy, 9.-11. Jun 1997, pp. 493-495.
26. D. Denic, M. Pesic, M. Arsic. (1993). New pseudorandom/natural code conversion algorithm. *XXXVII Konferencija za ETAN*, 20.-23. Septembar 1993, Beograd, Srbija, pp. 39-44.
27. G. Miljković, D. Denić, J. Lukić, M. Dinčić. (2012). Pseudorandom Position Encoder with Direct Zero Position Adjustment. *IX Symposium Industrial Electronics INDEL 2012, Banja Luka*, 1.-3. November 2012, pp. 128-131.
28. D. Denic, M. Dincic, G. Miljkovic, Z. Peric. (2016). A contribution to the design of fast code converters for position encoders. *International Journal of Electronics*, Volume 103, Issue 10, pp. 1654-1664.
29. E.M. Petriu. (1987). Absolute type position transducers using a pseudorandom encoding. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 36, no. 4, pp. 950-955.
30. G. Miljković, D. Denić, M. Simić, M. Arsić, M. Dinčić. (2013). Simulation of One Improved Serial Pseudorandom/Natural Code Converter. *Proceedings of the International Scientific Conference UNITECH 2013*, Vol. 3, Gabrovo, Bulgaria, 22 – 23 November 2013, pp. 244-248.
31. G. Miljković, D. Denić, M. Simić, D. Živanović. (2013). Implementation of New Serial Pseudorandom/Natural Code Converter applied to Position Encoders. *Proceedings of the 13th International Conference Research and Development in Mechanical Industry – RaDMI 2013*, Vol. 2, D-21, Kopaonik, Serbia, 12 – 15 September 2013, pp. 869-874.

32. D. Denić, G. Miljković, M. Simić, M. Dinčić. (2012). Improved Serial Pseudorandom/Natural Code Converter Applied to Position Encoders. *Proceedings of XI International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements, SAUM 2012*, Niš, Srbija, pp. 302-305.
33. D. Denić, A. Jocić, J. Lukić, G. Miljković, M. Dinčić, M. Arsić. (2014). Method for Checking the Correctness of the Pseudorandom Position Encoder Disc. *Proceedings of XII International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2014*, Niš, Serbia, pp. 237-240.
34. M. Goresky, A. M. Klapper. (2002). Fibonacci and Galois Representations of Feedback-With-Carry Shift Registers, *IEEE Transactions on Information Theory*, 48, 2826-2836.
35. K. Sayood. (2006). Introduction to data compression, 3rd edition. *Elsevier*.
36. D. Salomon. (2010). Handbook of Data Compression, 5th edition. *Springer*.
37. Y.-C. Wang. (2012). Data compression techniques in wireless sensor networks. *Pervasive Computing, Nova Science Publishers*.
38. R. J. Clarke. (1985). Transform Coding of Images. *Academic Press*.
39. V. Britanac, P. C. Yip, K. R. Rao. (2007). Discrete Cosine and Sine Transforms: General properties, fast algorithms and Integer Approximations. *Elsevier*.
40. A. Gersho, R.M. Gray. (1992). Vector Quantization and Signal Compression. *Kluwer Academic Publishers*, Massachusetts.
41. A. Jocić, Z. Perić, M. Dinčić, D. Radenković. (2014). Compression of the highly correlated measurement signals using DPCM technique. *Electronics and Electrical Engineering (ELEKTRONIKA IR ELEKTROTEHNIKA)*, Vol. 20, No. 4, pp. 76-79.
42. R. B. Randall. (2011). Vibration-based condition monitoring: industrial, aerospace and automotive applications. *John Wiley & Sons Ltd*.
43. A. Vogl, D.T. Wang, P. Storås, T. Bakke, M.M.V. Taklo, A. Thomson, L. Balgård. (2009). Design, process and characterisation of a high-performance vibration sensor for wireless condition monitoring. *Sensors and Actuators A: Physical*, Volume 153, Issue 2, Pages 155–161.
44. B. Lu, L. Wu, T.G. Habetler, R.G. Harley, J.A. Gutiérrez. (2005). On the Application of Wireless Sensor Networks in Condition Monitoring and Energy Usage Evaluation for Electric Machines. *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2005*.
45. P. Wright, D. Dornfeld, N. Ota. (2008). Condition monitoring in end-milling using wireless sensor networks (WSNs). *Transactions of NAMRI/SME*, Volume 36, 2008, 177- 183.
46. F. Salvadori, M. de Campos, P. S. Sausen, R. F. de Camargo, C. Gehrke, C. Rech, M. A. Spohn, A. C. Oliveira. (2009). Monitoring in Industrial Systems Using Wireless Sensor Network With Dynamic Power Management. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58, No. 9.
47. X. Xue, V. Sundararajan, W. P. Brithinee. (2006). The Application of Wireless Sensor Networks for Condition Monitoring in Three-phase Induction Motors. *Proceedings of IMECE 2006 ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, Chicago, Illinois USA, IMECE2006-15417.

48. E. P. James, M. J. Tudor, S. P. Beeby, N. R. Harris, P. Glynn-Jones, J. N. Ross, N. M. White. (2004). An investigation of self-powered systems for condition monitoring applications. *Sensors and Actuators A*, 110, 171–176.
49. M. Andrejašič. (2008). MEMS Accelerometers. *Seminar, University of Ljubljana, Faculty for mathematics and physics, Department of physics*. http://mafija.fmf.uni-lj.si/seminar/files/2007_2008/MEMS_accelerometers-koncna.pdf.
50. T. K. Bhattacharyya, A. Lal Roy. (2014). MEMS Piezoresistive Accelerometers. Chapter of the book *Micro and Smart Devices and Systems*, editors: Vinoy, K.J., Ananthasuresh, G.K., Pratap, R., Krupanidhi, S.B., Springer, pp. 19-34.
51. IPCI project: Internet-based Performance Centred Instruction, *Piezoresistive Accelerometers, tutorial*, http://81.161.252.57/ipci/courses/technology/index_440.htm.
52. A. Albarbar, S. Mekid, A. Starr, R. Pietruszkiewicz. (2008). Suitability of MEMS Accelerometers for Condition Monitoring: An experimental study. *Sensors*, 8, pp. 784-799.
53. V. Kempe. (2011). *Inertial MEMS: Principles and Practice*. Cambridge University Press.
54. I. Neri, et al. (2012). A real vibration database for kinetic energy harvesting application. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, vol. 23, no. 18, pp. 2095-2101.
55. G. B. Moody, R. G. Mark. (2001). The impact of the MIT-BIH Arrhythmia Database. *IEEE Eng in Med and Biol.*, 20(3), pp. 45-50.
56. G. H. Tomlinson. (1990). Determination of a class of optimum pseudo-random sequences. *International Journal of Electronics*, 68, 519-524.
57. M. Tresanches, T. Palleja, M. Teixide, J. Palacin. (2010). Using the image acquisition capabilities of the optical mouse sensor to build an absolute rotary encoder. *Sensors and Actuators A: Physical*, 157, 161-167.
58. D. Hopp, D. Wibbing, C. Pruss, W. Osten, J. Binder, W. Schinköthe, F. Sterns, J. Seybold, K.-P. Fritz, V. Mayer, H. Kück. (2011). A novel diffractive encoding principle for absolute optical encoders. *SPIE Proceedings, Volume 8082, Optical Measurement Systems for Industrial Inspection VII, 80823T, Munich, Germany*.
59. D. Wibbing, J. Binder, W. Schinköthe, C. Pauly, C. Gachot, F. Mücklich. (2011). SensMiLi: Optical Absolute Position-Encoder by Single-Track, Q-ary Pseudo-Random-Sequences for Miniature Linear Motors. *Proceedings of 10th International Conference on Optical Technologies for Sensing and Measurement (Sensor + Test Conferences 2011), Nürnberg*, 16 – 21.
60. J. A. Kim, J. W. Kim, C. S. Kang, J. Jin, T. B. Eom. (2012). An optical absolute position measurement method using a phase-encoded single track binary code. *Review of Scientific Instruments*, 83.
61. E. M. Petriu. *Sensors and Measurement Techniques for Position Recovery and Object Localization*. University of Ottawa. <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.708.3317&rep=rep1&type=pdf>.
62. H. Khalfallah, E. M. Petriu, F. C. A. Groen. (1992). Visual Position Recovery for an Automated Guided Vehicle. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no. 6, pp. 906-910.

63. H. Khalfallah. (1991). Visual position recovery for an automated guided vehicle using pseudo-random encoding, *doktorska disertacija*, University of Ottawa, Canada. <https://www.ruor.uottawa.ca/bitstream/10393/7518/1/MM75080.PDF> .
64. New Wave Instruments. (2004). Linear feedback shift register: Implementation, M-sequence properties, feedback tables. http://www.newwaveinstruments.com/resources/articles/m_sequence_linear_feedback_shift_register_lfsr.htm.
65. D. Maluf, C.-J. Hsu, P. Tran, D. Tran. (2008). Effective Document-Oriented Telemetry Data Compression. *Foundations of Intelligent Systems*, pp. 545-551.
66. M. Dinčić, Z. Perić, D. Denić. (2015). Designing Quantizers for Coding Signals with Fixed and Variable Codeword Length, (invited paper). *23rd Telecommunications Forum TELFOR 2015*, 24-26 November 2015, Belgrade, Serbia, pp. 388-395.
67. K. Popat, K. Zeger. (1992). Robust quantization of memoryless sources using dispersive FIR filters. *IEEE T. Commun.* 40, 1670-1674.
68. Z. Perić, M. Dinčić, M. Petković. (2010). Design of a Hybrid Quantizer with Variable Length Code. *Fundamenta Informaticae*, Vol. 98, No. 2-3, pp. 233-256.
69. M. Weinberger, G. Seroussi, G. Sapiro. (2000). The LOCO-I lossless image compression algorithm: Principles and standardization into JPEG-LS. *IEEE Trans. Image Processing* 9, pp. 1309-1324.
70. T. Liebchen, Y. Reznik. (2004). MPEG-4 ALS: an Emerging Standard for Lossless Audio Coding. *Proceeding of the Data Compression Conference (DCC), IEEE Computer Society*, pp. 439-448.
71. Consultative Committee for Space Data Systems (CCSDS). (1997). Lossless Data Compression, Blue Book, Issue 1.
72. A. D. Lyon. (2008). The μ -law CODEC. *Journal of Object Technology*, 7(8), pp. 17-31.
73. J. Nikolic, Z. Peric, L. Velimirovic. (2013). Simple solution for designing the piecewise linear scalar companding quantizer for Gaussian source. *Radioengineering*, 22(1), pp. 194-199.
74. G. Bucci, M. Faccio, C. Landi. (2000). New ADC with piecewise linear characteristic: case study-implementation of a smart humidity sensor. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, 49(6), pp. 1154-1166.
75. M. Dinčić, Z. Perić, A. Jovanović. (2016). New coding algorithm based on variable-length codewords for piecewise uniform quantizers. *Informatica*, Vol. 27, No. 3, pp. 527-548.
76. Z. Peric, L. Velimirovic, M. Dincic. (2014). Improved linearization of the optimal compression function for Laplacian source. *Journal of Electrical Engineering*, vol. 65, no. 3, pp. 179-183.
77. M. Dinčić, Z. Perić, J. Lukić, D. Denić. (2013). Designing of the forward adaptive companding quantizer with variable length codewords for stochastic measurement signals. *Facta Universitatis, series: Electronics and Energetics*, Vol. 26, No. 2, pp. 99-105.
78. M. Dincic, Z. Peric. (2013). Design of the Adaptive Piecewise Uniform Scalar Quantizer with Lossless Coder and Golomb-Rice Code on the Output, for Signals with Gaussian Distribution. *Journal of Communications Technology and Electronics*, Vol. 58, No. 12, pp. 1216-1226.

79. M. F. Wagdy, W.-M. Ng. (1989). Validity of Uniform Quantization Error Model for Sinusoidal Signals Without and With Dither. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 38. No. 3, 718-722.
80. V. V. Vujicic, S. S. Milovancev, M. D. Pesaljevic, D. V. Pejic, I. Z. Zupunski. (1999). Low-frequency stochastic true RMS instrument. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 48, Issue 2, pp. 467 – 470.
81. V. Pjevalica, V. Vujicic. (2010). Further Generalization of the Low-Frequency True-RMS Instrument. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 59, No. 3, 736-744.
82. B. Santrac, M. Sokola, Z. Mitrovic, I. Zupunski, V. Vujicic. (2009). A Novel Method for Stochastic Measurement of Harmonics at Low Signal-to-Noise Ratio. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58, No. 10, pp. 3434-3441.
83. V. Vujičić, Ž. Beljić, P. Sovilj, A. Radonjić, Z. Mitrović. (2014). Concept of Stochastic Measurements in the Fourier Domain. *16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*.
84. V. Vujicic, I. Župunski, Z. Mitrovic, M. Sokola. (2009). Measurement in a point versus measurement over an interval. *XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology*, Lisbon, Portugal, 1128-1132.
85. A. Jovanovic, Z. Peric. (2011). Geometric piecewise uniform lattice vector quantization of the memoryless Gaussian source. *Inform. Sciences* 181, 3043-3053.
86. M. Dinčić, Z. Perić. (2011). Two - dimensional vector quantizer with variable length lossless code for Laplacian source. *Information Technology and Control*, Vol. 40, No. 2, pp. 133-144.
87. P. Swaszek, T. Ku. (1986). Asymptotic Performances of Unrestricted Polar Quantizer. *IEEE Transactions on Information Theory* 32, 330-333.
88. D. Neuhoff. (1997). Polar Quantization. *IEEE International Symposium on Information Theory*, Ulm, Germany, 60.
89. P. Swaszek. (1985). Uniform spherical coordinate quantization of spherically symmetric sources. *IEEE Transactions on Communications* 33, 518-521.
90. P. W. Moo, D. L. Neuhoff. (1998). Uniform Polar Quantization Revisited. *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory ISIT'98* (Cambridge USA).
91. J. Hamkins, K. Zeger. (2002). Gaussian Source Coding with Spherical Codes. *IEEE T. Inform. Theory* 48, pp. 2980-2989.
92. E. Ravelli, L. Daudet. (2007). Embedded polar quantization. *IEEE Signal Proc. Let.* 14, pp. 657-660.
93. B. Mutschkal, J. B. Huber. (2010). Spherical logarithmic quantization. *IEEE T. Audio Speech* 18 pp. 126-140.
94. Z. Peric, M. Dincic, M. Petkovic. (2013). The general design of asymptotic unrestricted polar quantizers with square cells. *Digital Signal Processing*, Volume 23, Issue 5, Pages 1731–1737.
95. A. Jovanović, Z. Perić, J. Nikolić, M. Dinčić. (2016). Asymptotic Analysis and Design of Restricted Uniform Polar Quantizer for Gaussian Sources. *Digital Signal Processing*, Vol. 49, Pages 24–32.

96. M. Dinčić, Z. Perić, A. Jovanović. (2011). Optimal polar image sampling. *Opto-Electronics Review*, Vol. 19, No.2, pp. 2249-2255.
97. Z. Perić, M. Dinčić, A. Jovanović. (2009). Optimal log-polar image sampling. *Journal of Communication Technology and Electronics*, Vol. 54, No. 12, pp. 1397-1402.
98. A. Link, H. J. Von Martens. (1998). Amplitude and phase measurement of sinusoidal vibration in the nanometer range using laser interferometry. *Measurement*, 24(1), pp. 55-67.
99. M. Dincic, Z. Peric. (2010). Log-polar quantizer with embedded the ITU-T G.711 codec. *Radioengineering* 19, pp. 712–717.
100. M. Dincic, Z. Peric, M. Petkovic, D. Denic. (2013). Design of product polar quantizers for A/D conversion of measurement signals with Gaussian distribution. *Measurement*, Volume 46, Issue 8, Pages 2441–2446.
101. M. Abramowitz, I. A. Stegun. (1965). Handbook of mathematical functions: with formulas, graphs and mathematical tables. *Dover Publications*.
102. Z. Peric, M. Stefanovic. (2002). Asymptotic analysis of optimal uniform polar quantization. *AEU-Arch. Elektron. Ub.* 56, pp. 345–347.
103. M. Dincic, Z. Peric, D. Denic. (2016). Uniform Polar Quantizer with Three-Stage Hierarchical Variable-Length Coding for Measurement Signals with Gaussian Distribution. *Measurement*, Vol. 88, pp. 214-222.
104. M. Dinčić, D. Denić, Z. Perić, D. Gleich, P. Planinšič, V. Dimčev. (2015). A method for decreasing the number of bits for digital representation of measurement signals. *ETAI 2015*, Ohrid, Makedonija, 24-26 September 2015.
105. M. Dincic, Z. Peric, D. Denic. (2014). Linearization of the product polar quantizer for A/D conversion of measurement signals. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, izdavač SAGE, Volume 36, No. 6, pp. 853-864.
106. M. Dinčić, Z. Perić, D. Denić, D. Radenković, A. Jocić, G. Miljković. (2013). Linearization of the restricted polar quantizer compatible with G.711 standard for A/D conversion of measurement signals. *Proceedings of the XI International Conference ETAI 2013*, 26.-28. September 2013, Ohrid, Republic of Macedonia. (T5-4).
107. D. Kazakos, K. Makki. (2007). Robust companders. *Proceedings of the 6th WSEAS International Conference on Telecommunications and Informatics*, Dallas, Texas, pp. 32-35.
108. M. Dincic, Z. Peric. (2015). Multiproduct Uniform Polar Quantizer. *RADIOENGINEERING*, Vol. 24, No. 1, pp. 233-239.
109. J. Wilson. (1999). Acceleration/Vibration - A Practical Approach to Vibration Detection and Measurement Part 1: Physical Principles and Detection Techniques. Sensors online. <http://www.sensormag.com/sensors/acceleration-vibration/a-practical-approach-vibration-detection-and-measurement-par-951>.
110. C. Mercer. Vibration: Measure Acceleration, Velocity or Displacement?. *Prosig Noise & Vibration Blog*, <http://blog.prosig.com/2011/09/05/vibration-analysis-should-we-measure-acceleration-velocity-or-displacement/>.

111. S. D. Ravinder, M. Valle. (2013). *Robotic Tactile Sensing: Technologies and System, Appendix A: Fundamentals of Piezoelectricity*, Springer.
112. University of Pittsburgh, Department of Mechanical Engineering. Piezoelectricity. <http://www.pitt.edu/~qiw4/Academic/ME2080/Lecture19b.pdf>.
113. The Piezoelectric Effect. <http://www.aurelienr.com/electronique/piezo/piezo.pdf>.
114. M. Senldge, T. R. Llcht. (1987). *Piezoelectric Acccelerometers and Vibration Preamplifiers – Theory and Application Handbook*, Briel&Kiar.
115. Brüel & Kjær. (1982). *Measuring Vibration*.
116. D. Corelli, M. Bakewell. (2008). *Vibration Accelerometers - Sheer vs Compression Designs*. PCB Piezotronics.
117. PCB Piezotronics. *Sensing Geometries for Piezoelectric Accelerometers*. http://www.pcb.com/accelerometers/sensing_geometries.
118. Rockwell Automation. *Application Techniques – Selecting and Installing Accelerometers*.
119. IEPE Standard. MMF (Metra Mess- und Frequenztechnik in Radebeul e.K.). http://www.mmf.de/iepe_standard.htm.
120. *Accelerometer Mounting Considerations*, <http://www.dytran.com/assets/PDF/Accelerometer%20Mounting%20Considerations.pdf>.
121. E. Jantunen. (2002). A summary of methods applied to tool condition monitoring in drilling. *International Journal of Machine Tools & Manufacture* 42, 997–1010.
122. B. Lu, Y. Li, X. Wu, Z. Yang. (2009). A Review of Recent Advances in Wind Turbine Condition Monitoring and Fault Diagnosis. *IEEE Power Electronics and Machines in Wind Applications, PEMWA 2009*.
123. A. M. Al-Ghamd, D. Mba. (2006). A comparative experimental study on the use of Acoustic Emission and vibration analysis for bearing defect identification and estimation of defect size. *Mechanical Systems and Signal Processing*, Volume 20, Issue 7, Pages 1537-1571.
124. Mobius Institute, *Vibration Analysis Definitions*, <http://www.mobiusinstitute.com/site2/item.asp?LinkID=2001>.
125. G. B. Šiniković. (2012). *Detekcija oštećenja ležaja u ultrazvučnom domenu, doktorska disertacija*, Mašinski fakultet Univerziteta u Beogradu.
126. N. Tandon, A. Choudhury. (1999). A review of vibration and acoustic measurement methods for the detection of defects in rolling element bearings. *Tribology International*, Volume 32, Issue 8, Pages 469–480.
127. *Demodulation Analysis*. http://www.commtest.com/support/faq_s/vbseries/vbclassic_demodulation_analysis.
128. D. Howieson, Diagnostic Instruments, Inc. (2003). *Vibration Monitoring: Envelope Signal Processing*.

129. M. Costello. (1990). Understanding the vibration forces in induction motors. *Proceedings of the 19. turbomachinery symposium*, p. 67-76. <http://turbolab.tamu.edu/proc/turboproc/T19/T1967-76.pdf>.
130. G. Lee. (2006). Acceleration Enveloping - A Key Element in Aggressive Condition Monitoring. *Uptime Magazine*.
131. P. Taylor. (2011). Text-to-Speech Synthesis. *Cambridge University Press*.
132. Brüel & Kjær (2009). Kurtosis in Random Vibration Control.
133. M. Lebold, K. McClintic, R. Campbell, C. Byington, K. Maynard. (2000). Review of Vibration Analysis Methods for Gearbox Diagnostics and Prognostics. *Proceedings of the 54th Meeting of the Society for Machinery Failure Prevention Technology*, Virginia Beach, pp. 623-634.
134. C. Engdahl. (2011). New Tools for Vibration Condition Monitoring. *5th Reliability, Asset Management & Safety (RAMS) Conference*.
135. J. G. Van Baren. Random Vibration Kurtosis Control. https://www.vibrationresearch.com/public_pdf/SAVIAC2007Philadelphia.pdf.
136. M. Oltean, J. Picheral, E. Lahalle, H. Hamdan, J. Griffaton. (2013). Compression methods for mechanical vibration signals: Application to the plane engines. *Mechanical Systems and Signal Processing*, Volume 41, Issues 1–2, Pages 313–327.
137. Y. Zhang, J. Li. (2006). Vibration sensor data compression and its effect on structural system identification. *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*.
138. M. Tanaka, M. Sakawa, K. Kato. (1997). Application of wavelet transform to compression of mechanical vibration data. *Cybernetics and Systems: an International Journal* 28, 225–244.
139. W. Staszewski. (1998). Wavelet based compression and feature selection for vibration analysis. *Journal of Sound and Vibration* 211, 735–760.
140. Y. Zhang, J. Li. (2005). DPCM-based vibration sensor data compression and its effect on structural system identification. *Earthquake Engineering and Engineering Vibration* 4 (1), 154–163.
141. Z. He, L. Wu, H. Xu. (1991). Periodic prediction and switched adaptation in vibration signal compression. *Proceedings of IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing*, Victoria, Canada.
142. W. Bao, W. Wang, R. Zhou, N. Li, J. Yang, D. Yu. (2009). Application of a two-dimensional lifting wavelet transform to rotating mechanical vibration data compression. *Journal of Mechanical Engineering Science, Proceedings of IMechE*, 223, 2443–2449.
143. M. Oltean, J. Picheral, E. Lahalle, H. Hamdan. (2011). Vibration signals compression with time-frequency adaptive quantization. *Proceedings of the International Symposium on Intelligent Signal processing, WISP*, Floriana, Malta.
144. S. M. Thaler. Only EKG Book You'll Ever Need, 5th edition. (2007). *Lippincott Williams & Wilkins*.
145. S. K. Mukhopadhyay, S. Mitra, M. Mitra. (2012). An ECG signal compression technique using ASCII character encoding. *Measurement*, Volume 45, Issue 6, Pages 1651–1660.

146. J. R. Cox, F. M. Nolle, H. A. Fozzard, G. C. Jr. Oliver. (1968). AZTEC, a preprocessing program for real-time ECG rhythm analysis. *IEEE Trans Biomed Eng.*, 15(2), pp. 128-129.
147. V. Kumara, S. C. Saxenab, V. K. Giria, D. Singha. (2005). Improved modified AZTEC technique for ECG data compression: Effect of length of parabolic filter on reconstructed signal. *Computers & Electrical Engineering*, Volume 31, Issues 4–5, Pages 334–344.
148. U. E. Ruttimann, H. V. Pipberger. (1979). Compression of the ECG by prediction or interpolation and entropy encoding. *IEEE Trans Biomed Eng.* 26(11), pp. 613-23.
149. W. C. Mueller. (1978). Arrhythmia detection program for an ambulatory ECG monitor. *Biomed Sci Instrum.* 17-18, 14, pp. 81-85.
150. J. P. Abenstein, W. J. Tompkins. (1982). A new data-reduction algorithm for real-time ECG analysis. *IEEE Trans Biomed Eng.* 29(1), pp. 43-48.
151. C. T. Ku, H. S. Wang, K. C. Hung, Y. S. Hung. (2006). A novel ECG data compression method based on nonrecursive discrete periodized wavelet transform. *IEEE Trans Biomed Eng.*, 53(12 Pt 1), pp. 2577-2583.
152. S. G. Miaou, H. L. Yen, C. L. Lin. (2002). Wavelet-based ECG compression using dynamic vector quantization with tree codevectors in single codebook. *IEEE Trans Biomed Eng.*, 49(7), pp. 671-680.
153. M. L. Hilton. (1997). Wavelet and wavelet packet compression of electrocardiograms. *IEEE Trans Biomed Eng.*, 44(5), pp. 394-402.
154. A. Al-Shrouf, M. Abo-Zahhad, S. M. Ahmed. (2003). A novel compression algorithm for electrocardiogram signals based on the linear prediction of the wavelet coefficients. *Digital Signal Processing*, Volume 13, Issue 4, Pages 604-622.
155. M. S. Manikandan, S. Dandapat. (2006). Wavelet threshold based ECG compression using USZZQ and Huffman coding of DSM. *Biomedical Signal Processing and Control*, Volume 1, Issue 4, Pages 261–270.
156. Z. Lu, D. Y. Kim, W. A. Pearlman. (2000). Wavelet compression of ECG signals by the set partitioning in hierarchical trees algorithm. *IEEE Trans Biomed Eng.*, 47(7), pp. 849-856.
157. A. Djohan, T. X. Nguyen, W. J. Tompkins. (1995). ECG compression using discrete symmetric wavelet transform. *IEEE 17th Annual Conference of Engineering in Medicine and Biology Society*, Volume: 1.
158. R. C. M. Duarte, F. M. Matos, L. V. Batista. (2007). Near-Lossless Compression of ECG Signals using Perceptual Masks in the DCT Domain. *IV Latin American Congress on Biomedical Engineering 2007, Bioengineering Solutions for Latin America Health, Volume 18 of the series IFMBE Proceedings*, pp. 229-231.
159. C. M. Fira, L. Goras. (2008). An ECG signals compression method and its validation using NNs. *IEEE Trans Biomed Eng.*, 55(4), pp. 1319-1326.
160. B. R. Reddy, I. S. Murthy. (1986). ECG data compression using Fourier descriptors. *IEEE Trans Biomed Eng.*, 33(4), pp. 428-434.

161. K. Benkič, M. Malajner, D. Gleich, U. Pešović, S. Randić. (2012). ZONE LOCALIZATION SYSTEM BASED ON IEEE 802.15.4. RADIO TRANSCEIVERS. *FACTA UNIVERSITATIS, Series: Automatic Control and Robotics*, Vol. 11, No 2, pp. 111 – 117.
162. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks - Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs).
163. Analog Devices. ADXL202E, Low-Cost $\pm 2g$ Dual-Axis Accelerometer.
https://www.sparkfun.com/datasheets/ADXL/ADXL202E_a.pdf.
164. NI PCI-6251, <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/14124>.

БИОГРАФИЈА АУТОРА

Милан Динчић је рођен 30.01.1983 год. у Нишу, где је завршио основну и средњу школу. Дипломирао је 2007. год. на Електронском факултету у Нишу са просечном оценом 10 и оценом 10 на дипломском испиту. Проглашен је за најбољег дипломираног студента Универзитета у Нишу из области техничко-технолошких наука за 2007. годину. Освојио је прво место у појединачној и екипној конкуренцији на такмичењу Електријада 2007. Дана 29.03.2012. одбранио је докторску дисертацију на Електронском факултету у Нишу, под називом “Пројектовање квантизера за кодовање сигнала са фиксном и променљивом дужином кодних речи”. Након тога је 2012. године уписао докторске студије на Електронском факултету у Нишу на смеру Метрологија и мерна техника. Положио је све предвиђене испите са оценом 10.

Милан Динчић је објавио 24 научна рада у међународним часописима са импакт фактором, 1 рад у домаћем часопису и већи број радова на међународним и домаћим конференцијама. Од 2007. године ангажован је на пројектима Министарства науке. Тренутно ради на Електронском факултету у Нишу као асистент са докторатом. Његова област интересовања обухвата мерне и телеметријске системе, квантизацију, обраду и компресију сигнала као и бежичне сензорске мреже.

СПИСАК РАДОВА АУТОРА

24 рада у међународним часописима са импакт фактором (6xM21, 7xM22, 11xM23),
1 рад у часопису категорије M24,
1 рад по позиву на међународној научној конференцији (M31),
12 радова на међународним научним конференцијама (M33),
6 радова на домаћим научним конференцијама (4xM63 + 2xM64),
1 докторска дисертација (M71) и
5 техничких решења (M85).

1. Радови у међународним часописима M21+M22+M23

A1. **Milan R. Dincic**, Zoran H. Peric, Dragan B. Denic, “UNIFORM POLAR QUANTIZER WITH THREE-STAGE HIERARCHICAL VARIABLE-LENGTH CODING FOR MEASUREMENT SIGNALS WITH GAUSSIAN DISTRIBUTION”, *Measurement*, Izdavač: ELSEVIER, Vol. 88, pp. 214-222, June 2016, M21, <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263224116300367>.

A2. **Milan R. Dincic**, Zoran H. Peric, Marko D. Petkovic, Dragan B. Denic, “Design of product polar quantizers for A/D conversion of measurement signals with Gaussian distribution”, *Measurement*, Izdavač: ELSEVIER, Volume 46, Issue 8, Pages 2441–2446, October 2013, M21, <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0263224113001747>.

A3. **Milan R. Dinčić**, Zoran H. Perić, Aleksandra Ž. Jovanović, “New coding algorithm based on variable-length codewords for piecewise uniform quantizers”, *Informatica*, Vol. 27, No. 3, 2016, pp. 527–548, M21, <http://www.mii.lt/informatica/index.html>.

A4. Zoran H. Peric, **Milan R. Dincic**, Marko D. Petkovic, “The general design of asymptotic unrestricted polar quantizers with square cells”, *Digital Signal Processing*, izdavač ELSEVIER, Volume 23, Issue 5, Pages 1731–1737, 2013, M21, <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1051200413001292>.

A5. Zoran Perić, Milan Savić, **Milan Dinčić**, Dragan Denić, Momir Prašević. “Forward Adaptation of Novel Semilogarithmic Quantizer and Lossless Coder for Speech Signals Compression”, *Informatica*, Vol. 21, No. 3, pp. 375-391, 2010, M21, <http://www.mii.lt/informatica/htm/INFO798.htm>.

A6. Milan Savić, Zoran Perić, **Milan Dinčić**. “Design of a piecewise uniform quantizer for compression of discrete input samples with Laplacian distribution and application on grayscale images”, *Informatica*, Vol. 23, No. 1, pp. 125-140, 2012, M21, <http://www.mii.lt/informatica/pdf/INFO852.pdf>.

A7. **Milan Dinčić**, Zoran Perić, Aleksandra Jovanović. “Optimal polar image sampling”, *Opto-Electronics Review*, Springer Versita, Vol. 19, No.2, pp. 2249-2255, 2011, M22, <http://www.springerlink.com/content/c0780u0483410382/>.

A8. **Milan Dinčić**, Zoran Perić. “Two - dimensional vector quantizer with variable length lossless code for Laplacian source”, *Information Technology and Control*, Vol. 40, No. 2, pp. 133-144, 2011, M22, <http://itc.ktu.lt/>.

A9. Aleksandra Jovanović, Zoran Perić, Jelena Nikolić, **Milan Dinčić**, “Asymptotic Analysis and Design of Restricted Uniform Polar Quantizer for Gaussian Sources”, *Digital Signal Processing*, izdavač: Elsevier, Vol. 49, 2016, Pages 24–32, M22, <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1051200415003371>.

- A10. Zoran Perić, Marko Petković, **Milan Dinčić**. “Simple Compression Algorithm for Memoryless Laplacian Source Based on the Optimal Companding Technique”, *Informatica*, Vol. 20, No. 1, pp. 99-114, 2009, M22, <http://www.mii.lt/informatica/htm/INFO742.htm>.
- A11. Zoran Perić, **Milan Dinčić**, Marko Petković. “Design of a Hybrid Quantizer with Variable Length Code”, *Fundamenta Informaticae*, IOS Press, Vol. 98, No. 2-3, pp. 233-256, 2010, M22, <http://www.mimuw.edu.pl/~fundam/FI/previous/vol98.html>.
- A12. Milan Savić, Zoran Perić, **Milan Dinčić**. “An Algorithm for Grayscale Images Compression Based on the Forward Adaptive Quantizer Designed for Signals with Discrete Amplitudes”, *Electronics and Electrical Engineering (ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA)*, Vol. 2(118), pp. 13-16, 2012, M22, <http://www.ee.ktu.lt/page.php?250>.
- A13. **Milan R. DINČIĆ**, Zoran H. PERIĆ, “Multiproduct Uniform Polar Quantizer”, *RADIOENGINEERING*, VOL. 24, NO. 1, APRIL 2015, pp. 233-239, M23, http://www.radioeng.cz/fulltexts/2015/15_01_0233_0239.pdf.
- A14. **Milan R. Dincic**, Zoran H Peric, and Dragan B Denic, “Linearization of the product polar quantizer for A/D conversion of measurement signals”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, izdavač SAGE, Volume 36, No. 6, pp. 853-864, August 2014, M23, <http://tim.sagepub.com/content/36/6/853.abstract> .
- A15. **Milan R. Dincic**, Zoran H. Peric, “Design of the Adaptive Piecewise Uniform Scalar Quantizer with Lossless Coder and Golomb–Rice Code on the Output, for Signals with Gaussian Distribution”, *Journal of Communications Technology and Electronics*, izdavač: Springer US, Vol. 58, No. 12, pp. 1216–1226, godina 2013, M23, <http://link.springer.com/article/10.1134/S1064226913130020> .
- A16. **Milan Dinčić**, Zoran Perić. “Log-polar Quantizer with Embedded the ITU-T G.711 Codec”, *Radioengineering*, Vol. 19, No. 4, pp. 712-717, 2010, M23, http://www.radioeng.cz/fulltexts/2010/10_04_712_717.pdf .
- A17. **Milan Dinčić**, Zoran Perić. “Design of quantizers with Huffman coding for Laplacian source”, *Electronics and Electrical Engineering (ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA)*, Vol. 10(106), pp. 129-132, 2010, M23, <http://www.ee.ktu.lt/page.php?233>.
- A18. Dragan B. Denić, **Milan R. Dinčić**, Goran S. Miljković, and Zoran H. Perić, “A contribution to the design of fast code converters for position encoders”, *International Journal of Electronics*, Vol. 103, Issue 10, pp. 1654-1664, 2016, M23, <http://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/00207217.2016.1138521>.
- A19. Zoran Peric, Lazar Velimirovic, **Milan Dincic**, “Improved linearization of the optimal compression function for Laplacian source”, *Journal of Electrical Engineering*, vol. 65, no. 3, pp. 179-183, 2014, M23, http://iris.elf.stuba.sk/JEEEC/data/pdf/3_11409.pdf.
- A20. Aleksandar V Jocić, Zoran H Perić, **Milan R Dinčić**, Dragan N Radenković, "Compression of the highly correlated measurement signals using DPCM technique", *Electronics and Electrical Engineering (ELEKTRONIKA IR ELEKTROTECHNIKA)*, Vol. 20, No. 4, pp. 76-79, godina 2014, M23, <http://www.eejournal.ktu.lt/index.php/elt/article/view/6889>.
- A21. Zoran Perić, **Milan Dinčić**, Dragan Denić, Aleksandar Jocić. “Forward Adaptive Logarithmic Quantizer with New Lossless Coding Method for Laplacian Source”, *Wireless Personal Communications*, Vol. 59, No. 4, pp. 625-641, 2011, M23, <http://www.springerlink.com/content/e336628716w61160/>.

A22. Zoran Perić, **Milan Dinčić**, Aleksandra Jovanović. “Optimal log-polar image sampling”, *Journal of Communication Technology and Electronics*, Springer SP MAIK Nauka/Interperiodica, Vol. 54, No. 12, pp. 1397-1402, 2009, M23, <http://www.springerlink.com/content/c1148t6117263137/>.

A23. Zoran Perić, Aleksandra Jovanović, Olivera Milanović, V. Manojlović, **Milan Dinčić**. “Adaptive nonuniform polar quantization application to high quality speech compression”, *Journal of Communication Technology and Electronics*, Springer SP MAIK Nauka/Interperiodica, Vol. 54, No. 12, pp. 1384-1396, 2009, M23, <http://www.springerlink.com/content/2752227070m4mk7m/>.

A24. Milan Savić, Zoran Perić, **Milan Dinčić**. “Design of Forward Adaptive Uniform Quantizer for Discrete Input Samples for Laplacian Source”, *Electronics and Electrical Engineering (ELEKTRONIKA IR ELEKTROTEHNIKA)*, Vol. 9(105), pp. 73-76, 2010, M23, <http://www.ee.ktu.lt/page.php?232>.

2. Радови у националном часопису међународног значаја M24

B1. **Milan Dinčić**, Zoran Perić, Jelena Lukić, Dragan Denić, “Designing of the forward adaptive companding quantizer with variable length codewords for stochastic measurement signals”, *Facta Universitatis, series: Electronics and Energetics*, izdavač: Univerzitet u Nišu, Vol. 26, No. 2, pp. 99-105, godina 2013, ISSN: 0353-3670, M24, <http://facta.junis.ni.ac.rs/eae/eae.html>

3. Зборници међународних скупова – M31+M33

Рад по позиву на међународној конференцији M31

B1. **Milan R. Dinčić**, Zoran H. Perić, Dragan B. Denić, “Designing Quantizers for Coding Signals with Fixed and Variable Codeword Length”, (rad po pozivu, invited paper), 23rd Telecommunications Forum TELFOR 2015, 24-26 November 2015, Belgrade, Serbia, pp. 388-395, M31, <http://www.telfor.rs/?lang=en>.

Радови на међународним научним скуповима M33

Г1. **Milan Dinčić**, Dragan Denić, Zoran Perić, Dušan Gleich, Peter Planinšič and Vladimir Dimčev, “A METHOD FOR DECREASING THE NUMBER OF BITS FOR DIGITAL REPRESENTATION OF MEASUREMENT SIGNALS (ETAI 11-3)”, *ETAI 2015*, Ohrid, Makedonija, 24-26 September 2015, ISBN 978-9989-630-68-2, M33, <http://etai.feit.ukim.edu.mk/>.

Г2. **Milan Dinčić**, Zoran Perić, Dragan Denić, Dragan Radenković, Aleksandar Jocić, Goran Miljković, “Linearization of the restricted polar quantizer compatible with G.711 standard for A/D conversion of measurement signals”, *Proceedings of the XI International Conference ETAI 2013*, 26.-28. September 2013, Ohrid, Republic of Macedonia. (T5-4) M33.

Г3. **Milan Dinčić**, Zoran Perić, Dragan Denić, Jelena Lukić. “Design of Quantizers for Signals with the Laplacian Distribution for Medium Bit-rates for the Huffman Coding”, *SAUM 2010*, 10.-12. novembar 2010, Niš, ISBN: 978-86-6125-072-9, M33 <http://saum2010.elfak.ni.ac.rs/>.

Г4. Goran Miljković, Dragan Denić, Milan Simić, **Milan Dinčić**, Dragan Živanović, “Pseudorandom absolute position encoder implemented as a virtual instrument”, *Proceedings of the International Scientific Conference UNITECH 2015*, 20-21 November 2015, Gabrovo, Bugarska, ISSN 1313-230X, M33, pp. 355-358, M33 <http://unitech.tugab.bg>.

Г5. Dragan Denic, Vladeta Milenkovic, Aleksandar Jocic, Goran Miljkovic, **Milan Dinčić**, Dragan Radenkovic, "The system for remote monitoring and control and its improvement in the segment of collision avoidance", Proceedings of the XI International Conference ETAI 2013, 26.-28. September 2013, Ohrid, Republic of Macedonia. (T3-4) M33.

Г6. Goran Miljković, Dragan Denić, Milan Simić, Miodrag Arsić, **Milan Dinčić**, "Simulation of One Improved Serial Pseudorandom/Natural Code Converter", Proceedings of the International Scientific Conference UNITECH 2013, Gabrovo, Bulgaria, 22 – 23 November 2013, Technical University of Gabrovo, Volume 3, pp. 244-248, 2013, ISSN: 1313–230X, M33 <http://unitech.tugab.bg/index.php>.

Г7. Goran Miljković, Dragan Denić, Jelena Lukić, **Milan Dinčić**. "Pseudorandom Position Encoder With Direct Zero Position Adjustment", *IX International Symposium Industrial Electronics INDEL2012*, Banja Luka, Republika Srpska, BiH, 1.-3. Novembar 2012, pp. 128-131, ISBN: 978-99955-46-14-4, M33.

Г8. Dragan Denić, Goran Miljković, Milan Simić, **Milan Dinčić**. "Improved Serial Pseudorandom/Natural Code Converter Applied to Position Encoders", *XI International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements, SAUM 2012*, Niš, Srbija, 14.-16. novembar 2012, pp. 302-305, ISBN: 978-86-6125-072-9, M33 http://saum2012.elfak.rs/dokumenta/Conference_Program_new.pdf.

Г9. Dragan Denić, Aleksandar Jocić, **Milan Dinčić**, Vladeta Milenković, Goran Miljković. "Method for Fading Measurement in Outdoor Propagation Environments", *XI International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements, SAUM 2012*, Niš, Srbija, 14.-16., novembar 2012, pp. 88-91, ISBN: 978-86-6125-072-9, M33 http://saum2012.elfak.rs/dokumenta/Conference_Program_new.pdf

Г10. D. B. Denić, A. V. Jocić, J. R. Lukić, G. S. Miljković, **M. R. Dinčić**, M. Z. Arsić, "Method for Checking the Correctness of the Pseudorandom Position Encoder Disc", *XII International Conference on Systems, Automatic Control and Measurements SAUM 2014*, Niš, Serbia, November 12.-14. 2014., Proceedings of SAUM 2014, pp. 237-240, ISBN 978-86-6125-117-7, M33 <http://saum.elfak.rs/index.php/saum/2014>.

Г11. Zoran Perić, Lazar Velimirović, **Milan Dinčić**. "Poboljšana linearizacija optimalne kompresorske funkcije sa hijerarhijskim kodovanjem", *18. Telekomunikacioni forum TELFOR 2010*, Beograd, Srbija, 23.-25. novembar 2010, pp. 658-661, M33 http://2010.telfor.rs/files/radovi/TELFOR2010_05_23.pdf.

Г12. Zoran Perić, Jelena Lukić, Dragan Denić, **Milan Dinčić**. "Construction of a Hybrid Quantizer with Huffman Coding for the Laplacian Source", *XLV International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST 2010)*, Ohrid, Makedonija, 23-26 Jun 2010, Vol. 1, pp. 187-190, 2010, M33, http://icestconf.org/images/proceedings/icest_2010_01.pdf.

4. Зборници скупова националног значаја

Саопштење са скупа националног значаја штампано у целини М63

Д1. Dragan Denić, Vladeta Milenković, Aleksandar Jocić, Goran Miljković, **Milan Dinčić**. "NTIP interni protokol implementiran u sistem za daljinsko nadgledanje i kontrolu", *YU INFO 2012*, Kopaonik, Srbija, 29.02-03.03. 2012, pp. 243-247, <http://www.e-drustvo.org/proceedings/YuInfo2012/html/search.html>.

Д2. D. Denić, V. Milenković, A. Jocić, G. Miljković, **Milan Dinčić**, "Izbegavanje radio kolizija na digitalnom radio modemu RNO501V2 u sistemu za daljinsko nadgledanje i komontrolu", *YU INFO 2013*, Kopaonik, Srbija, str.428-432, <http://e-drustvo.org/proceedings/YuInfo2013/html/search.html>.

Д3. Zoran Perić, Milan Savić, **Milan Dinčić**, N. Marković. “Konstrukcija i performanse adaptivnog uniformnog kvantizera za amplitudski diskretizovan ulazni signal Laplasove raspodele”, 17. *Telekomunikacioni forum TELFOR 2009*, Beograd, Srbija, 24.-26. novembar 2009, pp. 588-591, ISBN 978-86-7466-375-2, M63 http://2009.telfor.rs/files/radovi/05_13.pdf .

Д4. Zoran Perić, Milan Savić, **Milan Dinčić**. “Kompresija sa gubicima i bez gubitaka govornog signala visokog kvaliteta”, *DOGS 2010*, Iriški venac, Fruška gora, 16-18. decembar 2010, pp. 89-92, ISBN: 978-86-7892-311-1, 2010. M63 <http://www.ftn.uns.ac.rs/dogs/sr-frameset.htm> .

Саопштење са скупа националног значаја штампано у изводу М64

Ђ1. **Milan Dincic**, Aleksandar Jovic, Dragan Denic, Dragan Radenkovic, “DPCM system with polar quantizer for source coding of measurement signals with Gaussian distribution”, Zbornik abstrakata, pp. 25-26., TINKOS 2014, 16.-17. jun 2014, Niš, Srbija. <http://www.tinkos.rs/Book%20of%20Abstracts.pdf>

Ђ2. **Milan Dincic**, Dragan Denic, Goran Miljkovic, Aleksandar Jovic, Jelena Lukic, “An efficient code converter for absolute position encoders”, Zbornik abstrakata, pp. 23-24., TINKOS 2014, 16.-17. jun 2014, Niš, Srbija. <http://www.tinkos.rs/Book%20of%20Abstracts.pdf> .

5. Радови на стицању научних квалификација М71

Е1. Докторска дисертација “Пројектовање квантизера за кодовање сигнала са фиксном и променљивом дужином кодних речи”, одбрањена на Електронском факултету у Нишу 29.03.20102. године, под менторством проф. др Зорана Перића.

6. Техничка решења М85

Ж1. Jelena Jovanović, Dragan Živanović, Dragan Denić, Goran Miljković, Aleksandar Jocić, **Milan Dinčić**, "Kolo za linearizaciju pozicionog enkodera", Elektronski fakultet u Nišu, odluka broj: 07/10-019/15-001, 30.11.2015, M85. <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja>, <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/3674-07-10-019-15-1>

Ж2. Vladeta Milenković, Saša Stanojević, Darko Ilić, Dragan Radenković, Dragan Denić, Aleksandar Jocić, **Milan Dinčić**, "Power Box merni modul sa detekcijom prolaska kvara", Elektronski fakultet u Nišu, odluka broj: 07/10-006/15-001, 15.01.2015, M 85. <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/3152-power-box-merni-modul-sa-detekcijom-prolaska-kvara> .

Ж3. Vladeta Milenković, Dejan Milenović, Darko Ilić, Dragan Radenković, Dragan Denić, Aleksandar Jocić, Goran Miljković, **Milan Dinčić**, „Power Box – merni modul“, Elektronski fakultet u Nišu, M 85. <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/2235-power-box-merni-modul>

Ж4. Vladeta Milenković, Saša Stanojević, Goran Miljković, Dragan Radenković, Aleksandar Jocić i **Milan Dinčić**, "Prenos podataka izbegavanje radio koalicije na RNO501 digitalnom radio modemu", Elektronski fakultet u Nišu, M85, <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/1293-prenos-podataka-izbegavanje-radio-koalicije-na-rno501-digitalnom-radio-modemu> .

Ж5. Aleksandar Jocić, Dragan Denić, Miodrag Arsić, **Milan Dinčić**, Milan Simić i Miroljub Pešić, "Softver za pouzdanu proveru ispravnosti pseudoslučajnog koda diska pozicionog enkodera", Elektronski fakultet u Nišu, M85, <http://www.elfak.ni.ac.rs/rs/nauka/projekti/tehnicka-resenja/1301-softver-za-pouzdanu-proveru-ispravnosti-pseudoslučajnog-koda-diska-pozicionog-enkodera> .

ИЗЈАВА О АУТОРСТВУ

Изјављујем да је докторска дисертација, под насловом

ДОПРИНОС ПРОЈЕКТОВАЊУ И ПРИМЕНИ ПСЕУДОСЛУЧАЈНИХ И ЕНТРОПИЈСКИХ КОДОВА У ДИГИТАЛНИМ МЕРНИМ СИСТЕМИМА


која је одбрањена на Електронском факултету Универзитета у Нишу:

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да ову дисертацију, ни у целини, нити у деловима, нисам пријавио на другим факултетима, нити универзитетима;
- да нисам повредио ауторска права, нити злоупотребио интелектуалну својину других лица.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци, који су у вези са ауторством и добијањем академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада, и то у каталогу Библиотеке, Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Нишу, као и у публикацијама Универзитета у Нишу.

У Нишу, 18.10.2016.

Потпис аутора дисертације:



Др Милан Динчић

**ИЗЈАВА О ИСТОВЕТНОСТИ ШТАМПАНОГ И ЕЛЕКТРОНСКОГ ОБЛИКА
ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ**

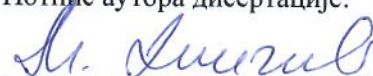
Наслов дисертације:

**ДОПРИНОС ПРОЈЕКТОВАЊУ И ПРИМЕНИ ПСЕУДОСЛУЧАЈНИХ И
ЕНТРОПИЈСКИХ КОДОВА У ДИГИТАЛНИМ МЕРНИМ СИСТЕМИМА**

Изјављујем да је електронски облик моје докторске дисертације, коју сам предао за уношење у **Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу**, истоветан штампаном облику.

У Нишу, 18.10.2016.

Потпис аутора дисертације:



Др Милан Динчић

ИЗЈАВА О КОРИШЋЕЊУ

Овлашћујем Универзитетску библиотеку “Никола Тесла” да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу унесе моју докторску дисертацију, под насловом:

ДОПРИНОС ПРОЈЕКТОВАЊУ И ПРИМЕНИ ПСЕУДОСЛУЧАЈНИХ И ЕНТРОПИЈСКИХ КОДОВА У ДИГИТАЛНИМ МЕРНИМ СИСТЕМИМА

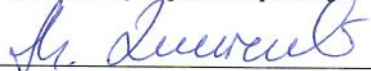
Дисертацију са свим прилозима предао сам у електронском облику, погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију, унету у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу, могу користити сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons), за коју сам се одлучио.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
- 3. Ауторство – некомерцијално – без прераде (CC BY-NC-ND)**
4. Ауторство – некомерцијално – делили под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прераде (CC BY-ND)
6. Ауторство – делили под истим условима (CC BY-SA)

У Нишу, 18.10.2016.

Потпис аутора дисертације:


Др Милан Динчић