

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ  
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ БЕОГРАД

Сања В. Антић

**ПРИМЕНА МЕТОДА ЗА ДЕТЕКЦИЈУ  
ОТКАЗА ЗАСНОВАНИХ НА МОДЕЛУ У  
ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКИМ СИСТЕМИМА**

докторска дисертација

Београд, 2016

UNIVERSITY OF BELGRADE  
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Sanja V. Antić

**APPLICATION OF MODEL-BASED  
METHODS FOR FAULT DETECTION IN  
ELECTRO-MECHANICAL SYSTEMS**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2016

## **ПОДАЦИ О МЕНТОРУ И ЧЛАНОВИМА КОМИСИЈЕ:**

**Ментор:** др Жељко Ђуровић, редовни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

### **Чланови комисије:**

др Бранко Ковачевић, редовни професор  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

др Мирослав Бјекић, ванредни професор  
Универзитет у Крагујевцу – Факултет техничких наука Чачак

др Радојка Крнета, ванредни професор  
Универзитет у Крагујевцу – Факултет техничких наука Чачак

др Горан Квашчев, доцент  
Универзитет у Београду – Електротехнички факултет

Датум одбране дисертације: \_\_\_\_\_

## ЗАХВАЛНОСТ

Највећу захвалност дугујем ментору професору Жељку Ђуровићу што ме је вредном литературом упутио на област детекције и изолације отказа, на свим смерницама, саветима, корисним сугестијама и великој помоћи током истраживања и израде дисертације. Проф. Ђуровићу се посебно захваљујем на времену које је увек био спреман да издвоји за стручна објашњења и дискусије. Захваљујем му се на драгоцености прилици да учим од њега. Желим да изразим поштовање и дивљење према посвећености проф. Ђуровића научном раду и спремности да знање преноси другима.

Захвалност дугујем и колеги Милошу Божићу на великој помоћи око финалног изгледа експерименталне лабораторијске поставке.

Захваљујем се професору Милићу Ђекићу и професорици Аленки Миловановић који су ме упутили на професора Ђуровића.

Захвалност дугујем професору Мирославу Бјекићу на корисним сугестијама и саветима.

Захваљујем се професорици Радојки Крнети, руководиоцу међународног NeReLa пројекта, која ми је укључивши ме на исти, пружила прилику да експерименте надоградим и прилагодим примени на даљину, чиме се и студентима пружају нове могућности за обуку у области детекције и изолације отказа.

Велику захвалност дугујем мом супругу, деци, свекрви, мојој Лели на љубави, подршци, разумевању и стрпљењу током израде дисертације. Мојој дивној сестри и оцу хвала што су увек уз мене, што ме неизмерно воле и подржавају. Рад посвећујем њима и мојој преминулој мајци.



## ПРИМЕНА МЕТОДА ЗА ДЕТЕКЦИЈУ ОТКАЗА ЗАСНОВАНИХ НА МОДЕЛУ У ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКИМ СИСТЕМИМА

**РЕЗИМЕ** -Истраживања која су резултовала овом докторском дисертацијом посвећена су детекцији и изолацији адитивних и мултипликативних отказа применом метода које подразумевају познавање модела система. При том су ове методе, иначе развијене за линеарне системе, примењене на једном нелинеарном/нестационарном систему кога чини мотор једносмерне струје и његов појачавач, у присуству поремећаја и грешака моделовања.

У првом делу истраживања извршена је синтеза структурних и дирекционих резидуала за пет различитих, најчешћих адитивних отказа који се у оваквом систему могу појавити. При синтези структурних резидуала и одговарајућих трансформација, примењене су четири различите методе од којих се две базирају на моделу система са отказима у форми функције преноса (*Row by row implementation, Elimination approach*) а две на моделу система у простору стања (*Chow–Willsky scheme and Systematic implementation*). Показано је да су све добијене трансформације резидуала еквивалентне и да се једна може добити из друге дељењем са одређеним заједничким фактором. Даље је показано да су технике базиране на моделу у простору стања нумерички сложеније за примену, али да као резултат дају каузалне резидуалне генераторе у облику полинома, па самим тим и стабилне, што је изузетно значајно за поступак генерисања резидуала. Примењено је да су у присуству константног поремећаја и/или грешке моделовања, структурни и дирекциони рачунски резидуали ненулти и у одсуству отказа. Такође је детектован и проблем јаког шума у секвенци резидуала који делимично настаје од мерног шума, али који се и појачава применом трансформација над резидуалима. У раду је показано како се ова два проблема успешно решавају применом одговарајућих техника филтрирања и ново-предложене технике транслирања у простору резидуала.

Алгоритми детекције мултипликативних отказа били су засновани на естимацији параметара дискретног тј. континуалног модела. У дисертацији се разматрају и мултипликативни откази настали нагло променом параметара

мотора и појачавача. Код оваквог типа отказа, класичне технике естимације параметара не дају задовољавајуће резултате, јер нагла промена једног параметра у систему представља иницијатор прелазног процеса током кога се ова промена одражава и на остале параметре. Стога су у сврху детекције мултипликативних отказа примењене посебне, сложеније технике естимације и то: *Алгоритам клизног прозора* (енг. *Sliding window algorithm*) за процену параметара дискретног модела и *Алгоритам клизног интеграла* (енг. *Sliding integral algorithm*) за процену параметара континуалног модела. У дисертацији је примењена модификација *Алгоритма клизног интеграла* која се састоји од додатног ограничења у дужини података алгоритма најмањих квадрата у оквиру кога се примењује клизни интеграл а у циљу смањења прелазног процеса у естимацији параметара. Изолација отказа спроведена је развијањем алгоритма одлучивања. Приступ идентификацији мултипликативних отказа, у смислу одређивања и величине промене одговарајућег физичког параметара, био је заснован на процени промене стварних физичких параметара индиректном процедуром – на основу парцијалних извода параметара модела по стварним физичким параметрима у номиналној радној тачки. Квалитетнија идентификација параметара добијена је издвајањем колоне матице парцијалних извода уместо у литератури предложене примене целокупне матрице парцијалних извода.

За разматране адитивне и мултипликативне отказе развијени су LabVIEW кодови који омогућују *online* детекцију и изолацију. На овај начин су развијени приступи који отварају широке могућности за поставку удаљених лабораторијских експеримената који могу бити у служби, како даљих истраживања, тако и едукације студената технике у области детекције и изолације отказа.

**КЉУЧНЕ РЕЧИ:** Детекција и изолација отказа, Адитивни и мултипликативни откази, Структурни и дирекциони резидуали, DC мотор, Електронски појачавач

**НАУЧНА ОБЛАСТ:** Електротехника

**УЖА НАУЧНА ОБЛАСТ:** Аутоматика

**УДК БРОЈ:** 621.3

## **APPLICATION OF MODEL–BASED METHODS FOR FAULT DETECTION IN ELECTRO–MECHANICAL SYSTEMS**

**ABSTRACT** – The research resulting in this doctoral dissertation, is devoted to the diagnosis of additive and multiplicative faults, using model–based methods. These methods, which are developed for linear and time-invariant systems, were applied to a non-linear/non-stationary system consisting of a DC motor and electronic amplifier, in the presence of disturbance and modeling errors.

In the first part of the research structured and directional residuals were synthesized for five different (most common) additive faults which in such a system may appear. For the structured residuals and appropriate transformations synthesis, four different methods were applied: two methods were based on a transfer function model with faults (*Row by row implementation, Elimination approach*) and the remaining two on a state space model with faults (*Chow Willsky scheme and Systematic implementation*). It was shown that all the residual transformations were equivalent to each other and that one could be obtained from another by dividing with a certain common factor. Furthermore, the techniques based on the state space model were found to be numerically more complex for implementation but they produced polynomial causal residual generators, and therefore stable, which is highly significant for the process of residual generation. It was also shown that the computational structured and directional residuals in the presence of constant disturbances and/or modeling errors, were non-zero even in the absence of faults. Additionally, the problem of considerable noise in the residual sequence was identified, which was partly attributable to measurement noise, but which was also enhanced after the transformation of residual. The thesis shows how these two problems were effectively solved by applying appropriate filtering techniques and by newly proposed technique based on translation in the residual space.

Detection algorithms of multiplicative faults were based on the parameter estimation of the discrete-time i.e. continuous-time model. The dissertation examines multiplicative faults resulting from a sudden change of motor and amplifier parameters. For this type of the fault, classical parameter estimation

techniques do not give satisfactory results, because a sudden change of a single parameter causes transient errors in the estimate of the other parameters as well. Thus, in order to detect multiplicative faults, the following complex estimation techniques were applied: *Sliding window algorithm* for the discrete model parameter estimation and *Sliding integral algorithm* for parameter estimation of continuous model. In the dissertation, modification of *Sliding integral algorithm* was applied, consisting of additional restrictions in the data length of the least squares algorithm within which the sliding integral was applied, in order to reduce the transient process in the estimation of parameters. Fault isolation was carried out by developing a decision-three algorithm. Approach to multiplicative fault identification, in terms of determining the size of the change in the underlying (physical) parameter was based on the estimation of actual changes in the physical parameters using indirect procedure – taking the partial derivatives of the model parameters at the actual physical parameters in the nominal operating point. Better parameters estimation was obtained by finding derivatives at the columns of the partial derivative matrices instead of, in the literature proposed, the derivative at the whole matrices.

For the considered additive and multiplicative faults, LabVIEW codes that allow *online* fault detection and isolation were developed. In this way, approaches which provide wide opportunities, suitable for remote laboratory experiments setting, both for further research and for student education in the field of FDI (fault detection and isolation) have been developed.

**KEYWORDS:** Fault detection and isolation, Additive and multiplicative faults, Structured and directional residuals, DC motor, Electronic amplifier

**SCIENTIFIC AREA:** Electrical engineering

**SPECIFIC SCIENTIFIC AREA:** Automatic control

**UDK NUMBER:** 621.3

# САДРЖАЈ

<b>1. УВОД</b> .....	<b>1</b>
<b>1.1. ПРЕГЛЕД СТАЊА У ПОДРУЧЈУ ИСТРАЖИВАЊА</b> .....	<b>1</b>
<b>1.2. ОСНОВНЕ ХИПОТЕЗЕ И ТЕМА ДИСЕРТАЦИЈЕ</b> .....	<b>25</b>
<b>1.3. МЕТОДЕ И МЕТОДОЛОГИЈЕ ИСТРАЖИВАЊА</b> .....	<b>27</b>
<b>1.4. ПРЕГЛЕД ИЗЛАГАЊА</b> .....	<b>29</b>
<b>2. КАРАКТЕРИЗАЦИЈА ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКИХ СИСТЕМА СА     СТАНОВИШТА ПОЈАВЕ И ДЕТЕКЦИЈЕ ОТКАЗА</b> .....	<b>31</b>
<b>2.1. АНАЛИЗА СТРУЈНИХ И НАПОНСКИХ "ОТИСАКА" ПРИ ONLINE         АНАЛИЗИ ОТКАЗА МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ</b> .....	<b>31</b>
<b>2.2. ПРИСТУП FDI ОТКАЗА МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ         ПРИМЕНОМ ЈЕДНАЧИНА ПАРНОСТИ И RLS ПРОЦЕНЕ         ПАРАМЕТАРА</b> .....	<b>33</b>
<b>2.3. ПРИСТУП FDI ОТКАЗА МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ НА         БАЗИ МОДЕЛА И ПРИМЕНИ ТЕХНИКА АЛГЕБАРСКЕ         ГЕОМЕТРИЈЕ</b> .....	<b>34</b>
<b>2.4. ПРИСТУП FDI МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ КОЈИ ЈЕ         БАЗИРАН НА ПРОЈЕКТОВАЊУ РОБУСНОГ ОПСЕРВЕРА И         ПРОЈЕКТОВАЊУ FTC УПРАВЉАЧКОГ СИСТЕМА</b> .....	<b>37</b>
<b>2.5. ПРИСТУП FDI МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ КОЈИ ЈЕ         БАЗИРАН НА ПРОЦЕНИ ПАРАМЕТАРА И НЕУРАЛНИМ         МРЕЖАМА</b> .....	<b>38</b>
<b>2.6. ПРИСТУП FDI ОТКАЗА МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ         КОМБИНАЦИЈОМ МЕТОДА ЗАСНОВАНИХ НА МОДЕЛУ И         МЕТОДА ЗАСНОВАНИХ НА ИСКУСТВУ</b> .....	<b>39</b>
<b>3. ОПИС ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКОГ СИСТЕМА</b> .....	<b>42</b>
<b>3.1. ОПИС МЕРНЕ ОПРЕМЕ</b> .....	<b>42</b>
3.1.1. ЕЛЕКТРОМОТОР .....	<b>42</b>
3.1.2. ЕЛЕКТРОНСКИ ПОЈАЧАВАЧ .....	<b>43</b>
3.1.3. CRIU 9075 КОНТРОЛЕР .....	<b>47</b>
3.1.4. РЕЛЕЈИ .....	<b>47</b>
<b>3.2. МОДЕЛОВАЊЕ ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКОГ СИСТЕМА</b> .....	<b>50</b>

<b>3.2.1. НЕЛИНЕАРНОСТ СИСТЕМА.....</b>	<b>50</b>
3.2.1.1. ТРЕЊА У МОТОРУ ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ .....	50
3.2.1.2. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ОДРЕЂИВАЊЕ ТРЕЊА У МОТОРУ .....	53
3.2.1.3. УСВОЈЕНЕ ПРЕТПОСТАВКЕ ЛИНЕАРИЗАЦИЈЕ МОДЕЛА.....	55
<b>3.2.2. МОДЕЛОВАЊЕ СИСТЕМА У ОДСУСТВУ ОТКАЗА .....</b>	<b>57</b>
3.2.2.1. МОДЕЛИ У ФОРМИ ФУНКЦИЈА ПРЕНОСА У ОДСУСТВУ ОТКАЗА ....	57
3.2.2.1.1. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ ПОЈАЧАВАЧА.....	57
3.2.2.1.2. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ ЕЛЕКТРО-МОТОРА.....	58
3.2.2.1.3. ДИСКРЕТНЕ ФУНКЦИЈЕ ПРЕНОСА .....	60
3.2.2.2. МОДЕЛИ У ПРОСТОРУ СТАЊА У ОДСУСТВУ ОТКАЗА.....	61
3.2.2.2.1. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ ПОЈАЧАВАЧА У ПРОСТОРУ СТАЊА .....	61
3.2.2.2.2. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ МОТОРА У ПРОСТОРУ СТАЊА.....	62
3.2.2.2.3. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ МОТОРА СА ПОЈАЧАВАЧЕМ У ПРОСТОРУ СТАЊА.....	62
3.2.2.2.4. ДИСКРЕТНИ МОДЕЛ МОТОРА СА ПОЈАЧАВАЧЕМ У ПРОСТОРУ СТАЊА ..	63

#### **4. ПРИМЕНА МЕТОДА ЗА ДЕТЕКЦИЈУ И ИЗОЛАЦИЈУ АДИТИВНИХ ОТКАЗА НА БАЗИ МОДЕЛА НА ЕЛЕКТРО- МЕХАНИЧКОМ СИСТЕМУ СА ПОЈАЧАВАЧЕМ ..... 64**

##### **МОДЕЛОВАЊЕ СИСТЕМА У ПРИСУСТВУ АДИТИВНИХ ОТКАЗА .... 64**

4.1.1. МОДЕЛ У ФОРМИ ФУНКЦИЈА ПРЕНОСА У ПРИСУСТВУ ОТКАЗА .....	64
4.1.2. МОДЕЛИ У ПРОСТОРУ СТАЊА У ПРИСУСТВУ ОТКАЗА .....	66
<b>4.2. ПРОЈЕКТОВАЊЕ СТРУКТУРНИХ РЕЗИДУАЛА .....</b>	<b>68</b>
4.2.1. ТЕХНИКЕ СИНТЕЗЕ СТРУКТУРНЕ МАТРИЦЕ .....	68
4.2.1.1. СИНТЕЗА СТРУКТУРНЕ МАТРИЦЕ НА ОСНОВУ ПРИМАРНИХ РЕЗИДУАЛА ДОБИЈЕНИХ ИЗ МОДЕЛА СИСТЕМА .....	69
4.2.1.2. СИНТЕЗА СТРУКТУРНЕ МАТРИЦЕ НА ОСНОВУ ПРИМАРНИХ РЕЗИДУАЛА ДОБИЈЕНИХ НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА .....	70
4.2.2. ТЕХНИКЕ СИНТЕЗЕ МАТРИЦЕ ТРАНСФОРМАЦИЈЕ .....	72
4.2.2.1. МЕТОД ЕЛИМИНАЦИЈЕ.....	74
4.2.2.1.1. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА.....	75
4.2.2.1.2. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ДОБИЈЕНА НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА .....	77
4.2.2.2. ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА МЕТОДЕ "РЕД ПО РЕД" .....	80
4.2.2.2.1. ПОТПУНА, СКОРО ХОМОГЕНА СПЕЦИФИКАЦИЈА.....	81
4.2.2.2.1.1. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА.....	81
4.2.2.2.1.2. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА.....	86
4.2.2.2.2. СКОРО ПОТПУНА, ХОМОГЕНА СПЕЦИФИКАЦИЈА.....	91
4.2.2.2.2.1. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ДОБИЈЕНА МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА.....	91
4.2.2.2.2.2. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ДОБИЈЕНА НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА.....	97
4.2.2.3. МЕТОДА SNOW-WILLSKY .....	104
4.2.2.4. СИСТЕМАТИЧНА ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА .....	110

4.2.2.4.1. АЛГОРИТАМ I –ПОТПУНА, СКОРО ХОМОГЕНА СПЕЦИФИКАЦИЈА ОДЗИВА .....	111
4.2.2.4.2. АЛГОРИТАМ III- СКОРО ПОТПУНА, ХОМОГЕНА СПЕЦИФИКАЦИЈА ОДЗИВА .....	118
<b>4.2.2.5. ПОРЕЂЕЊЕ ТРАНСФОРМАЦИЈА РЕЗИДУАЛА И ОСОБИНЕ .....</b>	<b>125</b>
4.2.2.5.1. ТРАНСФОРМАЦИЈЕ ЗА СЛУЧАЈ – СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА .....	125
4.2.2.5.2. ТРАНСФОРМАЦИЈЕ ЗА СЛУЧАЈ – СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА .....	131
<b>4.2.2.6. ЕКСПЕРИМЕНТ И АНАЛИЗА РЕЗУЛТАТА .....</b>	<b>136</b>
4.2.2.6.1. РЕЗИДУАЛИ ПРИ СТРУКТУРНОЈ МАТРИЦИ ФОРМИРАНОЈ МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА .....	141
4.2.2.6.2. РЕЗИДУАЛИ ПРИ СТРУКТУРНОЈ МАТРИЦИ ФОРМИРАНОЈ НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА .....	148
4.2.2.6.3. ТРАНСЛИРАНИ РЕЗИДУАЛИ ПРИ СТРУКТУРНОЈ МАТРИЦИ ФОРМИРАНОЈ МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА .....	156
4.2.2.6.4. ТРАНСЛИРАНИ РЕЗИДУАЛИ ПРИ СТРУКТУРНОЈ МАТРИЦИ ФОРМИРАНОЈ НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА .....	158
<b>4.3.ПРОЈЕКТОВАЊЕ ДИРЕКЦИОНИХ РЕЗИДУАЛА.....</b>	<b>160</b>
<b>5. ПРИМЕНА МЕТОДА ЗА ДЕТЕКЦИЈУ И ИЗОЛАЦИЈУ МУЛТИПЛИКАТИВНИХ ОТКАЗА НА БАЗИ МОДЕЛА НА ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКОМ СИСТЕМУ СА ПОЈАЧАВАЧЕМ</b>	<b>173</b>
<b>5.1.МОДЕЛОВАЊЕ ПОЈАЧАВАЧА У ПРИСУСТВУ МУЛТИПЛИКАТИВНИХ ОТКАЗА .....</b>	<b>174</b>
<b>5.2.АЛГОРИТМИ ДЕТЕКЦИЈЕ МУЛТИПЛИКАТИВНИХ ОТКАЗА.</b>	<b>175</b>
5.2.1.АЛГОРИТАМ КЛИЗНОГ ПРОЗОРА .....	175
5.2.2.АЛГОРИТАМ КЛИЗНОГ ИНТЕГРАЛА .....	176
<b>5.3.ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ .....</b>	<b>179</b>
5.3.1.Улазно–излазни СИГНАЛИ ПРИ МУЛТИПЛИКАТИВНИМ ОТКАЗИМА .....	183
5.3.2.АЛГОРИТАМ КЛИЗНОГ ПРОЗОРА .....	186
5.3.3.АЛГОРИТАМ КЛИЗНОГ ИНТЕГРАЛА .....	189
<b>5.4.ДИЈАГНОЗА МУЛТИПЛИКАТИВНИХ ОТКАЗА.....</b>	<b>196</b>
<b>6. ЗАКЉУЧАК .....</b>	<b>202</b>
<b>ЛИТЕРАТУРА .....</b>	<b>209</b>
<b>БИОГРАФИЈА.....</b>	<b>220</b>

## ЛИСТА СЛИКА

Сл. 2.1 Хијерархијски алгоритам одлучивања.....	41
Сл. 3.1 (1) Микро-мотор једносмерне струје (2) енкодер (3) редуктор.....	42
Сл. 3.2 Линеарни електронски појачавач .....	44
Сл. 3.3 Шема линеарног електронског кола који може имати улогу напонско–напонског или напонско струјног претварача.....	46
Сл. 3.4 CR10-9075 платформа са NI C серијом I/O модула.....	47
Сл. 3.5 Електронска шема основног дела релејне плочице.....	48
Сл. 3.6 Плочица са релејима за промену отпорности $R_1$ .....	48
Сл. 3.7 Експериментална поставка мерне опреме.....	49
Сл. 3.8 Модел статичког трења .....	50
Сл. 3.9 Модел Coulomb-овог трења.....	51
Сл. 3.10 Модел динамичког трења .....	51
Сл. 3.11 Модел вискозног трења .....	52
Сл. 3.12 Зависност укупног момента трења мотора од брзине обртања мотора .....	53
Сл. 3.13 Експериментално одређивање трења у мотору једносмерне струје при температурама околине: $\theta_1 = 15^\circ \text{C}$ , $\theta_2 = 20^\circ \text{C}$ , $\theta_3 = 23^\circ \text{C}$ .....	54
Сл. 3.14 Утицај температуре мотора на отпорност кола индукта.....	55
Сл. 3.15 Блок дијаграм мотора управљаног напоном индукта са утицајем Coulomb-овог трења .....	59
Сл. 3.16 Блок дијаграм мотора управљаног напоном индукта .....	59
Сл. 3.17 Линеаризовани модел мотора и појачавача .....	60
Сл. 3.18 Блок дијаграм каноничног модела појачавача у простору стања .....	61
Сл. 4.1 Адитивни откази појачавача са мотором једносмерне струје.....	64
Сл. 4.2 Структурна матрица формирана моделовањем система.....	70
Сл. 4.3 Под-структуре система: појачавач и мотор једносмерне струје .....	71
Сл. 4.4. Структурна матрица формирана на основу структуре система.....	72



Сл. 4.5 а) Потпуна, скоро хомогена спецификација одзива; б) одговарајуће $S_i(z)$ матрице.....	81
Сл. 4.6 а) Потпуна, скоро хомогена спецификација одзива; б) одговарајуће $S_i(z)$ матрице.....	86
Сл. 4.7 а) Скоро потпуна, хомогена спецификација одзива; б) одговарајуће $S_i(z)$ матрице.....	91
Сл. 4.8 а) Скоро потпуна, хомогена спецификација одзива; б) одговарајуће $S_i(z)$ матрице.....	97
Сл. 4.9 а) Скоро потпуне, хомогене спецификације одзива назначене на структурној матрици б) одговарајуће $E_i, F_i$ матрице.....	106
Сл. 4.10 а) Потпуна, скоро хомогена спецификације одзива назначене на структурној матрици б) одговарајуће $E_i, F_i$ матрице.....	111
Сл. 4.11 Simulink реализација а) интерних и б) рачунских резидуала.....	140
Сл. 4.12 LabVIEW код а) снимање сигнала б) симулациони модел рачунског резидуалног генератора.....	141
Сл. 4.13 Интерни резидуали при отказу $\Delta U_c$ у 5s.....	142
Сл. 4.14 Рачунски резидуали при отказу $\Delta U_c$ у 5s.....	142
Сл. 4.15 Филтрирани рачунски резидуали при отказу $\Delta U_c$ у 5s.....	142
Сл. 4.16 Интерни резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s.....	143
Сл. 4.17 Рачунски резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s.....	143
Сл. 4.18 Филтрирани рачунски резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s.....	143
Сл. 4.19 Филтрирани рачунски резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s, увећани приказ.....	144
Сл. 4.20 Интерни резидуали при отказу $\Delta U_a$ у 5s.....	144
Сл. 4.21 Рачунски резидуали при отказу $\Delta U_a$ у 5s.....	144
Сл. 4.22 Филтрирани рачунски резидуали при отказу $\Delta U_a$ у 5s.....	145
Сл. 4.23 Интерни резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s.....	145
Сл. 4.24 Рачунски резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s.....	145

Сл. 4.25 Филтрирани рачунски резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s.....	146
Сл. 4.26 Филтрирани рачунски резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s, увећани приказ .....	146
Сл. 4.27 Интерни резидуали при отказу $\Delta n_o$ у 5s.....	146
Сл. 4.28 Рачунски резидуали при отказу $\Delta n_o$ у 5s.....	147
Сл. 4.29 Филтрирани рачунски резидуали при отказу $\Delta n_o$ у 5s.....	147
Сл. 4.30 Интерни резидуали при отказу $\Delta U_c$ у 5s.....	148
Сл. 4.31 Рачунски резидуали при отказу $\Delta U_c$ у 5s.....	148
Сл. 4.32 Рачунски филтрирани резидуали при отказу $\Delta U_c$ .....	149
Сл. 4.33 Интерни резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s.....	149
Сл. 4.34 Рачунски резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s.....	149
Сл. 4.35 Рачунски филтрирани резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s.....	150
Сл. 4.36 Рачунски филтрирани резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s, увећани приказ.....	150
Сл. 4.37 Интерни резидуали при отказу $\Delta U_a$ у 5s.....	150
Сл. 4.38 Рачунски резидуали при отказу $\Delta U_a$ у 5s.....	151
Сл. 4.39 Рачунски филтрирани резидуали при отказу $\Delta U_a$ у 5s.....	151
Сл. 4.40 Интерни резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s.....	151
Сл. 4.41 Рачунски резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s.....	152
Сл. 4.42 Рачунски филтрирани резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s.....	152
Сл. 4.43 Рачунски филтрирани резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s, увећан приказ	152
Сл. 4.44 Интерни резидуали при отказу $\Delta n_o$ у 5s.....	153
Сл. 4.45 Рачунски резидуали при отказу $\Delta n_o$ у 5s.....	153
Сл. 4.46 Рачунски филтрирани резидуали при отказу $\Delta n_o$ у 5s.....	153
Сл. 4.47 Simulink модел транслираних резидуала код структурне матрице формирани на основу модела система.....	155

Сл. 4.48 Simulink модел транслираних резидуала код структурне матрице формиране на основу структуре система .....	156
Сл. 4.49 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $\Delta U_c$ у 5s .....	156
Сл. 4.50 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s .....	157
Сл. 4.51 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $\Delta U_a$ у 5s .....	157
Сл. 4.52 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s увећани приказ .....	157
Сл. 4.53 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $\Delta n_o$ у 5s .....	158
Сл. 4.54 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $\Delta U_c$ у 5s .....	158
Сл. 4.55 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $-\Delta M_o$ у 5s .....	159
Сл. 4.56 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $\Delta U_a$ у 5s .....	159
Сл. 4.57 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $\Delta I_a$ у 5s .....	159
Сл. 4.58 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу $\Delta n_o$ у 5s .....	160
Сл. 4.59 Рачунске и интерне путање при $\Delta U_c$ .....	164
Сл. 4.60 Рачунска филтрирана и транслирана путања при $\Delta U_c$ .....	164
Сл. 4.61 Координате дирекционог вектора при одзиву на отказ $\Delta U_c$ .....	165
Сл. 4.62 Рачунске и интерне путање при $-\Delta M_o$ .....	165
Сл. 4.63 Рачунска филтрирана и транслирана путања при $-\Delta M_o$ .....	165
Сл. 4.64 Друга координата дирекционог вектора у одзиву на отказ $-\Delta M_o$ ....	166
Сл. 4.65 Прва и трећа координата дирекционог вектора у одзиву на отказ $-\Delta M_o$ .....	166

Сл. 4.66 Рачунске и интерне путање при $\Delta U_a$ .....	166
Сл. 4.67 Рачунска филтрирана и транслирана путања при $\Delta U_a$ .....	167
Сл. 4.68 Координате дирекционог вектора у одзиву на отказ $\Delta U_a$ .....	167
Сл. 4.69 Рачунске и интерне путање при $\Delta I_a$ .....	167
Сл. 4.70 Рачунска филтрирана и транслирана путања при $\Delta I_a$ .....	168
Сл. 4.71 Координате дирекционог вектора у одзиву на отказ $\Delta I_a$ .....	168
Сл. 4.72 Рачунске и интерне путање при $\Delta n_o$ .....	168
Сл. 4.73 Рачунска филтрирана и транслирана путања при $\Delta n_o$ .....	169
Сл. 4.74 Координате дирекционог вектора у одзиву на отказ $\Delta n_o$ .....	169
Сл. 4.75 Структурна матрица при комбинацији два истовремена отказа ....	172
Сл. 5.1 Правоугаона апроксимација клизног интеграла .....	177
Сл. 5.2 Део Block Diagram-а LabVIEW кода за генерисање и снимање сигнала при детекцији мултипликативних отказа .....	179
Сл. 5.3 Део Block Diagram-а LabVIEW кода за генерисање мултипликативних отказа појачавача .....	180
Сл. 5.4 Front Panel LabVIEW кода за идентификацију параметара појачавача .....	180
Сл. 5.5 Део Block Diagram-а LabVIEW кода за естимацију параметара применом Алгоритма клизног интеграла .....	181
Сл. 5.6 Део Front Panel-а LabVIEW на коме су приказани процењени параметри појачавача применом Алгоритма клизног интеграла .....	181
Сл. 5.7 Multisim модел електронског појачавача .....	182
Сл. 5.8 Multisim модел мотора једносмерне струје .....	182
Сл. 5.9 Улазни напон појачавача – PRBS сигнал .....	183
Сл. 5.10 Излазни напон појачавача при промени $R_9$ у 10s.....	183
Сл. 5.11 Излазни напон појачавача при промени $R_{12}$ у 10s.....	184
Сл. 5.12 Излазни напон појачавача при промени $R_1$ у 10s.....	184
Сл. 5.13 Излазни напон појачавача при промени $C_8$ у 10s.....	184

Сл. 5.14 Излазни напон појачавача при отказу $R_a = 0.741 \Omega$ у $10s$ .....	185
Сл. 5.15 Излазни напон појачавача при отказу $R_a = 74.1 \Omega$ у $10s$ .....	185
Сл. 5.16 Излазни напон појачавача при промени $B$ у $10s$ .....	185
Сл. 5.17 Излазни напон појачавача при промени $J$ у $10s$ .....	186
Сл. 5.18 SW процене параметара $b_0$ при промени $R_1$ од $R_1 = 1 \Omega$ на $R_1 = 10 \Omega$ у $10s$ .....	186
Сл. 5.19 SW процене параметара $a_1, b_1$ при промени $R_1$ од $R_1 = 1 \Omega$ на $R_1 = 10 \Omega$ у $10s$ .....	187
Сл. 5.20 SW процене параметара $b_0$ при промени $B$ од $B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$ на $B = 1.8 \cdot 10^{-5} \text{ kgm}^2$ у $10s$ .....	187
Сл. 5.21 SW процене параметара $a_1, b_1$ при промени $B$ од $B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$ на $B = 1.8 \cdot 10^{-5} \text{ kgm}^2$ у $10s$ .....	187
Сл. 5.22 SI процене параметара $b_0$ при промени $C_8$ од $C_8 = 47 \text{ pF}$ на $C_8 = 10 \mu\text{F}$ у $10s$ .....	189
Сл. 5.23 SI процене параметара $a_1, b_1$ при промени $C_8$ од $C_8 = 47 \text{ pF}$ на $C_8 = 10 \mu\text{F}$ у $10s$ .....	190
Сл. 5.24 SI процене параметара $b_0$ при промени $R_a$ од $R_a = 7.41 \Omega$ на $R_a = 74.1 \Omega$ у $10s$ .....	190
Сл. 5.25 SI процене параметара $a_1, b_1$ при промени $R_a$ од $R_a = 7.41 \Omega$ на $R_a = 74.1 \Omega$ у $10s$ .....	190
Сл. 5.26 Симулациони модел појачавача при отказу $R_1 = 56 \Omega$ .....	192
Сл. 5.27 Измерени и симулирани излази појачавача при отказу $R_1$ насталом у $10s$ .....	195
Сл. 5.28 Алгоритам одлуке за изолацију мултипликативних отказа .....	197

## ЛИСТА ТАБЕЛА

Табела 3.1 Параметри мотора A-max26 $\varnothing 26\text{mm}$ , Precious Metal Brushes CLL,4.5W.....	43
Табела 3.2 Спецификација параметара појачавача .....	45
Табела 3.3 Вредности параметара појачавача који се помоћу релеја могу укључивати у коло појачавача .....	49
Табела 3.4 Параметри линеаризованог модела мотора и појачавача .....	56
Табела 4.1 Одређивање трансформација резидуала $w'_1(z)$ и $w'_2(z)$ применом Алгоритма I.....	114
Табела 4.2 Одређивање трансформација резидуала $w'_3(z)$ применом Алгоритма I.....	115
Табела 4.3 Одређивање трансформација резидуала $w'_4(z)$ применом Алгоритма I.....	116
Табела 4.4 Одређивање трансформација резидуала $w'_5(z)$ применом Алгоритма I.....	117
Табела 4.5 Одређивање трансформација резидуала $w'_1(z)$ , $w'_2(z)$ применом Алгоритма III.....	121
Табела 4.6 Одређивање трансформација резидуала $w'_3(z)$ применом Алгоритма III.....	122
Табела 4.7 Одређивање трансформација резидуала $w'_4(z)$ применом Алгоритма III.....	123
Табела 4.8 Одређивање трансформација резидуала $w'_5(z)$ применом Алгоритма III.....	124
Табела 4.9 Поређење трансформација $w'_1$ .....	126
Табела 4.10 Поређење трансформација $w'_2$ .....	127
Табела 4.11 Поређење трансформација $w'_3$ .....	128
Табела 4.12 Поређење трансформација $w'_4$ .....	129
Табела 4.13 Поређење трансформација $w'_5$ .....	130
Табела 4.14 Поређење трансформација $w'_1$ .....	132
Табела 4.15 Поређење трансформација $w'_2$ .....	132
Табела 4.16 Поређење трансформација $w'_3$ .....	133
Табела 4.17 Поређење трансформација $w'_4$ .....	133

Табела 4.18 Поређење трансформација $w'_5$ .....	134
Табела 4.19 Особине резидуалних трансформација .....	135
Табела 4.20 Границе окидања отказа при структурној матрици формираној на основу модела система .....	138
Табела 4.21 Границе окидања отказа при структурној матрици формираној на основу структуре система .....	138
Табела 4.22 Осетљивост резидуала при структурној матрици формираној на основу модела система .....	139
Табела 4.23 Осетљивост резидуала при структурној матрици формираној на основу структуре система .....	139
Табела 4.24 Утицај номиналних отказа на рачунске резидуале .....	148
Табела 4.25 Утицај номиналних отказа на рачунске резидуале .....	154
Табела 5.1 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног прозора при мултипликативним отказима на $R_1$ и $R_9$ .....	188
Табела 5.2 Процена параметара појачавача применом алгоритма клизног прозора при мултипликативним отказима на $R_{12}$ и $C_8$ .....	188
Табела 5.3 Процена параметара појачавача применом алгоритма клизног прозора при мултипликативним отказима на $R_a$ и $J$ .....	189
Табела 5.4 Процена параметара појачавача применом алгоритма клизног прозора при мултипликативним отказима на $B$ .....	189
Табела 5.5 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног интеграла при мултипликативним отказима на $R_1$ и $R_9$ .....	191
Табела 5.6 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног интеграла при мултипликативним отказима на $R_{12}$ и $C_8$ .....	191
Табела 5.7 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног интеграла при мултипликативним отказима на $R_a$ и $J$ .....	192
Табела 5.8 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног интеграла при мултипликативним отказима на $B$ .....	192
Табела 5.9 Процент поклапања излаза појачавача пре тренутка настанка отказа .....	193
Табела 5.10 Процент поклапања излаза система током параметарског отказа $R_1$ .....	193
Табела 5.11 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа $R_9$ .....	193
Табела 5.12 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа $R_{12}$ .....	193

Табела 5.13 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа $C_8$ .....	193
Табела 5.14 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа $R_a$ .....	194
Табела 5.15 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа $J$ .....	194
Табела 5.16 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа $B$ .....	194
Табела 5.17 Процена физичких параметара појачавача при мултипликативним отказима .....	200
Табела 5.18 Процена физичких параметара мотора при мултипликативним отказима.....	200



## 1. УВОД

### 1.1. ПРЕГЛЕД СТАЊА У ПОДРУЧЈУ ИСТРАЖИВАЊА

Са повећањем сложености система управљања, проблем њихове сигурности и робусности постаје све израженији у многим процесима [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8], [9]. Поузданост, робусност, расположивост као и сигурност по околину оваквих система се углавном изражава кроз осетљивост на отказе који се у системима појављују потпуно случајно, па је отуда у инжењерској теорији и пракси развијена нова дисциплина која се назива *теоријом детекције и изолације отказа*. Уопштено говорећи, под отказима се подразумевају сва одступања од нормалног, уобичајеног понашања система или пратеће инструментације. Ипак је, са инжењерског аспекта, оваква дефиниција отказа исувише општа, те се стога, конкретно, могу дефинисати два типа отказа која су тренутно од интереса. То су адитивни и мултипликативни откази у процесу. Под адитивним отказима се подразумевају непознати, улазни, детерминистички сигнали чије присуство се сматра пожељним за детектовање (што их разликује од поремећаја као такође непознатог, детерминистичког, улазног сигнала али чије присуство је непожељно за детектовање) и који утичу на одзив система, који су уобичајено једнаки нули, и чији се утицај, у времену трајања отказа, огледа у значајној промени излазног сигнала. Типични пример адитивног отказа мотора би била појава оптерећења које се не може предвидети. Откази на актуатору (уређају који генерише управљачки сигнал неког система) и сензорима се већином сврставају у адитивне отказе. На актуатору би пример адитивног отказа био тзв. застој (*eng.jam*), а на сензорима *blas*, *offset* или *drift* сензора [10]. Са друге стране, под мултипликативним отказима се подразумевају промене, скоковите или постепене, у параметрима процеса која често настаје током рада, за разлику од грешке моделовања дефинисане као промене у параметрима често присутне од почетка. Требало би нагласити да се потпуни откази актуатора и/или сензора сврставају у мултипликативне отказе. Код једносмерних мотора примери мултипликативних отказа би били: кратак спој

комутаторских прстенова настао услед накупљања прашине са карбонских четкица, померање положаја четкица ван магнетске неутралне осе, кратак спој или отворена веза намотаја индукта, промена отпорности индукта, промена коефицијента вискозног трења, [11], [12], [13].

Област детекције и изолације отказа има пред собом три задатка која треба решити. Први се односи на саму детекцију отказа, а овај задатак се обавља индикацијом да нешто са системом није уобичајено. Други задатак јесте изолација отказа, који се решава локацијом појаве отказа. Трећи задатак јесте идентификација отказа који означава одређивање интензитета нерегуларности. Изолација и идентификација отказа се заједно називају дијагнозом отказа. Док је детекција апсолутно неопходна у свим практичним процесима а изолација скоро исто тако битна, идентификација отказа иако корисна информација често је врло захтевна за имплементацију. Зато многи практични системи подразумевају само детекцију и изолацију отказа FDI (*енг. Fault Detection and Isolation*). Зато је у многим примерима термин "дијагноза" синоним за "изолацију".

Електрични мотори су нашли велику примену у индустрији. Сходно томе је FDI на овим електро-механичким компонентама и њиховим сензорима од изузетне важности за побољшање расположивости, поузданости и безбедности целокупних система [14]. Систем за мониторинг исправности рада оваквих система би требало да задовољи одређене захтеве које се односе на перформансе детекције и изолације. Перформансе детекције подразумевају следеће услове: осетљивост на појаву отказа (*енг. fault sensitivity*), која би требало да буде довољна да омогући детекцију довољно малих отказа; брзина реакције (*енг. reaction speed*) – подразумева довољно кратко време детекције отказа и коначно робусност (*енг. robustness*) – представља способност технике да функционише у условима присуства шума, поремећаја и грешака моделовања (*енг. robustness*). Изолационе перформансе подразумевају способност дијагностичког система да међусобно разликује поједине отказе. Такође, како би се смањила цена система за дијагнозу, сигнали би требало да буду лако мерљиви а сензори релативно једноставни.

У литератури је доступан и велики број књига из области детекције и изолације отказа [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24]. Анализирајући технике које се примењују на моторе, сензоре и актуаторе издвајају се три специфична приступа:

- 1) *Методe које су базиране на анализи вибрација, анализи "отисака" или модела (најчешће струјних) сигнала;*
- 2) *Методe које се заснивају на динамичком моделу система;*
- 3) *Методe које се базирају на искуству и знањима.*

1) *Методe које су базиране на анализи вибрација, анализи "отисака" или модела сигнала користе моделе сигнала као што су спектри, корелационе функције, wavelet трансформација,...*

Тако Filbert D. у [25] примењује анализу вибрација на детекцију отказа зупчаника и технику процене параметара у електромоторном погону. Показано је да се откази у пратећој опреми квалитетније могу детектовати анализом вибрација, док се откази у погону могу успешно детектовати методом процене параметара. Истиче се да комбинација оба приступа даје боље резултате од конвенционалних процедура.

Saadaoui W. and Jelassi K. у [26] и Schoen R. R. у [27] се баве применом спектралне анализе струје статора за детекцију оштећења лежајева асинхроних мотора. Такође се анализира и ефикасност праћења струја као методе детекције поменутог типа отказа, на основу успостављене корелације између фреквенција вибрација и фреквенција струја. За потврду ове везе за различите типове отказа лежајева користе се спектри вибрација и струја.

Nandi, S. Toliyat, H.A. Li, X. у [28] прегледно анализирају различите типове отказа и струјне отиске који они узрокују.

Ho. Sam Yiu Sum у тези [29] разматра детекцију статорских и роторских дефеката асинхроног мотора са краткоспојеним ротором. Користи спектралну анализу струја индукта и побуде како би детектовао отказе у лежајевима.

Kliman G.B. et al у [30] имплементирају детектор базиран на коришћењу рачунара на основу анализе струјних сигнала за асинхроне моторе са

краткоспојеним ротором. Разматрани су прекид једног проводника или отворена веза последњег прстена кавезног ротора.

R. R. Schoen et al у [31] примењују метод за *online* детекцију отказа асинхроног мотора на основу праћења спектра струје статора. Систем користи и вештачки формирану неуралну мрежу како би меморисао спектралне карактеристике мотора у нормалном раду. Имплементира се филтар у сврху пропуштања оних хармоника струје који се процењују као релевантни у процесу детекције отказа.

В. Akin у [32] такође анализира спектралне компоненте струје статора издвајајући само једносмерну компоненту спектра при појави отказа.

J.-K. Park у [33] анализира бочне опсеге фреквенција струје статора како би класификовао типове отказа код једносмерног мотора без четкица. У изолацији отказа релевантна је чињеница да различити откази формирају и специфичне делове спектра.

Прегледан рад М. El Nacheми Benbouzid [34] метода FDD (*Fault Detection and Diagnosis*) заснива се на анализи "отисака" сигнала. Дат је приказ фундаменталне теорије, основних резултата, и практичних примена анализе "отисака" на бази спектралне анализе струје статора за детекцију и локализацију абнормалних електричних и механичких услова који индицирају или могу довести до отказа асинхроног мотора.

D. Filbert у [35] примењује методе детекције отказа за моторе малих снага који се употребљавају код аутомобила и у кућним апаратима (универзални мотори). Истиче предности које је донела микроелектроника (микропроцесори и процесори сигнала). Овај прогрес је омогућио применљивост математичких метода и метода обраде сигнала. Користе се дијагностичке методе на основу мерења напона, струје и брзине и анализе тако добијених сигнала.

D. McKinnon у [11] користи анализу струјних и напонских "отисака" у процесу дијагнозе отказа мотора једносмерне струје. Разматрају се појава диференцијалне струје, кратак спој намотаја побуде и намотаја индукта, кратак спој комутаторских прстенова најчешће узрокован накупљањем угљене прашине, положај четкица ван магнетски неутралне осе.

M. Boltežar and J. Slavič у [36] примењују биспектралну анализу при FD мотора једносмерне струје, која има две битне предности: отпорност на присуство шума и способност детекције неких нелинеарности.

Li, J. Fang, and H. Li, у [37] разматрају дијагнозу отказа инвертора мотора једносмерне струје без четкица (BLDC *motor*) на основу анализе струја.

S. Rajagopalan у [38] истиче да је поузданост детекције отказа у раној фази од посебне важности код мотора који често раде под условима који се константно мењају у времену. FD отказа мотора који раде у стационарном стању је једноставна на основу примене *Fourier*-еве трансформације. Ипак FD код мотора који раде у нестационарним режимима захтева много софистицираније технике обраде сигнала. Предлаже се примена *Wigner-Ville* фамилије расподела као алтернатива краткотрајних *Fourier*-евих трансформација (енг. *short time Fourier transforms* (STFTs)), за дијагнозу роторских отказа у мотору једносмерне струје без четкица (BLDC *motor*).

Предност ових метода је што не захтевају прецизно моделовање система. Мана приступа базираног на фреквенцијским анализама сигнала је што није најпогоднији за брза *online* тестирања мотора јер захтева извесно време за спровођење. Такође, метод који се заснива на анализи вибрација се због буке и велике цене сензора сматра применљивим само код мотора великих снага.

## 2) Једна велика класа метода за FDI се базира на моделу система.

Још од 1970's развијени су различити приступи FDI засновани на моделу од стране електро инжењера [39], [40], [41], [42] као инжењера који се баве управљањем процесима [43], [44], [45], [46].

Већина техника FDI заснованих на моделу претпостављају да је тачан модел објекта управљања доступан тј. познат. У реалним практичним примерима таква претпоставка може бити нетачна, јер су грешке моделовања често присутне у системима. Поред тога, врло често су и поремећаји присутни у већини процеса. Постојеће FDI шеме обично узимају у обзир засебно поремећаје и грешке моделовања. Тако FDI технике за одвајање поремећаја су изложене у [47], [48], [49], [50], [51], [52], [53]. Са друге стране, предложен је и велики број процедура робусних на грешке моделовања [54], [55], [56], [57],

[58], [59], [60], [61], [62]. Ипак, мали број поступака је адекватан у случају истовременог присуства поремећаја и грешака моделовања осим ако се не уведу неке рестриктивне претпоставке које се односе на модел [63], [64], [65], [66], [67], [20].

Код примене метода које се заснивају на динамичком моделу система издвајају се три приступа:

- a) Приступ на бази формирања једначина парности (енг. *parity equation approach*);
- b) Приступ заснован на естимацији параметара (енг. *parameter estimation approach*);
- c) *Онсервер и филтер приступ* (енг. *observer and filter approach*).

a) Приступ на бази формирања једначина парности

Заснива се на концепту аналитичке редудансе тј. на поређењу мерења излаза са аналитички добијеним излазима на основу познавања модела и улаза система. Резултат овог поређења је сет примарних резидуала на које се примењују синтетизоване трансформације да би се формирали резидуали. Следећи корак је тзв. евалуација резидуала настала као резултат поређења са одговарајућим праговима детекције (енг. *threshold*), добијених емпиријски или после спроведених теоријских разматрања. Приступ на бази формирања једначина парности и структурних резидуала је развио је Gertler [15], [42], [68] и представља ефикасан алат у изолацији отказа. Избор матрице трансформације није јединствен. Основне формулације једначине парности дају J. Gertler and D. Singer у [42] и J. J. Gertler и M. M. Kunwer у [68]. Сличне идеје се могу пронаћи у [69]. Qin и Li су у [46] оптимизирали дизајн структурних резидуала развијањем динамичког структурног приступа са максималном осетљивошћу.

У [70] Gertler и Монајему показују да се дирекциони резидуали могу генерисати на основу једначина парности. Дизајн је такође заснован на моделу система. Уколико се резидуални генератор трансформише у полиномни (MA *moving average*) омогућава се и МА пренос шума. Пренос белог шума и одвајање од поремећаја су обезбеђени проширењем спецификација

одзива. Приступ на основу једначина парности је потом упоређен са традиционалним приступом на основу дизајна филтра и показао се као много једноставнији са блажим условима егзистенције. Уз исте спецификације одзива оба приступа дају идентичне резидуалне генераторе.

X.-C. Lou, A. S. Willsky и G. C. Verghese у [56] истичу да се методе детекције отказа експлицитно или имплицитно базирају на редуванси тј. на најчешће динамичким релацијама између мерних променљивих. Робусност процеса за детекцију отказа због тога у великој мери зависи од поузданости редуванских релација која је опет условљена неизбежним присуством непрецизности модела.

Chow E. и Willsky A. у [71] наглашавају неопходност робусности система за FDI. Резидуални генератор се пројектује на основу једначина парности, а дизајн робусног резидуалног генератора процеса је формулисан као проблем оптимизације.

Метод FDI који је базиран на детекцији и идентификацији отказа применом *fully decoupled parity equations* приступа динамичким системима са познатим линеарним и непознатим нелинеарним члановима разматрали су C.W. Chan, S. Hua и Z. Hong-Yue у [10]. Развијен је *fully decoupled parity equations* векторски приступ и показано је да су резидуали који се генеришу из њих одвојени од остатка отказа и непознатог нелинеарног члана и да су осетљиви само на специфичне сензорске и актуаторске отказе. Из резидуала даље се откази естимирају применом рекурзивне методе најмањих квадрата RLS (*енг. Recursive least-squares method*). Метод FDI је примењен на симулационом примеру мотора једносмерне струје.

Fagarasan I. и Iliescu S у [72] истичу се да су сензори, актуатори или физичке компоненте у инжењерским системима често подложне недозвољеним и неочекиваним одступањима од уобичајених радних режима. Примењен је *parity equations* приступ процесу детекције отказа и наглашено је да је исти ефикасан у процесу детекције отказа применом резидуала.

W. Li и S. Shah у [73] предлаже векторски приступ детекцији и изолацији отказа сензора у динамичким системима. После формулисања проблема детекције и изолације отказа у динамичким системима представљеним

моделом у простору стања, развијен је оптимални дизајн примарног резидуалног вектора за детекцију отказа и сет структурних резидуалних вектора за изолацију отказа коришћењем проширене опсервабилне матрице и тзв. *Lower triangular block Toeplitz* матрице система. Рад представља векторски приступ проблему детекције и изолације отказа.

Различити дизајн електричних и хидрауличних актуатора као и сензора толерантних на отказе на принципима редувансе R. Isermann разматра у [74].

Рад [75] аутора M. Staroswiecki и G. Comtet-Varga указује на технике које користе концепт аналитичке редувансе, развијене за линеарне системе, за FDI нелинеарних динамичких система, моделованих полиномним диференцијалним једначинама. Евалуација резидуала је развијена за сензоре, актуаторе и компоненте отказа процеса. Дати су услови детекције и изолације и анализиран је дизајн робусних структурних резидуала.

#### *b) Приступ заснован на естимацији параметара*

Технике детекције и изолације мултипликативних отказа су најчешће засноване на естимацији параметара. Референтни модел се прво добија неком поступком стандардне естимације (RLS или LS) у одсуству отказа. Потом се параметри поново идентификују *online*. Одступања од референтног модела постају основа за детекцију и изолацију отказа.

Gertler у [76] и [77] доказује блиску везу између два различита приступа детекцији и изолацији мултипликативних отказа заснованих на процени параметара и параметарској верзији једначина парности. Показује се да процена параметара примењена на једначине парности води естимацији одступања од номиналног модела система. Овако дизајниране једначине парности у ствари представљају LS процену са минималним дужином података. Уколико се једначине парности формиране за стварне физичке параметре, могу да послуже у идентификацији отказа. Ипак, уколико је веза између параметара модела и стварних физичких параметара нелинеарна, отказ се могу само приближно проценити. Такође, треба нагласити да су технике естимације при FDI мултипликативних отказа често поузданије од



техника заснованих на аналитичкој редуванси, мада су комплексније за *online* примену.

Gertler у [67] разматра адитивне и мултипликативне отказе. Предложене су различите изолационе шеме које имају могућност одвајања од поремећаја и одређених грешака моделовања. Наглашене су и везе са другим модел приступима, базираних на дијагностичким опсерверима стања и естимацији параметара.

R. Isermann у [78] наглашава предност које је донело коришћење рачунара у односу на апликације конвенционалних приступа. Истиче да је додатком модела процеса, метода естимације и доношења одлука могуће пратити и немерљиве променљиве као што су неке променљиве стања система. Рад представља кратак преглед основних метода детекције отказа као и описе одговарајућих метода естимације параметара континуалних модела. Разматрана су два примера: детекција отказа центрифугалне пумпе праћењем параметара и детекција цурења у цевима коришћењем корелационих метода.

E. A. Garcia, Z. Han, и P. M. Frank у [79] разматрају процену смањеног броја параметара оригиналног система. Избор параметара произилази из процене структурних резидуала.

У [80] L. Menini et al, приказују FD метод који је у стању да идентификује настанак отказа и природу мотора једносмерног мотора са перманентним магнетом. За процену динамичких параметара модела мотора, који се формира као функција излаза и њихових извода до коначног степена, користе се технике алгебарске геометрије (*енг. Algebraic Geometry Techniques*). Симулациони и експериментални резултати показују ефикасност предложених техника.

Кратак преглед FD метода применом техника естимације параметара и осврт на примену на пољу индустријских процеса као и на примеру DC мотора дали су A. Pouliezios, G. Stavrakakis, и C. Lefas у [81].

R. Isermann и O. Moseler у [82] примењују методе детекције отказа мотора једносмерне струје без четкица (BLDC *motor*) који погони механички подсистем. Мотор се управља PWM инвертором преко правоугаоне струјне

екситације. Описана је примена естимационог алгоритма како би се процениле промене параметара мотора коришћењем монофазних струја.

Технике засноване на моделу користе редувансу у статичким и динамичким везама између улаза и излаза за детекцију и изолацију отказа. Како машина застарева, излази система одступају од жељених вредности, на тај начин генеришући резидуале који су дефинисани као грешка између мерења сензора и одговарајућих сигнала симулираних на излазу модела. Постављањем мерења система са отказом за базна, параметри идеализираног модела се могу варирати како би се резидуали минимизирали. Овај процес је познат као подешавање параметара "*Parameter Tuning*". У тези [83] S. В. Rengarajan поставља оквир за аутоматизацију процеса подешавања параметара са фокусом на моторе једносмерне струје и трофазне асинхроне моторе. Приказан модул подешавања параметара је дизајниран на реалним моделима система који су изразито нелинеарни. Модул комбинује технике вештачке интелигенције као што је QMC *sampling* (*Quasi-Monte Carlo*) (*Hammersley sequencing*) и *Genetic Algorithm* (*Non Dominated Sorting Genetic Algorithm*) са ЕКФ (*Extended Kalman filter*), који користи динамику система преко физичког модела система. Развијен је и пробни *Graphical User Interface* (GUI) како би упростио везу између машинског оператера и модула. QMC *sampling* and *Genetic algorithm* су се показали ефикасни на мерним сигнаlima када је систем у стационарном стању. Мана ових приступа је комплексност примене и немогућност естимације параметара *online* – '*batch estimator*'. ЕКФ модул је омогућио *online* естимацију.

У раду О. Moseler-а и R. Isermann-а [84] се предлаже техника естимације параметара за детекцију отказа мотора једносмерне струје без четкица (BLDC *motor*). Мере се улазни и излазни сигнали мотора и процењују параметри мотора. Метод се базира на математичком моделу процеса. Мере се напон напајања инвертора, једносмерна струја и угаона брзина мотора. Техника естимације параметара даје информацију о електричној отпорности, константи емс као и о механичким параметрима. Може се применити при *end-of-line* и *online* детекцији отказа.

У раду [85] W. Chen и M. Saif приказују дизајн шему актуатора, која се предлаже за класу нелинеарних система са познатим и непознатим улазима. Шема се базира на улазно/излазним релацијама развијеним за нелинеарне системе и високом реду *sliding-mode* робусних диференцијатора.

*с) Опсервер и филтер приступ*

Приступи на бази опсервера представљају доста примењиван алат проблему FDI, применљив на линеарне и нелинеарне системе у присуству поремећаја као и грешака моделовања. Тако у раду [86], Indriawati K., Agustinah T., Jazidie A. разматрају проблем естимације сензорских и актуаторских отказа система са утицајем шума и поремећаја. Дизајнира се робусни опсервер за реконструкцију сензорских и актуаторских отказа LTI система. Користећи компензациону шему, предложен је реконфигурабилни приступ управљању како би се развио управљачки систем отпоран на присуство отказа. Симулације показују да је предложени приступ у стању да реконструише и естимира отказе у било којој форми, чак и при истовременом настанку отказа у присуству шума и поремећаја. Појачања опсервера су одређена коришћењем LMI (енг. *linear matrix inequality*) процедуре и  $H_\infty$  приступа. Валидност предложеног приступа је приказана на примеру мотора једносмерне струје.

Опсервер редукованог реда за линеарне временски независне системе са непознатим улазом укључујући непознате мерне поремећаје предлажу М.Нou и P.C. Müller у [50]. Главна идеја при FDI на основу дизајна опсервера, је да се пронађе опсервабилни подсистем у коме се појављују откази од интереса а остатак отказа нестаје. Такође се могу добити робусни FDI опсервери за несигурне системе, под претпоставком да се несигурности система могу формулисати као непознати улази. Показује се да се једначине парности могу генерисати коришћењем тзв. *dead-beat observer* шеме, директно у временском домену.

У раду [51], X. Wei и M. Verhaegen разматрају дизајн опсервера отказа за линеарне временски независне системе (LTI) са адитивним и мултипликативним отказима код којих такође постоји дејство поремећаја.

Разматра се дизајн опсервера у оквиру  $H_\infty / H_-$  index framework коришћењем КУР *lemma* у коначном фреквенцијском домену.

У [53] D. Koenig анализира приступ дизајну опсервера за линеарне системе са различитим карактерима отказа и непознатим улазима. Разматрани су случајеви када је отказ континуално диференцијабилан, када није континуално диференцијабилан али је ограничен и када је неограничен и није детерминистички.

J. Chen и Y.-Y. Cao у [87] примењују дизајн стабилног опсервера за детекцију отказа у коначном фреквенцијском домену за линеарне, временски независне, континуалне системе, а J. Chen, Y.-Y. Cao и W. Zhang у [88] дизајнирају опсервер за линеарне системе са променљивим параметрима.

Примена опсервера стања у естимирању параметара и њиховом коришћењу у процесу FDI разматра A. Kukreja у [89].

У тези [90] J. Delhotal анализира примену опсервера на линеарном прекидачком систему. Промене грешака опсервера се снимају као би се детектовале одређени типови отказа. Рад се заснива на математичким принципима општег формата који се може применити на било ком типу линеарних система. Методе су примењене на примеру DC-AC исправљача, како би се брзо детектовале промене параметара, сензорски откази и откази прекидача. Пример приказује могућност детекције различитих типова отказа система. Истакнуто је ограничење у броју различитих отказа који се међусобно могу разликовати који је дефинисан бројем променљивих стања система.

У [58] P. M. Frank и X. Ding разматрају методе за генерисање и евалуацију резидуала за модел базиране приступе FDI применом опсервера код несигурних, линеарних, динамичких система помоћу фреквенцијских приступа и оптимизационе  $H_\infty$  технике.

Рад P. M. Frank-а и X. Ding-а [57] приказује основне доприносе у теорији дијагнозе отказа применом опсервера у динамичким системима. Нагласак је на предностима фреквенцијских техника које укључују  $H_\infty$  теорију, теорију нелинеарног опсервера са непознатим улазом, теорију адаптивног опсервера,

техникама базираних на вештачкој интелигенцији укључујући *fuzzy* логику, техникама ослоњених на искуство и природну интелигенцију људског ресурса. Два репрезентативна примера илуструју ефикасност приступа који се базира на примени опсервера.

У [55] Р. М. Frank наглашава да је предуслов за изводљивост метода FDI на бази опсервера у динамичким системима задовољавајућа робусност у односу на непрецизности модела. Рад представља преглед најбитнијих метода за повећање робусности на нивоу генералисања и евалуације резидуала. Генерисана је  $H_\infty$  шема опсервера са непознатим улазом, робусна *parity space* провера као и декорелациони филтер са концептом адаптивног избора *thresholda*. Истакнуто је да концепт шеме опсервера са непознатим улазом, која иначе обезбеђује врло квалитету робусност у односу на грешке моделовања, са додатком  $H_\infty$  техника представља генерални оквир робусног генерисања резидуала и обједињује многе остале приступе као што су: *parity space* и филтер приступ.

Уместо минимизирања ефекта поремећаја као у примени робусних филтара или одвајања поремећаја као у процедури опсервера са непознатим улазом (*енг. unknown input observers*) у [66], Ј. F. Tu и Ј. L. Stein предлажу процену поремећаја и да се иста користи да би се редуковала грешка моделовања. Ова техника је назначена као компензатор грешке моделовања (*енг. model error compensator* (МЕС)). Приказани су потребни услови да се постигне гранична вредност грешке процене поремећаја. Ови услови се разликују од услова за опсервер са непознатим улазом и услова за робусни филтар.

Фокус рада [91], В. Jiang-а и F. N. Chowdhury-а је на детекцији и естимацији мултипликативних отказа нелинеарног система са нелинеарно расподељеном функцијом отказа која зависи не само од улаза и излаза система него и од немерљивих променљивих стања. Предложен метод се заснива на дизајну адаптивног опсервера.

Ф. Сaccavale, F. Pierri, и L. Villani у [61] се баве проблемом дијагнозе отказа (FD) за класу нелинеарних система у присуству отказа актуатора. Шема је заснована на временски дискретном дијагностичком опсерверу који

процењује стање система. Да би се изборио са непрецизностима и грешкама дискретизације, развијен је временски дискретан адаптиван закон.

Дизајн нелинеарног опсервера са непознатим улазом NUIO, за робусну детекцију отказа приказују J. Zarei и E. Shokri у [65]. NUIO одваја поремећаје и непрецизности од процењених стања у нелинеарним системима. Заснива се на тзв. *exploit cubature rule* да би се превазишао проблем нелинеарног прорачуна у присуству спољњих поремећаја.

R. J. Patton и J. Chen у [48] представљају теоријски приступ додељивању сопствене структуре (*енг. eigenstructure assignment approach*) при робусној детекцији отказа. Приказане су принципске поставке, услови постојања, и дизајн процедуре. Главни допринос рада је у развоју додељивања сопствених вектора десног опсервера при робусној детекцији отказа. Када се неке вредности десних сопствених вектора доделе паралелно са правцима простирања поремећаја, дијагностички резидуал који се генерише опсервером је независан од поремећаја. Робусни детектор се може постићи и левим и десним додељивањем сопствених вектора (*eigenvector assignment method*). За леви метод сопствених вектора предложени су довољни услови. За десни метод сопствених вектора предложени су и неопходни и довољни услови. Дата су и два нумеричка приступа да илуструју предложене методе.

Пример робусне детекције отказа сензора млазних авиона такође заснован на приступу сопствене структуре у континуалном и у дискретном домену дају R. J. Patton и J. Chen у [47]. Применом левог или десног вектора сопствених вредности опсервера који је ортогоналан или паралелан са правцима поремећаја, постиже се одвајање поремећаја. Грешке моделовања се сматрају поремећајима на систем за FD. Развијен је метод за естимацију правца поремећаја.

У раду [92], Watanabe, K. Sasaki, M. Himmelblau, D. M., предлажу методе за одређивање оптималног сета мерних положаја за идентификацију отказа који се може детектовати ако су присутне потпуне информације о променљивима стања. Предлаже се линеарна опсервација смањеног реда за естимацију променљивих нелинеарног система са непознатим параметрима. Развијена је теоријска метода за процену стања нелинеарних система са непознатим

параметрима и преко симулације метода је примењена за детекцију отказа нелинеарне електричне машине.

Истраживање W. Zhang-а приказано у [93], има за циљ стратегију развоја шеме FDD у почетку настанка отказа на примеру мотора једносмерне струје без четкица са перманентним магнетима (Permanent Magnet Brushless DC Motor PMBLDC) засновану на процени стања. Посматрају се откази у лежајевима и у намотајима статора који су уједно и најчешћи тип отказа.

T. A. Najafabadi у [94] предлаже детекцију отказа сензора асинхроног мотора засновану на адаптивном опсерверу са естимацијом отпорности ротора.

Електричне машине великих снага имају редундантну управљачку електронику на коју спољашњи поремећаји могу деловати збуњујуће. У раду [95] Berendsen, C.-S. et al, предлажу метод који би омогућио разликовање сензорских отказа (брзинске и струјане петље) од флукутација у напајању и утицаја момента оптерећења или бар постизање робусности на исте. Техника се базира на аналитичкој редунданси: откази се представљају као одступања променљивих стања које се естимирају помоћу опсерверских структура. Представљају се откази сензора у управљачким петљама, њихова детекција, и проучава се робусност приступа у односу на спољашње поремећаје као што су утицаји оптерећења или флукутације у напајању.

У раду [96], X.-G. Yan-а и C. Edwards-а се разматра детекција и изолациона сензорских отказа нелинеарних система. Дизајнира се *sliding mode* опсервер како би прецизно реконструисао сензорски отказ уколико систем не испољава никакву несигурност, тј. са циљем естимације сензорског отказа када несигурност постоји.

Дизајн и примена *sliding mode* опсервера (SMO) за детекцију, изолацију и естимацију (FDIE) актуаторских и сензорских отказа за класу несигурних *Lipschitz* нелинеарних система такође анализирају W. Chen и M. Saif у [97]. Актуаторска FDIE се остварује регруписањем улаза система у облик погодан за дизајн SMO. Такође се филтрирањем регруписаних излаза, слична структура система може развити за сензорску FDIE. Четири проблема се разматрају: 1) Услови за изоловање једног и/ или више отказа; 2) Максималан

број отказа који се могу истовремено изоловати; 3) Начин дизајнирања SMO приступа за FDI да би се постигла изолација вишеструких отказа коришћењем што мање опсервера; 4) Начин процене облика отказа. Да би се одговорило на дата питања предложен је нови концепт под називом *Fault isolation index* (FIX) за актуаторске и сензорске отказе. Симулациони резултати показују да предложена FDIE успешно може детектовати и изоловати споре и брзе отказе актуатора. Такође је показано да се може постићи тачна естимација актуаторских отказа.

Y. Wang и D. H. Zhou у [98] разматрају могућност идентификације сензорских *gain* отказа за класу нелинеарних система. Сензорски *gain* откази се могу поделити на две класе: условно идентификабилне отказе и условно детектибилне отказе. Предлаже се алгоритам за добијање броја и локација условно идентификабилних отказа. Асимптотска естимација условно идентификабилних отказа се постиже преко опсервера са непознатим улазом и адаптивним законом када нема условно детектибилних отказа у систему и када је задовољена неједнакост линеарне матрице. Такође се предлаже детекциони опсервер у сврху праћења условно детектибилних отказа. Акцент рада је на нестабилним системима. Приказани су и симулациони резултати на флексибилном зглобу робота.

Робусни филтар за линеарне временски независне системе (LTI) са непознатим улазима и непрецизностима модела примењују J. Guo, X. Huang, и Y. Cui у [64]. Основна идеја је да се робусни FD дизајн филтра формулише као *model-matching*  $H_\infty$  проблем. Решење оптималног проблема се представља преко формулације неједнакости линеарне матрице (LMI). Главни резултати укључују формулацију проблема дизајна FD филтра, извођење потребних услова за егзистенцију робусног FD филтра и конструкција робусног филтра заснованог на LMI алгоритму.

У [63] M. Zhong, S. X. Ding, J. Lam, и H. Wang разматрају дизајн робусног филтра за одређену класу линеарних, временски независних система (LTI) са непознатим улазима и грешкама моделовања. Основна идеја рада је да се употреби оптималан резидуални генератор (уз претпоставку непостојања



грешака моделовања) као референтни резидуални модел робусног FD филтра за несигурне LTI системе са грешкама моделовања. Дизајн робусног детекционог филтра (FD филтра) заснива се на  $H_\infty$  *model-matching* проблему. Коришћењем резултата  $H_\infty$  оптимизације, представљено је решење за проблем оптимизације преко формулације линеарне матрице неједнакости LMI. Главни резултати рада укључују развој оптималног референтног резидуалног модела, формулација робусног FD филтра и његова конструкција на основу LMI параметара, одређивање адаптивног прага за FD. Предложен је и пример за демонстрацију ефикасности предложеног приступа.

Рад Z. Shen, G.-H. Yang, и P. Sun [62], се заснива на проблему робусне детекције отказа (FD) за класу *polytopic* несигурних линеарних система који су вођени *Wiener*-овим процесом. Претпоставка је да матрица стања зависи од непознатих али ограничених временски променљивих параметара. Уводи се механизам прекидања како би се конструисао робусни FD филтар са променљивим појачањима и како би унапредио перформансе FD у односу на традиционални дизајн филтра са фиксним појачањима. Коначно, проблем дизајна филтра се формулише као проблем изводљивости у смислу решавања неједнакости линеарне матрице (LMI). Предложен је и пример за илустрацију предложене методологије.

Рад [52] X.-J. Li-а и G.-H. Yang-а разматра проблем FD за класу *Itô-type* стохастичних система са временским кашњењем на које делују спољни поремећаји и сензорски откази. Главни циљ је дизајн филтра за детекцију отказа (FDF) прописаног нивоа слабљења поремећаја и осетљивости на отказе. Довољни услови за гарантовање ових нивоа су формулисани у облику неједнакости линеарне матрице (LMI). Дизајн филтра за детекцију отказа је дефинисан као проблем оптимизације који се може ефикасно решавати помоћу стандардних нумеричких алгоритама. Како би се смањио конзервативизам при дизајну филтра са мешовитим циљевима коришћен је *multi-Lyapunov functions* приступ преко *Projection Lemma*. Показано је да резултати не само обухватају неке претходне услове који карактеришу  $H_\infty$  перформансе и  $H_2$  перформансе дефинисане за линеарне, стационарне (LTI)

системе, као посебне случајеве, већ и побољшавају ове услове. Користе се два примера да илуструју ефикасност предложене дизајн шеме.

J. Chen, R. J. Patton, и H. Zhang у [49] наглашавају да су детекциони филтри специјална класа опсервера која може генерисати дирекционе резидуале у сврху изолације отказа. Рад предлаже приступ дизајну робусног филтара (у смислу одвајања резидуала од поремећаја) за детекцију отказа који обезбеђује да резидуални вектор, који се генерише од стране филтра има и робусне и дирекционе карактеристике. Ово се остварује комбиновањем опсервера са непознатим улазом и принципа детекције отказа на бази филтра. Рад предлаже нови опсервер потпуног реда са непознатим улазом и даје неопходне и довољне услове за егзистенцију. Када се задовоље услови одвајања од поремећаја, остатак слободе се може искористити да обезбеди да резидуал поседује дирекциона својства на основу принципа филтра за детекцију отказа. Пример нелинеаран систем млазног мотора.

J. H. L. J. H. Lee и J. L. J. Lyou [99] интегрисано приказују дијагнозу отказа и стратегију прилагођавања код актуаторских и сензорских отказа мотора једносмерне струје. Шема се заснива на изолацији отказа и естимацији која користи банку робусних двостепених Калманових филтара као и увођења адитивног управљања за компензовање ефеката отказа система. Симулациони резултати мотора једносмерне струје са варијацијом трења, непрецизностима модела, сензорским и системским шумовима показују ефикасност приказане методе.

У тези [100] M. Mishra користи тзв. *particle filter approach* приступ за детекцију отказа и њихову предикцију код нелинеарних система са расподелом шума који није *Gaussian*. Већина техника детекције отказа претпостављају да је модел система линеаран и да је шум *Gaussian*-ове расподеле. Претпоставка линеаризације може довести до слабе детекције и непрецизне предикције. Такође може узроковати и погрешне аларме. Главна предност изабране методе је коришћене потпуне расподеле вероватноће променљивих стања из филтра у процесу детекције отказа и предвиђања отказа. Вредности прагова детекције су изабране хеуристички. У приступу је коришћен модел једносмерног мотора.

У раду S. M. Kargar, K. Salahshoor, и M. J. Yazdanpanah [60] предлажу приступ управљању једној класи нелинеарних система. Претпоставља се да се откази јављају на актуаторима. Калманови филтри се употребљавају при детекцији актуаторских отказа али и за естимацију непознатих параметара позиције актуатора. Естимирани параметри се потом користе при корекцији модела система на кога делују откази и за реконфигурацију контролера.

Мана FDI метода заснованих на моделу је неопходност познавања прецизног модела система или његове идентификације.

3) *Методе које се базирају на искуству и знањима подразумевају синтезу неуралних мрежа, примену метода експертних система, fuzzy логике,...*

X. Q. Liu, H. Y. Zhang, J. Liu, и J. Yang у [13] користе методе FDD на примеру мотора једносмерне струје које се заснивају на естимацији континуалних параметара применом *block-pulse function series*. Електро-механички параметри се одређују на основу естимираних параметара континуалног модела. Релативне промене електро-механичких параметара се користе у процесу детекције отказа. На основу узорака промене параметара формира се вишеслојна неурална мрежа у сврху изолације отказа. Експериментални резултати на стварном мотору показују ефикасност комбиноване примене технике естимације параметара и неуралних мрежа.

Рад L. J. de Miguel и L. F. Blázquez у [101] формирају систем за детекцију и изолацију отказа једносмерног мотора, који се заснива на улазно-излазном моделу система и формирању једначина парности док је алгоритмом за доношење одлука заснован на принципима *fuzzy* логике. Несигурности модела система, присуство шума и стохастичко понашање неких променљивих смањују поузданост и робусност метода за дијагнозу отказа. *Fuzzy* правила користе концепт вероватноће отказа и знање о осетљивости резидуалних једначина. Систем за FD који се заснива на улазно-излазном моделу и једначинама парности и који укључује и овај модул за доношење одлука, је успешно примењен на лабораторијски систем резултирајући смањењу непрецизности услед поремећаја и грешака моделовања. Експериментално добијене осетљивости резидуалних једначина омогућују и процену величине отказа.

Систем за дијагнозу отказа садржи класификациони систем који може разликовати различите отказе на основу посматраних симптома процеса који се истражује. Предност дијагнозе на бази *fuzzy*-логике је што омогућује обједињење познатих правила и омогућује кориснику да разуме законитости система. У раду [102] D. Fuessel и R. Isermann предлажу шему за дијагнозу отказа на примеру мотора једносмерне струје. Предност методе је повећана робусност у односу на традиционалне класификационе шеме.

Перформансе мотора једносмерне струје са перманентним магнетима без четкица у условима *Open-Switch Fault* разматрају M. A. Awadallah и M. M. Morcos у [103] и M. A. Awadallah и M. M. Morcos у [104]. *Wavelet* трансформација се користи да екстрахује дијагностичке индикаторе на основу таласног облика струје. Интелигентни посредник се заснива на ANFIS (*енг. adaptive neuro-fuzzy inference systems*) како би аутоматизовао процес изолације и локације. ANFIS се обучава *offline*, на основу резултата симулације под различитим условима, без и са присуством отказа, добијених од сједињених параметара мрежног модела. Поклапања резултата симулације и измерених таласних облика потврђују ефикасност предложене методологије.

Робусна дијагноза отказа мотора једносмерне струје помоћу вештачке неуралне мреже и моделовање грешака модела анализира K. Patan у [54].

D. Fuessel и R. Isermann у [105] истичу да се систем за дијагнозу отказа састоји од класификационог система који би требало да разликује различите отказе, на основу посматраних симптома процеса који се разматра. Пошто најчешће симптоми отказа нису унапред познати, неопходан је систем који може учити на основу експерименталних и симулираних података. Дијагноза на бази *fuzzy* логике има предности. Омогућује једноставно укључивање познатих законитости и омогућује кориснику да разуме и изведе закључке о систему. У раду је предложена шема дијагнозе примењена на мотору једносмерне струје. Приступ се заснива на структурним априори законитостима и измереним подацима како би се формирао хијерархијски систем дијагнозе који се може прилагодити различитим типовима мотора. Предност је њена транспарентност и повећана робусност у односу на традиционалне класификационе шеме.

Да су динамички неурални модели атрактивна средства детекције и изолације у индустријским процесима, истичу Н. С. Cho, J. Knowles, M. S. Fadali, и K. S. Lee у [106]. Примарно формирају неуралне моделе како би се имитирало нормално понашање система, па додатно и моделе за симулирање различитих услова отказа. Неуралне моделе затим постављају у паралелу са системом који се посматра, а детекцију отказа постижу на основу поређења излаза неуралних модела са излазима реалног система. Обуку неуронске мреже остварују апликацијом тзв. истовремене пертурбационе стохастичке апроксимације (*енг. simultaneous perturbation stochastic approximation*). Класификацију отказа базирају на једноставном *threshold* тесту резидуала који се добија на основу одузимања излаза сваког неуралног модела од одговарајућег излаза реалног система. Предложен приступ се заснива на добро познатој шеми где се *Bayesian* мрежа користи за евалуацију резидуала. Примена је на примеру детекције отказа трофазног асинхроног мотора.

На примеру асинхроног мотора Р. V. Goode у [107] предлаже примену вештачке неуралне мреже, доказујући могућност решавања проблема праћења мотора и проблема детекције отказа када се користи једна релативно јефтина, поуздана и неинвазивна процедура. У раду Goode истиче као главну ману конвенционалне вештачке неуралне мреже својствени приступ детекцији отказа, која може довести до коректног решења, али који не обезбеђује хеуристичку интерпретацију решења. Инжењери преферирају тачну детекцију отказа као и хеуристичка знања испод процеса детекције. *Fuzzy* логика може лако обезбедити хеуристичко резонување док јој је тешко да обезбеди тачна решења. Аутори приказују методологију новог хибридног неурално – *fuzzy* система која користи технологију неуралних мрежа и *fuzzy* логике при детекцији отказа.

Аутори F. Filippetti et al у [108] разматрају примену методе експертних система засноване на знању, на примеру асинхроних мотора са кавезним ротором при чему су тренутне вредности коришћене као улазни подаци.

Технике детекције отказа мотора на бази вештачке неуралне мреже (ANN), приказују М.-Y. Chow, R. N. Sharpe и J. C. Hung у [109]. Дискутују се нове, неинвазивне технике детекције отказа се као што су: приступ на бази

естимације параметара, експертни приступ, и ANN приступ. Представљен је *Fuzzy logic* приступ конфигурацији структуре неуралне мреже.

Рад [110] Н. А. Talebi-а, К. Khorasani-а и S. Tafazoli-а представља генералан приступ робусној детекцији и изолацији отказа (FDI) за генералну класу нелинеарних система који користи стратегију опсервера са неуралном мрежом. Разматрају се и актуаторски и сензорски откази. Две рекурентне неуралне мреже се укључују да идентификују генерално непознате актуаторске и сензорске отказе.

Проблем са употребом метода на бази искуства и знањима је што су временски дуге и тешке за примену, пошто подразумевају акумулирање искуства и његово изражавање преко одговарајућих законитости.

Често је у многим приступима присутна комбинација више од две методе или радови представљају њихов прегледан приказ. Оваква разматрања су обично примењива на мноштву техничких компоненти: моторима, сензорима, актуаторима, пумпама,...

Тако, приказ комбинација метода на бази модела (приступ на бази једначина парности и естимације параметара) и метода базираних на искуству (*neuro-fuzzy* приступ) у примерима електромоторних погона обрађује R. Isermanan у [12].

R. Isermanan у [111] истиче да је за повећање поузданости и сигурности машина, аутоматска рана детекција отказа од највећег интереса. Конвенционални приступ праћења неких променљивих од значаја као што су: температура, притисак, вибрације и генерисање аларма ако се прекораче извесне границе има за последицу да се неки унутрашњи откази на овај начин детектују у касној фази. Формирање статичких и динамичких модела уз коришћење улазних и излазних мерења при добијању релација редувансе, се могу искористити за рано детектовање отказа. Промене у параметрима процеса и параметрима сигнала су јако погодне за детекцију отказа и за њихову локализацију. Рад предлаже генералан приступ за машине и друге процесе коришћењем неколико мерења, динамичке моделе процеса и сигнала и процену параметара при генерисању аналитичких симптома. Хеуристички симптоми запажени од стране оператера или заснивани на историји процеса

представљају још један додатан извор за дијагнозу отказа. Обе врсте симптома се сабирају и потхрањују процедуру FD засновану на искуству и знању. Разматран је пример мотора једносмерне струје са драјвером и оптерећењем. Дат је и преглед практичних резултата на примерима других машина.

R. Isermanan у [112] упоређује приступе на бази модела процеса система (процена параметара, процена стања или *parity* приступ) и приступе на бази информација извучених из мерних сигнала или њихових модела (спектрална анализа сигнала). Истиче да исте имају различите особине у односу на детекцију отказа у процесима, актуаторима и сензорима. Одговарајућом интеграцијом различитих метода детекције отказа, могуће је искористити њихове предности како би се генерисао низ различитих симптома. Наглашава да дијагноза отказа (изолација и идентификација) често захтева методе које се заснивају на знањима, јер се морају обухватити и квалитативни прилази у форми хеуристичких симптома. На основу хеуристичких знања о процесу, формираних као скуп узрочно-последичних симптома и обједињеној репрезентацији свих симптома може се извести дијагноза отказа. Описана методологија је потврђена експериментима на мноштву техничких процеса као што су електро-мотори, актуатори, пумпе, роботи, грејна тела, мотори са унутрашњим сагоревањем, возила...

Теоријски осврт и практичне методе за праћење процеса и технике естимације параметара су приказани у [74]. R. Isermanan наглашава да је за побољшање поузданости, сигурности и ефикасности система од нарочито значаја примена напредних метода праћења, детекције и дијагнозе отказа које постају од великог значаја у многим техничким процесима. Ово је нарочито значајно код процеса који су повезани са безбедношћу као што су авиони, возови, аутомобили, електране и хемијска постројења. Класични приступи засновани на провери граница мерљивих излазних променљивих, не дају дубљу анализу и обично не дозвољавају дијагнозу отказа. Због тога су развијени модел приступи детекције отказа који користе и улазно излазне сигнале и примењују динамичке моделе процеса. Ове методе подразумевају естимацију параметара, једначине парности и опсервер приступ. Такође су

развијени приступи на бази формирања модела сигнала. Циљ је генерисати више симптома који указују на разлику између номиналног и статуса у присуству отказа. Различити симптоми омогућују процес дијагнозе отказа, применом класификационих метода као и метода закључивања.

Пажња Р. М. Frank у [113] је на аналитичком приступу на основу формирања квантитативних математичких модела и на моделима који су засновани на знању који користе квалитативне моделе са квалитативним и хеуристичким приступима. У последњем приступу је пажња на *fuzzy* моделима за генерисање резидуала и *fuzzy* резонувању за евалуацију резидуала. Нов приступ подразумева такозвани опсервер заснован на знању. Дат је кратак осврт на приступ на бази неуралних мрежа. Такође су дискутоване различите стратегије практичне примене. Ово укључује људски фактор у процесу евалуације резидуала. Предности и мане различитих приступа су наглашене и дате су перспективе будућим истраживањима.

Приступи након детекције и изолације отказа су анализирани у [114] и [115]. Тако Ј. Lunze и Ј. Н. Richter у [114] представљају увод реконфигурабилног управљања и дају преглед новијих достигнућа на ову тему. Битан приступ управљању толерантном на отказе је реконфигурација управљања. Користи резултате дијагнозе отказа како би реконструисао управљачку петљу и како би прилагодио контролер постројењу под отказом. Рад представља примену приступа који су погодни за *on-line* примену. Ови приступи омогућују редизајн контролера или проширење управљачке петље реконфигурабилним блоком који се прилагођава номиналном контролеру и динамичким особинама постројења под отказом.

Пошто методе FDD све више постају саставни део индустријских мехатроничких производа, у раду [115] М. Muenchhof, М. Beck, и R. Isermann иду корак даље. Након детекције и дијагнозе отказа, омогућена је аутоматска реакција система како би наставио рад после тренутка детекције отказа. Ови приступи могу узети у обзир хардверску редувансу (нпр. прелазак са актуатора под отказом на други, исправан) или аналитичку редувансу (прелазак са сензора у квару на модел сензор или *soft* сензор). Свеукупни концепт толеранције на отказе мора обухватити све компоненте система,



актуаторе и погоне, процес, сензоре као и регулатор и комуникацију. У многим случајевима мора се прихватити деградација функција после настанка отказа. Рад се фокусира на електромоторне погоне и хидрауличке актуаторе и на формирање шеме целокупног управљачког система толерантног на отказе. Развија се и статистика отказа за постојеће актуаторе и погоне. Статистика отказа истиче делове актуатора који су најосетљивији на отказе. Дизајниран је актуатор и погон толерантан на отказе, и дат је предлог мехатроничког система толерантног на отказе.

## 1.2. ОСНОВНЕ ХИПОТЕЗЕ И ТЕМА ДИСЕРТАЦИЈЕ

У овој дисертацији је приказана примена метода за детекцију и изолацију адитивних и мултипликативних отказа једносмерног мотора са појачавачем базираних на моделу.

Адитивни приступ FDI мотора једносмерне струје и његовог појачавача је заснован на концепту аналитичке редудансе и формирању једначина парности [67] при синтези структурних и дирекционих резидуала [15]. Основна идеја приступа је била да се искористе поједностављени, линеаризовани модели процеса и да се анализира утицај немоделиране динамике на квалитет и поузданост детекције отказа зависно од начина формирања резидуала. Температурно зависан коефицијент вискозног трења као и нелинеарност коју уноси суво трење чине систем нелинеарним. При апликацији овог приступа предвиђена је и компаративна анализа резултата применом четири различите технике за генерисање трансформација резидуала. Од тога се две методе заснивају на моделу система у присуству отказа у форми функције преноса: *Имплементација "ред по ред"* (енг. *Row by row implementation*) која је први пут испробана и предложена у [116] и *Метод елиминације* (енг. *Elimination approach*) [15], а две на моделу система у присуству отказа у простору стања: *Имплементација Chow-Willsky шеме* [40] и *Систематична имплементација* базирана на формирању *Системске матрице отказа* (*Systematic implementation with fault system matrix*) са под-варијантама *Алгоритам III* и *Алгоритам I* која је по први пут предложена у [67], [70]. У раду

су предложени и одговарајући поступци побољшања технике детекције засновани на филтрирању и транслирању сета структурних и дирекционих резидуала чиме су остварене боље перформансе система за детекцију и изолацију отказа. Илустровано је и ограничење у примени дирекционих резидуала које се односи на број различитих отказа који могу имати независне правце при детекцији.

Поступци детекције мултипликативних отказа насталих нагло променом неког од параметара појачавача или мотора, омогућени су применом напредних метода естимације параметара дискретног модела *Алгоритам клизног прозора* (енг. *Sliding window algorithm*) [77] и *Алгоритам клизног интеграла* (енг. *Sliding integral algorithm*) за идентификацију параметара континуалног модела [117], [118], [119]. Треба истаћи да класични приступи RLS или LS естимације код оваквих наглих промена не дају задовољавајуће резултате. Нагла промена неког од параметара изазива прелазни процес чије је трајање дефинисано величином прозора при процени који се одражава на све параметре. Ту се јавља компромис између комплексности алгоритма и трајања прелазног процеса са једне стране и смањења варијансе и ефекта шума у процени параметара са друге стране. Методе захтевају коришћење довољно информативног (енг. *persistently exciting*) улазног сигнала. У ту сврху је примењен PRBS сигнал, доступан у многим софтверским библиотекама. Идентификација мултипликативних отказа тј. стварних физичких параметара (*underlying* параметара) система [76], [67] извршена је индиректним поступцима применом парцијалних извода при номиналним вредностима параметара.

У овој докторској дисертацији се кренуло од низа хипотеза са циљем њихове реализације.

- Кренуло се од претпоставке да је могуће применити стандардне технике детекције и изолације отказа.
- Претпоставка је била да ће овакав приступ имати успеха код детекције и изолације нагло насталих адитивних и мултипликативних отказа, реално нелинеарног и нестационарног система кога чини мотор једносмерне струје и његов појачавач.

- Претпоставка је била и да је могуће формирати моделе система у присуству отказа у форми функција преноса и у простору стања и применити четири различите методе пројектовања структурних резидуала, у сврху извођења закључака у смислу комплексности у имплементацији и међусобне еквивалентности.
- Очекивало се да је извесним поступцима модификације структурних и дирекционих резидуала, могуће побољшати перформансе система за FDI у присуству нелинеарности и поремећаја.
- Такође, претпоставка је била да ће сви откази моћи бити детектовани и изоловани пројектовањем дирекционих резидуала, иако је ограничавајући фактор у њиховој примени број дирекционих резидуала са независним правцима.
- Једна од полазних претпоставки је била и да је могуће, уз извесне модификације, применити напредне технике естимације параметара дискретног и континуалног модела процеса и да је коришћењем довољно информативног (*енг. persistently exciting*) улазног сигнала могуће из процеса естимације добити јединствени сет параметара. Такође и да је након примене ових техника, могуће идентификовати стварне физичке (*енг. underlying*) параметре система.
- Коначно, претпоставка је била и да је за све планиране методе детекције и изолације адитивних и мултипликативних отказа, могуће развити *on-line* LabVIEW кодове за одговарајуће експерименте управљања на даљину.

### 1.3. МЕТОДЕ И МЕТОДОЛОГИЈЕ ИСТРАЖИВАЊА

Методе детекције и изолације адитивних отказа које су примењене у овој дисертацији а касније и проширене, заснивају се на математичким моделима система у присуству отказа и могућностима да се из таквих модела екстрахује информација о постојању отказа и његовом интензитету. Коришћењем тих модела било је могуће генерисати секвенце резидуала за детекцију и изолацију пет посматраних адитивних отказа на једносмерном

мотору са појачавачем. У ту сврху су примењене варијанте анализе и структурних и дирекционих резидуала. Са тим циљем генерисани су дискретни модели у одговарајућој ARMA форми и модели у простору стања за мултиваријабилан систем са два улаза и три излаза и пет посматраних адитивних отказа од којих је један претпостављени улазни - отказ актуатора, док су остали претпостављени улазно/излазни мерни откази сензора. У циљу поређења различитих приступа као и извођења закључака у смислу нумеричке комплексности, еквивалентности и особина, при пројектовању матрице трансформације примењене су четири различите методе за добијање ове матрице при синтези структурних резидуала. Добијене трансформације су ради лакшег поређења приказане табеларно, а структурни резидуали графички у временском домену. Методе синтезе дирекционих резидуала, биле су базиране на пројектовању независних дирекционих праваца за оба улазна и излазни отказ сензора напона индукта. Анализа резултата је омогућена приказима резидуала у временском домену и 3D простору. Да би се поменуте технике могле применити на конкретном нестационарном/нелинеарном систему уз неизбежно присуство мерног шума, било је неопходно модификовати резидуале у смислу адекватног филтрирања и транслирања.

У циљу детекције мултипликативних отказа на појачавачу и мотору, примењене су методе засноване на дискретној и континуалној естимацији параметара модела које су морале бити прилагођене отказима који настају нагло. Додатан захтев у примени ових техника била је и неопходност увођења довољно информативног (*енг. persistent excitation requirement*) улазног сигнала да би идентификација параметара била остварива. У ту сврху је у експериментима примењен PRBS (*енг. Pseudo Random Binary Sequences*) сигнал. Изолација појединих мултипликативних отказа била је омогућена развијањем алгоритма одлуке на основу кога су се откази могли лоцирати. Један од приступа идентификацији био је заснован на процени промене стварних физичких параметара индиректном процедуром применом парцијалних извода при номиналним вредностима параметара. Индиректан поступак је модификован како би био применљив у случају нагло насталих релативно

великих мултипликативних отказа када постоји нелинеарна зависност између модела система и стварних физичких параметара.

Експериментално извођење извршено је применом програмског пакета LabVIEW а обрада резултата при тзв. "batch" (*offline*) приступу развијањем кодова у програмском пакету MATLAB. Како би се обезбедила и *online* детекција и изолација адитивних отказа, надограђени су постојећи LabVIEW кодови. Прикупљени снимљени сигнали се прослеђују у симулациони модел резидуалног генератора, реализован у оквиру наредног *Frame*-а, *Flat sequence* структуре развијеног LabVIEW кода. У сврху *online* приступа детекцији и изолацији мултипликативних отказа, лабораторијској поставци су додати релеји који омогућују укључивање појединих параметара појачавача у задатком тренутку времена, а алгоритми естимације су развијени у оквиру *MathScript Node* структура.

## 1.4. ПРЕГЛЕД ИЗЛАГАЊА

У првом поглављу је дат преглед стања у подручју истраживања. Приказана су три приступа проблему FDI у електро–механичким системима: 1) на основу анализе вибрација, анализе "отисака" сигнала тј. на основу формирања модела (најчешће струјних) сигнала; 2) на основу примене метода које се заснивају на динамичком моделу система; 3) на основу примене метода које се базирају на искуству и знањима. При том је дат детаљнији осврт на методе које се заснивају на моделу, што је и тема дисертације. Укратко су приказане и основне хипотезе и тема дисертације као и методе и методологије које су коришћене у истраживању.

У другом поглављу се размера се карактеризација електро–механичких система са становишта појаве и детекције отказа у којој је дата опсежнија анализа различитих приступа FDI мотора једносмерне струје.

У трећем поглављу дат је опис електро –механичког система: опис мерне опреме, и модел система у одсуству отказа.

Четврто поглавље разматра примену метода за детекцију адитивних отказа. Изведени су модели система у присуству отказа у форми функција

преноса и у форми модела у простору стања. Извршена је и синтеза структурне матрице на основу модела у простору стања и на основу структуре система. Дат је детаљан приказ четири технике синтезе матрице трансформације и спроведена је синтеза структурних и дирекционих резидуала. Приказани су експериментални резултати добијени након пројектовања резидуалних генератора избором одговарајућих матрица трансформација.

У петом поглављу спроведена је дијагноза мултипликативних отказа. Алгоритми детекције мултипликативних отказа засновани су на естимацији параметара дискретног тј. континуалног модела. Експериментални резултати приказују резултате естимације као и начин реализације експеримената. У сврху изолације појединих отказа развијен је и алгоритам одлуке на основу кога се откази могу лоцирати. Идентификација отказа у смислу одређивања и величине промене одговарајућег физичког параметара је у случају континуалне естимације даље једноставна. Стварни физички параметар под отказом се директно може одредити на основу релација које одређују параметре модела појачавача, чиме се исти и идентификује. Други приступ који је применљив и када су параметри модела добијени поступцима дискретне естимације је заснован на процени промене стварних физичких параметара индиректном процедуром – на основу парцијалних извода параметара модела по стварним физичким параметрима у номиналној радној тачки.

## **2. КАРАКТЕРИЗАЦИЈА ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКИХ СИСТЕМА СА СТАНОВИШТА ПОЈАВЕ И ДЕТЕКЦИЈЕ ОТКАЗА**

Електричне машине представљају основне компоненте великог броја уређаја, процеса, машина, возила, механичких погона и процесне технике, производње, транспорта као и прецизних механичких уређаја. Њихова снага је реда од неколико mW до стотине MW. Широка лепеза типова од: мотора једносмерне струје који према конструкцији могу бити без четкица и са четкицама, а према начину побуде са перманентним магнетима или са сопственом побудом (независном, паралелном, редном или сложеном), преко наизменичних трофазних (асинхроних и синхроних) и монофазних (универзални– комутаторски, са краткоспојеним ротором) до посебних врста мотора (линеарни, корачни, безколекторски, пиезоелектрични)...

Мотори једносмерне струје су нашли широку примену у индустрији, електричној вучи (тролејбуси, трамваји, локомотиве, метрои). Конструкција једносмерних машина мањих снага са сталним магнетима има примену код тахогенератора, за погон бочних стакала и брисача на аутомобилима, као и код анласера–електропокретача за покретање СУС мотора мањих снага, ....

Ипак, због веће цене, сложенијег и скупљег одржавања, мање поузданости и краћег века трајања, данас се машине једносмерне струје све више потискују од стране јефтинијих, једноставних и робуснијих електричних машина за наизменичну струју управљаних микропроцесорима и напајаних уређајима енергетске електронике.

У поглављима који следе су укратко анализирани различити приступи детекцији отказа машине једносмерне струје, доступни у литератури.

### **2.1. АНАЛИЗА СТРУЈНИХ И НАПОНСКИХ "ОТИСАКА" ПРИ ONLINE АНАЛИЗИ ОТКАЗА МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ**

D. McKinnon у [11] користи анализу струјних и напонских "отисака" у процесу дијагнозе отказа мотора једносмерне струје. Разматрају се следећи откази:

- Кратак спој намотаја побуде и намотаја индукта;
- Кратак спој комутаторских прстенова који је најчешће узрокован накупљањем угљене прашине. Угљена прашина се накупља на комутатору узрокујући кратак спој између комутаторских прстенова. Како би се симулирала најгора варијанта отказа, кратко су спојена два краја намотаја индукта које се завршавају на суседним комутаторским прстеновима. Извршена је анализа струје и у временском и у фреквенцијском домену. Примећено је да у ситуацији без отказа не постоји модулација 120 Hz носеће фреквенције. У ситуацији са отказом, таласни облици струје поседују модулацију носеће фреквенције од 120 Hz око 17 Hz. Код спектралне анализе у ситуацији отказа уочљиво је значајно повећање хармоника дуж спектра.
- Кратак спој целе групе намотаја. Такође проузрокује повећање модулације код струјних сигнала, али и знатно повећање хармоника дуж спектра, као код кратког споја комутаторских прстенова.
- Кратак спој две групе намотаја. Примећено је повећање модулације струје у временском домену.
- Положај четкица ван магнетски неутралне осе. Анализа напона у временском домену омогућује изолацију ове врсте отказа. При положају четкица ван магнетски неутралне осе, таласни облици напона поседују доста расипања.
- Земљоспој намотаја побуде. У ситуацији без отказа, напон побуде је знатне амплитуде, а у ситуацији са отказом исти је врло малих вредности амплитуда.
- Земљоспој четкица. Понашање слично као и у ситуацији са земљоспојем намотаја побуде: напон побуде је знатне амплитуде, а у ситуацији са отказом исти је врло мали.
- Појава диференцијалне струје; Може се јавити у ситуацији када више каблова напајају исти терминал. Овакве весте отказа могу бити детектоване анализом облика струјних сигнала.



## 2.2. ПРИСТУП FDI ОТКАЗА МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ ПРИМЕНОМ ЈЕДНАЧИНА ПАРНОСТИ И RLS ПРОЦЕНЕ ПАРАМЕТАРА

Метод FDI који је базиран на детекцији и идентификацији отказа применом *fully decoupled parity equations* приступа динамичким системима са познатим линеарним и непознатим нелинеарним члановима разматрали су C.W. Chan, S. Hua, и Z. Hong-Yue у [10]. Развијен је *fully decoupled parity equations* векторски приступ извођењем вектора парности (вектори трансформације резидуала) како би одговарајући резидуални вектори били осетљиви на одређени актуаторски или сензорски отказ а независни од остатка отказа и непознатог нелинеарног члана. Дати су и услови за постојање једначина парности. На овај начин је обезбеђена детекција и изолација отказа. Идентификација отказа омогућена је применом рекурзивне методе најмањих квадрата, RLS естимацијом, из сета генерисаних резидуала. Метод је примењен на симулационом примеру мотора једносмерне струје.

Актуаторски отказ је дефинисан изразом:

$$z = \eta y + \lambda, \quad (2.2.1)$$

где је:  $z$  – је мерење са отказом,  $y$  – је излаз без отказа,  $\eta$  – скалирајући фактор,  $\lambda$  – *bias* - скок отказа.

У нормалним условима рада актуатора и сензора  $\eta = 1$ ,  $\lambda = 0$ . При константном отказу (*енг. constant fault*) је  $\eta = 0$  а  $\lambda$  је ненулта константа. За отказ типа скалирајући фактор (*енг. scaling factor fault*) је  $\eta \neq 1$ ,  $\lambda = 0$ . При константном одступајућем отказу (*енг. bias fault*) је  $\eta = 1$ ,  $\lambda \neq 0$ .

Разматран сензорски отказ је дефинисан изразом:

$$z = y + f, \quad (2.2.2)$$

где је:  $z$  – је измерени излаз сензора,  $y$  – је излаз без отказа,  $f$  – *bias* отказ сензора – *sensor offset*.

Посматран систем мотор једносмерне струје са паралелном побудом се моделује у простору стања. Формирају се диференчне једначине за коло побуде, коло индукта, као и једначина равнотеже момента на вратилу мотора.

Нелинеарност уносе чланови са међусобном индуктивности између кола индукта и кола побуде. Посматра се један актуаторски и четири сензорска отказа. Претпоставка је да актуаторски отказ настаје при генерисању напона напајања кола побуде и кола индукта, а сензорски откази при мерењу струје побуде, струје индукта, укупне струје која представља збир струја индукта и струје побуде, као и при мерењу брзине мотора. Наглашено је да је константи одступајући отказ (*eng. bias fault*) општи тип отказа у управљачким системима, па је овај тип отказа и коришћен за потврду предвиђене технике при симулацији.

#### *Актуаторски откази*

Уводи се актуаторски отказ дат моделом (2.2.1) при  $\eta = 2$ ,  $\lambda = 10$  у 10s. Резидуал осетљив на овај отказ од 10s има ненулту вредност. Параметри  $\eta$ ,  $\lambda$  се естимирају рекурзивном проценом. На тај начин је омогућена детекција, изолација и идентификација актуаторског отказа.

#### *Сензорски откази*

Разматрани су истовремени одскачни одступајући откази (*sensor offset – bias fault*) амплитуде 10 на сензорима 1 и 2 и амплитуде 0.1 на сензорима 3 и 4 после 10s. Потом је разматран случај када су сензори 1 и 4 у нормалном раду док се на сензорима 2 и 3 јавља отказ са одскачном вредношћу 3.5 и 2 респективно, после 10s. Естимиране вредности су блиске стварним вредностима  $f$ , чиме се потврђује да су предложене методе релевантне при детекцији, изолацији и идентификацији сензорских отказа.

### **2.3. ПРИСТУП FDI ОТКАЗА МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ НА БАЗИ МОДЕЛА И ПРИМЕНИ ТЕХНИКА АЛГЕБАРСКЕ ГЕОМЕТРИЈЕ**

Приказани метод FDI метод припада класи метода заснованих на динамичком моделу мотора и то на процени параметара [80]. Метод је у стању да идентификује настанак отказа и природу отказа једносмерног мотора са перманентним магнетима. Коришћене су следеће претпоставке:

- динамичко понашање система може бити представљено и у случају нормалног рада мотора и у случају мотора под отказом са истим нелинеарним динамичким моделом, али са различитим параметрима тзв. нормалним и параметрима отказа.
- само се један параметар отказа разликује од одговарајућег номиналног тј. одговарајући отказ се карактерише променом само једног параметара система.

Дат је *Algebraic Geometry Techniques* алгоритам [120], [121], [122], [123], [124], за прорачун тзв. *embeddings* (функција излаза и њихових извода, који на идентичан начин ишчежавају дуж трајекторија система) за динамички модел мотора и у номиналном режиму као и у режиму отказа. Такође су приказане и формуле за прорачун параметара отказа динамичког модела система и немерљивих стања, у функцији излаза и његових извода до коначног реда, добијене применом техника алгебарске геометрије.

Потом су добијени *embeddings-и* и функције даље коришћени при извођењу алгоритма, који је у могућности да идентификује тренутак настанка отказа, његову природу, величину отказа као и немерљива стања система. За процену методе, приказани су и симулациони резултати као и резултати мерења.

Формиран је модел мотора у простору стања облика:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= L_a^{-1}(U_a - K_e x_2 - R_a x_1), \\ \dot{x}_2 &= J^{-1}(K_T x_1 - M_c - M_o - B x_2 - A x_2^2), \\ y &= x_1,\end{aligned}\tag{2.3.1}$$

при чему су:  $R_a$  –отпорност кола индукта,  $L_a$  –индуктивност кола индукта,  $J$  –момент инерције мотора,  $K_e$ ,  $K_T$  –константе електромоторне силе и момента,  $B$  –коэффициент вискозног трења,  $A$  –коэффициент аеродинамичког трења,  $M_c$  –момент *Coulomb*-овог трења и  $M_o$  –момент оптерећења мотора.

Изабране променљиве стања су: струја индукта  $x_1 = I_a$ , и брзина мотора  $x_2 = \omega$ . Променљива стања  $x_1$  је и мерљив излаз система  $y$ , док се променљива  $x_2$ , сматра немерљивом променљивом система.

Дефинисани су номинални тј. параметри отказа:

$$p_1 = \frac{U_a}{L_a}, p_2 = \frac{K_c}{L_a}, p_3 = \frac{R_a}{L_a}, p_4 = \frac{K_T}{J}, p_5 = \frac{M_c + M_o}{L_a}, p_6 = \frac{B}{L_a}, p_7 = \frac{A}{J}. \quad (2.3.2)$$

У ситуацији појаве отказа само се један параметар разликује од одговарајућег номиналног.

Алгоритам 1 се примењује да нађе *embeddings*-е  $q_i$  и функције  $g_i$  и  $w_i$  који се изражавају у функцији излаза и његових извода и у функцији параметара  $p_i$ . Потом се примењује Алгоритам 2 за процену немерљивог стања  $x_2$ , (који се представља као функција излаза и његових извода до трећег реда респективно) и идентификацију тренутка настанка отказа, типа отказа и његове важности.

Посматрани су експериментални услови отказа:

- пораст отпорности кола индукта; Додаје се редно отпорност колу индукта. Према томе, очекује се промена параметара  $p_3$ .
- пад напона индукта; Ефекат овог отказа је да струја у колу индукта опада као и брзина мотора.
- хабање четкица (коришћене су загрејане четкице услед чега се очекује пораст трења у мотору); Метод ипак није био у стању да процени да ли је отказ настао као последица промене параметара  $p_6$  или  $p_7$ , пошто оба параметара моделују одговарајуће коефицијенте трења мотора.

Као што приказују резултати, Алгоритам 2 је у стању да идентификује тренутак настанака отказа у свим ситуацијама отказа.

На крају се разматра и применљивост процедуре у случају временски променљивих улазних напона и момента оптерећења. Симулациони резултати потврђују да је предложена метода у стању да детектује отказ и његов тип, чак и када су улазни напон и момент мотора непознате временски променљиве функције. Шта више, у стању је да процени вредност параметара отказа као и немерљивог стања  $x_2$ . Симулациони, односно експериментални резултати, потврдили су ефикасност предложених техника.

## 2.4. ПРИСТУП FDI МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ КОЈИ ЈЕ БАЗИРАН НА ПРОЈЕКТОВАЊУ РОБУСНОГ ОПСЕРВЕРА И ПРОЈЕКТОВАЊУ FTC УПРАВЉАЧКОГ СИСТЕМА

У раду [86] Indriawati K., Agustinah T., Jazidie A. разматрају проблем естимације сензорских и актуаторских отказа система са утицајем шума и поремећаја. Дизајнира се робусни опсервер за реконструкцију сензорских и актуаторских отказа LTI система. Користећи компензациону шему, предложен је реконфигурабилни приступ управљању како би се развио управљачки FTC (eng. *Fault tolerant control system*) систем [125], [126] отпоран на присуство отказа. Метод се базира на идеји задржавања номиналног контролера у петљи и додавању компензационог механизма између објекта под отказом и номиналног контролера. Компензациони механизам је замишљен да пропусти отказ кроз контролер и да обезбеди да објекат под отказом, управљан номиналним контролером, остане глобално стабилан и оствари задовољавајуће перформансе у прелазном процесу и стационарном стању. Симулације показују да је предложени приступ који спада у домен активне FTC методе у стању да реконструише и естимира отказе у било којој форми, чак и при истовременом настанку отказа у присуству шума и поремећаја. Појачања опсервера су одређена коришћењем LMI процедуре и  $H_\infty$  приступа. Валидност предложеног приступа је приказана на примеру мотора једносмерне струје. Слични FTC приступи који се заснивају на естимацији и методи компензације у присуству актуаторских отказа разматрани су у [127], [128], [129], а сензорских отказа у [130], [131], [132]. У [133] се предлаже стратегија FTC управљања при истовременом присуству и актуаторских и сензорских отказа.

## 2.5. ПРИСТУП FDI МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ КОЈИ ЈЕ БАЗИРАН НА ПРОЦЕНИ ПАРАМЕТАРА И НЕУРАЛНИМ МРЕЖАМА

X. Q. Liu, H. Y. Zhang, J. Liu, и J. Yang у [13] користе методе FDD на примеру мотора једносмерне струје које се заснивају на естимацији континуалних параметара применом *block-pulse function series*. Електро-механички параметри се одређују на основу естимираних параметара континуалног модела. Релативне промене електро-механичких параметара се користе у процесу детекције отказа.

Мере се само напон, струја и брзина мотора. Примарно се естимирају параметри номиналног модела. Потом се уводе различити откази мотора попут:

- повећања отпорности индукта,
- хабања четкица,
- недовољног притиска четкица,
- отворене везе намотаја,
- кратког споја два комутаторска сегмента,
- прекида везе намотаја са комутаторским сегментом.

Даље се вектори процењених параметара мотора у номиналном раду користе као референтни за поређење са параметрима мотора у присуству отказа. Пошто појава појединих отказа доводи до промене већег броја параметара, некада је тешко изоловати отказ само на основу посматрања варијације параметара. Зато се у сврху дијагнозе отказа уводи вишеслојна неурална мрежа MLPN (*енг. multilayer perception neural network*) како би се извршила класификација добијених узорака варијације параметара.

Експериментални резултати показују да комбинација процене параметара и класификације апликацијом неуралне мреже представља ефикасан приступ детекцији и дијагнози отказа мотора једносмерне струје са перманентним магнетима.

## 2.6. ПРИСТУП FDI ОТКАЗА МОТОРА ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ КОМБИНАЦИЈОМ МЕТОДА ЗАСНОВАНИХ НА МОДЕЛУ И МЕТОДА ЗАСНОВАНИХ НА ИСКУСТВУ

Комбинацију метода на бази модела (приступ на бази једначина парности и естимације параметара) и метода базираних на искуству (*neuro-fuzzy* приступ) у примерима електромоторних погона обрађује R. Isermann у [12].

Детаљна теоријска и експериментална анализа у примеру мотора са перманентним магнетима који се налази у празном ходу и када је оптерећен, показала је да је могуће детектовати 14 различитих отказа мерењем само три сигнала и комбинованом применом једначина парности са естимацијом параметара. Показано је да се адитивни откази типа офсета сензора лако могу детектовати применом једначина парности и да не постоји посебан захтев за улазним побуђујућим сигналом. Мултипликативни откази типа одступања параметара се квалитетније могу детектовати естимацијом параметара али захтевају адекватан информативан улазни сигнал бар у краткотрајном временском и интервалу. Описане методе се могу применити и на остале класе DC мотора, зависно од начина конструкције као и на монофазне AC моторе. Такође дијагноза свих отказа је омогућена развијањем само-учећег *neuro-fuzzy* система SELECT са тачношћу класификације од 98%.

Поступци *детекције* отказа састоје се из следећих корака:

- Генерисање структурних резидуала на основу једначина парности;
- Процена параметара коришћењем поступка DSFI (*discrete square root filtering in information form*).

Ова два поступка се међусобно комбинују у циљу детекције отказа.

1) Показано је да се адитивни откази (*енг. additive faults*) као сто су одступања сензора могу лако детектовати коришћењем једначина парности (*енг. parity equations*). Генерисани резидуали реагују брзо, не захтевају посебне улазне екситационе сигнале. Ипак имају релативно велику варијансу нарочито ако се параметри модела мењају у процесу.

2) Мултипликативни откази (*Multiplicative faults*) се адекватно детектују естимацијом параметара нарочито при малим вредностима отказа. Реакције су спорије и равније, међутим захтевају улазну екситацију адекватне динамике.

Саветује се комбинација обе методе. Једначине парности се користе за детектовање промена негде у процесу и ако је резултат нејасан, започиње процес естимације параметара са евентуалним временски краткотрајним укључивањем динамичког тест сигнала одговарајућег нивоа екситације.

Дијагноза отказа се састоји из два корака:

- класификација: - *fault symptom tables-pattern recognition-decision trees*
- *inferecing*-закључивање: - *neuro-fuzzy* структуре са *if then* правилима и AND операторима под називом SELECT је адаптивног је типа

Формирају се тзв. хијерархијски алгоритми одлуке. Различити откази се сврставају у веће групе – мета класе ако је њихов утицај на процес система сличан. Дијагноза отказа се базира на одговарајућем подскупу доступних симптома на основу којих се доносе одлуке. Симптоми се састоје од резидуала и одступања параметара за одговарајућу класу. Ово је концепт хијерархијског дијагностичког система.

Пошто се мотор може схватити као комбинација електричних и механичких компоненти, откази ових делова се могу третирати одвојено чиме се могу формирати две мета класе. Тако се дијагноза електричних отказа не базира на процени механичких параметара. Пример је хијерархијски алгоритам одлучивања у коме је сваки блок део *fuzzy* класификационог дрвета, Сл. 2.1.

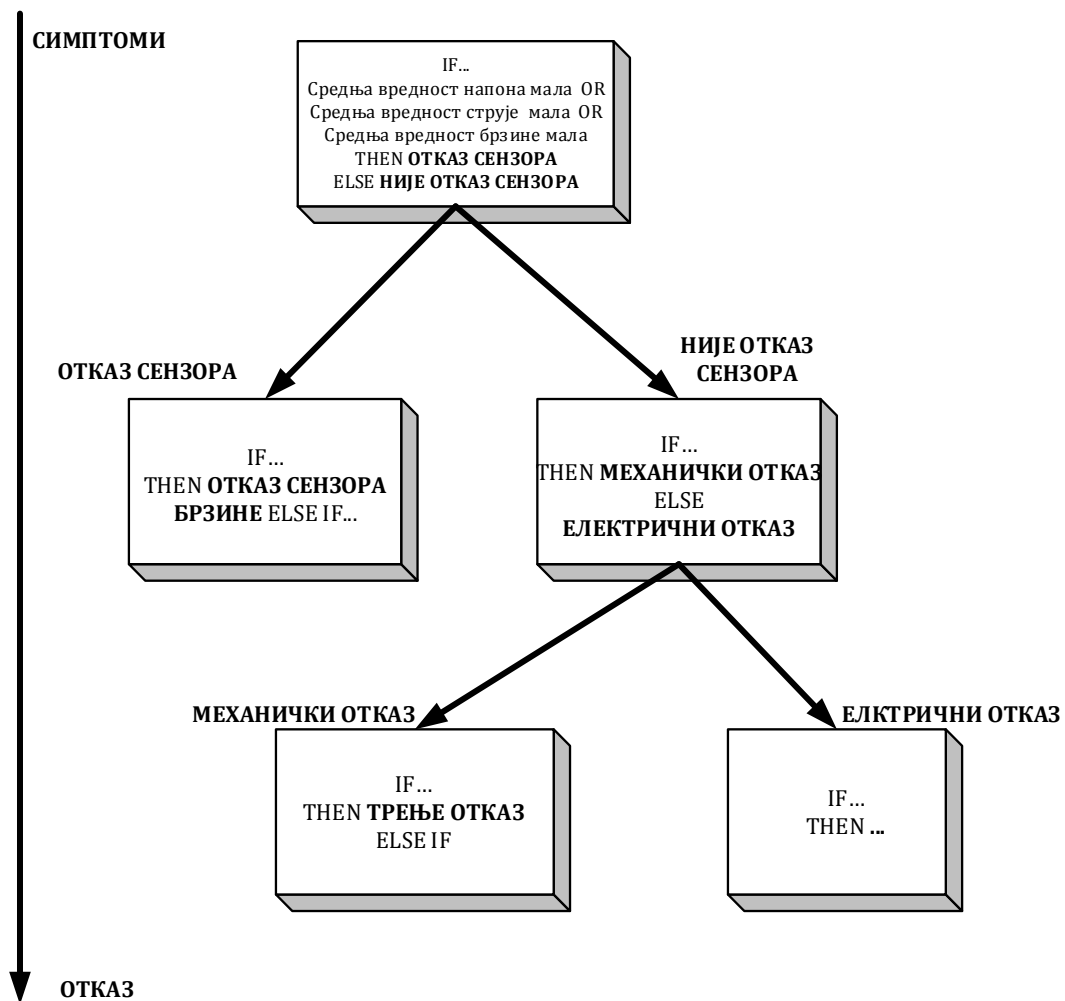
Откази који се разматрају су:

- промена индуктансе и резистансе индукта мотора;
- прекид намотаја индукта;
- квар једне од четири четкице;
- повећање трења у лежајевима;
- офсет напона, струје и брзине сигнала сензора;



- промена појачања напона, струје и брзине сигнала сензора;
- комплетан отказ сензора напона, струје и брзине;

У закључку је истакнуто да се применом *self-learning neuro-fuzzy* структуре SELECT поменути откази могу дијагностиковати са 98% тачношћу класификације.



Сл. 2.1 Хијерархијски алгоритам одлучивања.

### 3. ОПИС ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКОГ СИСТЕМА

#### 3.1. ОПИС МЕРНЕ ОПРЕМЕ

##### 3.1.1. ЕЛЕКТРОМОТОР

За предвиђене експерименте употребљен је мотор једносмерне струје са сталним магнетима *A-max26A Ø26mm Precious Metal Brushes CLL, 4.5W*. На Сл. 3.1 је представљен микро-мотор једносмерне струје (1), са енкодером *Encoder MR-128-1000 imp\_225780*, резолуције 1000 imp/ob (2), и редуктором *Gear GP-26-B\_144032 20-1*, преносног односа 3.8:1 (3).



Сл. 3.1 (1) Микро-мотор једносмерне струје (2) енкодер (3) редуктор

У Табели 3.1 су приказани електро-механички параметри мотора. У даљем излагању ће се под моментом инерције мотора подразумевати збир момента инерције индукта мотора  $J_{am}$ , момента инерције редуктора  $J_r$ , и момента инерције енкодера  $J_e$ .

$$J = J_{am} + J_r + J_e = 1.43 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2. \quad (3.1.1)$$

Табела 3.1 Параметри мотора A-max26  $\varnothing 26\text{mm}$ , Precious Metal Brushes  
CLL,4.5W

Номинални напон индукта	$U_{\text{ан}} = 12\text{ V}$
Номинална струја индукта	$I_{\text{ан}} = 0.629\text{ A}$
Номинална брзина мотора	$n_n = 2750\text{ min}^{-1}$
Момент инерције индукта мотора	$J_{\text{ам}} = 1.3 \cdot 10^{-6}\text{ kgm}^2$
Момент инерције редуктора	$J_r = 0.6 \cdot 10^{-7}\text{ kgm}^2$
Момент инерције енкодера	$J_e = 0.7 \cdot 10^{-7}\text{ kgm}^2$
Константа момента мотора	$K_T = 25.5 \cdot 10^{-3}\text{ Nm/A}$
Константа електромоторне силе	$K_e = 25.5 \cdot 10^{-3}\text{ V/rad/s}$
Отпорност роторских намотаја	$R_a = 7.41\ \Omega$
Индуктивност роторских намотаја	$L_a = 0.77 \cdot 10^{-3}\text{ H}$
Преносни однос редуктора	$N = 3.8$

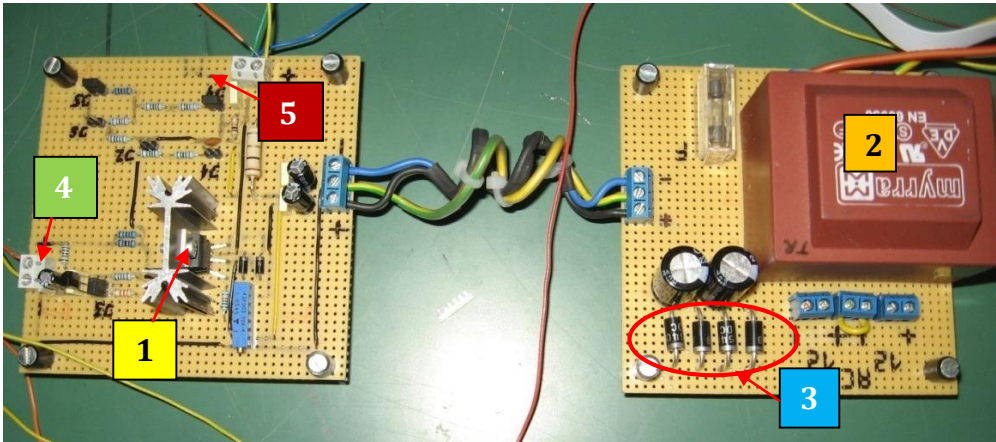
### 3.1.2. ЕЛЕКТРОНСКИ ПОЈАЧАВАЧ

Појачавач у форми линеарног електронског претварача приказан је на Сл. 3.2. Представља линеарно електронско коло чији је главни део операциони појачавач TDA2030(A) (1), чије се напајање  $\pm 15\text{ V DC}$  остварује преко монофазног трансформатора са два намотаја на секундару  $220\text{ V AC}/2 \times 12\text{ V AC}, 22\text{ VA}$  (2) и диодног исправљача (3). Исти се може употребити као напонско – струјни или као напонско – напонски претварач, за двоквадратни тј. четвороквадратни рад.

Избор мода се врши укључењем одговарајућих краткоспојника J1–J6 и то:

1. *напонско–струјни* мод за двоквадратни рад: улаз  $0-5\text{ V}$ , излаз  $0-1\text{ A}$  добија се избором: J1=on, J2=on, J3=on, J4=off, J5=off, J6=off.
2. *напонско–струјни* мод за четвороквадратни рад: улаз  $0-5\text{ V}$ , излаз  $+/-1\text{ A}$ , добија се избором: J1=on, J2=off, J3=off, J4=off, J5=off, J6=off.
3. *напонско–напонски* мод за двоквадратни рад: улаз  $0-5\text{ V}$ , излаз  $0-12\text{ V}$  добија се избором: J1=off, J2=off, J3=on, J4=on, J5=on, J6=off.

4. напонско–напонски мод за четвороквадратни рад: улаз  $0-5\text{V}$ , излаз  $\pm 12\text{V}$ , добија се избором: J1=off, J2=off, J3=off, J4=on, J5=off, J6=on.



Сл. 3.2 Линеарни електронски појачавач

(1) операциони појачавач TDA2030(A), (2) трансформатор; (3) диодни исправљач; (4) улаз – управљачки напон  $U_c(t)$  (5) излаз – референтни напон индукта мотора  $U_m(t)$  † тј. струја индукта  $I_a(t)$ ;

У модовима 2. и 4. се искључењем краткоспојника J3 активира интерни референтни извор напона (IC2) од  $2.5\text{V}$  који је тачно на половини употребљивог опсега D/A конвертора ( $0-5\text{V}$ ). Када је на излазу D/A конвертора тачно  $2.5\text{V}$  тада је еквивалентни улазни напон у појачавач  $0\text{V}$ . Када је напон са D/A конвертора  $0\text{V}$  односно  $5\text{V}$  еквивалентни улазни напон је  $-2.5\text{V}$  односно  $2.5\text{V}$ , респективно. Добијањем улаза са напоном  $\pm 2.5\text{V}$  обезбеђено је мењање и поларитета излазне величине (напона/струје). Краткоспојници J1 и J4 одређују струјни/напонски мод рада, а осталим краткоспојницима се адаптира појачање појачавача.

Улазни напон појачавача представља управљачки напон  $U_c(t)$  (4). Излаз појачавача (5) је зависно од мода или струја индукта мотора  $I_a(t)$ , или референтни напон на намотајима индукта мотора  $U_m(t)$ .

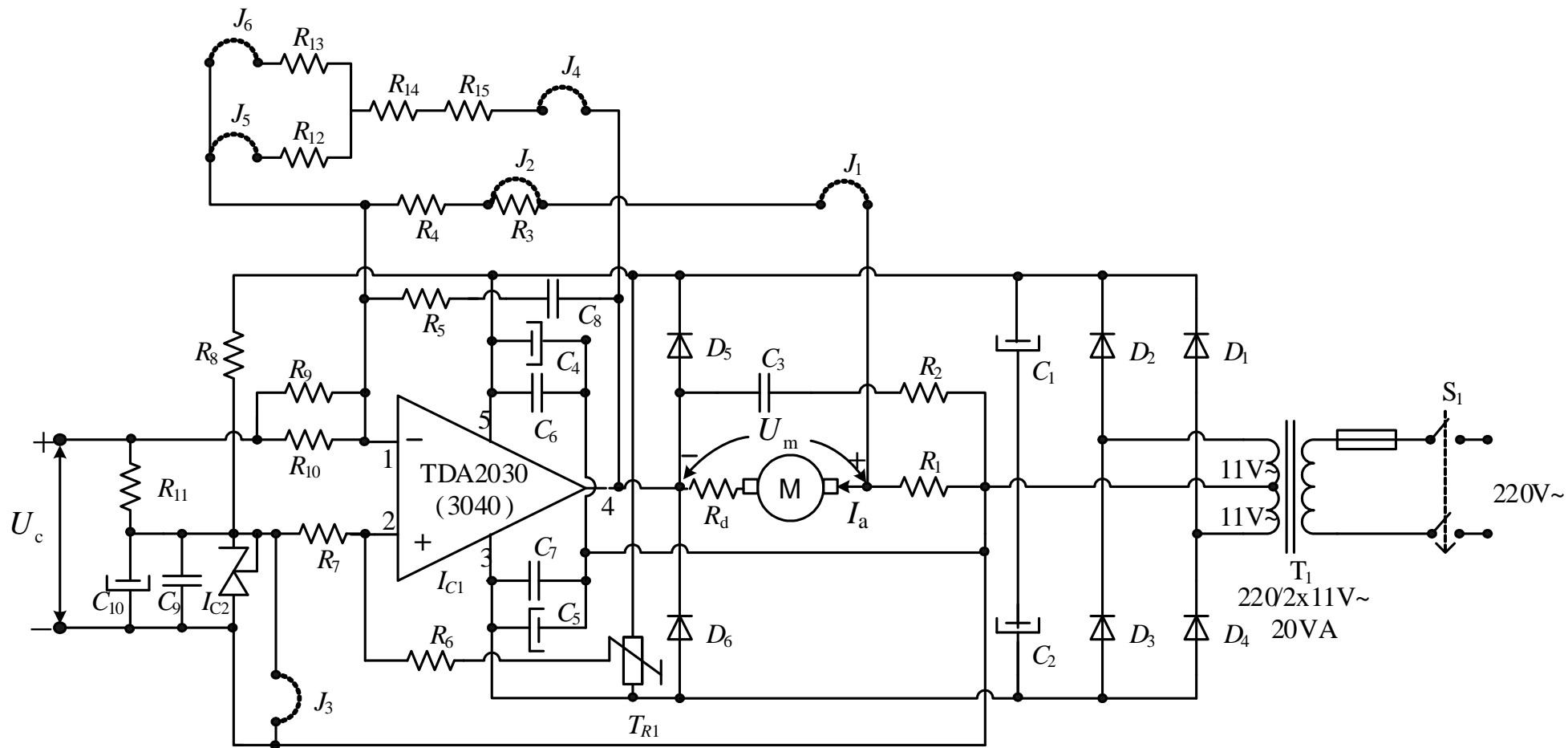
† Референтни напон индукта мотора  $U_m(t)$ , се од напона на намотајима индукта мотора  $U_a(t)$ , разликује незнатно, за пад напона на редно додатом отпорности  $R_d = 0.01\ \Omega$  намењеној мерењу струје индукта  $I_a(t)$ .

Табела 3.2 Спецификација параметара појачавача

$D_1, D_2, D_3, D_4$	1N5408
$D_5, D_6$	1N4007
$C_1, C_2$	2200 $\mu$ F/ 25 V ELKO
$C_3, C_6, C_7, C_9$	0.1 $\mu$ F/ 63V ELKO
$C_4, C_5$	100 $\mu$ F/ 25 V ELKO
$C_8$	47 pF керамик
$C_{10}$	10 $\mu$ F/ 50V ELKO
$R_1$	1 $\Omega$ 2W 5%
$R_2$	1 $\Omega$ 0.25W 5%
$R_3, R_4, R_5, R_7, R_{14}, R_{15},$	1k $\Omega$ 0.25W 1%
$R_6$	150k $\Omega$ 0.25W 1%
$R_8$	2.2k $\Omega$ 0.25W 5%
$R_9, R_{10}, R_{12}$	10k $\Omega$ 0.25W 1%
$R_{11}$	100k $\Omega$ 0.25W 1%
$R_{13}$	22k $\Omega$ 0.25W 1%
$IC_1$	TDA 2030(A)
$IC_2$	TL431(TS431)
$TR1$	22k $\Omega$ – Хеликоидни тример потенциометар
$T1$	Трансформатор: 220 V AC/2 $\times$ 12 V AC, 22 VA
$F1$	Осигурач 100mAF

Приближне вредности појачања појачавача су у модовима 1) и 2)  $K_{U_{cA}} = 1/5 [A/V]$ , у модовима 3) и 4)  $K_{U_{cU_m}} = 12/5 [V/V]$ . Тачност рада појачавача је 1% од опсега. На Сл. 3.3 је представљена електронска шема појачавача напонског/струјног извора за напајање мотора ЈС.

У експериментима је електроника постављена у напонско-напонском моду 3).



Сл. 3.3 Шема линеарног електронског кола који може имати улогу напонско–напонског или напонско струјног претварача

### 3.1.3. CRIO 9075 КОНТРОЛЕР

CompactRIO 9075 [134] интегрисани систем се састоји из *real-time* процесора и реконфигурабилног FPGA (*Field-Programmable Gate Array*) на истом постољу са могућношћу управљања и мониторинга. CRIO-9075 интегрише 400MHz индустријски *real-time* процесор са LX25 FPGA и има 4 слота за NI C серију I/O модула. Употребљени модули експерименталне поставке су: NI 9402 (LVTTTL, бидирекциони, 4 канални, 55 ns дигитални улазно – излазни модул) за мерење брзине мотора после редуктора  $n_o$  ( $\text{min}^{-1}$ ) на основу мерења фреквенције поворке импулса са оптичког енкодера, NI 9403 (5 V/TTL, бидирекциони, 32 канални, 7 $\mu$ S, дигитални улазно – излазни модул) за контролу укључивања одговарајућих релеја, NI 9205 (32- канални  $\pm 200$  mV до  $\pm 10$  V, 16-Bit, 250 kS/s модул са напонским улазима) за мерење напона индукта мотора  $U_a(t)$ , струје индукта мотора  $I_a(t)$  (мерењем напона на додатој отпорности  $U_d(t) = R_d I_a(t)$ ), NI 9263 (4-канални,  $\pm 10$  V, 16-Bit модул са напонским излазима) за задавање управљачког напона појачавачу  $U_c(t)$ . Сл. 3.4 приказује CRIO-9075 платформу са поменутом NI C серијом I/O модула.

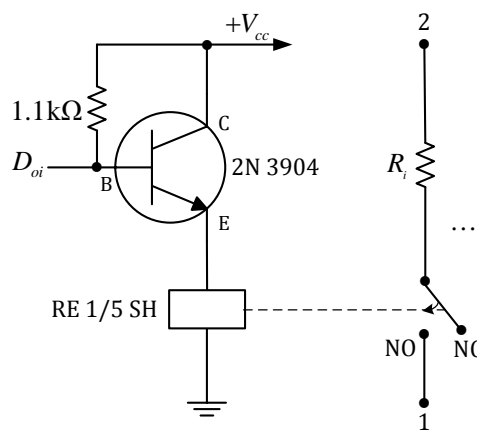


Сл. 3.4 CRIO-9075 платформа са NI C серијом I/O модула

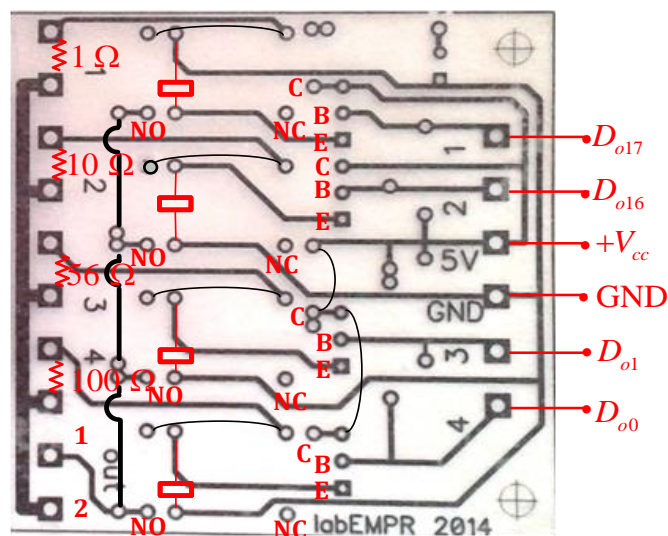
### 3.1.4. РЕЛЕЈИ

Сл. 3.5 представља електронску шему основног дела релејне плочице за укључивање отпорности  $R_i$  у коло појачавача. Када је вредност  $i$ -тог дигиталног излаза  $D_{oi}$ , NI 9403 модула 0, транзистор 2N3904 је у проводном

стању, а електромагнет релеја узрокује померање контакта из положаја NC (енг. *normally closed*) у положај NO (енг. *normally open*), чиме се у колу појачавача укључује жељена отпорност  $R_i$ , тј. капацитивности  $C_i$ . Вредност 1 дигиталног излаза  $D_{oi}$ , не доводи до провођења биполарног транзистора и кроз електромагнет релеја не протиче струја. Контакти NO су тада отворени, а контакти NC затворени. Број штампаних плочица је 4, и њима се могу укључивати по четири вредности отпорности  $R_1, R_9, R_{12}$  тј. четири вредности капацитивности  $C_8$  електронског појачавача, као што је специфицирано Табелом 3.3. Сл. 3.6 приказује пример штампане плочице за укључивање/искључивање отпорности  $R_1$  у колу појачавача, задавањем бинарне вредности 0/1 одговарајућим дигиталним излазима.



Сл. 3.5 Електронска шема основног дела релејне плочице



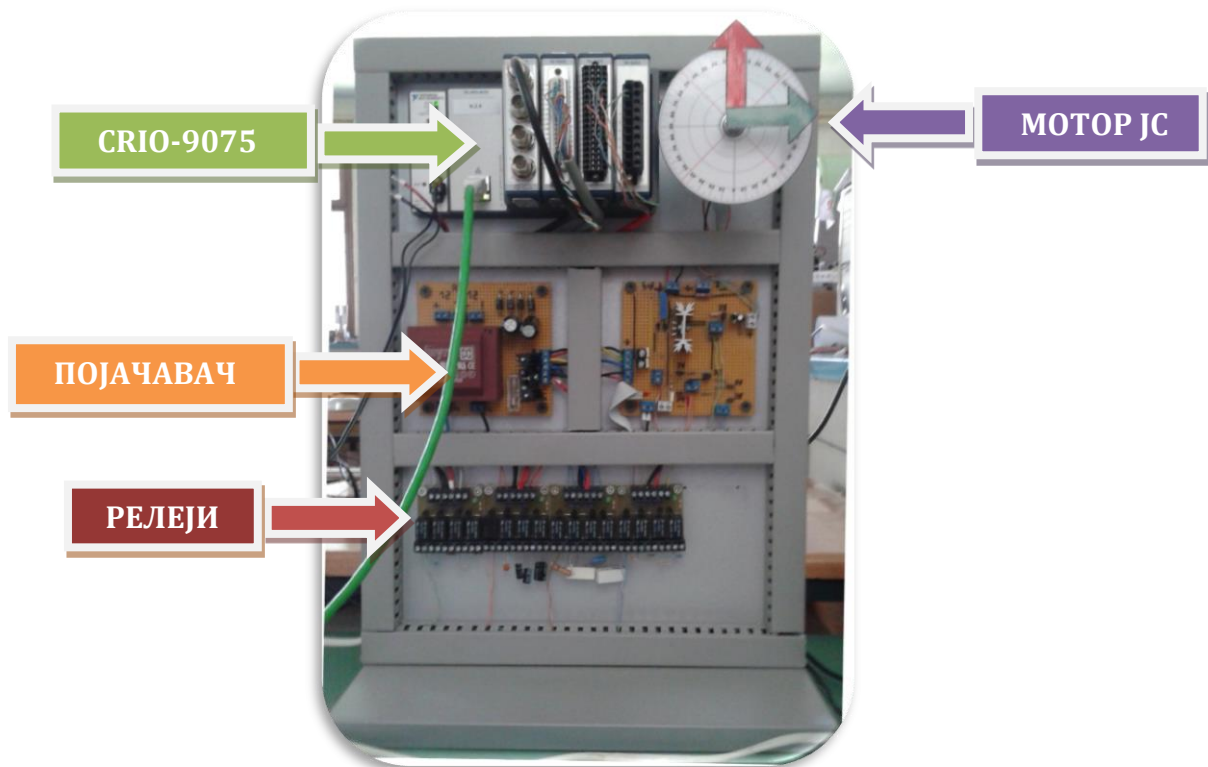
Сл. 3.6 Плочица са релејима за промену отпорности  $R_1$



Табела 3.3 Вредности параметара појачавача који се помоћу релеја могу укључивати у коло појачавача

$D_{oi}$	$R_1$	$D_{oi}$	$R_9$
$D_{o17}$	1 $\Omega$	$D_{o19}$	10k $\Omega$
$D_{o16}$	10 $\Omega$	$D_{o18}$	33k $\Omega$
$D_{o1}$	56 $\Omega$	$D_{o21}$	56k $\Omega$
$D_{o0}$	100 $\Omega$	$D_{o6}$	100k $\Omega$
$D_{oi}$	$R_{12}$	$D_{oi}$	$C_8$
$D_{o6}$	10k $\Omega$	$D_{o21}$	47 pF
$D_{o7}$	5.6k $\Omega$	$D_{o20}$	10 $\mu$ F
$D_{o22}$	3.3k $\Omega$	$D_{o5}$	47 $\mu$ F
$D_{o23}$	2k $\Omega$	$D_{o4}$	470 $\mu$ F

На Сл. 3.7 је представљена експериментална поставка мерне опреме са мотором, електронским појачавачем, релејима и CRIO-9075 контролером.



Сл. 3.7 Експериментална поставка мерне опреме

## 3.2. МОДЕЛОВАЊЕ ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКОГ СИСТЕМА

### 3.2.1. НЕЛИНЕАРНОСТ СИСТЕМА

#### 3.2.1.1. ТРЕЊА У МОТОРУ ЈЕДНОСМЕРНЕ СТРУЈЕ

Трења која се јављају у мотору се могу поделити на две основне категорије[135], [136]:

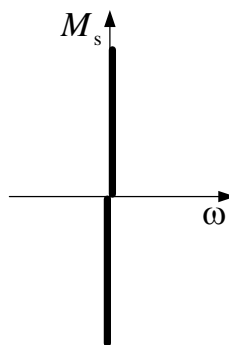
Константна трења

- трење мировања (статичко трење);
- трење клизања (*Coulumb*-ово трење);

Променљиво трење пропорционално брзини обртања

- вискозно трење;

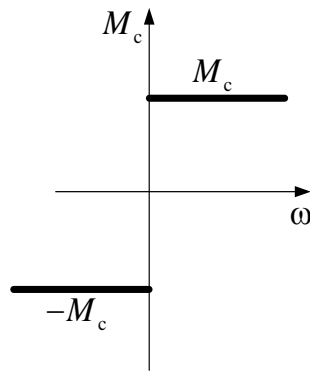
Константно трење мировања (статичко трење) представља момент трења које се јавља када мотор мирује. Ово трење спречава да мотор започне обртање. Означава се са  $M_s$  и моделује као на Сл. 3.8.



Сл. 3.8 Модел статичког трења

Енглески назив *stiction*– залепљен упућује на природу овог трења. Покретни део мотора–ротор је "залепљен" за непокретни део–статор, све док развијени динамички момент мотора не пређе износ трења мировања,  $M_s$ .

Константно трење клизања (*Coulumb*-ово трење) представља вредност константног момента трења на коју опадне статичко трење када мотор започне обртање. Ово трење је готово увек мање од вредности статичког трења и означава се  $M_c$  ( $M_c < M_s$ ). Модел *Coulumb*-овог трења приказан је на Сл. 3.9.



Сл. 3.9 Модел *Coulumb*-овог трења

По *Stribeck*-у [136] је прелаз са константног трења мировања  $M_s$ , на константно – *Coulumb*-ово трење  $M_c$ , поступан. Ако се овај прелаз означи као динамичко трење  $M_d(\omega)$ , следи:

$$M_d(\omega) = (M_c + (M_s - M_c)e^{-(\omega/\omega_k)^\delta}) \operatorname{sgn} \omega, \quad (3.2.1)$$

$$\operatorname{sgn} \omega = \begin{cases} 1, & \text{za } \omega > 0 \\ -1, & \text{za } \omega < 0 \end{cases}$$

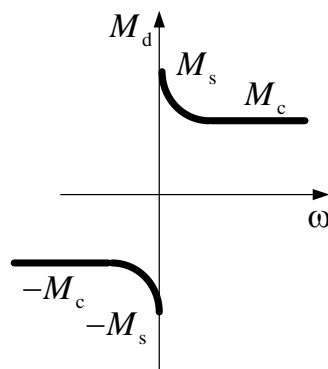
где је:

$\omega$  – угаона брзина вратила мотора у  $\text{rad/s}$ ;

$\omega_k$  – *Stribeck*-ова брзина обртања у  $\text{rad/s}$ ;

$\delta$  – параметар се одређује емпиријски. Облици *Stribeck*-овог модела у зависности од параметра  $\delta$  су: *Tustin*-ов ( $\delta = 1$ ) и *Gauss*-ов ( $\delta = 2$ ).

На Сл. 3.10 је приказан модел динамичког трења:



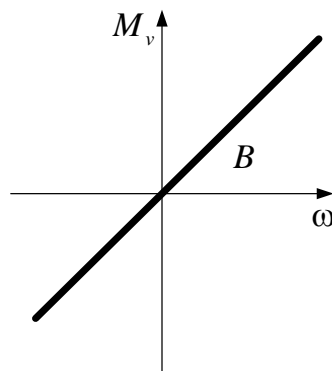
Сл. 3.10 Модел динамичког трења

Вискозно трење је последица подмазивања лежајева и електромагнетних губитака: појаве вихорних струја и хистерезисних губитака. Вискозно трење је пропорционално брзини мотора – при већим брзинама и трење је веће. Момент вискозног трења се може представити изразом:

$$M_v = B \cdot \omega \quad (3.2.2)$$

где је  $B$  – коефицијент вискозног трења мотора;

Сл. 3.11 приказује модел вискозног трења.



Сл. 3.11 Модел вискозног трења

Укупно трење представља збир статичког, динамичког и вискозног трења –*Karnopp-Reynoldsov* модел [136]:

$$M_{tr}(\omega) = \begin{cases} M_s \operatorname{sgn} \omega; & za |\omega| < \Delta\omega \\ (M_c + (M_s - M_c)e^{-(\omega/\omega_k)^\delta}) \operatorname{sgn} \omega + B \cdot \omega; & za |\omega| > \Delta\omega \end{cases} \quad (3.2.3)$$

где је  $\Delta\omega$  појас око  $\omega = 0$ .

Модел (3.2.3) одређује једначину косе асимптоте криве укупног трења у облику:

$$m(\omega) = k\omega + n. \quad (3.2.4)$$

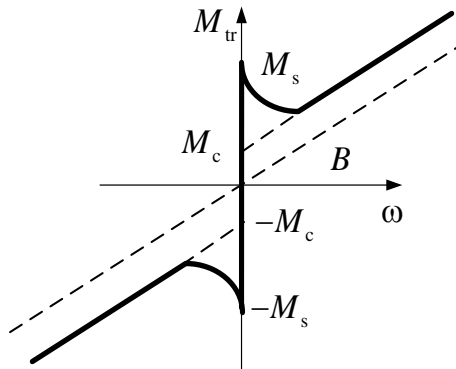
На основу познатих математичких законитости нагиб ове асимптоте износи:

$$k = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{M_{tr}(\omega)}{\omega} = B, \quad (3.2.5)$$

а пресечна тачка са осом момента има вредност:

$$n = \lim_{\omega \rightarrow \infty} (M_{tr}(\omega) - k\omega) = M_c \operatorname{sgn} \omega. \quad (3.2.6)$$

Сл. 3.12 представља зависност укупног момента трења мотора – статичког, динамичког и вискозног, од брзине обртања мотора.



Сл. 3.12 Зависност укупног момента трења мотора од брзине обртања мотора

### 3.2.1.2. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНО ОДРЕЂИВАЊЕ ТРЕЊА У МОТОРУ

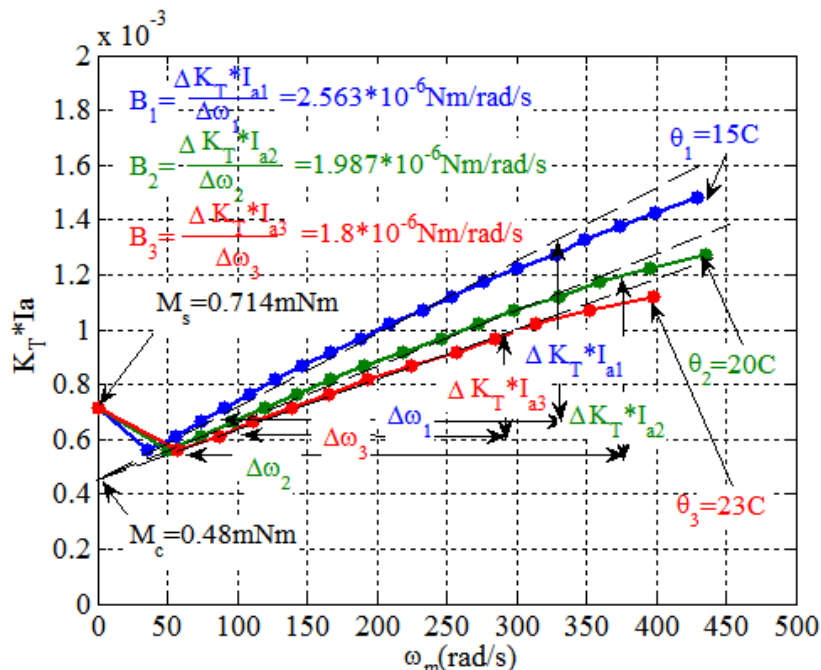
Момент статичког трења  $M_s$ , се експериментално може одредити мерењем струје ротора потребне да мотор започне ротацију [135]. Производ струје при којој мотор започиње ротацију и вредности константе момента мотора  $K_T$ , одређује момент статичког трења.

Кад мотор започне ротацију струја се даље може смањивати а да се мотор не заустави, до вредности која помножена са константном момента мотора одређује приближну вредност *Coulumb*-овог трења (минимум функције (3.2.3) на Сл. 3.12) [135]. Тачна вредност *Coulumb*-овог трења одређена је пресеком правца криве трења са ординатном осом, релација (3.2.6). Даљим повећавањем струје мотора изнад ове минималне вредности и мерењем при том остварених брзина могуће је формирати криву укупног трења.

На основу (3.2.5) нагиб овако добијене криве зависности струје индукта мотора, тј покретачког момента мотора, од брзине мотора, одређује вредност коефицијента вискозног трења  $B$ . Код већине мотора се нагиб ове криве мења са променом радних услова. То указује на његову неконстантност.

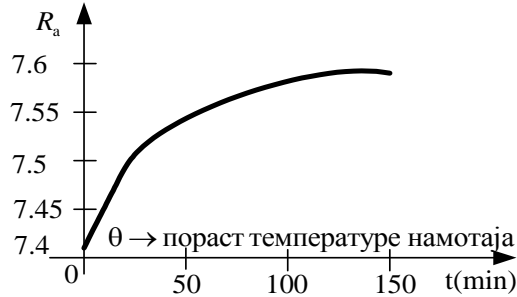
Експериментално одређивање трења у мотору могуће је струјним управљањем мотором [137], [138]. Струјно управљање мотором остварује се у модovima 1. или 2. електронског појачавача. На овај начин се струја директно специфицира чиме се снимање криви трења знатно упрошћава. Управљање у струјном моду са приказаним појачавачем се такође може употребити у погонима малих снага за регулацију брзине једносмерног мотора, чиме се потреба за унутрашњом струјном петљом елиминише.

Сл. 3.13 приказује снимљене криве укупног трења мотора при температурама околине:  $\theta_1 = 15^\circ \text{C}$ ,  $\theta_2 = 20^\circ \text{C}$ ,  $\theta_3 = 23^\circ \text{C}$ . Евидентно је смањење нагиба кривих трења при порасту температуре околине, што уједно значи и смањење коефицијента вискозног трења при порасту температуре околине. Са добијених појединачних графика се такође може уочити да је при мањим брзинама нагиб кривих, па самим тим и вискозно трење, нешто веће, а при већим брзинама нешто мање од идеално линеарних вредности. Ово је у складу са очекиваним: због загревања микро-мотора и већих брзина и трење у лежајевима се смањује. Након линеаризације снимљених криви трења одређена су трења у мотору. Линеаризоване криве трења су на Сл. 3.13 приказане испрекиданим линијама.



Сл. 3.13 Експериментално одређивање трења у мотору једносмерне струје при температурама околине:  $\theta_1 = 15^\circ \text{C}$ ,  $\theta_2 = 20^\circ \text{C}$ ,  $\theta_3 = 23^\circ \text{C}$

Сл. 3.14 приказује утицај температуре мотора на отпорност кола индукта. Са повећањем времена континуалног рада мотора расте и температура мотора што условљава повећање отпорности кола индукта.



Сл. 3.14 Утицај температуре мотора на отпорност кола индукта

### 3.2.1.3. УСВОЈЕНЕ ПРЕТПОСТАВКЕ ЛИНЕАРИЗАЦИЈЕ МОДЕЛА

Због температурно тј. временски зависног коефицијента вискозног трења  $B = B(\theta, t)$  (Сл. 3.13) и отпорности индукта  $R_a = R_a(\theta, t)$  (Сл. 3.14), као и због карактеристике динамичког трења чији је модел дат на Сл. 3.10, модел мотора је нелинеаран.

Диференцијалне нелинеарне једначине континуалног модела мотора су:

$$\begin{aligned} L_a \frac{di_a}{dt}(t) &= u_a(t) - R_a(\theta, t)i_a(t) - K_e \omega(t), \\ J \frac{d\omega}{dt}(t) &= K_T i_a(t) - B(\theta, t)\omega(t) - M_c \text{sign } \omega(t) - M_o(t), \end{aligned} \quad (3.2.7)$$

где су:  $u_a(t)$ ,  $i_a(t)$ , напон и струја индукта;  $\omega(t)$  брзина мотора,  $M_o(t)$  момент оптерећења мотора;  $M_c$  момент *Coulumb*-овог трења,  $L_a$ ,  $R_a$  индуктивност и отпорност кола индукта;  $K_e$ ,  $K_T$ , константа електромоторне силе и константа момента мотора;  $J$ ,  $B$  момент инерције и коефицијент вискозног трења мотора.

На модел појачавача такође утичу параметри мотора, поред осталих и  $B = B(\theta, t)$  и  $R_a = R_a(\theta, t)$ , што условљава нелинеарност појачавача.

Да би се при поступцима дијагнозе отказа систем линеаризовао, уводе се следећа упрошћења:

- због краткотрајног трајања експеримената током којих је мотор у континуалном раду, вредност отпорности индукта се сматра непроменљивом  $R_a = 7.41 \Omega$ ,
- усваја се константна вредност коефицијента вискозног трења измерена при температури  $23^\circ \text{C}$ ,  $B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ Nm/rad/s}$ ,
- суво трење тј. *Coulomb*-ово трење се занемарује (посматра као поремећај система),
- занемарује се пад напона на додатој отпорности за мерење струје индукта мотора, чиме излазни напон појачавача (референтни напон индукта мотора) постаје приближно једнак напону индукта мотора  $U_m(t) = U_a(t) + R_a I_a(t) \approx U_a(t)$ .

Параметри линеаризованог модела мотора и појачавача приказани су у Табели 3.4.

Табела 3.4 Параметри линеаризованог модела мотора и појачавача

Отпорност роторских намотаја	$R_a = 7.41 \Omega$
Индуктивност роторских намотаја	$L_a = 0.77 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Момент инерције мотора	$J = 1.43 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$
Коефицијент вискозног трења мотора при $\theta = 23^\circ$	$B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ Nm/rad/s}$
Константа момента мотора	$K_T = 25.5 \cdot 10^{-3} \text{ Nm/A}$
Константа електромоторне силе	$K_e = 25.5 \cdot 10^{-3} \text{ V/rad/s}$
Преносни однос редуктора	$N = 3.8$
Еквивалентна отпорност појачавача 1	$R_{e1} = \frac{R_9 R_{10}}{R_9 + R_{10}} = 5 \text{ k}\Omega$
Еквивалентна отпорност појачавача 2	$R_{e2} = R_{12} + R_{14} + R_{15} = 12 \text{ k}\Omega$
Отпорност појачавача 1	$R_1 = 1 \Omega$
Отпорност појачавача 5	$R_5 = 1 \text{ k}\Omega$
Капацитивност појачавача 8	$C_8 = 48 \text{ pF}$



## 3.2.2. МОДЕЛОВАЊЕ СИСТЕМА У ОДСУСТВУ ОТКАЗА

### 3.2.2.1. МОДЕЛИ У ФОРМИ ФУНКЦИЈА ПРЕНОСА У ОДСУСТВУ ОТКАЗА

#### 3.2.2.1.1. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ ПОЈАЧАВАЧА

Након упрошћења и линеаризације, претпостављајући константу вредност коефицијента вискозног трења  $B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ Nm/rad/s}$ , измерену при температури  $t = 23^\circ \text{ C}$ , електронски појачавач на Сл. 3.3 се може моделовати релацијом:

$$U_m(s) = \frac{R_{e2}(C_8 R_5 s + 1)[(R_a + sL_a)(B + Js) + K_e K_T]}{R_{e1}[(R_{e2} + R_5)C_8 s + 1][(R_a + R_1 + sL_a)(B + Js) + K_e K_T]} U_c(s) - \frac{R_1 K_e}{[(R_a + R_1 + sL_a)(B + Js) + K_e K_T]} M_c(s), \quad (3.2.8)$$

при чему је:

$$R_{e1} = \frac{R_9 R_{10}}{R_9 + R_{10}}, \quad (3.2.9)$$

$$R_{e2} = R_{12} + R_{14} + R_{15},$$

Након занемаривања *Coulomb*-овог трења, функција преноса појачавача постаје:

$$M_c(s) = \frac{U_m(s)}{U_c(s)} = \frac{R_{e2}(C_8 R_5 s + 1)[(R_a + sL_a)(B + Js) + K_e K_T]}{R_{e1}[(R_{e2} + R_5)C_8 s + 1][(R_a + R_1 + sL_a)(B + Js) + K_e K_T]}. \quad (3.2.10)$$

Примарно се у моделу појачавача (3.2.10) може занемарити индуктивност кола индукта мотора  $L_a$ , чиме се исти своди на функцију преноса другог реда. Добија се

$$M_c(s) = \frac{R_{e2} \{C_8 R_5 R_a J s^2 + [J R_a + C_8 R_5 (B R_a + K_e K_T)]s + (B R_a + K_e K_T)\}}{R_{e1} \{C_8 (R_{e2} + R_5) R_a J s^2 + [J (R_a + R_1) + C_8 (R_5 + R_{e2}) (B (R_a + R_1) + K_e K_T)]s + [B (R_a + R_1) + K_e K_T]\}}. \quad (3.2.11)$$

Следећи корак при упрошћењу функције преноса појачавача састоји се у занемаривању коефицијената уз  $s^2$  (што дозвољавају бројне вредности

параметара који дефинишу ове коефицијенте, Табела 3.4) чиме се формира функција преноса првог реда:

$$M_e(s) = \frac{R_{e2}}{R_{e1}} \frac{[JR_a + C_8 R_5 (BR_a + K_e K_T)]s + (BR_a + K_e K_T)}{[J(R_a + R_l) + C_8 (R_5 + R_{e2})(B(R_a + R_l) + K_e K_T)]s + [B(R_a + R_l) + K_e K_T]} \quad (3.2.12)$$

Модел (3.2.12) је могуће додатно упростити, занемаривањем капацитивности  $C_8$  и отпорности  $R_5$  појачавача. Тада се функција преноса појачавача може представити у облику:

$$M_e(s) = \frac{U_m(s)}{U_c(s)} = \frac{R_{2e}}{R_{1e}} \frac{sR_a J + R_a B + K_e K_T}{s(R_l + R_a)J + (R_l + R_a)B + K_e K_T} \quad (3.2.13)$$

Након занемаривања пада напона на додатној отпорности за мерење струје индукта:

$$U_m(s) = U_a(s) + \cancel{R_a I_a(s)} \approx U_a(s), \quad (3.2.14)$$

следи:

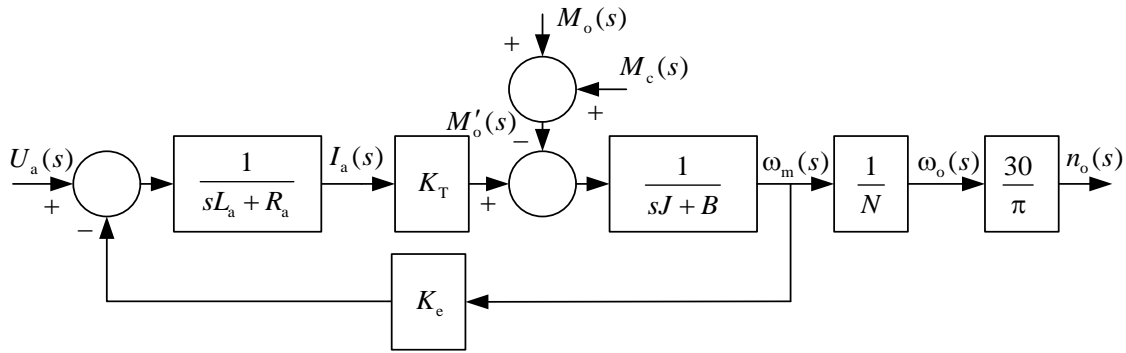
$$M_e(s) = \frac{U_a(s)}{U_c(s)} = \frac{R_{2e}}{R_{1e}} \frac{sR_a J + R_a B + K_e K_T}{s(R_l + R_a)J + (R_l + R_a)B + K_e K_T} \quad (3.2.15)$$

Заменом номиналних бројних вредности параметара датих Табелом 3.4, као и вредности коефицијента вискозног трења измереног при температури  $23^\circ \text{C}$ ,  $B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ Nm/rad/s}$ , у (3.2.15) добија се функција преноса:

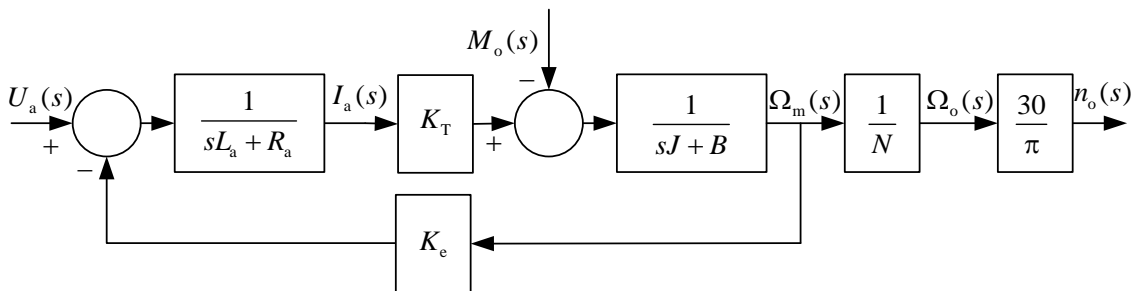
$$M_e(s) = \frac{U_a(s)}{U_c(s)} = \frac{2.115 \cdot s + 132.485}{s + 55.34} \quad (3.2.16)$$

### 3.2.2.1.2. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ ЕЛЕКТРО-МОТОРА

Блок дијаграм мотора управљаног напонам индукта са утицајем *Coulumb*-овог трења приказан је на Сл. 3.15, при чему  $M'_o(s)$ , представља еквиваленти моменат оптерећења мотора дат као сума оптерећења мотора и *Coulumb*-овог трења  $M'_o(s) = M_o(s) + M_c(s)$ . Занемаривањем *Coulumb*-овог трења, добија се блок дијаграм приказан на Сл. 3.16.



Сл. 3.15 Блок дијаграм мотора управљаног напоном индукта са утицајем Coulumb-овог трења



Сл. 3.16 Блок дијаграм мотора управљаног напоном индукта

На основу блок дијаграма са Сл. 3.16, функције преноса у Laplace-овом домену, уз нулте почетне услове су:

$$\begin{aligned}
 M_{11}(s) &= \frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{Js + B}{(L_a s + R_a)(Js + B) + K_e K_T}, \\
 M_{12}(s) &= \frac{I_a(s)}{M_o(s)} = \frac{K_T}{(L_a s + R_a)(Js + B) + K_e K_T}, \\
 M_{21}(s) &= \frac{n_o(s)}{U_a(s)} = \frac{30}{\pi N} \frac{K_T}{(L_a s + R_a)(Js + B) + K_e K_T}, \\
 M_{22}(s) &= \frac{n_o(s)}{M_o(s)} = -\frac{30}{\pi N} \frac{L_a s + R_a}{(L_a s + R_a)(Js + B) + K_e K_T},
 \end{aligned} \tag{3.2.17}$$

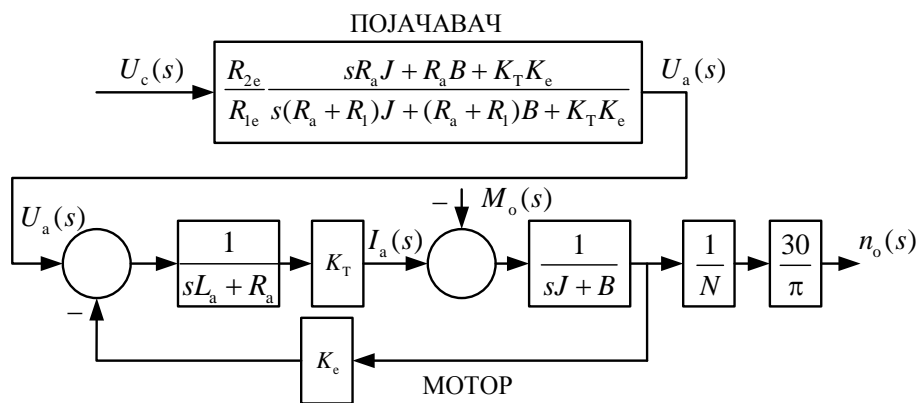
при чему су: управљачки напон појачавача  $U_c(s)$ , момент оптерећења мотора  $M_o(s)$  – улази, а напон индукта  $U_a(s)$ , струја индукта  $I_a(s)$  и брзина мотора после редуктора  $n_o(s)$  – излази система.

Заменом номиналних бројних вредности параметара датих Табелом 3.4, као и вредности коефицијента вискозног трења измереног при температури  $23^\circ \text{C}$ ,  $B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ Nm/rad/s}$ , добијају се функције преноса:

$$\begin{aligned}
 M_{11}(s) &= \frac{I_a(s)}{U_a(s)} = \frac{1299 \cdot s + 1635}{s^2 + 9625 \cdot s + 6.027 \cdot 10^5}, \\
 M_{12}(s) &= \frac{I_a(s)}{M_o(s)} = \frac{2.316 \cdot 10^7}{s^2 + 9625 \cdot s + 6.027 \cdot 10^5}, \\
 M_{21}(s) &= \frac{n_o(s)}{U_a(s)} = \frac{5.82 \cdot 10^7}{s^2 + 9625 \cdot s + 6.027 \cdot 10^5}, \\
 M_{22}(s) &= \frac{n_o(s)}{M_o(s)} = -\frac{1.757 \cdot 10^6 s + 1.691 \cdot 10^{10}}{s^2 + 9625 \cdot s + 6.027 \cdot 10^5}.
 \end{aligned}
 \tag{3.2.18}$$

### 3.2.2.1.3. ДИСКРЕТНЕ ФУНКЦИЈЕ ПРЕНОСА

При поступцима детекције и изолације адитивних отказа, анализиран систем представља мотор са електронским појачавачем. Дискретизацијом континуалног модела појачавача (3.2.16) и мотора (3.2.18) приказаних блок дијаграмом на Сл. 3.17, могуће је срачунати дискретизоване функције преноса,  $M_e(z)$ ,  $M_{11}(z)$ ,  $M_{12}(z)$ ,  $M_{21}(z)$ ,  $M_{22}(z)$  у облику рационалних функција по  $z^{-1}$  при чему је  $z$  варијабла  $Z$  трансформације.



Сл. 3.17 Линеаризовани модел мотора и појачавача

Усвајајући периоду семпловања  $T=0.01s$  добијене су следеће дискретне функције преноса:

$$M_e(z) = \frac{U_a(k)}{U_c(k)} = \frac{2.115 - 1.098 \cdot z^{-1}}{1 - 0.5751 \cdot z^{-1}},
 \tag{3.2.19}$$

$$\begin{aligned}
 M_{11}(z) &= \frac{I_a(k)}{U_a(k)} = \frac{0.07406 \cdot z^{-1} - 0.07279 \cdot z^{-2}}{1 - 0.5324 \cdot z^{-1}}, \\
 M_{12}(z) &= \frac{I_a(k)}{M_o(k)} = \frac{17.83 \cdot z^{-1} + 0.1358 \cdot z^{-2}}{1 - 0.5324 \cdot z^{-1}}, \\
 M_{21}(z) &= \frac{n_o(k)}{U_a(k)} = \frac{44.81 \cdot z^{-1} + 0.3412 \cdot z^{-2}}{1 - 0.5324 \cdot z^{-1}}, \\
 M_{22}(z) &= \frac{n_o(k)}{M_o(k)} = \frac{-1.312 \cdot 10^4 \cdot z^{-1} - 0.6364 \cdot z^{-2}}{1 - 0.5324 \cdot z^{-1}}.
 \end{aligned}
 \tag{3.2.20}$$

Дискретан модел мотора и појачавача се може дати у следећој форми:

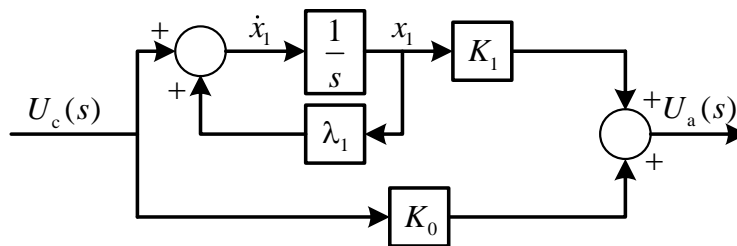
$$y(k) = M(z)u(k), \tag{3.2.21}$$

$$\begin{bmatrix} U_a(k) \\ I_a(k) \\ n_o(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(k) \\ M_o(k) \end{bmatrix}.
 \tag{3.2.22}$$

### 3.2.2.2. МОДЕЛИ У ПРОСТОРУ СТАЊА У ОДСУСТВУ ОТКАЗА

#### 3.2.2.2.1. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ ПОЈАЧАВАЧА У ПРОСТОРУ СТАЊА

Занемаривањем пада напона на додатној отпорности за мерење струје индукта мотора, излазни напон појачавача (референтни напон индукта мотора) постаје приближно једнак напону индукта мотора, (3.2.14).



Сл. 3.18 Блок дијаграм каноничног модела појачавача у простору стања

Једначина стања на основу блок дијаграма каноничног модела је облика:

$$\dot{x}_1(t) = \lambda_1 x_1(t) + U_c(t), \tag{3.2.23}$$

а једначина излаза је

$$U_a(t) = K_1 x_1(t) + K_0 U_c(t), \tag{3.2.24}$$

при чему су бројне вредности параметара:

$$\begin{aligned}
 K_0 &= \frac{R_{2e}}{R_{1e}} \frac{R_a}{R_1 + R_a} = 2.1146, \\
 K_1 &= \frac{R_{2e}}{R_{1e}} \frac{\Psi_f^2 R_1}{J(R_1 + R_a)^2} = 15.43, \\
 \lambda_1 &= -\frac{(R_1 + R_a)B + \Psi_f^2}{(R_1 + R_a)J} = -55.327.
 \end{aligned}
 \tag{3.2.25}$$

Променљива стања  $x_1(t)$  у моделу појачавача, нама физички смисао.

### 3.2.2.2.2. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ МОТОРА У ПРОСТОРУ СТАЊА

Избором:

- струје индукта  $I_a(t)$  и брзине мотора пре редуктора  $\omega_m(t)$  изражене у  $\text{rad/s}$ , за променљиве стања,
- напона индукта  $U_a(t)$  и момента оптерећења  $M_o(t)$ , за улазе система,
- струје индукта  $I_a(t)$  и брзине мотора  $n_o(t)$  после редуктора изражене у  $\text{min}^{-1}$ , за излазе у моделу мотора, уз претпоставке линеаризације одређен је модел мотора у простору стања:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{I}_a(t) \\ \dot{\omega}_m(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_e}{L_a} \\ \frac{K_T}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a(t) \\ M_o(t) \end{bmatrix}, \\
 \begin{bmatrix} I_a(t) \\ n_o(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{30}{\pi N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix}.
 \end{aligned}
 \tag{3.2.26}$$

### 3.2.2.2.3. КОНТИНУАЛНИ МОДЕЛ МОТОРА СА ПОЈАЧАВАЧЕМ У ПРОСТОРУ СТАЊА

Ако се мотор једносмерне струје са појачавачем посматра као јединствен систем и избором:

- $x_1(t)$ , струје индукта  $I_a(t)$  и брзине мотора пре редуктора  $\omega_m(t)$  изражене у  $\text{rad/s}$ , за променљиве стања;
- напона индукта  $U_a(t)$  и момента оптерећења  $M_o(t)$ , за улазе система;
- струје индукта  $I_a(t)$  и брзине мотора после редуктора  $n_o(t)$  изражене у  $\text{min}^{-1}$ , за излазе система,

модел система у простору стања се може приказати једначинама:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{I}_a(t) \\ \dot{\omega}_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & 0 \\ \frac{K_1}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_e}{L_a} \\ 0 & \frac{K_T}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ I_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{K_0}{L_a} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(t) \\ M_o(t) \end{bmatrix}, \quad (3.2.27)$$

$$\begin{bmatrix} U_a(t) \\ I_a(t) \\ n_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{30}{N\pi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ I_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(t) \\ M_o(t) \end{bmatrix}.$$

Заменом бројних вредности параметара датих Табелом 3.4 у (3.2.27), добија се:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{I}_a(t) \\ \dot{\omega}_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -55.33 & 0 & 0 \\ 2.004 \cdot 10^4 & -9623 & -33.12 \\ 0 & 1.783 \cdot 10^4 & -1.259 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ I_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2746 & 0 \\ 0 & -6.993 \cdot 10^5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(t) \\ M_o(t) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} U_a(t) \\ I_a(t) \\ n_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15.43 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ I_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2.115 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(t) \\ M_o(t) \end{bmatrix}.$$

(3.2.28)

#### 3.2.2.2.4. ДИСКРЕТНИ МОДЕЛ МОТОРА СА ПОЈАЧАВАЧЕМ У ПРОСТОРУ СТАЊА

Дискретизацијом (3.2.28) при избору  $T=0.01s$ , добија се дискретан модел мотора са појачавачем у простору стања:

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ I_a(k+1) \\ \omega_m(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5751 & 0 & 0 \\ 0.4988 & -0.003462 & -0.001856 \\ 205.9 & 0.9996 & 0.5359 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ I_a(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.00768 & 0 \\ 0.1682 & 17.83 \\ 38.96 & -5221 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(k) \\ M_o(k) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} U_a(k) \\ I_a(k) \\ n_o(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15.43 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ I_a(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2.115 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(k) \\ M_o(k) \end{bmatrix}.$$

(3.2.29)

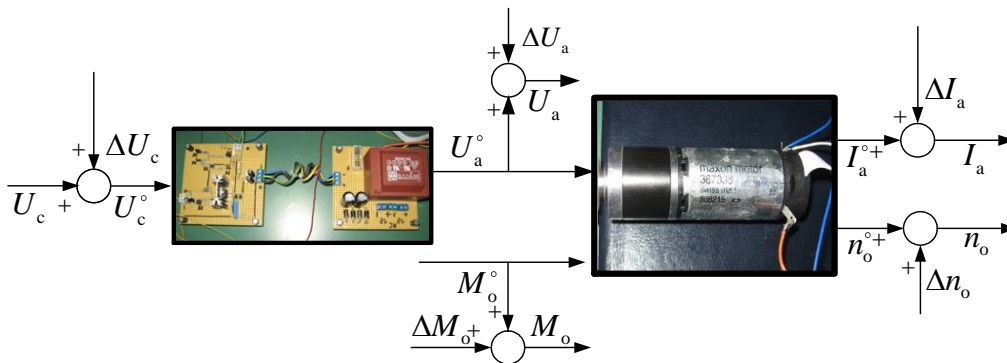
## 4. ПРИМЕНА МЕТОДА ЗА ДЕТЕКЦИЈУ И ИЗОЛАЦИЈУ АДИТИВНИХ ОТКАЗА НА БАЗИ МОДЕЛА НА ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКОМ СИСТЕМУ СА ПОЈАЧАВАЧЕМ

### МОДЕЛОВАЊЕ СИСТЕМА У ПРИСУСТВУ АДИТИВНИХ ОТКАЗА

#### 4.1.1. МОДЕЛ У ФОРМИ ФУНКЦИЈА ПРЕНОСА У ПРИСУСТВУ ОТКАЗА

У експериментима у којима се мотор једносмерне струје са појачавачем посматра као систем у целини, разматра се пет типова адитивних отказа:

- улазни отказ давача управљачког сигнала (актуатора) напона напајања појачавача  $\Delta U_c(k)$ ,
- улазни отказ сензора момента оптерећења мотора  $\Delta M_o(k)$ ,
- излазни отказ сензора напона индукта мотора  $\Delta U_a(k)$ ,
- излазни отказ сензора струје индукта мотора  $\Delta I_a(k)$ ,
- излазни отказ сензора брзине мотора  $\Delta n_o(k)$ .



Сл. 4.1 Адитивни откази појачавача са мотором једносмерне струје

Очекивана вредност управљачког улаза  $U_c(k)$  и измерена вредност улаза  $M_o(k)$  као и измерене вредности излаза  $U_a(k)$ ,  $I_a(k)$ ,  $n_o(k)$  су према Сл. 4.1 повезане са тачним вредностима улаза и излаза  $U_c^\circ(k)$ ,  $M_o^\circ(k)$ ,  $U_a^\circ(k)$ ,  $I_a^\circ(k)$ ,  $n_o^\circ(k)$ , преко релација:



$$\begin{aligned}
 U_c^\circ(k) &= U_c(k) + \Delta U_c(k), \\
 M_o^\circ(k) &= M_o(k) - \Delta M_o(k), \\
 U_a^\circ(k) &= U_a(k) - \Delta U_a(k), \\
 I_a^\circ(k) &= I_a(k) - \Delta I_a(k), \\
 n_o^\circ(k) &= n_o(k) - \Delta n_o(k).
 \end{aligned} \tag{4.1.1}$$

Веза између тачних улаза и излаза се може представити у облику:

$$\begin{bmatrix} U_a^\circ(k) \\ I_a^\circ(k) \\ n_o^\circ(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c^\circ(k) \\ M_o^\circ(k) \end{bmatrix}, \tag{4.1.2}$$

при чему су одговарајуће дискретне функције преноса  $M_e(z)$ ,  $M_{11}(z)$ ,  $M_{12}(z)$ ,  $M_{22}(z)$  дате у (3.2.19) и (3.2.20). Након замене (4.1.1) у (4.1.2) добија се:

$$\begin{bmatrix} U_a(k) - \Delta U_a(k) \\ I_a(k) - \Delta I_a(k) \\ n_o(k) - \Delta n_o(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(k) + \Delta U_c(k) \\ M_o(k) - \Delta M_o(k) \end{bmatrix}, \tag{4.1.3}$$

односно:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} U_a(k) \\ I_a(k) \\ n_o(k) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(k) \\ M_o(k) \end{bmatrix} + \\
 &+ \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}, \tag{4.1.4}
 \end{aligned}$$

или у компактној форми:

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{M}(z)\mathbf{u}(k) + \mathbf{S}_F(z)\mathbf{p}(k), \tag{4.1.5}$$

где су:

- вектори отказа, улаза и излаза, редом

$$\mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} U_c(k) \\ M_o(k) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} U_a(k) \\ I_a(k) \\ n_a(k) \end{bmatrix}, \tag{4.1.6}$$

- матрица функција преноса система

$$\mathbf{M}(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix}, \quad (4.1.7)$$

- матрица отказа

$$\mathbf{S}_F(z) = [\mathbf{M} \quad \mathbf{I}] = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.1.8)$$

#### 4.1.2. МОДЕЛИ У ПРОСТОРУ СТАЊА У ПРИСУСТВУ ОТКАЗА

Мотор једносмерне струје са појачавачем, у присуству отказа, се такође може моделирати и у простору стања. На основу континуалног модела појачавача са мотором у простору стања (3.2.28), када су улази и излази тачне вредности сигнала  $U_c^\circ(k)$ ,  $M_o^\circ(k)$ ,  $U_a^\circ(k)$ ,  $I_a^\circ(k)$ ,  $n_o^\circ(k)$  се може писати:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{I}_a(t) \\ \dot{\omega}_m(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -55.33 & 0 & 0 \\ 2.004 \cdot 10^4 & -9623 & -33.12 \\ 0 & 1.783 \cdot 10^4 & -1.259 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ I_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2746 & 0 \\ 0 & -6.993 \cdot 10^5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c^\circ(t) \\ M_o^\circ(t) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} U_a^\circ(t) \\ I_a^\circ(t) \\ n_o^\circ(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15.43 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ I_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2.115 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c^\circ(t) \\ M_o^\circ(t) \end{bmatrix}.$$

(4.1.9)

Дискретизацијом овог модела периодом дискретизације  $T = 0.01s$ , добија се

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ I_a(k+1) \\ \omega_m(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5751 & 0 & 0 \\ 0.4988 & -0.003462 & -0.001856 \\ 205.9 & 0.9996 & 0.5359 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ I_a(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.00768 & 0 \\ 0.1682 & 17.83 \\ 38.96 & -5221 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c^\circ(k) \\ M_o^\circ(k) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} U_a^\circ(k) \\ I_a^\circ(k) \\ n_o^\circ(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15.43 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ I_a(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2.115 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c^\circ(k) \\ M_o^\circ(k) \end{bmatrix}.$$

(4.1.10)

Финално усвајајући нотацију у складу са (4.1.1):

$$\mathbf{u}^\circ(k) = \begin{bmatrix} U_c^\circ(k) \\ M_o^\circ(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_c(k) + \Delta U_c(k) \\ M_o(k) - \Delta M(k)_o \end{bmatrix}, \mathbf{y}^\circ(k) = \begin{bmatrix} U_a^\circ(k) \\ I_a^\circ(k) \\ n_o^\circ(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_a(k) - \Delta U_a(k) \\ I_a(k) - \Delta I_a(k) \\ n_o(k) - \Delta n_o(k) \end{bmatrix}, \quad (4.1.11)$$

може се извести дискретан модел у простору стања у присуству отказа при конкретним матрицама за једначину стања:

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ I_a(k+1) \\ \omega_m(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5751 & 0 & 0 \\ 0.4988 & -0.003462 & -0.001856 \\ 205.9 & 0.9996 & 0.5359 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ I_a(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.00768 & 0 \\ 0.1682 & 17.83 \\ 38.96 & -5221 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(k) \\ M_o(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.00768 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.1682 & 17.83 & 0 & 0 & 0 \\ 38.96 & -5221 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}, \quad (4.1.12)$$

и за једначину мерења:

$$\begin{bmatrix} U_a(k) \\ I_a(k) \\ n_o(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15.43 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ I_a(k) \\ \omega_m(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2.115 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_c(k) \\ M_o(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2.115 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.1.13)$$

или у компактној форми:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{E}\mathbf{p}(k), \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) + \mathbf{F}\mathbf{p}(k), \end{aligned} \quad (4.1.14)$$

при чему су димензије вектора улаза,  $\mathbf{u}(k)$ , излаза  $\mathbf{y}(k)$  и отказа  $\mathbf{p}(k)$ , редом  $k = 2$ ,  $\mu = 3$ ,  $\rho_F = 5$ . Број променљивих стања тј. ред система је  $v = 3$ .

Након извођења модела у простору стања у присуству отказа, долази се до закључка да су матрица отказа  $\mathbf{E}$  и помоћна матрица отказа  $\mathbf{F}$  дефинисане релацијама:

$$\mathbf{E} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{0}], \mathbf{F} = [\mathbf{D} \quad \mathbf{I}]. \quad (4.1.15)$$

## 4.2. ПРОЈЕКТОВАЊЕ СТРУКТУРНИХ РЕЗИДУАЛА

### 4.2.1. ТЕХНИКЕ СИНТЕЗЕ СТРУКТУРНЕ МАТРИЦЕ

У процесу детекције отказа применом структурних резидуала се њихове стационарне вредности пореде са унапред дефинисаним границама прагова детекције (енг. *threshold*)  $K_i$ . Резултат овог тестирања је бинарна вредност 0 ако је  $|r_i(\infty)| < K_i$  и 1 ако је  $|r_i(\infty)| \geq K_i$ :

$$\varepsilon_i = \begin{cases} 0 & \text{ако је } |r_i(\infty)| < K_i \\ 1 & \text{ако је } |r_i(\infty)| \geq K_i \end{cases}, i = 1, 2, \dots, n, \text{ где је } n = 5 \text{ број резидуала;}$$

Добијени вектор  $\varepsilon = [\varepsilon_1 \ \varepsilon_2 \ \dots \ \varepsilon_n]$  одређеног отказа представља његов код отказа (енг. *fault signature*). За детекцију присуства отказа често је довољно да је резултат тестирања бар неког резидуала 1. Међутим за изолацију отказа неопходно је да добијени код отказа (вектор нула и јединца) одговара неком од унапред дефинисаном сету кодова - структурној матрици.

При формирању структурне матрице најчешће се бира да она има колонски каноничну структуру, тј. да у свакој колони има исти број "0" (број очекиваних "0" у реду је  $\mu - 1 = 2$ , где је  $\mu$  број излаза система). Колонски канонична структура је више него довољна за остваривање форме познате као *снажно изолабилна* (енг. *unidirectional strongly isolated*), која је неопходна за избегавање погрешне класификације у ситуацијама *парцијалног окидања* (енг. *partial firing*) која може настати када је величина отказа мала. Решење за неопходан број резидуала  $n$  и број нула у колони  $\tau$ , колонски каноничне структурне матрице се добија из услова [15]:

$$1) \binom{n}{\tau} \geq \rho_F, \quad 2) n \cdot (\mu - 1) \geq \rho_F \cdot \tau, \quad (4.2.1)$$

где је број отказа у систему  $\rho_F = 5$ , а број излаза система  $\mu = 3$ .

Најједноставније решење постављеног система неједначина, са најмањим бројем резидуала  $n$  и највећим остваривим бројем нула по колони  $\tau$  је:

$$n = 5, \quad \tau = 2. \quad (4.2.2)$$

#### 4.2.1.1. СИНТЕЗА СТРУКТУРНЕ МАТРИЦЕ НА ОСНОВУ ПРИМАРНИХ РЕЗИДУАЛА ДОБИЈЕНИХ ИЗ МОДЕЛА СИСТЕМА

Један од начина формирања структурне матрице који је примењен у овој дисертацији је на основу сета интерних (енг. *internal*) примарних резидуала [139].

*Интерна* (енг. *internal*) форма примарних резидуала представља производ матрице отказа и вектора отказа, и априори је непозната пре поступка дијагнозе отказа:

$$\mathbf{o}(k) = \mathbf{S}_F(z)\mathbf{p}(k). \quad (4.2.3)$$

*Рачунска* (енг. *computational*) форма примарних резидуала се може израчунати на основу разлике измерених излаза система и излаза добијеног на основу модела и познатих улаза система тј. на основу принципа *аналитичке редудансе*:

$$\mathbf{o}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{M}(z)\mathbf{u}(k). \quad (4.2.4)$$

Број примарних резидуала је увек једнак броју излаза система што директно следи из (4.2.4). Они потпуно зависе од модела система.

АРМА интерна форма примарних резидуала система је облика

$$\begin{bmatrix} o_1 \\ o_2 \\ o_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ M_{11}(z)M_s(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \\ M_{21}(z)M_c(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c \\ -\Delta M_o \\ \Delta U_a \\ \Delta I_a \\ \Delta n_o \end{bmatrix} \quad (4.2.5)$$

На основу облика другог и трећег примарног резидуала могућа колонски канонична структурна форма за пет резидуала,  $\tau = 2$  "0", нуле у свакој колони и  $\mu - 1 = 2$  "0", нуле у свакој врсти дата је на Сл. 4.2 а).

Резидуали се пројектују на основу колонски каноничне структуре са Сл. 4.2 а). Ипак, примећено је да је након формирања резидуала, остварива форма структурне матрице облика као на Сл. 4.2 б). Ова форма није колонски канонична, али је ипак *снажно изолабилна* и омогућује спречавање погрешних класификација у случајевима *парцијалног окидања* када су величине отказа мале. Узрок како је примећено, структура посматраног система која је таква да

сви излази не зависе од свих улаза система, па се појављује додатна нула у једном реду матрице функција преноса отказа  $S_F(z)$  (излаз  $U_a(k)$  не зависи од улаза  $M_o(k)$  тј. број нула у првом реду матрице  $S_F(z)$  није  $\mu - 1 = 2$ , већ 3).

	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$		$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_1$	1	1	0	1	0	$r_1$	1	1	0	1	0
$r_2$	1	1	0	0	1	$r_2$	1	1	0	0	1
$r_3$	1	0	1	0	1	$r_3$	1	0	1	0	0
$r_4$	0	0	1	1	1	$r_4$	0	0	1	1	1
$r_5$	0	1	1	1	0	$r_5$	0	1	1	1	0

a) Колонски-канонична структура
b) Реално остварива форма

Сл. 4.2 Структурна матрица формирана моделовањем система

#### 4.2.1.2. СИНТЕЗА СТРУКТУРНЕ МАТРИЦЕ НА ОСНОВУ ПРИМАРНИХ РЕЗИДУАЛА ДОБИЈЕНИХ НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА

Један од начина формирања примарних резидуала у физичким системима који се састоје од подсистема или јединица, је узимање функција преноса појединих јединица директно у примарном сету резидуала. Овако добијени примарни резидуали су у дисертацији коришћени за формирање нове структурне матрице.

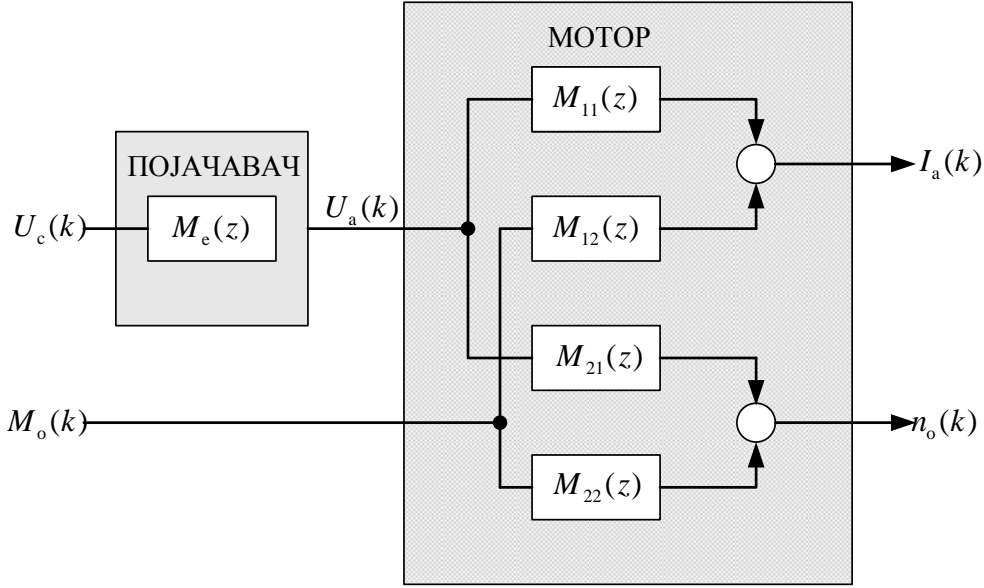
Систем мотор-појачавач се састоји из две под-јединице: мотора и појачавача при чему је излаз прве јединице, у ствари, један од улаза друге јединице, Сл. 4.3. Овако формиран примарни резидуали немају стандардну структуру као сет примарних улазно-излазних резидуала који имају само један излаз сваки.

Релација која повезује тачну вредност улаза  $U_c^\circ(k)$ , и излаза  $U_a^\circ(k)$ , прве под-структуре – електронског појачавача је:

$$U_a^\circ(k) = M_c(z)U_c^\circ(k). \quad (4.2.6)$$

Релације између тачних вредности улаза  $U_a^\circ(k)$ ,  $M_o^\circ(k)$ , и излаза  $I_a^\circ(k)$ ,  $n_o^\circ(k)$  друге под-структуре – мотора једносмерне струје, су:

$$\begin{aligned} I_a^\circ(k) &= M_{11}(z)U_a^\circ(k) + M_{12}(z)M_o^\circ(k), \\ n_o^\circ(k) &= M_{21}(z)U_a^\circ(k) + M_{22}(z)M_o^\circ(k). \end{aligned} \quad (4.2.7)$$



Сл. 4.3 Под-структура система: појачавач и мотор једносмерне струје

Сменом израза (4.1.1) у израз (4.2.6) и (4.2.7) добија се:

$$\begin{aligned}
 U_a(k) &= M_e(z)U_c(k) + M_e(z)\Delta U_c(k) + \Delta U_a(k), \\
 I_a(k) &= M_{11}(z)U_a(k) + M_{12}(z)M_o(k) - M_{11}(z)\Delta U_a(k) - M_{12}(z)\Delta M_o(k) + \Delta I_a(k), \\
 n_o(k) &= M_{21}(z)U_a(k) + M_{22}(z)M_o(k) - M_{21}(z)\Delta U_a(k) - M_{22}(z)\Delta M_o(k) + \Delta n_o(k).
 \end{aligned}
 \tag{4.2.8}$$

Примарни сет резидуала рачунске и интерне форме формиран на основу (4.2.8) је:

$$\begin{aligned}
 o_1(k) &= -M_e(z)U_c(k) + U_a(k) = M_e(z)\Delta U_c(k) + \Delta U_a(k), \\
 o_2(k) &= -M_{12}(z)M_o(k) + I_a(k) - M_{11}(z)U_a(k) = -M_{12}(z)\Delta M_o(k) - M_{11}(z)\Delta U_a(k) + \Delta I_a(k), \\
 o_3(k) &= -M_{22}(z)M_o(k) - M_{21}(z)U_a(k) + n_o(k) = -M_{22}(z)\Delta M_o(k) - M_{21}(z)\Delta U_a(k) + \Delta n_o(k).
 \end{aligned}
 \tag{4.2.9}$$

На основу интерне форме примарног сета резидуала добијених анализом структуре система:

$$\begin{bmatrix} o_1 \\ o_2 \\ o_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \\ 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c \\ -\Delta M_o \\ \Delta U_a \\ \Delta I_a \\ \Delta n_o \end{bmatrix}
 \tag{4.2.10}$$

могућа колонски канонична структурна форма за пет резидуала,  $\tau = 2$  "0,, нуле у свакој колони и  $\mu - 1 = 2$  "0,, нуле у свакој врсти дата је на Сл. 4.4 а) а реално остварива форма структурне матрице на Сл. 4.4б).

	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$		$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_1$	0	1	1	1	0	$r_1$	0	1	1	1	0
$r_2$	0	1	1	0	1	$r_2$	0	1	1	0	1
$r_3$	1	0	1	0	1	$r_3$	1	0	1	0	0
$r_4$	1	0	0	1	1	$r_4$	1	0	0	1	1
$r_5$	1	1	0	1	0	$r_5$	1	1	0	1	0

а) Колонски-канонична структура      б) Реално остварива форма

Сл. 4.4. Структурна матрица формирана на основу структуре система

На основу (4.2.10) матрица отказа је:

$$S_F = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \\ 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.11)$$

#### 4.2.2. ТЕХНИКЕ СИНТЕЗЕ МАТРИЦЕ ТРАНСФОРМАЦИЈЕ

Резидуали се генеришу множењем примарних резидуала (тј. њихове рачунске и интерне форме) са матрицом трансформације  $W(z)$ , коју је у процесу пројектовања резидуала неопходно одредити. Примењена трансформација омогућује флексибилност у процесу пројектовања резидуала и обезбеђује њихов потребан број.

Тако је рачунска и интерна резидуална генератор форма, када су поремећаји, шумови и грешке моделовања занемарени облика:

$$r(k) = W(z)[y(k) - M(z)u(k)], \quad (4.2.12)$$

$$r(k) = W(z)S_F(z)p(k). \quad (4.2.13)$$

Резидуални генератор се такође задаје са:

$$r(k) = Z_F(z)p(k), \quad (4.2.14)$$



где је  $Z_F(z)$  спецификација одзива на све отказе. Следи:

$$W(z)S_F(z) = Z_F(z). \quad (4.2.15)$$

При одређивању матрице трансформације потребно је прво задати спецификацију одзива на одређени број отказа. С обзиром на то да број излаза мањи од броја отказа  $\mu = 3 < \rho_F = 5$ , могуће форме задатих спецификација су: *скоро потпуна, хомогена спецификација* (енг. *almost full homogenous specification*) када се унапред задаје вектор одзива и-тог резидуала на  $\rho = \mu - 1 = 2$  отказа у облику:  $z'_i = [0 \ 0]$ , и *потпуна, скоро хомогена спецификација* (енг. *full almost homogenous specification*) када се унапред задаје вектор одзива  $i$ -тог резидуала на  $\rho = \mu = 3$  отказа. Тада се поред два отказа која морају имати нулти одзив, бира још један отказ са ненултим одзивом. Једна варијанта тако изабраног одзива је нпр. облика  $z'_i = [0 \ 0 \ 1]$ , при чему се положај ненулте спецификације мења зависно од њеног положаја у структурној матрици.

У циљу илустрације решавања проблема детекције отказа, као и са жељом да се изврши поређење различитих приступа у пројектовању матрице трансформације, примењене су четири различите методе за добијање ове матрице. Од тога се две методе заснивају на моделу система у присуству отказа у форми функције преноса и то: *Имплементација "ред по ред"* (енг. *Row by row implementation*), са варијантама при *скоро потпуној, хомогеној спецификацији одзива* и при *потпуној, скоро хомогеној спецификацији одзива* и *Метода елиминације* (енг. *Elimination approach*), за коју се не задају спецификације, а две на моделу система у присуству отказа у простору стања: *Chow-Willsky*, која у случају  $\mu < \rho_F$  може само имати решења при *скоро потпуној, хомогеној спецификацији*), и *Систематична имплементација са системском матрицом отказа* (енг. *Systematic implementation with fault system matrix*) са под-варијантама: *Алгоритам I* (са *потпуном, скоро хомогеном спецификацијом одзива*) и *Алгоритам III* (подразумева *скоро потпуну, хомогену спецификацију одзива*) [15].

#### 4.2.2.1. МЕТОД ЕЛИМИНАЦИЈЕ

Метод елиминације (енг. *Elimination approach*) је предложио Gertler [15]. Заснива се на формирању резидуала на основу сета примарних резидуала написаних у форми:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{o}^\mu(k) \\ o_\mu(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_o^\mu(z) & \mathbf{S}_l^\mu(z) \\ s_{o\mu}(z) & s_{l\mu}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0(k) \\ \mathbf{p}_l(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.16)$$

поступком елиминације  $\mu - 1$  отказа датих вектором  $\mathbf{p}_0$ . На основу претходне релације поступком елиминације отказа  $\mathbf{p}_0$ , долази се до израза за  $i$ -ти резидуал, који је самим тим и независан од отказа дефинисаних вектором  $\mathbf{p}_0$ .

$$r_i(k) = s_{o\mu}(z)(\mathbf{S}_o^\mu(z))^{-1}\mathbf{o}^\mu(k) - o_\mu(k) = [s_{o\mu}(z)[\mathbf{S}_o^\mu(z)]^{-1}\mathbf{S}_l^\mu(z) - s_{l\mu}(z)]\mathbf{p}_l. \quad (4.2.17)$$

где је:  $\mathbf{p}_0$  – вектор отказа за које, према  $i$ -том реду структурне матрице, одговара вредност "0";  $\mathbf{p}_l$  – вектор отказа за које према,  $i$ - том реду структурне матрице, одговара вредност "1";  $s_{o\mu}$  – део  $\mu$ - тог реда матрице отказа  $\mathbf{S}_F(z)$  који одговара отказима датих вектором  $\mathbf{p}_0$ ;  $\mathbf{S}_o^\mu(z)$  – остатак матрице отказа  $\mathbf{S}_F(z)$  који одговара отказима датих вектором  $\mathbf{p}_0$ ;  $s_{l\mu}$  – део  $\mu$ -тог реда матрице отказа  $\mathbf{S}_F(z)$  који одговара отказима датих вектором  $\mathbf{p}_l$ ;  $\mathbf{S}_l^\mu(z)$  – остатак матрице отказа  $\mathbf{S}_F(z)$  који одговара отказима датих вектором  $\mathbf{p}_l$ .

Релација (4.2.17) имплицира  $i$ - ти ред трансформације:

$$\mathbf{w}'_i(z) = [s_{o\mu}(z)(\mathbf{S}_o^\mu(z))^{-1} \quad -1]. \quad (4.2.18)$$

Анализом конкретног примера мотора са појачавачем, показује се да се једино избором:

$$\mathbf{o}^\mu \rightarrow \begin{bmatrix} o_2(k) \\ o_3(k) \end{bmatrix}, \quad o_\mu(k) \rightarrow o_1(k), \quad (4.2.19)$$

избегава сингуларност матрице  $(\mathbf{S}_o^\mu(z))^{-1}$ , што имплицира да је уместо  $\mu = 3$  у конкретном примеру потребно усвојити  $\mu \rightarrow 1$ . Тако, израз за  $i$ - ти ред трансформације у конкретном примеру мотора са појачавачем постаје:

$$\mathbf{w}'_i(z) = [-1 \quad s_{o1}(z)(\mathbf{S}_o^1(z))^{-1}]. \quad (4.2.20)$$

#### 4.2.2.1.1. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА

Трансформације првог и другог резидуала се не могу одредити применом методе елиминације и (4.2.20), због сингуларитета матрица  $S_o^1(z)$ .

Ипак, на основу структурне матрице и матрице отказа, може се усвојити:

$$r_1(k) = o_2(k), \quad (4.2.21)$$

$$r_2(k) = o_3(k), \quad (4.2.22)$$

што имплицира одговарајуће трансформације:

$$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0], \quad (4.2.23)$$

$$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]. \quad (4.2.24)$$

Метода елиминације се може применити у циљу одређивања трећег, четвртог и петог реда матрице трансформације. На основу структурне матрице са Сл. 4.2 а), закључује се да резидуал  $r_3(k)$  треба формирати да буде независан од другог и четвртог отказа; резидуал  $r_4(k)$  од првог и другог, а  $r_5(k)$  од првог и петог отказа.

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_3$	1	0	1	0	1

На основу структурне матрице са Сл. 4.2 а), констатује се да је:

$$p_0 = \begin{bmatrix} p_2(k) \\ p_4(k) \end{bmatrix}, p_l = \begin{bmatrix} p_1(k) \\ p_3(k) \\ p_5(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.25)$$

па следи

$$\begin{aligned} s_{o1}(z) &= [0 \ 0], \\ s_{11}(z) &= [M_e(z) \ 1 \ 0], \\ S_o^1(z) &= \begin{bmatrix} M_{12}(z) & 1 \\ M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix}, \\ S_l^1(z) &= \begin{bmatrix} M_{11}(z)M_e(z) & 0 & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2.26)$$

Сменом (4.2.26) у (4.2.20) израчунава се трећи ред матрице трансформације у виду:

$$\mathbf{w}'_3(z) = [-1 \ 0 \ 0], \quad (4.2.27)$$

па потом према (4.2.17) и одговарајући резидуал

$$r_3(k) = [-M_e(z) \ 0 \ -1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix} = -o_1(k). \quad (4.2.28)$$

**Резидуал**

$r_4$	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
	0	0	1	1	1

На основу структурне матрице са Сл. 4.2 а), следи да је

$$\mathbf{p}_0 = \begin{bmatrix} p_1(k) \\ p_2(k) \end{bmatrix}, \mathbf{p}_l = \begin{bmatrix} p_3(k) \\ p_4(k) \\ p_5(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.29)$$

па важи

$$\begin{aligned} s_{o1.}(z) &= [M_e(z) \ 0], \\ s_{i1.}(z) &= [1 \ 0 \ 0], \\ \mathbf{S}_o^1(z) &= \begin{bmatrix} M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix}, \\ \mathbf{S}_i^1(z) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2.30)$$

Сменом (4.2.30) у (4.2.20) израчунава се четврти ред матрице трансформације у облику:

$$\mathbf{w}'_4(z) = \begin{bmatrix} -1 & \frac{M_{22}(z)}{M(z)} & -\frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix}, \quad (4.2.31)$$

при чему је  $M(z)$

$$M(z) = M_{11}(z)M_{22}(z) - M_{12}(z)M_{21}(z). \quad (4.2.32)$$

па затим према (4.2.17) и одговарајући резидуал

$$r_4(k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & \frac{M_{22}(z)}{M(z)} & -\frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.33)$$

Резидуал	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_5$	0	1	1	1	0

Према структурној матрици са Сл. 4.2 а) је:

$$p_0 = \begin{bmatrix} p_1(k) \\ p_5(k) \end{bmatrix}, p_l = \begin{bmatrix} p_2(k) \\ p_3(k) \\ p_4(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.34)$$

па је

$$\begin{aligned} s_{o1.}(z) &= [M_c(z) \ 0], \\ s_{i1.}(z) &= [0 \ 1 \ 0], \\ S_o^1(z) &= \begin{bmatrix} M_{11}(z)M_c(z) & 0 \\ M_{21}(z)M_c(z) & 1 \end{bmatrix}, \\ S_l^1(z) &= \begin{bmatrix} M_{12}(z) & 0 & 1 \\ M_{22}(z) & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2.35)$$

Након замене (4.2.35) у (4.2.20) добија се:

$$w'_5(z) = \begin{bmatrix} -1 & \frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.36)$$

а на основу (4.2.17) и одговарајући резидуал

$$r_5(k) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M_{12}(z)}{M_{11}(z)} & -1 & \frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.37)$$

#### 4.2.2.1.2. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ДОБИЈЕНА НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА

Трансформације првог и другог резидуала се такође не могу одредити применом методе елиминације и (4.2.20), због сингуларитета матрица  $S_o^1(z)$ .

Усвајањем:

$$r_1(k) = o_2(k), \quad (4.2.38)$$

$$r_2(k) = o_3(k), \quad (4.2.39)$$

одговарајуће трансформације су:

$$\mathbf{w}'_1(z) = [0 \ 1 \ 0], \quad (4.2.40)$$

$$\mathbf{w}'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]. \quad (4.2.41)$$

Метода елиминације се може применити у циљу одређивања трећег, четвртог и петог реда матрице трансформације. На основу структурне матрице са Сл. 4.4 а), закључује се да резидуал  $r_3(k)$  треба формирати да буде независан од другог и четвртог отказа; резидуал  $r_4(k)$  од другог и трећег, а  $r_5(k)$  од трећег и петог отказа.

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_3$	1	0	1	0	1

Према структурној матрици са Сл. 4.4 а) је:

$$\mathbf{p}_0 = \begin{bmatrix} p_2(k) \\ p_4(k) \end{bmatrix}, \mathbf{p}_l = \begin{bmatrix} p_1(k) \\ p_3(k) \\ p_5(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.42)$$

па следи

$$\begin{aligned} s_{o1.}(z) &= [0 \ 0], \\ s_{l1.}(z) &= [M_e(z) \ 1 \ 0], \\ \mathbf{S}_o^1(z) &= \begin{bmatrix} M_{12}(z) & 1 \\ M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{S}_l^1(z) &= \begin{bmatrix} 0 & -M_{11}(z) & 0 \\ 0 & -M_{21}(z) & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2.43)$$

Сменом (4.2.43) у (4.2.20) налази се трећи ред матрице трансформације:

$$\mathbf{w}'_3(z) = [-1 \ 0 \ 0], \quad (4.2.44)$$

па је одговарајући резидуал према (4.2.17)

$$r_3(k) = \begin{bmatrix} -M_e(z) & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix} = -o_1(k). \quad (4.2.45)$$

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_4$	1	0	0	1	1

На основу структурне матрице са Сл. 4.4 а) констатује се да је:

$$p_0 = \begin{bmatrix} p_2(k) \\ p_3(k) \end{bmatrix}, p_l = \begin{bmatrix} p_1(k) \\ p_4(k) \\ p_5(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.46)$$

па важи

$$\begin{aligned} s_{o1.}(z) &= [0 \quad 1], \\ s_{11.}(z) &= [M_e(z) \quad 0 \quad 0], \\ S_o^1(z) &= \begin{bmatrix} M_{12}(z) & -M_{11}(z) \\ M_{22}(z) & -M_{21}(z) \end{bmatrix}, \\ S_l^1(z) &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2.47)$$

Сменом (4.2.47) у (4.2.20) израчунава се четврти ред матрице трансформације у облику:

$$w'_4(z) = \begin{bmatrix} -1 & -\frac{M_{22}(z)}{M(z)} & \frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix}. \quad (4.2.48)$$

На основу (4.2.17) форма одговарајућег резидуала је:

$$r_4(k) = \begin{bmatrix} -M_e(z) & 0 & 0 & -\frac{M_{22}(z)}{M(z)} & \frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.49)$$

	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
Резидуал					
$r_5$	1	1	0	1	0

На основу структурне матрице са Сл. 4.4 а) следи да је:

$$\mathbf{p}_0 = \begin{bmatrix} p_3(k) \\ p_5(k) \end{bmatrix}, \mathbf{p}_l = \begin{bmatrix} p_1(k) \\ p_2(k) \\ p_4(k) \end{bmatrix} \quad (4.2.50)$$

$$\begin{aligned} s_{o1.}(z) &= [1 \ 0], \\ s_{11.}(z) &= [M_e(z) \ 0 \ 0], \\ S_o^1(z) &= \begin{bmatrix} -M_{11}(z) & 0 \\ -M_{21}(z) & 1 \end{bmatrix}, \\ S_l^1(z) &= \begin{bmatrix} 0 & M_{12}(z) & 1 \\ 0 & M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.2.51)$$

Сменом (4.2.51) у (4.2.20) налази се пети ред матрице трансформације у облику:

$$\mathbf{w}'_5(z) = \begin{bmatrix} -1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.52)$$

па је према (4.2.17) форма одговарајућег резидуала

$$r_5(k) = \begin{bmatrix} -M_e(z) & -\frac{M_{12}(z)}{M_{11}(z)} & 0 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.53)$$

#### 4.2.2.2. ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА МЕТОДЕ "РЕД ПО РЕД"

Метода "ред по ред" (енг. *Row by row implementation*) је први пут предложена у тези Shutty –а [116]. Подразумева синтезу  $i$ - тог резидуалног генератора у форми:

$$r_i(t) = \mathbf{w}'_i(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(t) = \mathbf{z}'_{Fi}(z) \mathbf{p}(t). \quad (4.2.54)$$

Израз (4.2.54) имплицира одређивање  $i$ -тог реда матрице трансформације  $\mathbf{w}'_i(z)$  према релацији:



$$w'_i(z) \cdot S_i(z) = z'_i(z), \quad (4.2.55)$$

где је:

$S_i(z)$  део матрице отказа  $S_F(z)$ , који садржи  $\rho$  колона,

$z'_{Fi}(z)$  је спецификација одзива  $i$ - тог резидуала на свих  $\rho_F$  отказа, и

$z'_i(z)$  је вектор спецификација одзива  $i$ - тог резидуала на одређени скуп од  $\rho$  отказа ( $\rho \leq \rho_F$ ).

При *потпуној, скоро хомогеној спецификацији*, поред отказа за које се специфицира нулти одзив, посматра се још један произвољно изабран отказ за који се задаје ненулти одзив,  $\rho = \mu$ .

Сада је  $i$ - ти ред трансформације

$$w'_i(z) = z'_i(z) S_i^{-1}(z). \quad (4.2.56)$$

Када је *спецификација скоро потпуна, хомогена*, разматрају се два отказа  $\rho = \mu - 1 = 2$ , за које  $i$ -ти резидуал има нулти одзив, тј.  $w'_i(z) \cdot S_i(z) = 0$ . Избором једног елемента у  $w'_i(z)$  произвољно, на пример  $w_{i\mu}(z) = \gamma(z)$ , следи:

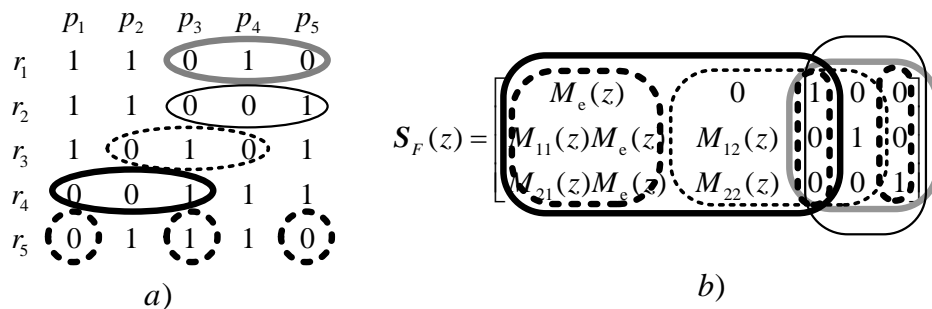
$$\begin{bmatrix} w_{i1}(z) & \dots & w_{i,\mu-1}(z) \end{bmatrix} = -\gamma(z) s_{\mu.}(z) \begin{bmatrix} S_i^{\mu}(z) \end{bmatrix}^{-1}, \quad (4.2.57)$$

где је  $S_i^{\mu}(z) = \begin{bmatrix} s_{i1}(z) & \dots & s_{ij}(z) & \dots & s_{i\mu-1}(z) \end{bmatrix}'$  а  $s_{\mu.}(z)$   $\mu$ -ти ред матрице  $S_i(z)$ .

#### 4.2.2.2.1. ПОТПУНА, СКОРО ХОМОГЕНА СПЕЦИФИКАЦИЈА

##### 4.2.2.2.1.1. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА

Сл. 4.5 а) Приказује положаје изабраних спецификација одзива на структурној матрици а Сл. 4.5 б) компатибилне  $S_i(z)$  матрице.



Сл. 4.5 а) Потпуна, скоро хомогена спецификација одзива; б) одговарајуће  $S_i(z)$  матрице

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_1$	1	1	0	1	0

Нека је задата спецификација одзива на трећи, четврти и пети отказ:

$$z'_1(z) = [0 \quad 1 \quad 0]. \quad (4.2.58)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.5 б) је:

$$S_1(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.59)$$

па је први ред матрице трансформације

$$w'_1(z) = z'_1(z)S_1^{-1}(z) = [0 \quad 1 \quad 0]. \quad (4.2.60)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_1(k) = w'_1(z)S_F(z)p(k) = w'_1(z)o(k) = o_2(k), \quad (4.2.61)$$

односно

$$r_1(k) = z'_{F1}(z)p(k) = \begin{bmatrix} M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.62)$$

на основу чега је комплетан одзив на све отказе за први резидуал:

$$z'_{F1}(z) = \begin{bmatrix} M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.63)$$

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_2$	1	1	0	0	1

Нека је задата спецификација одзива на трећи, четврти и пети отказ:

$$z'_2(z) = [0 \quad 0 \quad 1]. \quad (4.2.64)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.5 б) је:

$$\mathbf{S}_2(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.65)$$

па је други ред матрице трансформације:

$$\mathbf{w}'_2(z) = \mathbf{z}'_2(z)\mathbf{S}_2^{-1}(z) = [0 \ 0 \ 1]. \quad (4.2.66)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_2(k) = \mathbf{w}'_2(z)\mathbf{S}_F(z)\mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_2(z)\mathbf{o}(k) = o_3(k), \quad (4.2.67)$$

односно

$$r_2(k) = \mathbf{z}'_{F2}(z)\mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.68)$$

Према томе, комплетан одзив на отказ за други резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F2}(z) = [M_{21}(z)M_e(z) \ M_{22}(z) \ 0 \ 0 \ 1]. \quad (4.2.69)$$

<b>Резидуал</b>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_3$	1	0	1	0	1

Нека је задата спецификација одзива на други, трећи и четврти отказ:

$$\mathbf{z}'_3(z) = [0 \ 1 \ 0]. \quad (4.2.70)$$

На основу спецификације и матрице отказа, Сл. 4.5 б) је:

$$\mathbf{S}_3(z) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ M_{12}(z) & 0 & 1 \\ M_{22}(z) & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.71)$$

па је трећи ред матрице трансформације

$$\mathbf{w}'_3(z) = \mathbf{z}'_3(z)\mathbf{S}_3^{-1}(z) = [1 \ 0 \ 0], \quad (4.2.72)$$

а одговарајући резидуал

$$r_3(k) = \mathbf{w}'_3(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_3(z) \mathbf{o}(k) = o_1(k), \quad (4.2.73)$$

тј.

$$r_3(k) = \mathbf{z}'_{F3}(z) \mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.74)$$

Комплетан одзив на отказе за трећи резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F3}(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.75)$$

На основу добијеног израза (4.2.75), евидентно је да је одзив трећег резидуала на пети отказ нулти, што доказује тврдњу да је стварно остварива форма структурне матрице као на Сл. 4.2 б).

$r_3$	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
	1	0	1	0	0

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_4$	0	0	1	1	1

Нека је задата спецификација одзива на први, други и трећи отказ:

$$\mathbf{z}'_4(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.76)$$

На основу спецификације и матрице отказа, Сл. 4.5 б) је:

$$\mathbf{S}_4(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.77)$$

па је четврти ред матрице трансформације

$$\mathbf{w}'_4(z) = \mathbf{z}'_4(z) \mathbf{S}_4^{-1}(z) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{M_{22}(z)}{M(z)} & \frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix}. \quad (4.2.78)$$

при чему је  $M(z)$  дефинисано у (4.2.32). На основу (4.2.78) одговарајући резидуал је:

$$r_4(k) = \mathbf{w}'_4(z)\mathbf{o}(k) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{M_{22}(z)}{M(z)} & \frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{p}(k), \quad (4.2.79)$$

$$r_4(k) = \mathbf{z}'_{F4}(z)\mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -\frac{M_{22}(z)}{M(z)} & \frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.80)$$

На основу (4.2.80) је комплетан одзив на отказе за четврти резидуал облика:

$$\mathbf{z}'_{F4}(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -\frac{M_{22}(z)}{M(z)} & \frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix}. \quad (4.2.81)$$

<b>Резидуал</b>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_5$	0	1	1	1	0

Нека је задата спецификација одзива на први, трећи и пети отказ:

$$\mathbf{z}'_5(z) = [0 \ 1 \ 0]. \quad (4.2.82)$$

На основу спецификације и матрице отказа, Сл. 4.5 б) је:

$$\mathbf{S}_5(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 1 & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & 0 & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.83)$$

па је пети ред матрице трансформације

$$\mathbf{w}'_5(z) = \mathbf{z}'_5(z)\mathbf{S}_5^{-1}(z) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.84)$$

Одговарајући резидуал је

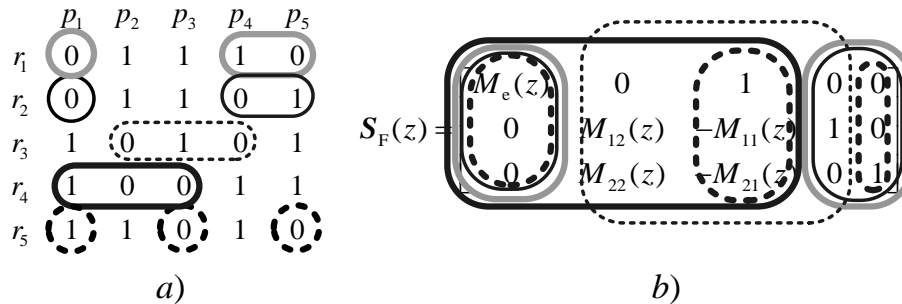
$$r_5(k) = \mathbf{w}'_5(z)\mathbf{o}(k) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{p}(k), \quad (4.2.85)$$

$$r_5(k) = z'_{F5}(z) p(k) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{M_{12}(z)}{M_{11}(z)} & 1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.86)$$

Комплетан одзив на отказе за пети резидуал на основу (4.2.86) је:

$$z'_{F5}(z) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{M_{12}(z)}{M_{11}(z)} & 1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.87)$$

#### 4.2.2.2.1.2. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА



Сл. 4.6 а) Потпуна, скоро хомогена спецификација одзива; б) одговарајуће  $S_i(z)$  матрице

Резидуал	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_1$	0	1	1	1	0

Нека је задата спецификација одзива на први, четврти и пети отказ:

$$z'_1(z) = [0 \quad 1 \quad 0]. \quad (4.2.88)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.6 б) је:

$$S_1(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.89)$$

па је први ред матрице трансформације

$$w'_1(z) = z'_1(z) S_1^{-1}(z) = [0 \quad 1 \quad 0]. \quad (4.2.90)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_1(k) = \mathbf{w}'_1(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_1(z) \mathbf{o}(k) = o_2(k), \quad (4.2.91)$$

односно

$$r_1(k) = \mathbf{z}'_{F1}(z) \mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.92)$$

на основу чега је комплетан одзив на све отказе за први резидуал:

$$\mathbf{z}'_{F1}(z) = \begin{bmatrix} 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.93)$$

**Резидуал**

	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_2$	0	1	1	0	1

Нека је задата спецификација одзива на први, четврти и пети отказ:

$$\mathbf{z}'_2(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.94)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа је:

$$\mathbf{S}_2(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.95)$$

па је други ред матрице трансформације:

$$\mathbf{w}'_2(z) = \mathbf{z}'_2(z) \mathbf{S}_2^{-1}(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.96)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_2(k) = \mathbf{w}'_2(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_2(z) \mathbf{o}(k) = o_3(k), \quad (4.2.97)$$

односно

$$r_2(k) = \mathbf{z}'_{F2}(z) \mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.98)$$

Према томе, комплетан одзив на отказ за други резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F2}(z) = \begin{bmatrix} 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.99)$$

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_3$	1	0	1	0	1

Нека је задата спецификација одзива на други, трећи и четврти отказ:

$$\mathbf{z}'_3(z) = [0 \quad 1 \quad 0]. \quad (4.2.100)$$

На основу спецификације и матрице отказа, Сл. 4.6 б) је:

$$\mathbf{S}_3(z) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 \\ M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.101)$$

па је трећи ред матрице трансформације

$$\mathbf{w}'_3(z) = \mathbf{z}'_3(z) \mathbf{S}_3^{-1}(z) = [1 \quad 0 \quad 0], \quad (4.2.102)$$

а одговарајући резидуал

$$r_3(k) = \mathbf{w}'_3(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_3(z) \mathbf{o}(k) = o_1(k), \quad (4.2.103)$$

тј.

$$r_3(k) = \mathbf{z}'_{F3}(z) \mathbf{p}(k) = [M_e(z) \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.104)$$

Комплетан одзив на отказе за трећи резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F3}(z) = [M_e(z) \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad 0]. \quad (4.2.105)$$

На основу добијеног израза (4.2.105), евидентно је да је одзив трећег резидуала на пети отказ нулти, што доказује тврдњу да је стварно остварива форма структурне матрице као на Сл. 4.4 б).

	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_3$	1	0	1	0	0



<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_4$	1	0	0	1	1

Нека је задата спецификација одзива на први, други и трећи отказ:

$$\mathbf{z}'_4(z) = [1 \ 0 \ 0]. \quad (4.2.106)$$

На основу спецификације и матрице отказа, Сл. 4.6 б) је:

$$\mathbf{S}_4(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 \\ 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) \\ 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) \end{bmatrix}, \quad (4.2.107)$$

па је четврти ред матрице трансформације

$$\mathbf{w}'_4(z) = \mathbf{z}'_4(z)\mathbf{S}_4^{-1}(z) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{M_{22}(z)}{M_e(z)M(z)} & -\frac{M_{12}(z)}{M_e(z)M(z)} \\ \frac{1}{M_e(z)} & & \end{bmatrix}. \quad (4.2.108)$$

при чему је  $M(z)$  дефинисано у (4.2.32). На основу (4.2.108) одговарајући резидуал је:

$$r_4(k) = \mathbf{w}'_4(z)\mathbf{o}(k) = \frac{1}{M_e(z)} \begin{bmatrix} 1 & \frac{M_{22}(z)}{M(z)} & -\frac{M_{12}(z)}{M(z)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \\ 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{p}(k), \quad (4.2.109)$$

$$r_4(k) = \mathbf{z}'_{F4}(z)\mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \frac{M_{22}(z)}{M(z)M_e(z)} & -\frac{M_{12}(z)}{M(z)M_e(z)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.110)$$

На основу (4.2.110) је комплетан одзив на отказе за четврти резидуал облика:

$$\mathbf{z}'_{F4}(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \frac{M_{22}(z)}{M(z)M_e(z)} & -\frac{M_{12}(z)}{M(z)M_e(z)} \end{bmatrix}. \quad (4.2.111)$$

Резидуал	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_5$	1	1	0	1	0

Нека је задата спецификација одзива на први, трећи и пети отказ:

$$\mathbf{z}'_5(z) = [1 \ 0 \ 0]. \quad (4.2.112)$$

На основу спецификације и матрице отказа је:

$$\mathbf{S}_5(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 1 & 0 \\ 0 & -M_{11}(z) & 0 \\ 0 & -M_{21}(z) & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.113)$$

па је пети ред матрице трансформације

$$\mathbf{w}'_5(z) = \mathbf{z}'_5(z)\mathbf{S}_5^{-1}(z) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ M_e(z) & M_e(z)M_{11}(z) & \end{bmatrix}. \quad (4.2.114)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_5(k) = \mathbf{w}'_5(z)\mathbf{o}(k) = \frac{1}{M_e(z)} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \\ 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{p}(k), \quad (4.2.115)$$

$$r_5(k) = \mathbf{z}'_{F5}(z)\mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{M_{12}(z)}{M_e(z)M_{11}(z)} & 0 & \frac{1}{M_e(z)M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.116)$$

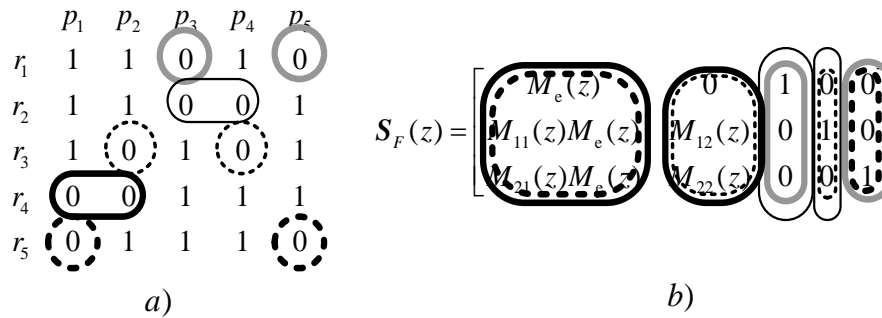
Комплетан одзив на отказе за пети резидуал на основу (4.2.116) је:

$$\mathbf{z}'_{F5}(z) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{M_{12}(z)}{M_e(z)M_{11}(z)} & 0 & \frac{1}{M_e(z)M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.117)$$

#### 4.2.2.2.2. СКОРО ПОТПУНА, ХОМОГЕНА СПЕЦИФИКАЦИЈА

##### 4.2.2.2.2.1. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ДОБИЈЕНА МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА

Сл. 4.7 а) Приказује положаје изабраних хомогених спецификација одзива на структурној матрици, а Сл. 4.7 б) компатибилне  $S_i(z)$  матрице које представљају одговарајуће делове  $S_F(z)$  матрице.



Сл. 4.7 а) Скоро потпуна, хомогена спецификација одзива; б) одговарајуће  $S_i(z)$  матрице

<b>Резидуал</b>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_1$	1	1	0	1	0

На основу првог реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за трећи и пети отказ

$$z'_1(z) = [0 \quad 0]. \tag{4.2.118}$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.7 б) је:

$$S_1(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \tag{4.2.119}$$

па први ред матрице трансформације произилази као решење израза

$$w'_1(z) \cdot S_1(z) = z'_1(z), \tag{4.2.120}$$

тј.

$$\begin{bmatrix} w_{11}(z) & w_{12}(z) & w_{13}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = [0 \quad 0], \tag{4.2.121}$$

што имплицира

$$[w_{11}(z) \quad w_{13}(z)] = [0 \quad 0]. \quad (4.2.122)$$

$w_{12}(z)$  може бити произвољно изабрано, једно од решења представља избор:

$$w_{12}(z) = 1, \quad (4.2.123)$$

на основу чега је први ред матрице трансформације

$$w'_1(z) = [0 \quad 1 \quad 0]. \quad (4.2.124)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_1(k) = w'_1(z) S_F(z) p(k) = w'_1(z) o(k) = o_2(k) \quad (4.2.125)$$

$$r_1(k) = z'_{F1}(z) p(k) = \begin{bmatrix} M_{11}(z) M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.126)$$

Комплетан одзив на све отказе за први резидуал је:

$$z'_{F1}(z) = [M_{11}(z) M_e(z) \quad M_{12}(z) \quad 0 \quad 1 \quad 0]. \quad (4.2.127)$$

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_2$	1	1	0	0	1

На основу другог реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за трећи и четврти отказ:

$$z'_2(z) = [0 \quad 0]. \quad (4.2.128)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.7 б) је:

$$S_2(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.129)$$

па други ред матрице трансформације произилази као решење израза

$$w'_2(z) \cdot S_2(z) = z'_2(z), \quad (4.2.130)$$

$$\begin{bmatrix} w_{21}(z) & w_{22}(z) & w_{23}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.131)$$

тј.

$$\begin{bmatrix} w_{21}(z) & w_{22}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.132)$$

$w_{23}(z)$  може бити произвољно изабрано, једно од решења је

$$w_{23}(z) = 1, \quad (4.2.133)$$

што имплицира други ред матрице трансформације:

$$\mathbf{w}'_2(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.134)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_2(k) = \mathbf{w}'_2(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_2(z) \mathbf{o}(k) = o_3(k), \quad (4.2.135)$$

$$r_2(k) = \mathbf{z}'_{F2}(z) \mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.136)$$

Комплетан одзив на све отказе за други резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F2}(z) = \begin{bmatrix} M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.137)$$

**Резидуал**

	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_3$	1	0	1	0	1

На основу трећег реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за други и четврти отказ:

$$\mathbf{z}'_3(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.138)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.7 б) је:

$$\mathbf{S}_3(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ M_{12}(z) & 1 \\ M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.139)$$

па трећи ред матрице трансформације произилази као решење израза

$$\mathbf{w}'_3(z) \cdot \mathbf{S}_3(z) = \mathbf{z}'_3(z), \quad (4.2.140)$$

тј.

$$\begin{bmatrix} w_{31}(z) & w_{32}(z) & w_{33}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ M_{12}(z) & 1 \\ M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix} = [0 \ 0], \quad (4.2.141)$$

на основу чега следи

$$\begin{bmatrix} w_{32}(z) & w_{33}(z) \end{bmatrix} = [0 \ 0], \quad (4.2.142)$$

$w_{31}(z)$  може бити произвољно изабрано, једно од најједноставнијих представља избор:

$$w_{31}(z) = 1, \quad (4.2.143)$$

па је трећи ред матрице трансформације

$$\mathbf{w}'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]. \quad (4.2.144)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_3(k) = \mathbf{w}'_3(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_3(z) \mathbf{o}(k) = o_1(k), \quad (4.2.145)$$

тј.

$$r_3(k) = \mathbf{z}'_{F3}(z) \mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} M_c(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.146)$$

Комплетан одзив на све отказе за трећи резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F3}(z) = [M_c(z) \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]. \quad (4.2.147)$$

На основу добијеног израза (4.2.147), евидентно је да је одзив трећег резидуала на пети отказ нулти, што доказује тврдњу да је стварно остварива форма структурне матрице као на Сл. 4.2 б).

$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_3$	1	0	1	0



Резидуал	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
	$r_4$	0	0	1	1

На основу четвртог реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за први и други отказ:

$$\mathbf{z}'_4(z) = [0 \ 0]. \quad (4.2.148)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.7 б) је:

$$\mathbf{S}_4(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix}, \quad (4.2.149)$$

па четврти ред матрице трансформације произилази као решење израза

$$\mathbf{w}'_4(z) \cdot \mathbf{S}_4(z) = \mathbf{z}'_4(z), \quad (4.2.150)$$

тј.

$$\begin{bmatrix} w_{41}(z) & w_{42}(z) & w_{43}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) \end{bmatrix} = [0 \ 0]. \quad (4.2.151)$$

Избором  $w_{43}(z) = 1$  добија се

$$\begin{bmatrix} w_{41}(z) & w_{42}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) \end{bmatrix} = -[M_{21}(z)M_e(z) \ M_{22}(z)], \quad (4.2.152)$$

одакле следи:

$$\mathbf{w}'_4(z) = \begin{bmatrix} \frac{M(z)}{M_{12}(z)} & -\frac{M_{22}(z)}{M_{12}(z)} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.153)$$

при чему је  $M(z)$  дефинисано у (4.2.32).

Одговарајући резидуал је:

$$r_4(k) = \mathbf{w}'_4(z)\mathbf{o}(k) = \begin{bmatrix} \frac{M(z)}{M_{12}(z)} & -\frac{M_{22}(z)}{M_{12}(z)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{p}(k), \quad (4.2.154)$$

тј.

$$r_4(k) = z'_{F4}(z)p(k) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{M(z)}{M_{12}(z)} & -\frac{M_{22}(z)}{M_{12}(z)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.155)$$

Према томе, комплетан одзив на све отказе за четврти резидуал је:

$$z'_{F4}(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{M(z)}{M_{12}(z)} & -\frac{M_{22}(z)}{M_{12}(z)} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.156)$$

<b>Резидуал</b>	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
$r_5$	0	1	1	1	0

На основу петог реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за први и пети отказ:

$$z'_5(z) = [0 \quad 0]. \quad (4.2.157)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.7 б) је:

$$S_5(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.158)$$

па пети ред матрице трансформације произилази као решење израза:

$$[w_{51}(z) \quad w_{52}(z) \quad w_{53}(z)] \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & 1 \end{bmatrix} = [0 \quad 0]. \quad (4.2.159)$$

Сада се избором

$$w_{51}(z) = 1, \quad (4.2.160)$$

добија

$$[w_{52}(z) \quad w_{53}(z)] \begin{bmatrix} M_{11}(z)M_e(z) & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & 1 \end{bmatrix} = -[M_e(z) \quad 0], \quad (4.2.161)$$

одакле се добија пети ред матрице трансформације:



$$\mathbf{w}'_5(z) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.162)$$

Одговарајући резидуал је

$$\mathbf{r}_5(k) = \mathbf{w}'_5(z)\mathbf{o}(k) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 & 1 & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{p}(k), \quad (4.2.163)$$

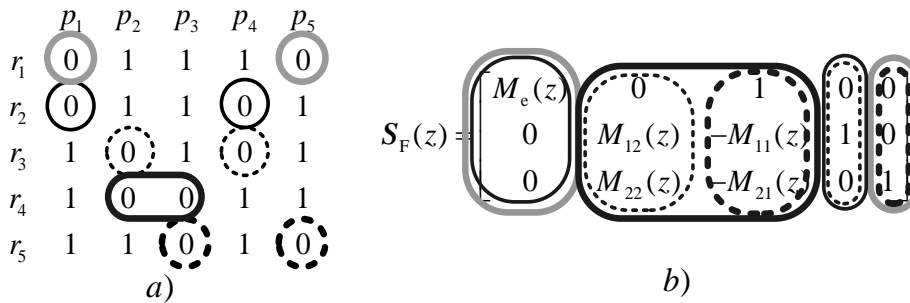
$$\mathbf{r}_5(k) = \mathbf{z}'_{F5}(z)\mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{M_{12}(z)}{M_{11}(z)} & 1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.164)$$

Комплетан одзив на све отказе за пети резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F5}(z) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{M_{12}(z)}{M_{11}(z)} & 1 & -\frac{1}{M_{11}(z)} & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.165)$$

#### 4.2.2.2.2. СТРУКТУРНА МАТРИЦА ДОБИЈЕНА НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА

Сл. 4.8 а) Приказује положаје изабраних спецификација одзива на структурној матрици а Сл. 4.8 б) компатибилне  $S_i(z)$  матрице које представљају одговарајуће делове  $S_F(z)$  матрице.



Сл. 4.8 а) Скоро потпуна, хомогена спецификација одзива; б) одговарајуће  $S_i(z)$  матрице

Резидуал	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_1$	0	1	1	1	0

На основу првог реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за први и пети отказ

$$z_1'(z) = [0 \ 0]. \quad (4.2.166)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.8 б) је:

$$S_1(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.167)$$

па први ред матрице трансформације произилази као решење израза

$$w_1'(z) \cdot S_1(z) = z_1'(z), \quad (4.2.168)$$

тј.

$$[w_{11}(z) \ w_{12}(z) \ w_{13}(z)] \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = [0 \ 0], \quad (4.2.169)$$

што имплицира

$$[w_{11}(z) \ w_{13}(z)] = [0 \ 0], \quad (4.2.170)$$

$w_{12}(z)$  може бити произвољно изабрано, једно од једноставнијих решења представља избор:

$$w_{12}(z) = 1, \quad (4.2.171)$$

на основу чега је први ред матрице трансформације

$$w_1'(z) = [0 \ 1 \ 0]. \quad (4.2.172)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_1(k) = w_1'(z) S_F(z) p(k) = w_1'(z) o(k) = o_2(k) \quad (4.2.173)$$

тј.

$$r_1(k) = z'_{F1}(z)p(k) = \begin{bmatrix} 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.174)$$

Комплетан одзив на све отказе за први резидуал је:

$$z'_{F1}(z) = \begin{bmatrix} 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.175)$$

**Резидуал**

$r_2$	$p_1$	$p_2$	$p_3$	$p_4$	$p_5$
	0	1	1	0	1

На основу другог реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за први и четврти отказ:

$$z'_2(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.176)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.8 б) је:

$$S_2(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.177)$$

па други ред матрице трансформације произилази као решење израза

$$w'_2(z) \cdot S_2(z) = z'_2(z), \quad (4.2.178)$$

$$\begin{bmatrix} w_{21}(z) & w_{22}(z) & w_{23}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.179)$$

тј.

$$\begin{bmatrix} w_{21}(z) & w_{22}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.2.180)$$

$w_{23}(z)$  може бити произвољно изабрано, једно од решења је

$$w_{23}(z) = 1, \quad (4.2.181)$$

што имплицира други ред матрице трансформације:

$$\mathbf{w}'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]. \quad (4.2.182)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_2(k) = \mathbf{w}'_2(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_2(z) \mathbf{o}(k) = o_3(k), \quad (4.2.183)$$

$$r_2(k) = \mathbf{z}'_{F2}(z) \mathbf{p}(k) = [0 \ M_{22}(z) \ -M_{21}(z) \ 0 \ 1] \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.184)$$

Комплетан одзив на све отказе за други резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F2}(z) = [0 \ M_{22}(z) \ -M_{21}(z) \ 0 \ 1]. \quad (4.2.185)$$

<b>Резидуал</b>	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_3$	1	0	1	0	1

На основу трећег реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за други и четврти отказ:

$$\mathbf{z}'_3(z) = [0 \ 0]. \quad (4.2.186)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.8 б) је:

$$\mathbf{S}_3(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ M_{12}(z) & 1 \\ M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.187)$$

па трећи ред матрице трансформације произилази као решење израза

$$\mathbf{w}'_3(z) \cdot \mathbf{S}_3(z) = \mathbf{z}'_3(z), \quad (4.2.188)$$

тј.

$$[w_{31}(z) \ w_{32}(z) \ w_{33}(z)] \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ M_{12}(z) & 1 \\ M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix} = [0 \ 0], \quad (4.2.189)$$

на основу чега следи

$$[w_{32}(z) \ w_{33}(z)] = [0 \ 0], \quad (4.2.190)$$

$w_{31}(z)$  може бити произвољно изабрано, једно од једноставнијих решења представља избор:

$$w_{31}(z) = 1, \quad (4.2.191)$$

на основу чега је трећи ред матрице трансформације

$$\mathbf{w}'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]. \quad (4.2.192)$$

Одговарајући резидуал је

$$r_3(k) = \mathbf{w}'_3(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}'_3(z) \mathbf{o}(k) = o_1(k), \quad (4.2.193)$$

$$r_3(k) = \mathbf{z}'_{F3}(z) \mathbf{p}(k) = [M_e(z) \ 0 \ 1 \ 0 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.194)$$

Комплетан одзив на све отказе за трећи резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F3}(z) = [M_e(z) \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]. \quad (4.2.195)$$

**Резидуал**

	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_4$	1	0	0	1	1

На основу четвртог реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за други и трећи отказ:

$$\mathbf{z}'_4(z) = [0 \ 0]. \quad (4.2.196)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа Сл. 4.8 б) је:

$$\mathbf{S}_4(z) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ M_{12}(z) & -M_{11}(z) \\ M_{22}(z) & -M_{21}(z) \end{bmatrix}, \quad (4.2.197)$$

па четврти ред матрице трансформације произилази као решење израза

$$\mathbf{w}'_4(z) \cdot \mathbf{S}_4(z) = \mathbf{z}'_4(z), \quad (4.2.198)$$

тј.

$$\begin{bmatrix} w_{41}(z) & w_{42}(z) & w_{43}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ M_{12}(z) & -M_{11}(z) \\ M_{22}(z) & -M_{21}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.2.199)$$

Избором  $w_{43}(z) = 1$  добија се

$$\begin{bmatrix} w_{41}(z) & w_{42}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ M_{12}(z) & -M_{11}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -M_{22}(z) & M_{21}(z) \end{bmatrix}, \quad (4.2.200)$$

одакле следи:

$$\mathbf{w}'_4(z) = \begin{bmatrix} -\frac{M(z)}{M_{12}(z)} & -\frac{M_{22}(z)}{M_{12}(z)} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.201)$$

при чему је  $M(z)$  дефинисано у (4.2.32).

Одговарајући резидуал је:

$$r_4(k) = \mathbf{w}'_4(z)\mathbf{o}(k) = \begin{bmatrix} -\frac{M(z)}{M_{12}(z)} & -\frac{M_{22}(z)}{M_{12}(z)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \\ 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{p}(k), \quad (4.2.202)$$

тј.

$$r_4(k) = \mathbf{z}'_{F4}(z)\mathbf{p}(k) = \begin{bmatrix} -\frac{M(z)M_e(z)}{M_{12}(z)} & 0 & 0 & -\frac{M_{22}(z)}{M_{12}(z)} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.203)$$

Према томе, комплетан одзив на све отказе за четврти резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F4}(z) = \begin{bmatrix} -\frac{M(z)M_e(z)}{M_{12}(z)} & 0 & 0 & -\frac{M_{22}(z)}{M_{12}(z)} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.2.204)$$

**Резидуал**

$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$
$r_5$	1	1	0	1

На основу петог реда структурне матрице, констатује се да хомоген одзив треба специфицирати за трећи и пети отказ:

$$\mathbf{z}'_5(z) = [0 \ 0]. \quad (4.2.205)$$

На основу спецификације одзива и матрице отказа, Сл. 4.8 б) је:

$$\mathbf{S}_5(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -M_{11}(z) & 0 \\ -M_{21}(z) & 1 \end{bmatrix}, \quad (4.2.206)$$

па пети ред матрице трансформације произилази као решење израза:

$$[w_{51}(z) \ w_{52}(z) \ w_{53}(z)] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -M_{11}(z) & 0 \\ -M_{21}(z) & 1 \end{bmatrix} = [0 \ 0]. \quad (4.2.207)$$

Сада се избором нпр.

$$w_{52}(z) = 1, \quad (4.2.208)$$

добија

$$[w_{51}(z) \ w_{53}(z)] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -M_{21}(z) & 1 \end{bmatrix} = [M_{11}(z) \ 0], \quad (4.2.209)$$

одакле се налази пети ред матрице трансформације:

$$\mathbf{w}'_5(z) = [M_{11}(z) \ 1 \ 0]. \quad (4.2.210)$$

Одговарајући резидуал је

$$\mathbf{r}_5(k) = \mathbf{w}'_5(z)\mathbf{o}(k) = [M_{11}(z) \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & M_{12}(z) & -M_{11}(z) & 1 & 0 \\ 0 & M_{22}(z) & -M_{21}(z) & 0 & 1 \end{bmatrix} \mathbf{p}(k), \quad (4.2.211)$$

тј.

$$\mathbf{r}_5(k) = \mathbf{z}'_{F5}(z)\mathbf{p}(k) = [M_e(z)M_{11}(z) \ M_{12}(z) \ 0 \ 1 \ 0] \begin{bmatrix} \Delta U_c(k) \\ -\Delta M_o(k) \\ \Delta U_a(k) \\ \Delta I_a(k) \\ \Delta n_o(k) \end{bmatrix}. \quad (4.2.212)$$

Комплетан одзив на све отказе за пети резидуал је:

$$\mathbf{z}'_{F5}(z) = [M_e(z)M_{11}(z) \ M_{12}(z) \ 0 \ 1 \ 0]. \quad (4.2.213)$$

### 4.2.2.3. МЕТОДА CHOW-WILLSKY

Метода *Chow-Willsky* се први пут помиње у [40]. Алгоритам се заснива на дискретном моделу система у присуству отказа у простору стања, написаном у модификованом облику:

$$Y(k) = Jx(k - \sigma) + KU(k) + L_F P(k), \quad (4.2.214)$$

где је  $\sigma$  дужина прозора.

Уведени вектори улаза, излаза и отказа редом су редом:

$$U(k) = \begin{bmatrix} u(k - \sigma) \\ u(k - \sigma + 1) \\ u(k - \sigma + 2) \\ \vdots \\ u(k) \end{bmatrix}, Y(k) = \begin{bmatrix} y(k - \sigma) \\ y(k - \sigma + 1) \\ y(k - \sigma + 2) \\ \vdots \\ y(k) \end{bmatrix}, P(k) = \begin{bmatrix} p(k - \sigma) \\ p(k - \sigma + 1) \\ p(k - \sigma + 2) \\ \vdots \\ p(k) \end{bmatrix}, \quad (4.2.215)$$

са дужинама  $(\sigma + 1) \cdot k$ ,  $(\sigma + 1) \cdot \mu$  и  $(\sigma + 1) \cdot \rho_F$  респективно.

Такође важи:

$$J = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^\sigma \end{bmatrix}, K = \begin{bmatrix} D & & & & & \\ CB & D & & & & \\ CAB & CB & D & & & \\ \vdots & & & & & \\ CA^{\sigma-1}B & CA^{\sigma-2}B & \dots & CB & D \end{bmatrix}, \quad (4.2.216)$$

$$L_F = \begin{bmatrix} F_F & & & & & \\ CE_F & F_F & & & & \\ CAE_F & CE_F & F_F & & & \\ \vdots & & & & & \\ CA^{\sigma-1}E_F & CA^{\sigma-2}E_F & \dots & CE_F & F_F \end{bmatrix},$$

при чему су димензије матрица  $J, K, L_F$  редом  $[(\sigma + 1) \cdot \mu] \cdot \nu$ ,  $[(\sigma + 1) \cdot \mu] \cdot [(\sigma + 1) \cdot k]$ ,  $[(\sigma + 1) \cdot \mu] \cdot [(\sigma + 1) \cdot \rho_F]$ .

Један ред резидуала, тј. његов рачунски облик је:

$$r_i(k) = w_i' [Y(k) - KU(k)], \quad (4.2.217)$$



уз неопходан услов да би трансформација елиминисала вектор стања из резидуала:

$$\mathbf{w}'_i \mathbf{J} = \mathbf{0}' \quad (4.2.218)$$

па је уз поменути услов, интерна форма резидуала облика:

$$r_i(k) = \mathbf{w}'_i \mathbf{L}_F \mathbf{P}(k) = \mathbf{z}'_{Fi} \mathbf{P}(k). \quad (4.2.219)$$

Притом је:

$$\mathbf{w}'_i = [\mathbf{w}'_{i\sigma} \quad \mathbf{w}'_{i\sigma-1} \quad \dots \quad \mathbf{w}'_{i1} \quad \mathbf{w}'_{i0}], \quad (4.2.220)$$

$$\mathbf{z}'_{Fi} = [\mathbf{z}'_{Fi\sigma} \quad \mathbf{z}'_{Fi\sigma-1} \quad \dots \quad \mathbf{z}'_{Fi1} \quad \mathbf{z}'_{Fi0}]. \quad (4.2.221)$$

Сви елементи у (4.2.220) и (4.2.221) су  $\mu$  димензиони вектори.

Увођењем полиномних вектора:

$$\mathbf{w}'_i(z) = \mathbf{w}'_{i0} + \mathbf{w}'_{i1} z^{-1} + \dots + \mathbf{w}'_{i\sigma} z^{-\sigma}, \quad (4.2.222)$$

$$\mathbf{z}'_{Fi}(z) = \mathbf{z}'_{Fi0} + \mathbf{z}'_{Fi1} z^{-1} + \dots + \mathbf{z}'_{Fi\sigma} z^{-\sigma}, \quad (4.2.223)$$

*Chow-Willsky* генератор добија форму:

$$r_i(k) = \mathbf{w}'_i(z) [\mathbf{y}(k) - \mathbf{M}(z) \mathbf{u}(k)] = \mathbf{z}'_{Fi}(z) \mathbf{p}(k). \quad (4.2.224)$$

Значајно је нагласити да у системима код којих је број отказа већи од броја излаза система  $\rho = \mu - 1$ , решење *Chow-Willsky* трансформација, се може наћи само задавањем скоро потпуне, хомогене спецификације, па важи:

$$\mathbf{w}'_i [\mathbf{J} \quad \mathbf{L}_0] = [\mathbf{0}' \quad \mathbf{z}'_i], \quad \mathbf{z}'_i = \mathbf{0}', \quad (4.2.225)$$

$$[\mathbf{w}'_{i\sigma} \quad \mathbf{w}'_{i\sigma-1} \quad \dots \quad \mathbf{w}'_{i1} \quad \mathbf{w}'_{i0}] [\mathbf{J} \quad \mathbf{L}_0] = [\mathbf{0}' \quad \mathbf{z}'_i], \quad \mathbf{z}'_i = \mathbf{0}', \quad (4.2.226)$$

где је  $\mathbf{L}_0$  део матрице  $\mathbf{L}$  из које су изостављене све нулте колоне које се односе на стриктно улазне отказе.

Пошто матрица  $[\mathbf{J} \quad \mathbf{L}_0]$  није квадратна,  $p$ -ти елемент вектора  $\mathbf{w}'_{i\sigma}$  се бира произвољно:

$$w'_{i\sigma p} = c. \quad (4.2.227)$$

Следи

$$\left[ (\mathbf{w}'_{i\sigma})^p \quad \mathbf{w}'_{i\sigma-1} \quad \dots \quad \mathbf{w}'_{i1} \quad \mathbf{w}'_{i0} \right] = -c \begin{bmatrix} j_p & l_p^0 \end{bmatrix} \left[ \mathbf{J}^p \quad \mathbf{L}_0^p \right]^{-1}, \quad (4.2.228)$$

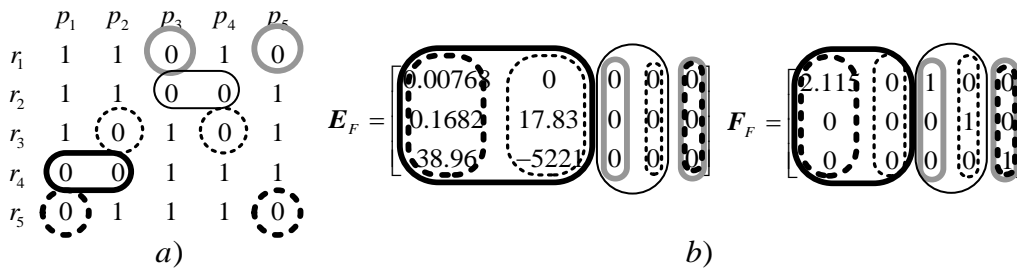
где је:  $(w'_{i\sigma})^p - w'_{i\sigma}$  без  $p$  - тог елемента;  $[J^p \ L_0^p]$  – матрица  $[J \ L_0]$  без  $p$  - тог реда;  $[j_p \ l_p^0]$  –  $p$  - ти ред матрице  $[J \ L_0]$ .

Такође се може показати да је потребна дужина прозора [15]:

$$\sigma = \nu - \rho_l \quad (4.2.229)$$

где је:  $\nu$  - ред система,  $\rho_l$  - број стриктно улазних отказа.

У примеру мотора са појачавачем се матрице  $E_i$  и  $F_i$  са Сл. 4.9 б) формирају селекцијом колона матрица  $E_F$  и  $F_F$  које одговарају локацијама нултих спецификација у структурној матрици на Сл. 4.9 а).



Сл. 4.9 а) Скоро потпуне, хомогене спецификације одзива назначене на структурној матрици б) одговарајуће  $E_i, F_i$  матрице

Добијене матрице су:

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, E_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 17.83 & 0 \\ -5221 & 0 \end{bmatrix}, E_4 = \begin{bmatrix} 0.00768 & 0 \\ 0.1682 & 17.83 \\ 38.96 & -5221 \end{bmatrix}, E_5 = \begin{bmatrix} 0.00768 & 0 \\ 0.1682 & 0 \\ 38.96 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.2.230)$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, F_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, F_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, F_4 = \begin{bmatrix} 2.115 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, F_5 = \begin{bmatrix} 2.115 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.2.231)$$

Пошто су прва колона матрице  $F_3$  и друга колона матрице  $F_4$  нулте, а пошто се обе односе на други отказ  $-\Delta M_o(k)$ , закључује се да је само овај отказ стриктно улазни [15]. На основу ове констатације, проистиче да је неопходна дужина прозора при прорачуну матрице трансформације за трећи и четврти

резидуал, чији се један нулти одзив односи на други стриктно улазни отказ  $-\Delta M_o(k)$ ,  $\sigma = \nu - \rho_l = 3 - 1 = 2$ , а за први, други и пети резидуал  $\sigma = \nu = 3$ . Према томе

$$J_l = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix}, J_k = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ CA^3 \end{bmatrix}, L_k = \begin{bmatrix} F_k & & & \\ CE_k & F_k & & \\ CAE_k & CE_k & F_k & \\ CA^2E_k & CAE_k & CE_k & F_k \end{bmatrix}, L_l = \begin{bmatrix} F_l & & \\ CE_l & F_l & \\ CAE_l & CE_l & F_l \end{bmatrix}, \quad (4.2.232)$$

где је  $k=1, 2, 5$ ;  $l=3, 4$ .

$$J_l = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15.43 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 \\ 8.8738 & 0 & 0 \\ 0.4988 & -0.0035 & -0.0019 \\ 517.4267 & 2.512 & 1.3467 \\ 5.1033 & 0 & 0 \\ -0.097 & -0.0018 & -0.0010 \\ 576.1140 & 1.3375 & 0.7170 \end{bmatrix} \quad (4.2.233)$$

$$J_k = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ CA^3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 15.43 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 \\ 8.8738 & 0 & 0 \\ 0.4988 & -0.0035 & -0.0019 \\ 517.4267 & 2.512 & 1.3467 \\ 5.1033 & 0 & 0 \\ -0.097 & -0.0018 & -0.0010 \\ 576.1140 & 1.3375 & 0.7170 \\ 2.9349 & 0 & 0 \\ -0.2602 & -0.0010 & -0.0005 \\ 479.6295 & 0.7121 & 0.3818 \end{bmatrix}. \quad (4.2.234)$$

Издвајањем нултих колона из матрица  $L_3$  и  $L_4$  које су последица другог, чисто улазног отказа, формиране су редом матрице:

$$[J_1 \ L_1], [J_2 \ L_2], [J_3 \ L_{03}], [J_4 \ L_{04}], [J_5 \ L_5]. \quad (4.2.235)$$

Да би се имплементирала релација (4.2.228) неопходно је још изоловати један ред матрица тако да остатак не буде сингуларан. Анализом конкретних матрица показује се да су то други, трећи и први ред за први други и пети резидуал, и трећи и први ред за трећи и четврти резидуал. Избором  $c = 1$ , следи:

$$\left[ (\mathbf{w}'_{k3})^p \quad \mathbf{w}'_{k2} \quad \mathbf{w}'_{k1} \quad \mathbf{w}'_{k0} \right] = - \left[ j_p \quad l_p \right] \left[ \mathbf{J}_k^p \quad \mathbf{L}_k^p \right]^{-1}, \quad (4.2.236)$$

за резидуале :  $k = 1$  ( $p = 2$ ),  $2$  ( $p = 3$ ),  $5$  ( $p = 1$ )

$$\left[ (\mathbf{w}'_{l2})^p \quad \mathbf{w}'_{l1} \quad \mathbf{w}'_{l0} \right] = - \left[ j_p \quad l_p \right] \left[ \mathbf{J}_l^p \quad \mathbf{L}_{0l}^p \right]^{-1}, \quad (4.2.237)$$

за резидуале :  $l = 3$  ( $p = 3$ ),  $4$  ( $p = 1$ ).

Применом програмског пакета MATLAB добијене су трансформације резидуала у облику:

$$\begin{aligned} & \left[ (\mathbf{w}'_{13})^2 \quad \mathbf{w}'_{12} \quad \mathbf{w}'_{11} \quad \mathbf{w}'_{10} \right] = \\ & = \left[ 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1.8881 \cdot 10^7 \quad 0 \quad 0 \quad -6.8291 \cdot 10^7 \quad 0 \quad 0 \quad 6.1661 \cdot 10^7 \quad 0 \right], \end{aligned} \quad (4.2.238)$$

додавањем другог елемента вектору  $(\mathbf{w}'_{13})^2$  добија се:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_1 & = \left[ \mathbf{w}'_{13} \quad \mathbf{w}'_{12} \quad \mathbf{w}'_{11} \quad \mathbf{w}'_{10} \right] = \\ & = \left[ 0 \quad \mathbf{1} \quad 0 \quad 0 \quad 1.8881 \cdot 10^7 \quad 0 \quad 0 \quad -6.8291 \cdot 10^7 \quad 0 \quad 0 \quad 6.1661 \cdot 10^7 \quad 0 \right] \end{aligned} \quad (4.2.239)$$

коначно је први ред матрице трансформације:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_1(z) & = \mathbf{w}'_{10} + \mathbf{w}'_{11}z^{-1} + \mathbf{w}'_{12}z^{-2} + \mathbf{w}'_{13}z^{-3} = \\ & = \left[ 0 \quad (6.1661 \cdot 10^7 - 6.8291 \cdot 10^7 z^{-1} + 1.8881 \cdot 10^7 z^{-2} + z^{-3}) \quad 0 \right] \end{aligned} \quad (4.2.240)$$

$$\begin{aligned} & \left[ (\mathbf{w}'_{23})^3 \quad \mathbf{w}'_{22} \quad \mathbf{w}'_{21} \quad \mathbf{w}'_{20} \right] = \\ & = \left[ 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 1.8881 \cdot 10^7 \quad 0 \quad 0 \quad -6.8291 \cdot 10^7 \quad 0 \quad 0 \quad 6.1661 \cdot 10^7 \right], \end{aligned} \quad (4.2.241)$$

додавањем трећег елемента вектору  $(\mathbf{w}'_{23})^3$  добија се:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_2 & = \left[ \mathbf{w}'_{23} \quad \mathbf{w}'_{22} \quad \mathbf{w}'_{21} \quad \mathbf{w}'_{20} \right] = \\ & = \left[ 0 \quad 0 \quad \mathbf{1} \quad 0 \quad 0 \quad 1.8881 \cdot 10^7 \quad 0 \quad 0 \quad -6.8291 \cdot 10^7 \quad 0 \quad 0 \quad 6.1661 \cdot 10^7 \right] \end{aligned} \quad (4.2.242)$$

коначно је други ред матрице трансформације:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_2(z) &= \mathbf{w}'_{20} + \mathbf{w}'_{21}z^{-1} + \mathbf{w}'_{22}z^{-2} + \mathbf{w}'_{23}z^{-3} \\ &= [0 \quad 0 \quad (6.1661 \cdot 10^7 - 6.8291 \cdot 10^7 z^{-1} + 1.8881 \cdot 10^7 z^{-2} + z^{-3})]. \end{aligned} \quad (4.2.243)$$

$$\begin{aligned} &[(\mathbf{w}'_{32})^3 \quad \mathbf{w}'_{31} \quad \mathbf{w}'_{30}] = \\ &= [5.0946 \cdot 10^{17} \quad 0 \quad -1.9729 \cdot 10^{18} \quad 0 \quad -5.026 \quad 1.8901 \cdot 10^{18} \quad 0 \quad 7.539], \end{aligned} \quad (4.2.244)$$

додавањем трећег елемента вектору  $(\mathbf{w}'_{32})^3$  добија се:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_3 &= [\mathbf{w}'_{32} \quad \mathbf{w}'_{31} \quad \mathbf{w}'_{30}] = \\ &= [5.0946 \cdot 10^{17} \quad 0 \quad \mathbf{1} \quad -1.9729 \cdot 10^{18} \quad 0 \quad -5.026 \quad 1.8901 \cdot 10^{18} \quad 0 \quad 7.539], \end{aligned} \quad (4.2.245)$$

коначно је трећи ред матрице трансформације:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_3(z) &= \mathbf{w}'_{30} + \mathbf{w}'_{31}z^{-1} + \mathbf{w}'_{32}z^{-2} = \\ &= [(1.8901 \cdot 10^{18} - 1.9729 \cdot 10^{18} z^{-1} + 5.0946 \cdot 10^{17} z^{-2}) \quad 0 \quad (7.539 - 5.026 z^{-1} + z^{-2})]. \end{aligned} \quad (4.2.246)$$

Сређивањем претходног израза добија се:

$$\mathbf{w}'_3(z) = \mathbf{w}'_{30} + \mathbf{w}'_{31}z^{-1} + \mathbf{w}'_{32}z^{-2} = 1.8901 \cdot 10^{18} [(1 - 1.044 \cdot z^{-1} + 0.269 \cdot z^{-2}) \quad 0 \quad 0], \quad (4.2.247)$$

$$[(\mathbf{w}'_{42})^1 \quad \mathbf{w}'_{41} \quad \mathbf{w}'_{40}] = [0 \quad 0 \quad -1.8367 \quad -6.6927 \quad -0.009 \quad 0 \quad 12.8949 \quad 0.0175], \quad (4.2.248)$$

додавањем првог елемента вектору  $(\mathbf{w}'_{42})^1$  добија се:

$$\mathbf{w}'_4 = [\mathbf{w}'_{42} \quad \mathbf{w}'_{41} \quad \mathbf{w}'_{40}] = [\mathbf{1} \quad 0 \quad 0 \quad -1.8367 \quad -6.6927 \quad -0.009 \quad 0 \quad 12.8949 \quad 0.0175], \quad (4.2.249)$$

коначно је четврти ред матрице трансформације:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}'_4(z) &= \mathbf{w}'_{40} + \mathbf{w}'_{41}z^{-1} + \mathbf{w}'_{42}z^{-2} = \\ &= [(-1.8367 \cdot z^{-1} + z^{-2}) \quad (12.8949 - 6.6927 \cdot z^{-1}) \quad (0.0175 - 0.009 \cdot z^{-1})]. \end{aligned} \quad (4.2.250)$$

$$\begin{aligned} &[(\mathbf{w}'_{53})^1 \quad \mathbf{w}'_{52} \quad \mathbf{w}'_{51} \quad \mathbf{w}'_{50}] = \\ &= [0 \quad 0 \quad -2.8874 \quad -6.6096 \quad 0 \quad 1.9019 \quad 25.1474 \quad 0 \quad 0 \quad -23.9156 \quad 0], \end{aligned}$$

(4.2.251)

додавањем првог елемента вектору  $(w'_{53})^1$  добија се:

$$w'_5 = [w'_{53} \quad w'_{52} \quad w'_{51} \quad w'_{50}] =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -2.8874 & -6.6096 & 0 & 1.9019 & 25.1474 & 0 & 0 & -23.9156 & 0 \end{bmatrix},$$

(4.2.252)

коначно је пети ред матрице трансформације:

$$w'_5(z) = w'_{50} + w'_{51}z^{-1} + w'_{52}z^{-2} + w'_{53}z^{-3} =$$

$$= \begin{bmatrix} (1.9019 \cdot z^{-1} - 2.8874 \cdot z^{-2} + z^{-3}) & (-23.9156 + 25.1474 \cdot z^{-1} - 6.6096 \cdot z^{-2}) & 0 \end{bmatrix}.$$

(4.2.253)

#### 4.2.2.4. СИСТЕМАТИЧНА ИМПЛЕМЕНТАЦИЈА

У циљу постизања жељених особина резидуалног генератора:

- каузалности (обезбеђује могућност реализације),
- стабилности,
- полиномног карактера (МА - *Moving average* форме),

неопходно је увођење модификатора одзива и примена тзв. *Систематичне имплементације* (енг. *Systematic implementation*) засноване на формирању *Системске матрице отказа* (енг. *the Fault system matrix*) и моделу система у присуству отказа у простору стања.

У примеру мотора са појачавачем могућа су два приступа:

-*Алгоритам I* са потпуном, скоро хомогеном спецификацијом одзива [70];

-*Алгоритам III* са скоро потпуном, хомогеном спецификацијом одзива [67].

Системска матрица отказа се дефинише изразом:

$$\Gamma_i^+(z) = \begin{bmatrix} zI - A & -E_i \\ C & F_i \end{bmatrix},$$

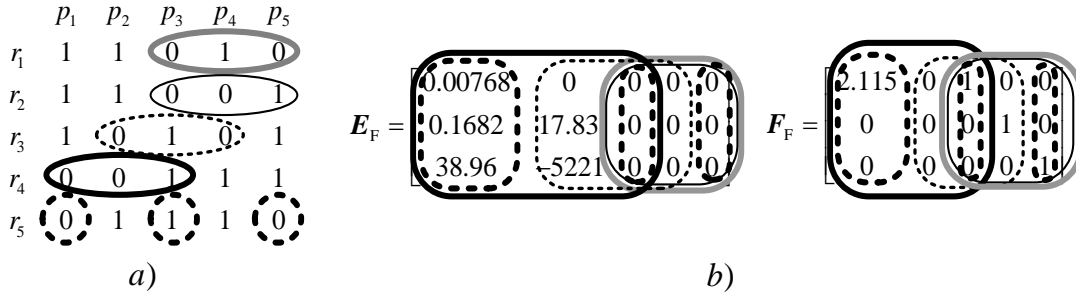
(4.2.254)

при чему је  $i = 1, 2, 3, 4, 5$ .

Матрице  $E_i$  и  $F_i$  у (4.2.254) се формирају селекцијом колона матрица  $E_F$  и  $F_F$  које одговарају локацијама задатих спецификација у структурној матрици.

#### 4.2.2.4.1. АЛГОРИТАМ I –ПОТПУНА, СКОРО ХОМОГЕНА СПЕЦИФИКАЦИЈА ОДЗИВА

Алгоритам I подразумева потпуну, скоро хомогену спецификацију одзива када се унапред задаје вектор одзива  $i$ -тог резидуала на  $\rho = \mu = 3$  отказа у облику:  $z'_i = [0 \ z_{ig}(z) \ 0]$ , где је  $g$  изабран положај ненултог елемента одзива. Сл. 4.10 а) приказује изабране положаје спецификација одзива на структурној матрици, а Сл. 4.10 б) компатибилне  $E_i, F_i$  матрице које представљају одговарајуће сегменте матрица  $E_F$  и  $F_F$ .



Сл. 4.10 а) Потпунa, скоро хомогена спецификације одзива назначене на структурној матрици б) одговарајуће  $E_i, F_i$  матрице

Добијене су следеће матрице:

$$E_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, E_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, E_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 17.83 & 0 & 0 \\ -5221 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.255)$$

$$E_4 = \begin{bmatrix} 0.00768 & 0 & 0 \\ 0.1682 & 17.83 & 0 \\ 38.96 & -5221 & 0 \end{bmatrix}, E_5 = \begin{bmatrix} 0.00768 & 0 & 0 \\ 0.1682 & 0 & 0 \\ 38.96 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$$F_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, F_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, F_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.2.256)$$

$$F_4 = \begin{bmatrix} 2.115 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, F_5 = \begin{bmatrix} 2.115 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Узимајући у обзир формиране матрице (4.2.255) и (4.2.256) системске матрице отказа су редом:

$$\Gamma_1^+ = \Gamma_2^+ = \left[ \begin{array}{ccc|ccc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 0 & 0 & 0 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad (4.2.257)$$

$$\Gamma_3^+ = \left[ \begin{array}{ccc|ccc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 17.83 & 0 & 0 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & -5221 & 0 & 0 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (4.2.258)$$

$$\Gamma_4^+ = \left[ \begin{array}{ccc|ccc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0.00768 & 0 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 0.1682 & 17.83 & 0 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & 38.96 & -5221 & 0 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 2.115 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (4.2.259)$$

$$\Gamma_5^+ = \left[ \begin{array}{ccc|ccc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0.00768 & 0 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 0.1682 & 0 & 0 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & 38.96 & 0 & 0 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 2.115 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right] \quad (4.2.260)$$

Наредни корак при израчунавању матрице трансформације је налажење инверзне системске матрице:



$$\left[\Gamma^+(z)\right]^{-1} = \frac{\Omega^+(z)}{\pi^+(z)} = \frac{\begin{bmatrix} \Omega_A^+(z) & \Omega_E^+(z) \\ \Omega_C^+(z) & \Omega_F^+(z) \end{bmatrix}}{\pi^+(z)}, \quad (4.2.261)$$

где: је  $\Omega^+(z)$  адјунгована матрица системске матрице отказа  $\Gamma^+(z)$ , а  $\pi^+(z)$  вредност њене детерминанте.

Из израчунатих адјунгованих матрица даље је потребно је издвојити матрице  $\Omega_{F_i}^+(z)$ . Управо ове матрице се користе при израчунавању матрица трансформације  $w'_i(z)$ . Како би се добила полиномна форма ове матрице која има и својство каузалности, матрица трансформације се тражи у облику:

$$w'_i(z) = z_{ig}(z) v_{pig}(z) \omega_{F_{ig}}(z) / \pi(z), \quad (4.2.262)$$

$$v_{pig}(z) = \pi(z) / \pi_g(z), \quad (4.2.263)$$

при чему је:

$$\begin{aligned} \pi(z) &= z^{-\delta_0} \pi^+(z), \quad \delta_0 = \text{Deg} \pi^+(z), \\ \Omega_{F_i}(z) &= \text{Diag} \left[ z^{-\delta_j} \right] \Omega_{F_i}^+(z), \quad j=1, \dots, \rho \\ \delta_j &= \text{Deg} \left[ \omega_{C_j}^{\mu+}(z) \quad \omega_{F_j}^{\mu+}(z) \right], \end{aligned} \quad (4.2.264)$$

и такође је:

$\omega_{F_{ig}}(z)$  –  $g$ -ти ред у  $\Omega_{F_i}(z)$ ,

$\pi_g(z)$  – фактор у  $\pi(z)$  који се налази у  $\omega_{F_{ig}}(z)$ .

Табела 4.1–Табела 4.4 приказују процедуру одређивања конкретних матрица трансформација резидуала применом *Алгоритма I*.

Табела 4.1 Одређивање трансформација резидуала  $w'_1(z)$  и  $w'_2(z)$  применом Алгорита I

	$i = 1, g = 2$	$i = 2, g = 3$
$\pi^+(z)$	$(-0.5751 + z) \cdot (-0.5324 + z) \cdot z$	$(-0.5751 + z) \cdot (-0.5324 + z) \cdot z$
$\delta_0 = \text{Deg} \pi^+(z)$	3	3
$\pi(z) = z^{-\delta_0} \pi^+(z)$	$(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)$	$(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)$
$\delta_j = \text{Deg} \left[ \omega_{C_j}^{\mu^+}(z) \quad \omega_{F_j}^{\mu^+}(z) \right]$ $\Omega_F(z) = \text{Diag} \left[ z^{-\delta_j} \right] \Omega_F^+(z), j=1, \dots, \rho$	3, 3, 3 $(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	3, 3, 3 $(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
$z'_i$	$[0 \ 1 \ 0]$	$[0 \ 0 \ 1]$
$z_{ig}(z)$	1	1
$g$	2	3
$\omega_{Fg}(z)$	$(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \cdot [0 \ 1 \ 0]$	$(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \cdot [0 \ 0 \ 1]$
$v_{pig} = \pi(z) / \pi_g(z)$	1	1
$w'_i(z) = z'_{ig}(z) v_{pig}(z) \omega_{Fg}(z) / \pi(z)$	$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0]$	$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]$

Табела 4.2 Одређивање трансформација резидуала  $w'_3(z)$  применом Алгоритма I

$i = 3, g = 2$	
$\pi^+(z)$	$-13120.373(-0.5751 + z) \cdot z$
$\delta_0 = \text{Deg} \pi^+(z)$	2
$\pi(z) = z^{-\delta_0} \pi^+(z)$	$-13120.373(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1)$
$\delta_j = \text{Deg} [\omega_{C_j}^{\mu^+}(z) \ \omega_{F_j}^{\mu^+}(z)]$ $\Omega_F(z) = \text{Diag} [z^{-\delta_j}] \Omega_F^+(z), j=1, \dots, \rho$	3, 2, 2 $\Omega_{F_3}(z)$
$z'_i$	$[0 \ 1 \ 0]$
$z_{ig}(z)$	1
$g$	2
$\omega_{F_g}(z)$	$-13120.373 \cdot (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) [1 \ 0 \ 0]$
$v_{pig} = \pi(z) / \pi_g(z)$	1
$w'_i(z) = z'_{ig}(z) v_{pig}(z) \omega_{F_g}(z) / \pi(z)$	$w'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]$

$$\Omega_{F_3}(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \\ -13120.373 \cdot (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) & 0 & 0 \\ 0 & -13120.373 \cdot (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) & -17.83 \cdot (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00758 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$$

Табела 4.3 Одређивање трансформација резидуала  $w'_4(z)$  применом Алгорита I

$i = 4, g = 2$	
$\pi^+(z)$	$-3952.519 \cdot (-0.5444 + z)$
$\delta_0 = \text{Deg} \pi^{\mu^+}(z)$	1
$\pi(z) = z^{-\delta_0} \pi^+(z)$	$-3952.519 \cdot (-0.5444 \cdot z^{-1} + 1)$
$\delta_j = \text{Deg} \left[ \omega_{C_j}^{\mu^+}(z) \quad \omega_{F_j}^{\mu^+}(z) \right]$	2, 2, 2
$\Omega_F(z) = \text{Diag} \left[ z^{-\delta_j} \right] \Omega_F^+(z), j=1, \dots, \rho$	$\Omega_{F_4}(z)$
$z'_i$	$[0 \quad 0 \quad 1]$
$z_{ig}(z)$	1
$g$	3
$\omega_{F_g}(z)$	$\omega_{F_{34}}(z)$
$\upsilon_{pig} = \pi(z) / \pi_g(z)$	$(-0.5444 \cdot z^{-1} + 1)$
$w'_i(z) = z'_{ig}(z) \upsilon_{pig}(z) \omega_{F_g}(z) / \pi(z)$	$w'_4(z)$

$$\Omega_{F_4}(z) = \begin{bmatrix} 0 & -13120.373 \cdot (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) & -17.83 \cdot (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00758 \cdot z^{-1} + 1) \\ 0 & -97.9065 \cdot (-0.5347 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00792 \cdot z^{-1} + 1) & 0.1682 \cdot (-0.984 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) \\ -3952.5193 \cdot z^{-1} \cdot (-0.544 \cdot z^{-1} + 1) & -27749.589 \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & 37.71 \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00758 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$$

$$\omega_{F_{34}}(z) = \left[ -3952.5193 \cdot z^{-1} \cdot (-0.544 \cdot z^{-1} + 1) \quad 27749.589 \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \quad 37.71 \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00758 \cdot z^{-1} + 1) \right]$$

$$w'_4(z) = \left[ z^{-1} \cdot (-0.544 \cdot z^{-1} + 1) \quad -7.0273 \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \quad -0.00954 \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00758 \cdot z^{-1} + 1) \right]$$

Табела 4.4 Одређивање трансформација резидуала  $w'_5(z)$  применом Алгорита I

$i = 5, g = 3$	
$\pi^+(z)$	$-0.1682 \cdot (-0.9836 + z) \cdot (-0.5346 + z)$
$\delta_0 = \text{Deg} \pi^{\mu^+}(z)$	2
$\pi(z) = z^{-\delta_0} \pi^+(z)$	$-0.1682 \cdot (-0.9836 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1)$
$\delta_j = \text{Deg} \left[ \omega_{C_j}^{\mu^+}(z) \quad \omega_{F_j}^{\mu^+}(z) \right]$ $\Omega_F(z) = \text{Diag} \left[ z^{-\delta_j} \right] \Omega_F^+(z), j=1, \dots, \rho$	3, 3, 2 $\Omega_{F5}(z)$
$z'_i$	$[0 \quad 1 \quad 0]$
$z_{ig}(z)$	1
$g$	2
$\omega_{Fg}(z)$	$\omega_{F25}(z)$
$v_{pig} = \pi(z) / \pi_g(z)$	$(-0.9836 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1)$
$w'_i(z) = z'_{ig}(z) v_{pig}(z) \omega_{Fg}(z) / \pi(z)$	$w'_5(z)$

$$\Omega_{F5}(z) = \begin{bmatrix} 0 & (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \\ -0.1682 \cdot z^{-1} \cdot (-0.984 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 2.115 \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \\ 0 & 97.906 \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00792 \cdot z^{-1} + 1) & -0.1682 \cdot (-0.984 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$$

$$\omega_{F25}(z) = \begin{bmatrix} -0.1682 \cdot z^{-1} \cdot (-0.984 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 2.115 \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \end{bmatrix}$$

$$w'_5(z) = \begin{bmatrix} -0.1682 \cdot z^{-1} \cdot (-0.984 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 2.115 \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \end{bmatrix}$$

#### 4.2.2.4.2. АЛГОРИТАМ III- СКОРО ПОТПУНА, ХОМОГЕНА СПЕЦИФИКАЦИЈА ОДЗИВА

Алгоритам III подразумева скоро потпуну, хомогену спецификацију одзива када се унапред задаје вектор одзива  $i$ -тог резидуала на  $\rho = \mu - 1 = 2$  отказа у облику:  $z'_i = [0 \ 0]$ ,  $i = 1, 2, 3, 4, 5$ .

Сл. 4.9 а) приказује положаје скоро потпуне, хомогене спецификације одзива на структурној матрици, а Сл. 4.9 б) и релације (4.2.230) и (4.2.231) дефинишу компатибилне  $E_i, F_i$  матрице које представљају одговарајуће сегменте матрица  $E_F$  и  $F_F$ . Системске матрице отказа су редом:

$$\Gamma_1^+ = \left[ \begin{array}{ccc|cc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 0 & 0 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & 0 & 0 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 1 \end{array} \right], \quad (4.2.265)$$

$$\Gamma_2^+ = \left[ \begin{array}{ccc|cc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 0 & 0 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & 0 & 0 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 0 \end{array} \right], \quad (4.2.266)$$

$$\Gamma_3^+ = \left[ \begin{array}{ccc|cc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 17.83 & 0 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & -5221 & 0 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 0 \end{array} \right], \quad (4.2.267)$$

$$\Gamma_4^+ = \left[ \begin{array}{ccc|cc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0.00768 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 0.1682 & 17.83 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & 38.96 & -5221 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 2.115 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 0 \end{array} \right], \quad (4.2.268)$$

$$\Gamma_5^+ = \left[ \begin{array}{ccc|cc} z-0.5751 & 0 & 0 & 0.00768 & 0 \\ -0.4988 & z+0.003462 & 0.001856 & 0.1682 & 0 \\ -205.9 & -0.9996 & z-0.5359 & 38.96 & 0 \\ \hline 15.43 & 0 & 0 & 2.115 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2.513 & 0 & 1 \end{array} \right]. \quad (4.2.269)$$

Наредни корак при израчунавању матрице трансформације је налажење инверзне системске матрице без  $\mu$  тог реда матрица  $[C \ F_i]$ :

$$[\Gamma^{\mu+}(z)]^{-1} = \frac{\Omega^{\mu+}(z)}{\pi^{\mu+}(z)} = \frac{\begin{bmatrix} \Omega_A^{\mu+}(z) & \Omega_E^{\mu+}(z) \\ \Omega_C^{\mu+}(z) & \Omega_F^{\mu+}(z) \end{bmatrix}}{\pi^{\mu+}(z)}. \quad (4.2.270)$$

Анализом разматраног примера система мотора и појачавача, показало се да је добијеним системским матрицама у конкретном примеру, могуће одузети редом: други  $\mu \rightarrow 2$ , трећи  $\mu \rightarrow 3$ , први  $\mu \rightarrow 1$ , трећи  $\mu \rightarrow 3$  и други ред  $\mu \rightarrow 2$ , од дела системских матрица отказа  $[C \ F_i]$ , а да одговарајуће преостале инверзне матрице не буду сингуларне.

Применом програмског пакета *Mathematica* добијају се инверзне вредности преосталих матрица  $[\Gamma^{\mu+}(z)]^{-1}$ , а њихове адјунговане матрице

$\Omega^{\mu+}(z) = \begin{bmatrix} \Omega_A^{\mu+}(z) & \Omega_E^{\mu+}(z) \\ \Omega_C^{\mu+}(z) & \Omega_F^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$  као производ инверзне матрице и њене детерминанте  $\pi^{\mu+}(z)$ .

Увођењем ознака:

$$\begin{aligned} \delta_0 &= \text{Deg} \pi^{\mu+}(z), \\ \pi^{\mu}(z) &= z^{-\delta_0} \pi^{\mu+}(z), \\ \delta &= \begin{cases} \text{Deg} [c_{\mu} \ f_{\mu}] \Omega^{\mu+}(z), & \delta > \delta_0, \\ \delta_0, & \delta \leq \delta_0, \end{cases} \end{aligned} \quad (4.2.271)$$

и избором нпр.  $\mu$ -тог елемента трансформације  $w_{i\mu}(z)$  у облику:

$$w_{i\mu}(z) = z^{\delta_0 - \delta} \gamma_{i\mu}(z), \quad (4.2.272)$$

при чему је

$$\gamma_{i\mu}(z) = \alpha \cdot \pi^\mu(z), \quad (4.2.273)$$

где је  $\alpha$  произвољна константа.

Добија се

$$w_{i\mu}(z) = \alpha \cdot z^{\delta_0 - \delta} \pi^\mu(z). \quad (4.2.274)$$

Избором  $\alpha = 1$ , добија се

$$w_{i\mu}(z) = z^{\delta_0 - \delta} \pi^\mu(z). \quad (4.2.275)$$

Полиномна трансформација минималне комплексности се тражи у облику:

$$w_i^\mu(z) = -w_{i\mu}(z) s_\mu(z) [S^\mu(z)]^{-1} = -\frac{\gamma_{i\mu}(z)}{\pi^\mu(z)} \begin{bmatrix} c_\mu \cdot \tau_{Ei}(z) & f_\mu \cdot \tau_{Fi}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_E^\mu(z) \\ \Omega_F^\mu(z) \end{bmatrix}. \quad (4.2.276)$$

Коришћењем (4.2.273), добија се:

$$w_i^\mu(z) = -w_{i\mu}(z) s_\mu(z) [S^\mu(z)]^{-1} = -\begin{bmatrix} c_\mu \cdot \tau_{Ei}(z) & f_\mu \cdot \tau_{Fi}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_E^\mu(z) \\ \Omega_F^\mu(z) \end{bmatrix}, \quad (4.2.277)$$

при чему је:

$$\begin{aligned} \tau_{Ei}(z) &= \text{Diag} \left[ z^{\delta_j - \delta} \right] \quad j=1, \dots, \nu, \\ \delta_j &= \text{Deg} \left[ \omega_{A_j}^{\mu+}(z) \quad \omega_{E_j}^{\mu+}(z) \right], \\ \Omega_{E_i}^\mu(z) &= \text{Diag} \left[ z^{-\delta_j} \right] \Omega_{E_i}^{\mu+}(z), \quad j=1, \dots, \nu, \\ \tau_{Fi}(z) &= \text{Diag} \left[ z^{\delta_j - \delta} \right] \quad j=1, \dots, \mu-1 \\ \delta_j &= \text{Deg} \left[ \omega_{C_j}^{\mu+}(z) \quad \omega_{F_j}^{\mu+}(z) \right], \\ \Omega_{F_i}^\mu(z) &= \text{Diag} \left[ z^{-\delta_j} \right] \Omega_{F_i}^{\mu+}(z), \quad j=1, \dots, \rho = (\mu-1), \end{aligned} \quad (4.2.278)$$

$c_\mu, f_\mu$  представља  $\mu$ -ти ред матрица  $[C \quad F_i]$ .

Табела 4.5–Табела 4.8 приказују кораке одређивања трансформација резидуала применом Алгоритма III.



Табела 4.5 Одређивање трансформација резидуала  $w'_1(z)$ ,  $w'_2(z)$  применом Алгорита III

	$i=1, \mu \rightarrow 2$	$i=2, \mu \rightarrow 3$
$\pi^{\mu+}(z)$	$(-0.5751 + z) \cdot (-0.5324 + z) \cdot z$	$(-0.5751 + z) \cdot (-0.5324 + z) \cdot z$
$\delta_0 = \text{Deg} \pi^{\mu+}(z)$	3	3
$\pi^\mu(z) = z^{-\delta_0} \pi^{\mu+}(z)$	$(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)$	$(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)$
$\begin{bmatrix} c_\mu & f_\mu \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 2.513 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$\delta = \text{Deg} \begin{bmatrix} c_\mu & f_\mu \end{bmatrix} \Omega^{\mu+}(z)$	2 (усваја се 3)	2 (усваја се 3)
$w_{\mu}(z) = z^{\delta_0 - \delta} \pi^\mu(z)$	$(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)$	$(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{A_j}^{\mu+}(z) & \omega_{E_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\tau_{E_i}(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{\delta_j - \delta} \end{bmatrix} \quad j=1, \dots, \nu$	2, 2, 2 $\begin{bmatrix} z^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & z^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & z^{-1} \end{bmatrix}$	2, 2, 2 $\begin{bmatrix} z^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & z^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & z^{-1} \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{C_j}^{\mu+}(z) & \omega_{F_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\tau_{F_i}(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{\delta_j - \delta} \end{bmatrix} \quad j=1, \dots, \mu-1$	3, 3 $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	3, 3 $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{A_j}^{\mu+}(z) & \omega_{E_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\Omega_E^\mu(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{-\delta_j} \end{bmatrix} \Omega_E^{\mu+}(z), j=1, \dots, \nu$	2, 2, 2 $\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	2, 2, 2 $\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{C_j}^{\mu+}(z) & \omega_{F_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\Omega_F^\mu(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{-\delta_j} \end{bmatrix} \Omega_F^{\mu+}(z), j=1, \dots, \rho$	3, 3 $(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	3, 3 $(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
$w_i^\mu(z) = - \begin{bmatrix} c_\mu \cdot \tau_{E_i}(z) & f_\mu \cdot \tau_{F_i}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_E^\mu(z) \\ \Omega_F^\mu(z) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$
$w'_i(z)$	$\begin{bmatrix} 0 & (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$

Табела 4.6 Одређивање трансформација резидуала  $w'_3(z)$  применом Алгоритма III

$i = 3, \mu \rightarrow 1$	
$\pi^{\mu+}(z)$	$13120.373(-0.5751 + z) \cdot z$
$\delta_0 = \text{Deg} \pi^{\mu+}(z)$	2
$\pi^\mu(z) = z^{-\delta_0} \pi^{\mu+}(z)$	$13120.373(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1)$
$\begin{bmatrix} c_\mu & f_\mu \end{bmatrix}$	$[15.43 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$
$\delta = \text{Deg} \begin{bmatrix} c_\mu & f_\mu \end{bmatrix} \Omega^{\mu+}(z)$	1 (усваја се 2)
$w_{i\mu}(z) = z^{\delta_0 - \delta} \pi^\mu(z)$	$13120.373(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1)$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{Aj}^{\mu+}(z) & \omega_{Ej}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\tau_{Ei}(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{\delta_j - \delta} \end{bmatrix} \quad j=1, \dots, \nu$	1, 2, 2 $\begin{bmatrix} z^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{Cj}^{\mu+}(z) & \omega_{Fj}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\tau_{Fi}(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{\delta_j - \delta} \end{bmatrix} \quad j=1, \dots, \mu-1$	3, 2 $\begin{bmatrix} z & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{Aj}^{\mu+}(z) & \omega_{Ej}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\Omega_E^\mu(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{-\delta_j} \end{bmatrix} \Omega_E^{\mu+}(z), j=1, \dots, \nu$	1, 2, 2 $\begin{bmatrix} 0 & & 0 \\ 0 & -17.83(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1)(0.00758 \cdot z^{-1} + 1) & \\ 0 & & 5221(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{Cj}^{\mu+}(z) & \omega_{Fj}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\Omega_F^\mu(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{-\delta_j} \end{bmatrix} \Omega_F^{\mu+}(z), j=1, \dots, \rho$	3, 2 $\begin{bmatrix} & & (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \\ 0 & & \\ 13120.373 \cdot (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) & & 17.83(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00758 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$
$w_i^\mu(z) = - \begin{bmatrix} c_\mu \tau_{Ei}(z) & f_\mu \tau_{Fi}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_E^\mu(z) \\ \Omega_F^\mu(z) \end{bmatrix}$	$[0 \ 0]$
$w'_i(z)$	$[13120.373(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \ 0 \ 0]$

Табела 4.7 Одређивање трансформација резидуала  $w'_4(z)$  применом Алгоритма III

$i = 4, \mu \rightarrow 3$	
$\pi^{\mu+}(z)$	$37.71045(-0.5191+z)(0.00758+z)$
$\delta_0 = \text{Deg} \pi^{\mu+}(z)$	2
$\pi^\mu(z) = z^{-\delta_0} \pi^{\mu+}(z)$	$37.71045(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1)(0.00758 \cdot z^{-1} + 1)$
$\begin{bmatrix} c_\mu & f_\mu \end{bmatrix}$	$[0 \ 0 \ 2.513 \ 0 \ 0]$
$\delta = \text{Deg} \begin{bmatrix} c_\mu & f_\mu \end{bmatrix} \Omega^{\mu+}(z)$	2
$w_{i\mu}(z) = z^{\delta_0 - \delta} \pi^\mu(z)$	$37.71045(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1)(0.00758 \cdot z^{-1} + 1)$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{A_j}^{\mu+}(z) & \omega_{E_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\tau_{Ei}(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{\delta_j - \delta} \end{bmatrix} \quad j=1, \dots, \nu$	$1, 2, 2$ $\begin{bmatrix} z^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{C_j}^{\mu+}(z) & \omega_{F_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\tau_{Fi}(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{\delta_j - \delta} \end{bmatrix} \quad j=1, \dots, \mu-1$	$2, 3$ $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & z \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{A_j}^{\mu+}(z) & \omega_{E_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\Omega_E^\mu(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{-\delta_j} \end{bmatrix} \Omega_E^{\mu+}(z), j=1, \dots, \nu$	$1, 2, 2$ $\begin{bmatrix} 0.1369 \cdot (0.00758 \cdot z^{-1} + 1) & 0 & \\ 0 & 37.71045(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1)(0.00758 \cdot z^{-1} + 1) & \\ 1572.829 \cdot z^{-1}(-0.544 \cdot z^{-1} + 1) & -11042.415(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{C_j}^{\mu+}(z) & \omega_{F_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\Omega_F^\mu(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{-\delta_j} \end{bmatrix} \Omega_F^{\mu+}(z), j=1, \dots, \rho$	$2, 3$ $\begin{bmatrix} 17.83(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1)(0.00758 \cdot z^{-1} + 1) & 0 & \\ -0.1682 \cdot z^{-1}(-0.9836 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 2.115(-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & \end{bmatrix}$
$w_i^\mu(z) = - \begin{bmatrix} c_\mu \tau_{Ei}(z) & f_\mu \tau_{Fi}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_E^\mu(z) \\ \Omega_F^\mu(z) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -3952.5193 \cdot z^{-1}(-0.5445 \cdot z^{-1} + 1) & 27749.589(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$
$w'_i(z)$	$\begin{bmatrix} -3952.5193 \cdot z^{-1}(-0.5445 \cdot z^{-1} + 1) & 27749.589(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & 37.71045(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1)(0.00758 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$

Табела 4.8 Одређивање трансформација резидуала  $w'_5(z)$  применом Алгорита III

	$i = 5, \mu \rightarrow 2$
$\pi^{\mu+}(z)$	$2.115(-0.5191+z)(-0.5324+z)z$
$\delta_0 = \text{Deg} \pi^{\mu+}(z)$	3
$\pi^\mu(z) = z^{-\delta_0} \pi^{\mu+}(z)$	$2.115(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)$
$\begin{bmatrix} c_\mu & f_\mu \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
$\delta = \text{Deg} \begin{bmatrix} c_\mu & f_\mu \end{bmatrix} \Omega^{\mu+}(z)$	2(усваја се 3)
$w_{\mu}^{\delta}(z) = z^{\delta_0 - \delta} \pi^\mu(z)$	$2.115(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{A_j}^{\mu+}(z) & \omega_{E_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\tau_{E_i}(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{\delta_j - \delta} \end{bmatrix} \quad j=1, \dots, \nu$	$2, 2, 2$ $\begin{bmatrix} z^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & z^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & z^{-1} \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{C_j}^{\mu+}(z) & \omega_{F_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\tau_{F_i}(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{\delta_j - \delta} \end{bmatrix} \quad j=1, \dots, \mu-1$	$3, 3$ $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{A_j}^{\mu+}(z) & \omega_{E_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\Omega_E^\mu(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{-\delta_j} \end{bmatrix} \Omega_E^{\mu+}(z), j=1, \dots, \nu$	$2, 2, 2$ $\begin{bmatrix} 0.00768 \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \\ 0.1682(-0.9836 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \\ 38.96 \cdot z^{-1}(-0.5347 \cdot z^{-1} + 1)(0.00792 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \end{bmatrix}$
$\delta_j = \text{Deg} \begin{bmatrix} \omega_{C_j}^{\mu+}(z) & \omega_{F_j}^{\mu+}(z) \end{bmatrix}$ $\Omega_F^\mu(z) = \text{Diag} \begin{bmatrix} z^{-\delta_j} \end{bmatrix} \Omega_F^{\mu+}(z), j=1, \dots, \rho$	$3, 3$ $\begin{bmatrix} (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \\ -97.906 \cdot z^{-1}(-0.5346 \cdot z^{-1} + 1)(0.00792 \cdot z^{-1} + 1) & 2.115(-0.5324 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \end{bmatrix}$
$w_i^\mu(z) = -\begin{bmatrix} c_\mu \tau_{E_i}(z) & f_\mu \tau_{F_i}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_E^\mu(z) \\ \Omega_F^\mu(z) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -0.1682(-0.9836 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \end{bmatrix}$
$w'_i(z)$	$\begin{bmatrix} -0.1682 \cdot z^{-1}(-0.9836 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 2.115(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1)(-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \end{bmatrix}$

#### 4.2.2.5. ПОРЕЂЕЊЕ ТРАНСФОРМАЦИЈА РЕЗИДУАЛА И ОСОБИНЕ

##### 4.2.2.5.1. ТРАНСФОРМАЦИЈЕ ЗА СЛУЧАЈ – СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА

Табела 4.9–Табела 4.13 приказују трансформације применом четири описане методе (*Метода "ред по ред"* (РпоР), *Метод елиминације* (МЕ), *Chow–Willsky приступ* (CW), *Систематична имплементација са системском матрицом отказа* (СИ)) при синтези структурних резидуала у случају када је структурна матрица формирана моделовањем система. Примарно је циљ био извести закључке у смислу комплексности и ефикасности различитих приступа. Други циљ је био да се одреде колико су ови приступи ефикасни у случају система који је реално нелинеаран и нестационаран, тј. поседује грешке моделовања услед температурно зависног коефицијента вискозног трења и поремећаја изазваног *Coulomb*–овим трењем.

Напомена: У табелама које следе су коришћене следеће ознаке за спецификације одзива: за *потпуну, скоро хомогену* (ПСХС), за *скоро потпуну, хомогену* (СПХС).

Табела 4.9 Поређење трансформација  $w'_1$

Метод		$w'_1$	форма
МЕ	-	$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0]$	МА
	П.С.Х.С.	$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0]$	МА
РпОР	С.П.Х.С.	$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0]$	МА
	С.П.Х.С.	$w'_1(z) = (6.1661 \cdot 10^7 - 6.8291 \cdot 10^7 z^{-1} + 1.8881 \cdot 10^7 z^{-2} + z^{-3}) [0 \ 1 \ 0]$	МА
СВ	С.П.Х.С.	$w'_1(z) = (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) [0 \ 1 \ 0]$	МА
СИ	Ал. I	$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0]$	МА
	Ал. III	$w'_1(z) = (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) [0 \ 1 \ 0]$	МА

Табела 4.10 Поређење трансформација  $w'_2$

Метода		$w'_2$	Форма
МЕ	-	$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]$	МА
	П.С.Х.С.	$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]$	МА
Рпор	С.П.Х.С.	$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]$	МА
	С.П.Х.С.	$w'_2(z) = (6.1661 \cdot 10^7 - 6.8291 \cdot 10^7 z^{-1} + 1.8881 \cdot 10^7 z^{-2} + z^{-3}) [0 \ 0 \ 1]$	МА
СВ	С.П.Х.С.	$w'_2(z) = (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) [0 \ 0 \ 1]$	МА
СИ	Ал. I	$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]$	МА
	Ал. III	$w'_2(z) = (-0.5751 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) [0 \ 0 \ 1]$	МА

Табела 4.11 Поређење трансформација  $w'_3$

Методе		$w'_3$	Форма
ME	-	$w'_3(z) = -[1 \ 0 \ 0]$	MA
	П.С.Х.С.	$w'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]$	MA
PPOP	С.П.Х.С.	$w'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]$	MA
	С.П.Х.С.	$w'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]$	MA
SW	С.П.Х.С.	$w'_3(z) = 1.8901 \cdot 10^{18} (1 - 0.5752z^{-1})(1 - 0.4686z^{-1})[1 \ 0 \ 0]$	MA
SI	Ал. I	$w'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]$	MA
	Ал. III	$w'_3(z) = 13120.373(-0.5751 \cdot z^{-1} + 1)[1 \ 0 \ 0]$	MA



Табела 4.12 Поређење трансформација  $w'_4$

Метод		$w'_4$	Форма
МЕ	-	$w'_4(z) = [1 \quad -7.4 \cdot z \quad -0.01 \cdot (0.00761 + z)]$	МА
	П.С.Х.С.	$w'_4(z) = \left[ 1 \quad -\frac{7.4 \cdot (-0.5324 + z) \cdot z}{-0.53246 + z} \quad -\frac{0.01 \cdot (0.00761 + z) \cdot (-0.5324 + z)}{-0.53246 + z} \right]$	ARX
Рпор	С.П.Х.С.	$w'_4(z) = \left[ -\frac{99.3}{0.00761 + z} \quad \frac{735.8 \cdot z}{0.00761 + z} \quad 1 \right]$	ARX
		$w'_4(z) = \left[ 1 \quad -\frac{7.4 \cdot (-0.5324 + z) \cdot z}{-0.53246 + z} \quad -\frac{0.01 \cdot (0.00761 + z) \cdot (-0.5324 + z)}{-0.53246 + z} \right]$	Облик за поређење
СВ	С.П.Х.С.	$w'_4(z) = [(-1.8367 \cdot z^{-1} + z^{-2}) \quad (12.8949 - 6.6927 \cdot z^{-1}) \quad (0.0175 - 0.009 \cdot z^{-1})]$	МА
		$w'_4(z) = \left[ 1 \quad -\frac{7.02 \cdot (-0.519019 + z) \cdot z}{-0.544455 + z} \quad -\frac{0.00953 \cdot (-0.514286 + z) \cdot z}{-0.544455 + z} \right]$	Облик за поређење
СИ	Ал. I	$w'_4(z) = [z^{-1}(-0.544 \cdot z^{-1} + 1) \quad -7.0273 \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \quad -0.00954 \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (0.00758 \cdot z^{-1} + 1)]$	МА
		$w'_4(z) = \left[ 1 \quad -\frac{7.02 \cdot (-0.51907 + z) \cdot z}{-0.544458 + z} \quad -\frac{0.00954 \cdot (-0.51907 + z) \cdot (0.0076 + z)}{-0.544458 + z} \right]$	Облик за поређење
	Ал. III	$w'_4(z) = [-3952.52 \cdot z^{-1}(-0.5445 \cdot z^{-1} + 1) \quad 27749.59(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) \quad 37.71(-0.5191 \cdot z^{-1} + 1)(0.00758 \cdot z^{-1} + 1)]$	МА
		$w'_4(z) = \left[ 1 \quad -\frac{7.02 \cdot (-0.51907 + z) \cdot z}{-0.544458 + z} \quad -\frac{0.00954 \cdot (-0.51907 + z) \cdot (0.0076 + z)}{-0.544458 + z} \right]$	Облик за поређење

Табела 4.13 Поређење трансформација  $w'_5$

Методe		$w'_5$	Форма
ME	-	$w'_5(z) = - \begin{bmatrix} 1 & -\frac{13.5026 \cdot (-0.5324 + z) \cdot z}{-0.983 + z} & 0 \end{bmatrix}$	ARX
	П.С.Х.С.	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{13.5026 \cdot (-0.5324 + z) \cdot z}{-0.983 + z} & 0 \end{bmatrix}$	ARX
Pтор	С.П.Х.С.	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{13.5026 \cdot (-0.5324 + z) \cdot z}{-0.983 + z} & 0 \end{bmatrix}$	ARX
	С.П.Х.С.	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} (1.9019 \cdot z^{-1} - 2.8874 \cdot z^{-2} + z^{-3}) & (-23.9156 + 25.1474 \cdot z^{-1} - 6.6096 \cdot z^{-2}) & 0 \end{bmatrix}$	ARX
CW	С.П.Х.С.	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{12.5746 \cdot (-0.532415 + z) \cdot (-0.519091 + z) \cdot z}{(-0.98362 + z) \cdot (-0.534546 + z)} & 0 \end{bmatrix}$	Форма за поређење
	Ал. I	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} -0.1682 \cdot z^{-1} \cdot (-0.984 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 2.115 \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \end{bmatrix}$	ARX
SI	Ал. I	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{12.5743 \cdot (-0.532438 + z) \cdot (-0.51907 + z) \cdot z}{(-0.983561 + z) \cdot (-0.534567 + z)} & 0 \end{bmatrix}$	Форма за поређење
	Ал. III	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} -0.1682 \cdot z^{-1} \cdot (-0.984 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5346 \cdot z^{-1} + 1) & 2.115 \cdot (-0.5324 \cdot z^{-1} + 1) \cdot (-0.5191 \cdot z^{-1} + 1) & 0 \end{bmatrix}$	ARX
Ал. III	Ал. III	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{12.5743 \cdot (-0.532438 + z) \cdot (-0.51907 + z) \cdot z}{(-0.983561 + z) \cdot (-0.534567 + z)} & 0 \end{bmatrix}$	Форма за поређење

#### 4.2.2.5.2. ТРАНСФОРМАЦИЈЕ ЗА СЛУЧАЈ – СТРУКТУРНА МАТРИЦА ФОРМИРАНА НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА

Табела 4.14–Табела 4.18 приказују трансформације применом метода које су засноване на моделу у форми функција преноса (*Метода "ред по ред"* (РпоР), *Метода елиминације*(МЕ)) при синтези структурних резидуала у случају када је структурна матрица формирана моделовањем на основу структуре система.

Табела 4.14 Поређење трансформација  $w'_1$

Методе		$w'_1$	форма
<b>МЕ</b>	-	$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0]$	<b>МА</b>
<b>РпоР</b>	<b>П.С.Х.С.</b>	$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0]$	<b>МА</b>
	<b>С.П.Х.С.</b>	$w'_1(z) = [0 \ 1 \ 0]$	<b>МА</b>

Табела 4.15 Поређење трансформација  $w'_2$

Методе		$w'_2$	форма
<b>МЕ</b>	-	$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]$	<b>МА</b>
<b>РпоР</b>	<b>П.С.Х.С.</b>	$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]$	<b>МА</b>
	<b>С.П.Х.С.</b>	$w'_2(z) = [0 \ 0 \ 1]$	<b>МА</b>

Табела 4.16 Поређење трансформација  $w'_3$

Методe		$w'_3$	Форма
<b>МЕ</b>	-	$w'_3(z) = -[1 \ 0 \ 0]$	<b>МА</b>
<b>РпоР</b>	<b>П.С.Х.С.</b>	$w'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]$	<b>МА</b>
	<b>С.П.Х.С.</b>	$w'_3(z) = [1 \ 0 \ 0]$	<b>МА</b>

Табела 4.17 Поређење трансформација  $w'_4$

Методe		$w'_4$	Форма
<b>МЕ</b>	-	$w'_4(z) = -[1 \ 7.4 \cdot z \ 0.01 \cdot (0.00761 + z)]$	<b>МА</b>
<b>РпоР</b>	<b>П.С.Х.С.</b>	$w'_4(z) = \left[ \frac{0.473 \cdot (-0.5751 + z)}{-0.5191 + z} \quad \frac{3.503z(-0.5751 + z)}{-0.5191 + z} \quad \frac{0.00476(-0.5751 + z)(0.00762 + z)}{-0.5191 + z} \right]$	<b>ARX</b>
		$w'_4(z) = \frac{0.473 \cdot (-0.5751 + z)}{-0.5191 + z} [1 \ 7.4z \ 0.01 \cdot (0.00762 + z)]$	<b>Облик за поређење</b>
	<b>С.П.Х.С.</b>	$w'_4(z) = \left[ \frac{99.3}{0.00762 + z} \quad \frac{735.8 \cdot z}{0.00762 + z} \quad 1 \right]$	<b>ARX</b>
		$w'_4(z) = \frac{99.3}{0.00762 + z} [1 \ 7.4 \cdot z \ 0.01 \cdot (0.00762 + z)]$	<b>Облик за поређење</b>

Табела 4.18 Поређење трансформација  $w'_5$

Метод		$w'_5$	Форма
МЕ	-	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} -1 & -\frac{13.5026 \cdot (-0.5324 + z)z}{-0.983 + z} & 0 \end{bmatrix}$	ARX
		$w'_5(z) = \frac{-1}{-0.983 + z} \begin{bmatrix} (-0.983 + z) & 13.5026 \cdot (-0.5324 + z)z & 0 \end{bmatrix}$	Облик за поређење
РПОР	П.С.Х.С.	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} \frac{0.473 \cdot (-0.5751 + z)}{-0.5191 + z} & \frac{6.384(-0.5751 + z)(-0.5324 + z)z}{(-0.983 + z)(-0.5191 + z)} & 0 \end{bmatrix}$	ARX
		$w'_5(z) = \frac{0.473 \cdot (-0.5751 + z)}{(-0.5191 + z)(-0.983 + z)} \begin{bmatrix} (-0.983 + z) & 13.5026 \cdot (-0.5324 + z)z & 0 \end{bmatrix}$	Облик за поређење
	С.П.Х.С.	$w'_5(z) = \begin{bmatrix} \frac{0.07406(-0.983 + z)}{(-0.5324 + z)z} & 1 & 0 \end{bmatrix}$	ARX
		$w'_5(z) = \frac{0.07406}{(-0.5324 + z)z} \begin{bmatrix} (-0.983 + z) & 13.5026 \cdot (-0.5324 + z)z & 0 \end{bmatrix}$	Облик за поређење

На основу резидуалних трансформација добијених за обе врсте структурних матрица, може се генерално извести исти закључак. Све приказане трансформације нису јединствене али су вектори трансформација  $i$ -тих резидуала применом различитих метода (за одређену форму структурне матрице) сви истог правца – једна трансформација се може добити из друге дељењем са одређеним заједничким фактором. Такође су све добијене трансформације и њихови резидуални генератори стабилни. Ипак су само *Chow-Willsky* и трансформације *Систематичне имплементације* засноване на моделу система у присуству отказа у простору стања, све каузалне и полиномне (МА- *Moving average* типа) као и њихови резидуали, мада је њихова примена комплекснија у односу на методе засноване на моделу у форми функције преноса (*метод Елиминације и Имплементација "ред по ред"*). Табела 4.19 приказује особине трансформација формиране различитим приступима.

Табела 4.19 Особине резидуалних трансформација

	<i>Спецификација</i>	<i>Стабилност</i>	<i>Каузалност</i>	<i>Полиномност</i>
<b>ME</b>	–	+	–	–
<b>РпоР</b>	С.П.Х.С.	+	–	–
<b>РпоР</b>	П.С.Х.С.	+	–	–
<b>СW</b>	С.П.Х.С.	+	+	+
<b>Ал. III</b>	С.П.Х.С.	+	+	+
<b>Ал. I</b>	П.С.Х.С.	+	+	+

#### 4.2.2.6. ЕКСПЕРИМЕНТ И АНАЛИЗА РЕЗУЛТАТА

Пошто су све трансформације за исту форму структурне матрице истог правца, у експериментима су резидуални генератори формираны избором: трансформације *Систематичне имплементације* и *Алгоритма III* (за случај када је структурна матрица формирана моделовањем система) тј. трансформације применом *Имплементације "ред по ред"* при скоро потпуној, хомогеној спецификацији (за случај када је структурна матрица формирана на основу структуре система). Избором трансформација било је могуће дефинисати интерне резидуале, чија је величина одређена вредностима отказа

$$r_i(k) = \mathbf{w}_i(z) \mathbf{S}_F(z) \mathbf{p}(k) = \mathbf{w}_i(z) \mathbf{o}_i(k), \quad (4.2.279)$$

и *рачунске* резидуале, који су генеришу на основу принципа аналитичке редувансе–разлике измерених излаза система и излаза формираног модела на задате/измерне улазе

$$r_i(k) = \mathbf{w}_i(z)(\mathbf{y}(k) - \mathbf{M}(z)\mathbf{u}(k)) = \mathbf{w}_i(z) \mathbf{o}_c(k). \quad (4.2.280)$$

Генерално у FDI системима величина отказа није унапред позната, па је једино доступна форма резидуала *рачунска*. *Интерна* форма резидуала је у конкретном примеру била референца за поређење са *рачунском* формом.

Какао би се извршила дијагноза присуства отказа, стационарне вредности рачунских резидуала (или њихове максималне вредности) се морају поредити са унапред дефинисаним граничним вредностима резидуала – *праговима детекције резидуала* (енг. *residual threshold*). Поступак избора *прагова детекције* је врло важан и више различитих приступа је доступно у литератури. Неки приступи се базирају на теоријским а неки на емпиријским разматрањима. Теоријски приступи у одређивању прагова одлучивања су најчешће засновани на познавању или естимацији статистика шума присутног у вектору резидуала [42] или на оптимизацији критеријума робусности одлучивања [16]. Поједини приступи се базирају на минимизацији утицаја грешака модела [140] или примени неуралних мрежа при естимацији прагова у складу са радним условима [141]. Често се од ових прагова очекује



да буду и адаптивни и да се прилагођавају нестационарном окружењу [55], [63].

Ипак, у многим практичним примерима, у недостатку статистика шума у вектору резидуала, приступа се емпиријском одређивању прагова одлучивања [15], [100]. Овакав приступ је примењен и у дисертацији. *Прагови детекције* су примарно изабрани тако да се обезбеди да све номиналне вредности отказа, у стационарном стању доведу одговарајуће интерне резидуале до границе детекције. Под претпоставком да су откази одскочне функције и коришћењем граничне теореме  $Z$  трансформације, стационарне вредности резидуала се добијају након замене  $z = 1$  у њихове изразе.

Потом су сви резидуални сигнали нормализован, дељењем са примарно изабраним вредностима прагова детекције. Тако је добијена нормализована - *јединична вредност прагова детекције*, која постаје граница детекције отказа:

$$K_i = 1, \quad i=1, 2, 3, 4, 5. \quad (4.2.281)$$

Номиналне вредности отказа су често део спецификације коју дефинише пројектант детектора, а које су са друге стране, резултат искуства у експлоатацији система. У примеру система и детектора који је приказан у овој дисертацији, номиналне вредности отказа су такође постављене интуитивно на основу вишегодишњег рада на систему и представљају минималне вредности отказа за које се очекује да засигурно доведу резидуале до границе детекције:

$$\begin{aligned} \Delta U_c^\circ &= 1 \text{ V}, \quad (-\Delta M_o^\circ) = -2.55 \text{ mNm}, \\ \Delta U_a^\circ &= 1 \text{ V}, \quad \Delta I_a^\circ = 100 \text{ mA}, \quad \Delta n_o^\circ = 50 \text{ min}^{-1}. \end{aligned} \quad (4.2.282)$$

Нормализоване интерне резидуалне једначине у стационарном стању, су у случају резидуала пројектованих према

- структурној матрици формираној на основу модела система:

$$\begin{aligned} r_1(\infty) &= \Delta U_c + 5920 \cdot (-\Delta M_o) + 154 \cdot \Delta I_a, \\ r_2(\infty) &= 4.615 \cdot \Delta U_c - 560.313 \cdot (-\Delta M_o) + 0.02 \cdot \Delta n_o, \\ r_3(\infty) &= 2.394 \cdot \Delta U_c + \Delta U_a, \\ r_4(\infty) &= -1.97 \cdot \Delta U_a + 14.6 \cdot \Delta I_a + 0.02 \cdot \Delta n_o, \\ r_5(\infty) &= -14154.14 \cdot (-\Delta M_o) + \Delta U_a - 368.71 \cdot \Delta I_a, \end{aligned} \quad (4.2.283)$$

- структурној матрици формираној на основу структуре система:

$$\begin{aligned}
 r_1(\infty) &= 14146.28 \cdot (-\Delta M_o) - \Delta U_a + 368.19 \cdot \Delta I_a, \\
 r_2(\infty) &= -561.19 \cdot (-\Delta M_o) - 1.931 \cdot \Delta U_a + 0.02 \cdot \Delta n_o, \\
 r_3(\infty) &= 2.394 \cdot \Delta U_c + \Delta U_a, \\
 r_4(\infty) &= 4.717 \cdot \Delta U_c + 14.6 \cdot \Delta I_a + 0.02 \cdot \Delta n_o, \\
 r_5(\infty) &= \Delta U_c + 5910.28 \cdot (-\Delta M_o) + 153.828 \cdot \Delta I_a.
 \end{aligned}
 \tag{4.2.284}$$

Табела 4.20 и Табела 4.21 приказују *границе окидања* (енг. *triggering limits*) отказа  $\eta_{ij}$ , које представљају вредности  $j$ -тих отказа које доводе  $i$ -те резидуале до *прагова детекције*, под условом да други откази нису присутни. Пошто је постигнуто да све вредности *граница окидања* буду мање или једнаке од номиналних вредности отказа (4.2.282), може се очекивати да ће у случају појаве номиналних отказа, одговарајући резидуали бити већи или једнаки од границе *прагова детекције*. Према томе, сви откази већи или једнаки од номиналних, би требало да буду изолобилни.

Табела 4.20 Границе окидања отказа при структурној матрици формираној на основу модела система

	$\Delta U_c$	$-\Delta M_o$	$\Delta U_a$	$\Delta I_a$	$\Delta n_o$
$ r_1  = K_1 = 1$	$\eta_{11} = 1$	$\eta_{12} = 0.17 \text{ mNm}$	0	$\eta_{14} = 6.49 \text{ mA}$	0
$ r_2  = K_2 = 1$	$\eta_{21} = 0.217 \text{ V}$	$\eta_{22} = 1.78 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$	0	0	$\eta_{25} = 50 \text{ min}^{-1}$
$ r_3  = K_3 = 1$	$\eta_{31} = 0.42 \text{ V}$	0	$\eta_{33} = 1 \text{ V}$	0	0
$ r_4  = K_4 = 1$	0	0	$\eta_{43} = 0.508 \text{ V}$	$\eta_{44} = 68.5 \text{ mA}$	$\eta_{45} = 50 \text{ min}^{-1}$
$ r_5  = K_5 = 1$	0	$\eta_{52} = 7 \cdot 10^{-5} \text{ Nm}$	$\eta_{53} = 1 \text{ V}$	$\eta_{54} = 2.7 \text{ mA}$	0

Табела 4.21 Границе окидања отказа при структурној матрици формираној на основу структуре система

	$\Delta U_c$	$-\Delta M_o$	$\Delta U_a$	$\Delta I_a$	$\Delta n_o$
$ r_1  = K_1 = 1$	0	$\eta_{12} = 7 \cdot 10^{-5} \text{ Nm}$	$\eta_{13} = 1 \text{ V}$	$\eta_{14} = 2.7 \text{ mA}$	0
$ r_2  = K_2 = 1$	0	$\eta_{22} = 1.782 \text{ mNm}$	$\eta_{23} = 0.518 \text{ V}$	0	$\eta_{25} = 50 \text{ min}^{-1}$
$ r_3  = K_3 = 1$	$\eta_{31} = 0.42 \text{ V}$	0	$\eta_{33} = 1 \text{ V}$	0	0
$ r_4  = K_4 = 1$	$\eta_{41} = 0.212 \text{ V}$	0	0	$\eta_{44} = 68.5 \text{ mA}$	$\eta_{45} = 50 \text{ min}^{-1}$
$ r_5  = K_5 = 1$	$\eta_{51} = 1 \text{ V}$	$\eta_{52} = 7 \cdot 10^{-5} \text{ Nm}$	0	$\eta_{54} = 2.7 \text{ mA}$	0

Табела 4.22 и Табела 4.23 приказују осетљивост (енг. *sensitivity*) резидуала  $\zeta_{ij}$ , који се дефинише као однос вредности одзива  $i$ -тог резидуала у стационарном стању, на  $j$ -ти номинални отказ и његовог прага детекције. Пошто су вредности прагова детекције резидуала јединичне, осетљивост резидуала у ствари представља стационарне вредности одзива резидуала на номиналне отказе.

Табела 4.22 Осетљивост резидуала при структурној матрици формираној на основу модела система

	$\Delta U_c$	$-\Delta M_o$	$\Delta U_a$	$\Delta I_a$	$\Delta n_o$
$r_1$	$\zeta_{11} = 1$	$\zeta_{12} = -15.096$	0	$\zeta_{14} = 15.4$	0
$r_2$	$\zeta_{21} = 4.615$	$\zeta_{22} = 1.429$	0	0	$\zeta_{25} = 1$
$r_3$	$\zeta_{31} = 2.394$	0	$\zeta_{33} = 1$	0	0
$r_4$	0	0	$\zeta_{43} = -1.97$	$\zeta_{44} = 1.46$	$\zeta_{45} = 1$
$r_5$	0	$\zeta_{44} = 36.09$	$\zeta_{53} = 1$	$\zeta_{54} = -36.87$	0

Табела 4.23 Осетљивост резидуала при структурној матрици формираној на основу структуре система

	$\Delta U_c$	$-\Delta M_o$	$\Delta U_a$	$\Delta I_a$	$\Delta n_o$
$r_1$	0	$\zeta_{12} = -36.09$	$\zeta_{13} = -1$	$\zeta_{14} = 36.87$	0
$r_2$	0	$\zeta_{22} = 1.43$	$\zeta_{23} = -1.93$	0	$\zeta_{25} = 1$
$r_3$	$\zeta_{31} = 2.394$	0	$\zeta_{33} = 1$	0	0
$r_4$	$\zeta_{41} = 4.717$	0	0	$\zeta_{44} = 1.46$	$\zeta_{45} = 1$
$r_5$	$\zeta_{51} = 1$	$\zeta_{52} = -15.07$	0	$\zeta_{54} = 15.38$	0

Стање осетљивости резидуалне једначине (енг. *sensitivity condition of the equation*) се дефинише као однос  $\zeta_i = \max \zeta_{ij} / \min \zeta_{ij}$ . Овај однос је важна мера квалитета детекције одређене резидуалне једначине и фиксан је.

Када је структурна матрица формирана на основу модела система је:

$$[\zeta_i] = [15.4 \quad 4.615 \quad 2.394 \quad 1.97 \quad 36.87]', \quad (4.2.285)$$

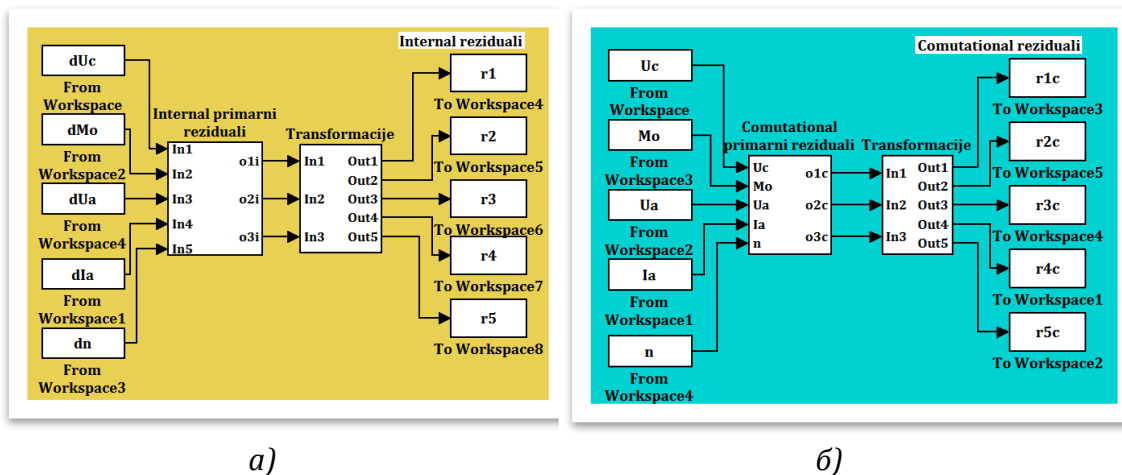
на основу чега се може закључити да најбољу балансираност има четврта и трећа резидуална једначина.

Уколико је структурна матрица добијена на основу структуре система важи:

$$[\zeta_i] = [36.87 \quad 1.93 \quad 2.394 \quad 4.717 \quad 15.38]', \quad (4.2.286)$$

па сходно томе, најбољу балансираност има друга и трећа резидуална једначина.

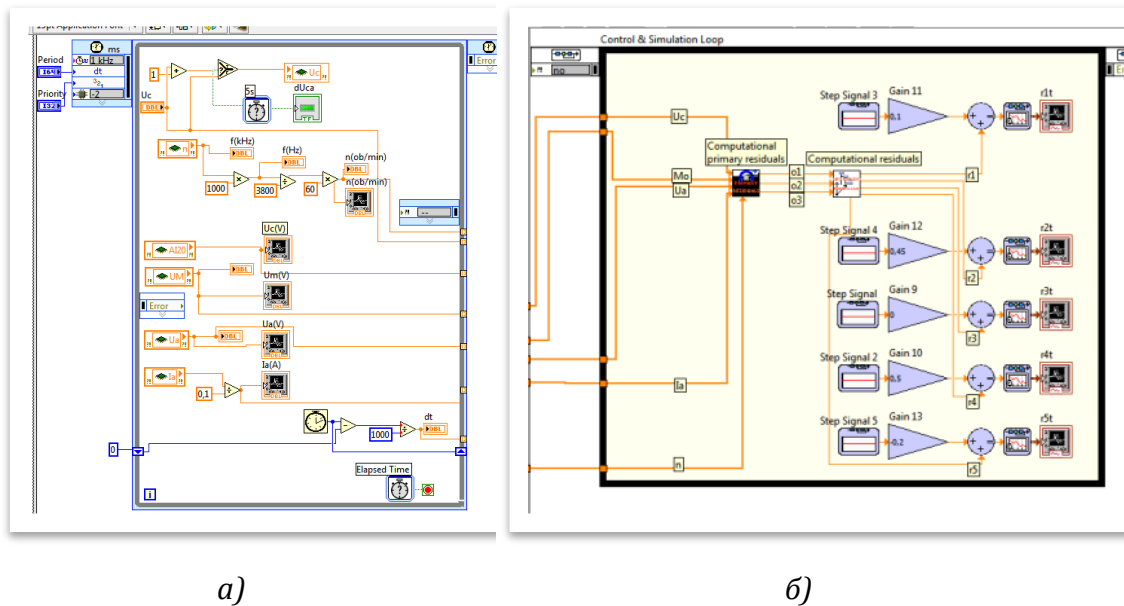
У циљу илустрације ефикасности у детекцији и изолацији појединих адитивних отказа, на дијаграмима су у наставку приказани сигнали у трајању од 10 секунди, при чему су се поједини номинални откази (4.2.282), нагло појављивали у петој секунди. Применом програмског пакета LabVIEW вредности отказа, блиске номиналним су вештачки генерисане и заједно са задатим улазом, измереним улазом и излазима, памћени у форми текстуалних фајлова. Како би се генерисали резидуали развијена су два приступа. Први приступ би се могао назвати *offline*, јер су резидуални генератори пројектовани у оквиру *Simulink* окружења. Сигнали отказа се уводе у улазе *Simulink* модела интерних резидуалних генератора да би се генерисали одговарајући резидуали (Сл. 4.11 а)). Такође се вредности улаза и излаза система мотор – појачавач, примењени на улазима *Simulink* модела рачунских резидуала у циљу формирања потребних резидуала (Сл. 4.11 б)).



Сл. 4.11 Simulink реализација а) интерних и б) рачунских резидуала

Други приступ експерименту FDI адитивних отказа би се могао назвати делимично *online*, јер су резидуални генератори пројектовани директно у LabVIEW окружењу. Прикупљени снимљени сигнали се сваких 10s снимања прослеђују у симулациони модел резидуалног генератора, реализован у

оквиру наредне *Flat sequence* структуре развијеног LabVIEW кода, у циљу доношења адекватне одлуке.

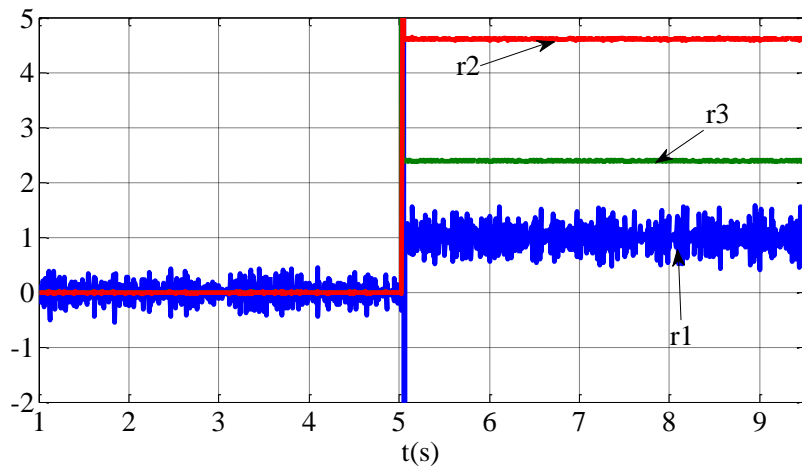


Сл. 4.12 LabVIEW код а) снимање сигнала б) симулациони модел рачунског резидуалног генератора

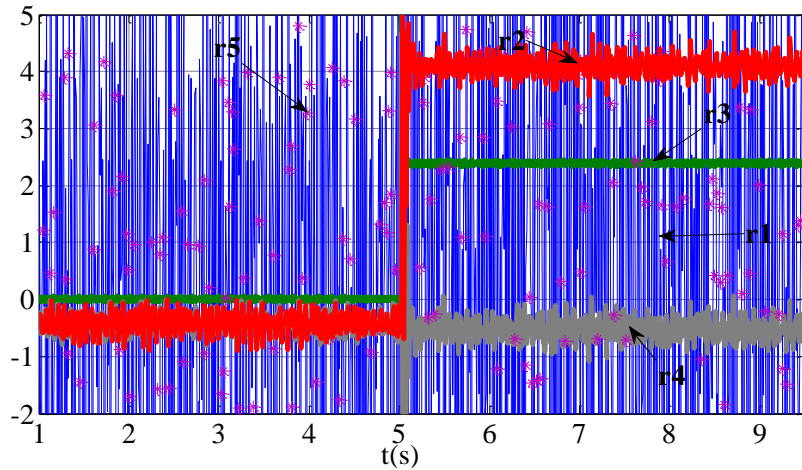
Искуство аутора је да су дефинисани и формирану *рачунски* резидуали контаминирани шумом прилично велике варијансе, те је у циљу одговарајуће детекције отказа, а пре поређења резидуала са праговима детекције, било потребно филтрирати *рачунске* резидуале. Избор временских константи филтра је врло деликатан. С једне стране он мора да буде са довољно малом учесталашћу пропусног опсега, како би у што већој мери елиминисао мерни шум, док са друге стране он не сме да утиче на моделирану динамику целокупног објекта. Након вишеструког понављања, дошло се до препоруке да гранична учестаност филтра буде за 20% већа од пропусног опсега система (у нашем случају мотора са појачавачем).

#### 4.2.2.6.1. РЕЗИДУАЛИ ПРИ СТРУКТУРНОЈ МАТРИЦИ ФОРМИРАНОЈ МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА

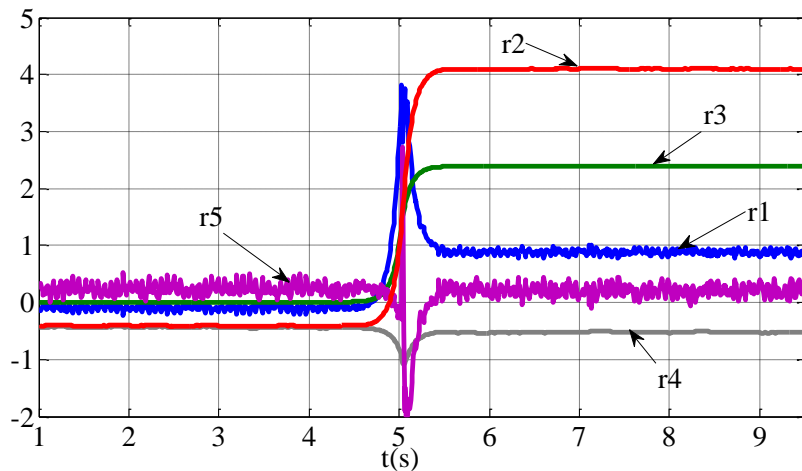
На дијаграмима који следе (Сл. 4.13–Сл. 4.29) приказани су редом интерни, рачунски као и филтрирани рачунски резидуали за сваки од пет адитивних отказа  $\Delta U_c$ ,  $-\Delta M_o$ ,  $\Delta U_a$ ,  $\Delta I_a$ ,  $\Delta n_o$ , када је структурна матрица пројектована на основу модела система.



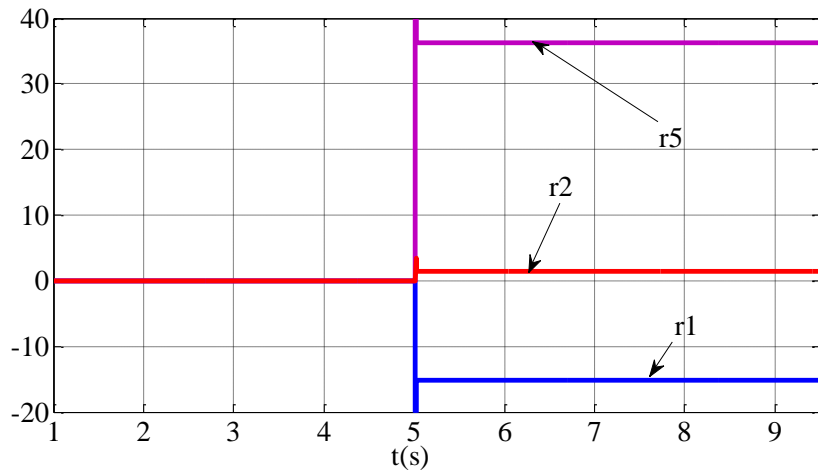
Сл. 4.13 Интерни резидуали при отказу  $\Delta U_c$  у 5s



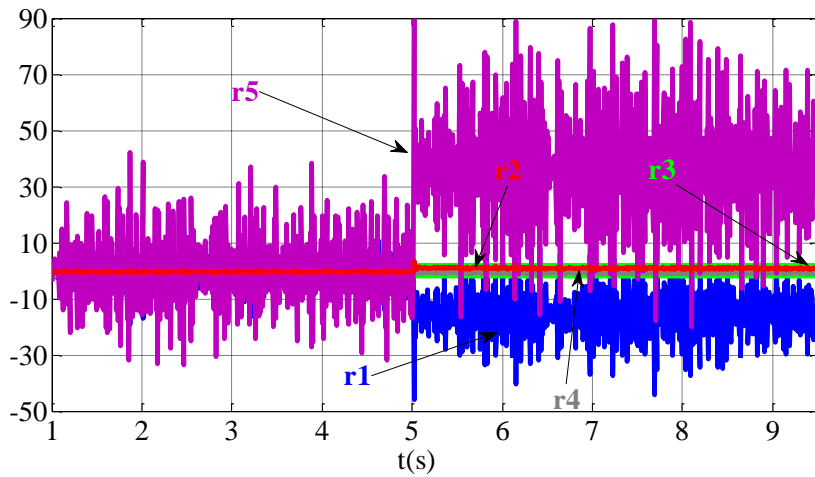
Сл. 4.14 Рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_c$  у 5s



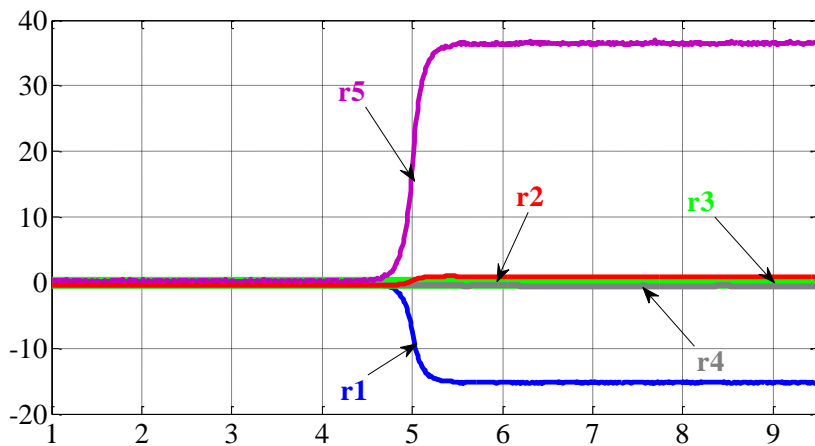
Сл. 4.15 Филтрирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_c$  у 5s



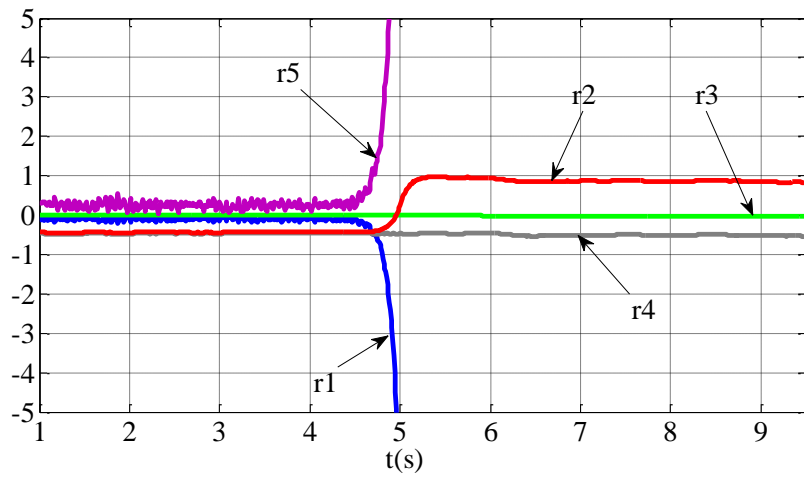
Сл. 4.16 Интерни резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s



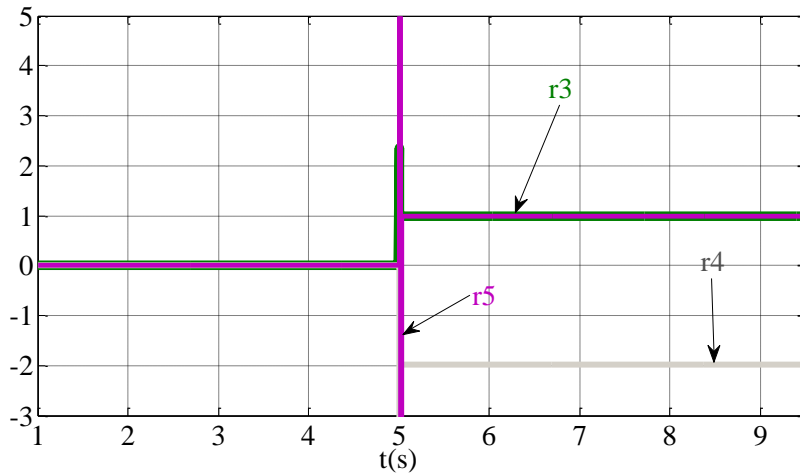
Сл. 4.17 Рачунски резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s



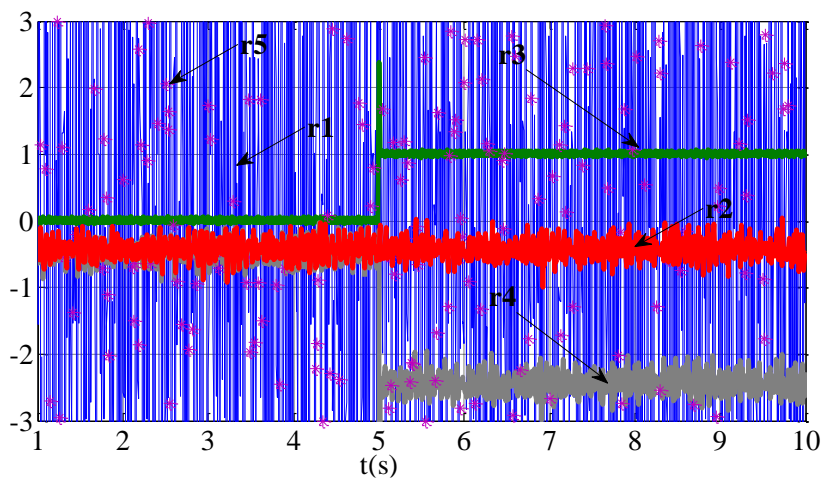
Сл. 4.18 Филтрирани рачунски резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s



Сл. 4.19 Филтрирани рачунски резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s, увећани приказ

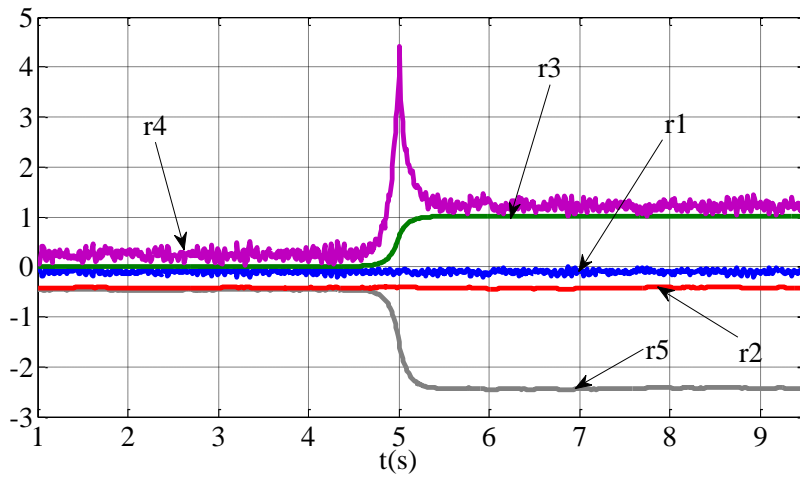


Сл. 4.20 Интерни резидуали при отказу  $\Delta U_a$  у 5s

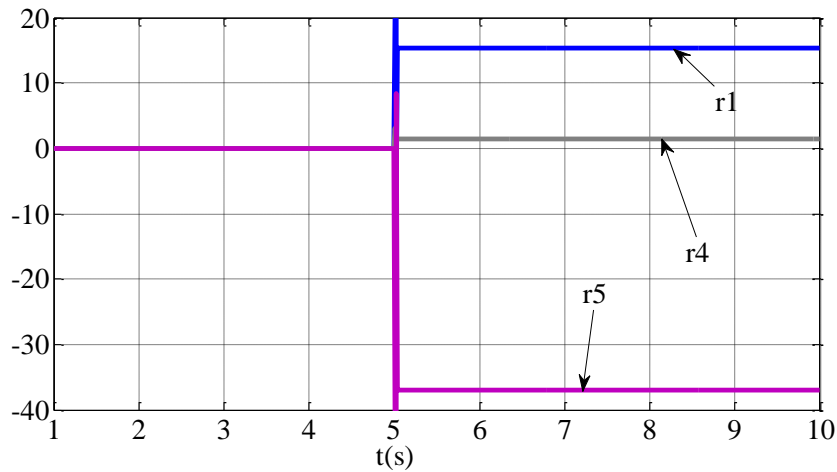


Сл. 4.21 Рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_a$  у 5s

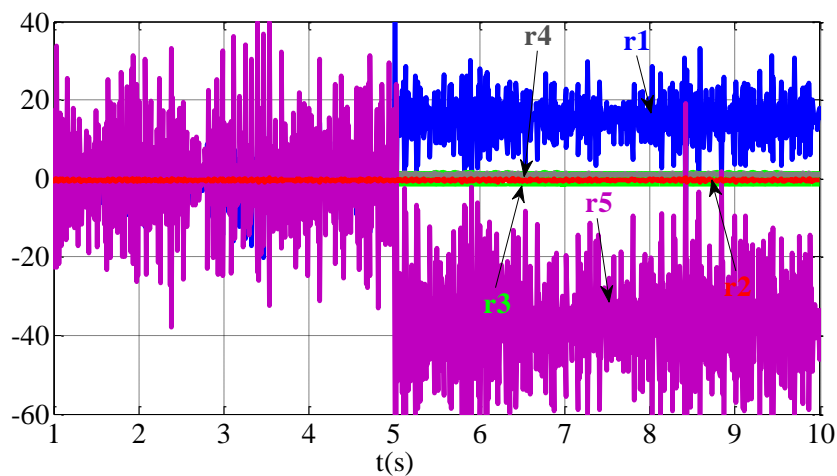




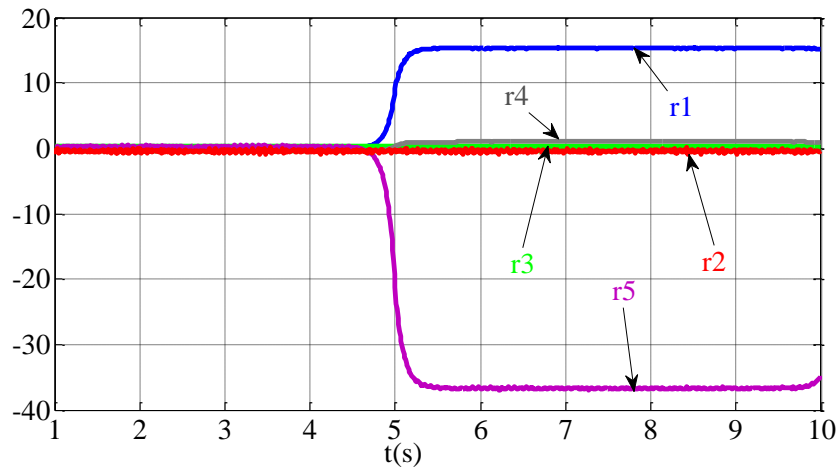
Сл. 4.22 Филтрирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_a$  у 5s



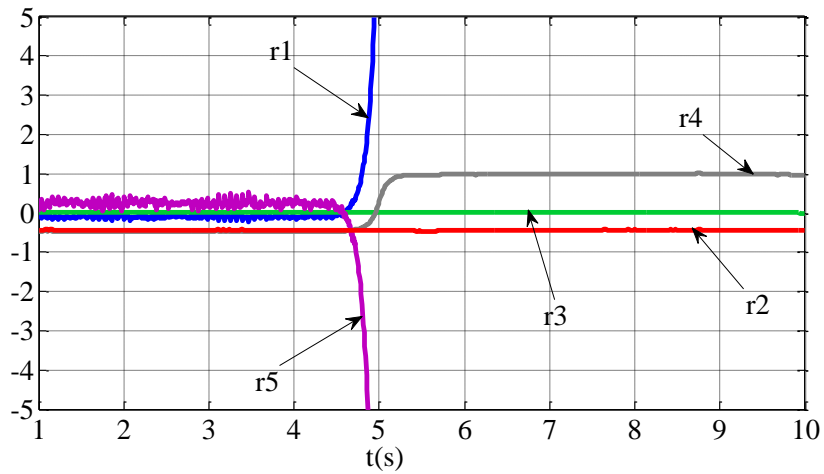
Сл. 4.23 Интерни резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s



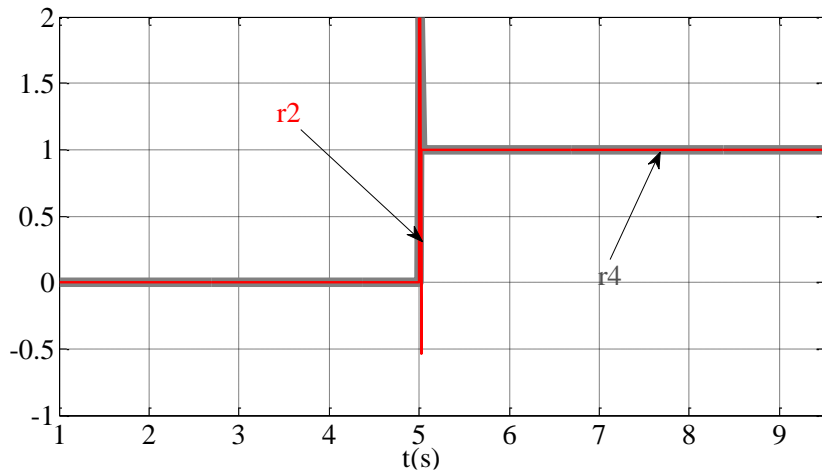
Сл. 4.24 Рачунски резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s



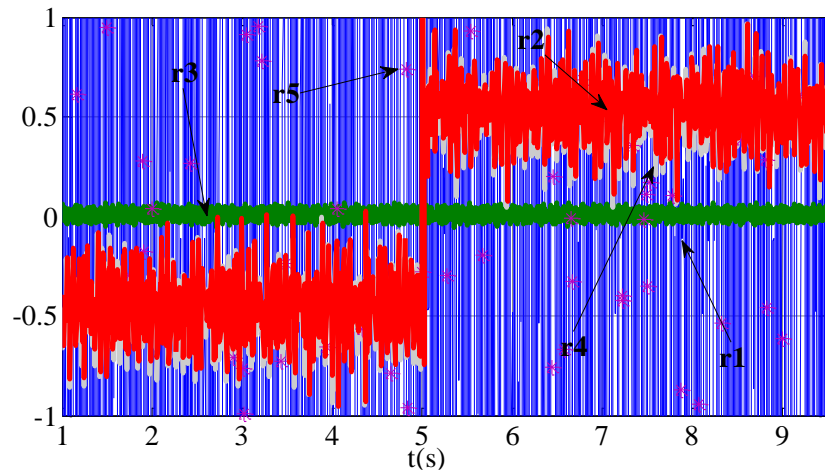
Сл. 4.25 Филтрирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s



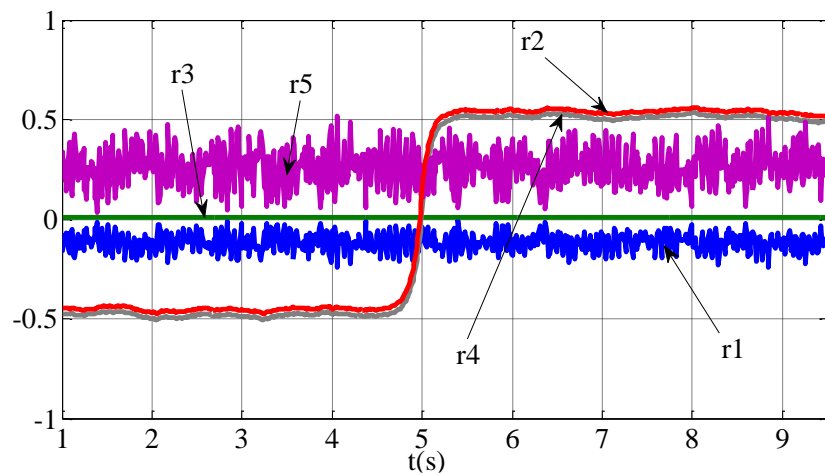
Сл. 4.26 Филтрирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s, увећани приказ



Сл. 4.27 Интерни резидуали при отказу  $\Delta n_o$  у 5s



Сл. 4.28 Рачунски резидуали при отказу  $\Delta n_o$  у 5s



Сл. 4.29 Филтрирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta n_o$  у 5s

Са дијаграма филтрираних рачунских резидуала (Сл. 4.15, Сл. 4.19, Сл. 4.22, Сл. 4.26, Сл. 4.29) је очигледно да вредности филтрираних рачунских резидуала са изузетком  $r_3$  пре 5s нису нула, одступају од одговарајућих интерних форми, али су мање од границе прагова детекције 1, па се одсуство отказа може потврдити. После 5s, при номиналним отказима  $\Delta U_c$  и  $-\Delta M_o$  вредности резидуала  $r_1$  односно  $r_2$  су нешто испод границе прагова детекције 1, (Сл. 4.15 и Сл. 4.19) што може резултирати парцијалном окидању (енг. *partial firing-y*). Номинални откази  $\Delta U_a$  и  $\Delta I_a$  доводе до прекорачења вредности прагова детекције одговарајућих резидуала и изолацији одговарајућих отказа (Сл. 4.22, Сл. 4.25, Сл. 4.26), али појава номиналне вредности отказа  $\Delta n_o$  даје резидуале  $r_2$  и  $r_4$  испод границе прагова детекције, па одговарајући откази не

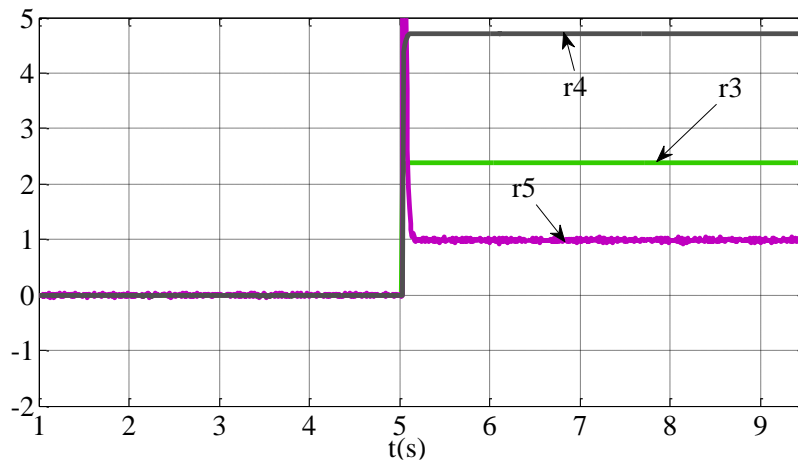
могу бити изоловани, (Сл. 4.29). Табела 4.24 приказује утицај номиналних отказа на вредности резидуала.

Табела 4.24 Утицај номиналних отказа на рачунске резидуале

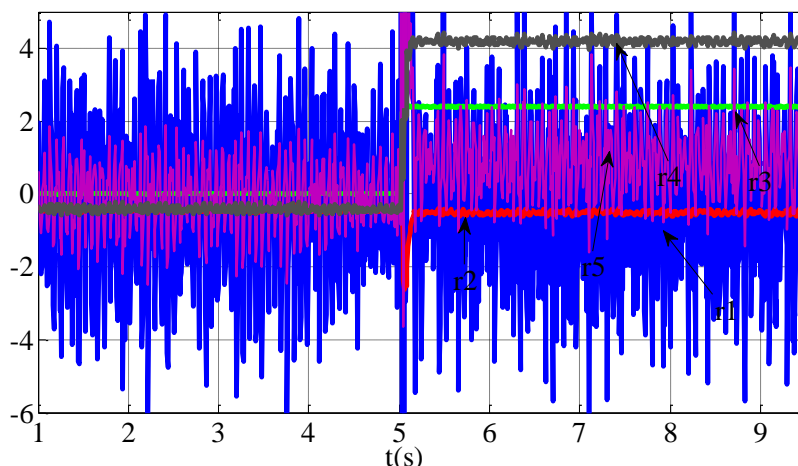
$\Delta U_c$	$r_1$ мало $< 1$ , $r_2 > 1$ , $r_3 > 1$	Парцијално окидање
$-\Delta M_o$	$ r_1  > 1$ , $r_2$ мало $< 1$ , $r_5 > 1$	Парцијално окидање
$\Delta U_a$	$r_3 = 1$ , $ r_4  > 1$ , $r_5 > 1$	Отказ се може изоловати
$\Delta I_a$	$r_1 > 1$ , $r_4 = 1$ , $ r_5  > 1$	Отказ се може изоловати
$\Delta n_o$	$r_2 < 1$ , $r_4 < 1$	Отказ није детектибилан

#### 4.2.2.6.2. РЕЗИДУАЛИ ПРИ СТРУКТУРНОЈ МАТРИЦИ ФОРМИРАНОЈ НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА

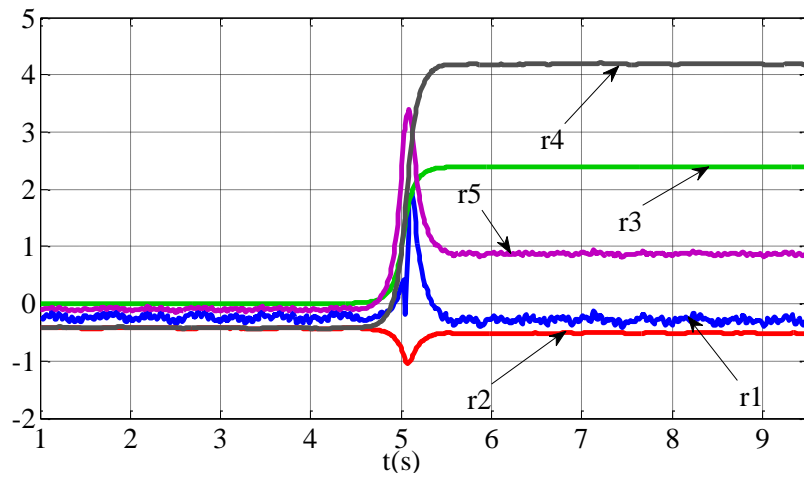
Сл. 4.30–Сл. 4.46 приказују интерне, рачунске као и филтриране рачунске резидуале које одговарају структурној матрици формираној на основу структуре система.



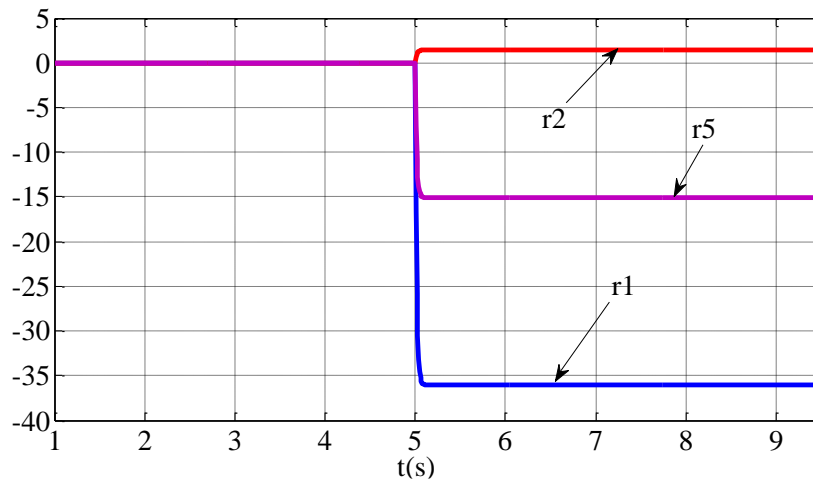
Сл. 4.30 Интерни резидуали при отказу  $\Delta U_c$  у 5s



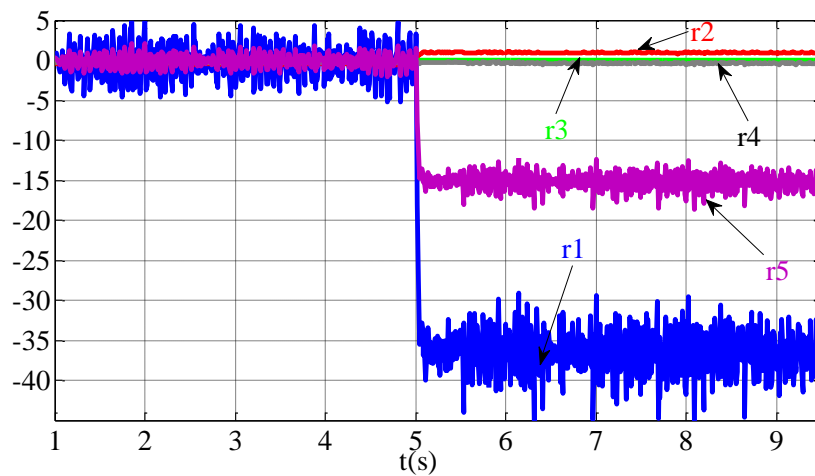
Сл. 4.31 Рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_c$  у 5s



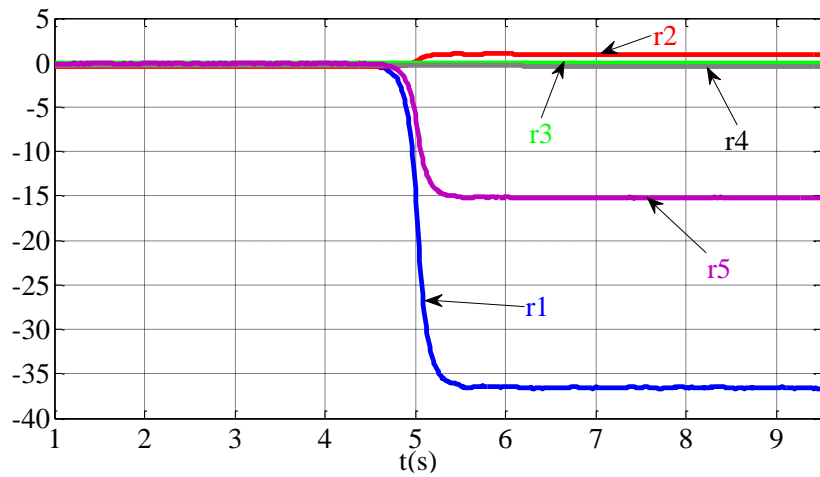
Сл. 4.32 Рачунски филтрирани резидуали при отказу  $\Delta U_c$



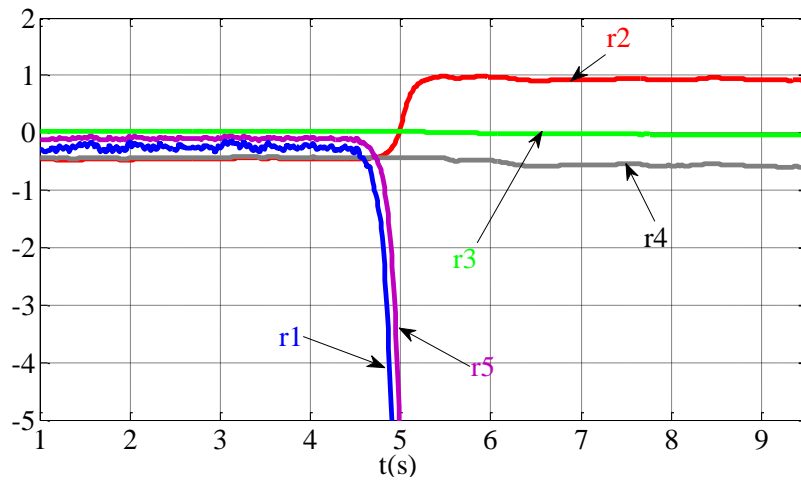
Сл. 4.33 Интерни резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s



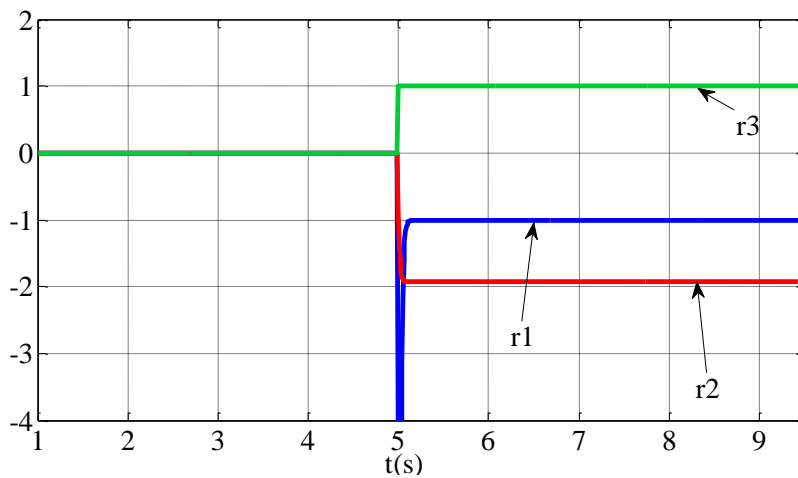
Сл. 4.34 Рачунски резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s



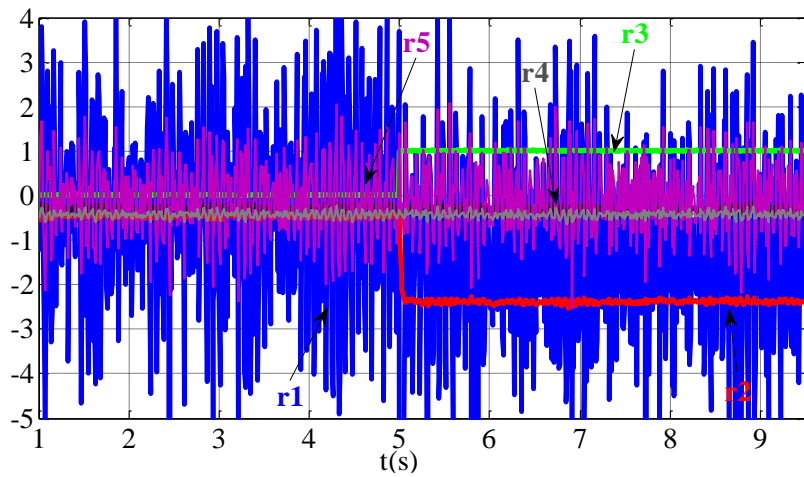
Сл. 4.35 Рачунски филтрирани резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s



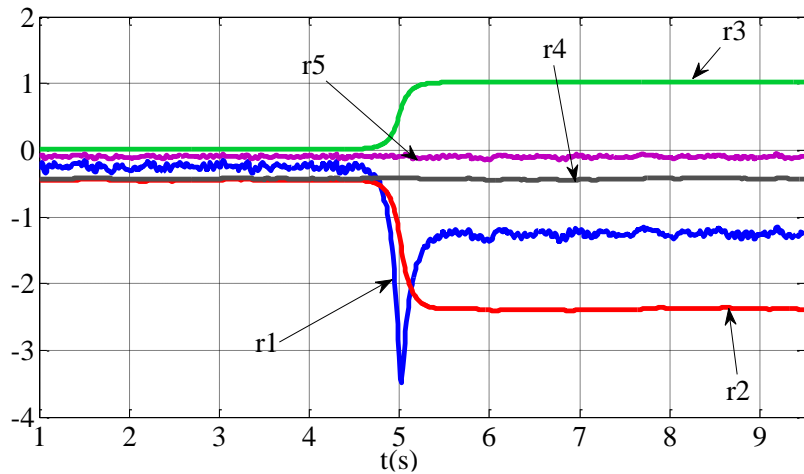
Сл. 4.36 Рачунски филтрирани резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s, увећани приказ



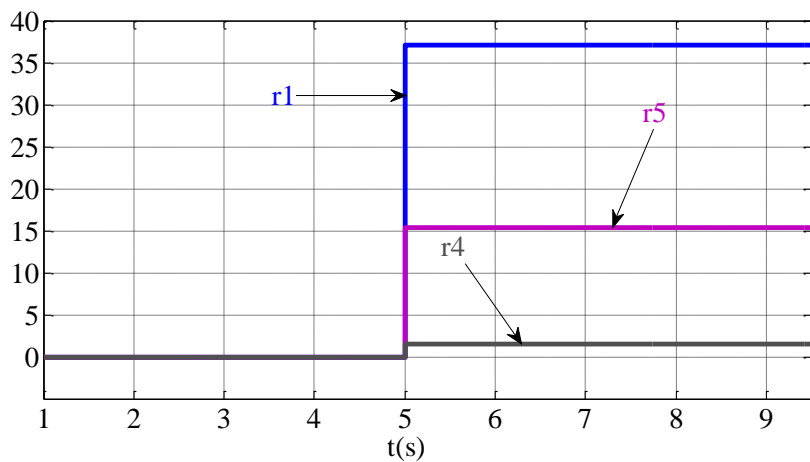
Сл. 4.37 Интерни резидуали при отказу  $\Delta U_a$  у 5s



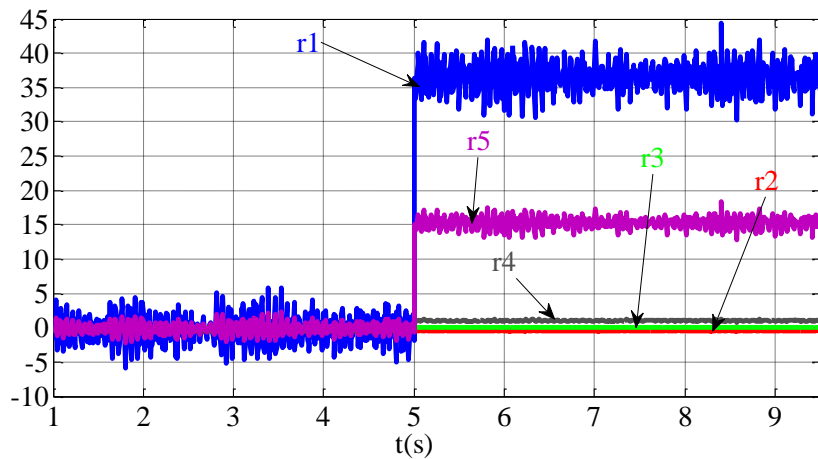
Сл. 4.38 Рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_a$  у 5s



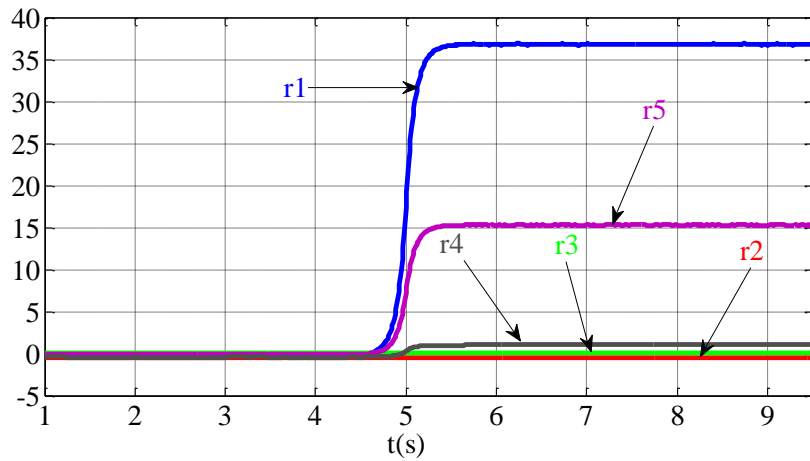
Сл. 4.39 Рачунски филтрирани резидуали при отказу  $\Delta U_a$  у 5s



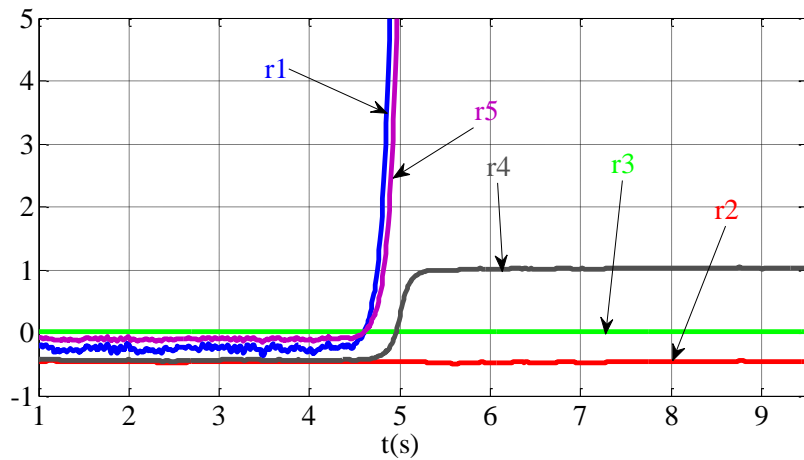
Сл. 4.40 Интерни резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s



Сл. 4.41 Рачунски резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s

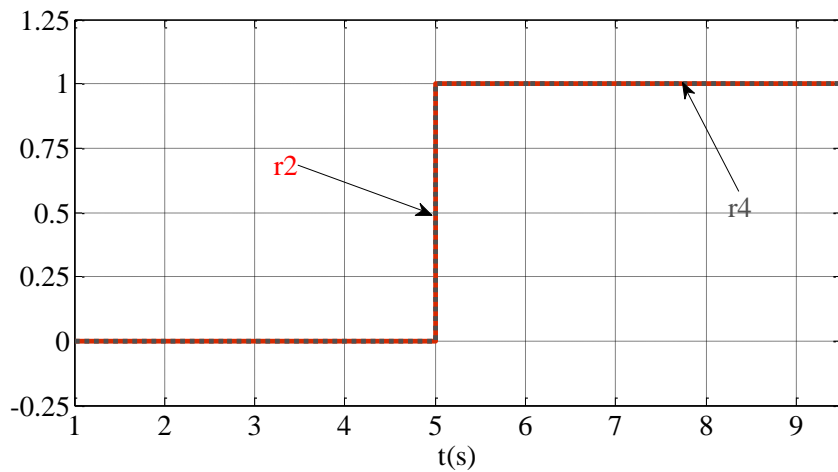


Сл. 4.42 Рачунски филтрирани резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s

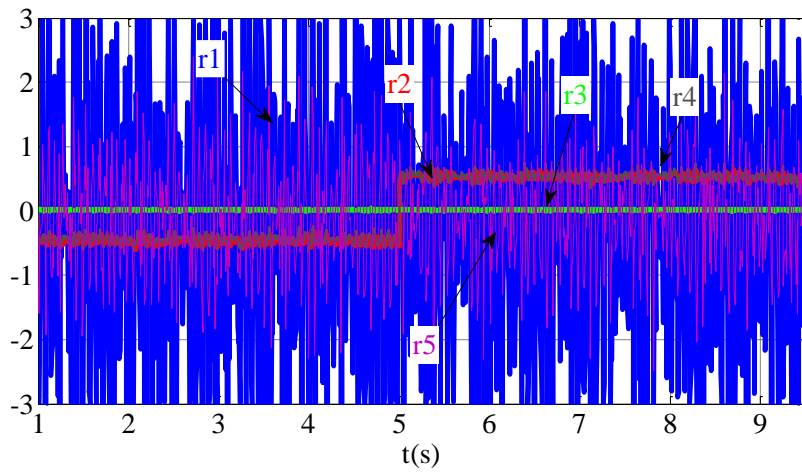


Сл. 4.43 Рачунски филтрирани резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s, увећан приказ

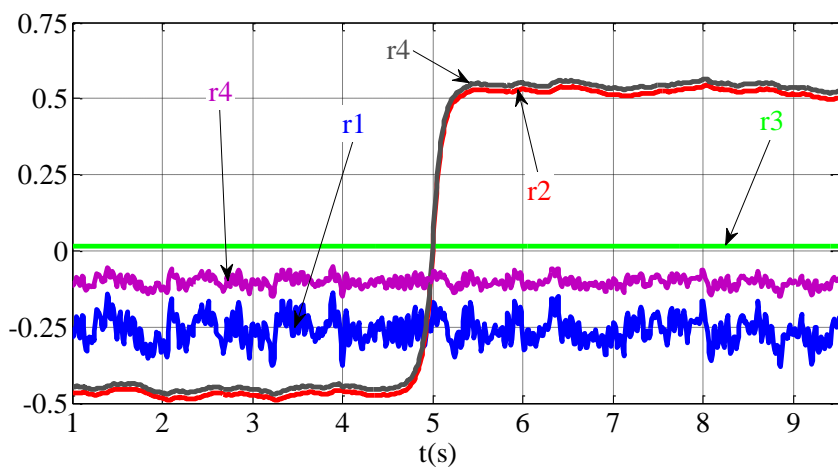




Сл. 4.44 Интерни резидуали при отказу  $\Delta n_0$  у 5s



Сл. 4.45 Рачунски резидуали при отказу  $\Delta n_0$  у 5s



Сл. 4.46 Рачунски филтрирани резидуали при отказу  $\Delta n_0$  у 5s

Са дијаграма на Сл. 4.32, Сл. 4.36, Сл. 4.39, Сл. 4.43, Сл. 4.46, је очигледно да вредности филтрираних рачунских резидуала са изузетком  $r_3$  пре 5s нису нула, и такође одступају од одговарајућих интерних форми, али су мање од границе прагова детекције 1, па се одсуство отказа може потврдити. После 5s, при номиналним отказима  $\Delta U_c$  и  $-\Delta M_o$  вредности резидуала  $r_5$  односно  $r_2$  су мало испод границе прагова детекције 1, (Сл. 4.32 и Сл. 4.36) што може резултирати парцијалном окидању (енг. *partial firing*). Номинални откази  $\Delta U_a$  и  $\Delta I_a$  доводе до прекорачења вредности прагова детекције одговарајућих резидуала и изолацији одговарајућих отказа (Сл. 4.39, Сл. 4.42, Сл. 4.43), али појава номиналне вредности отказа  $\Delta n_o$  даје резидуале  $r_2$  и  $r_4$  испод границе прагова детекције, па одговарајући откази не могу бити изоловани, (Сл. 4.46). Табела 4.25 приказује утицај номиналних отказа на вредности резидуала.

Табела 4.25 Утицај номиналних отказа на рачунске резидуале

$\Delta U_c$	$r_3 > 1, r_4 > 1, r_5$ мало $< 1$ ,	Парцијално окидање
$-\Delta M_o$	$ r_1  > 1, r_2$ мало $< 1,  r_5  > 1$	Парцијално окидање
$\Delta U_a$	$ r_1  > 1,  r_2  > 1, r_3 = 1$	Отказ се може изоловати
$\Delta I_a$	$r_1 > 1, r_4 = 1, r_5 > 1$	Отказ се може изоловати
$\Delta n_o$	$r_2 < 1, r_4 < 1$	Отказ није детектибилан

Узроци одступања рачунских резидуала од интерних резидуала код обе форме структурне матрице су: 1) постојање *Coulomb*-овог трења  $M_c$ , чије присуство може да се окарактерише као дејство поремећаја на систем - додатан улаз који делује на објект управљања и чије присуство би желели да игноришемо током дијагнозе отказа; 2) променљива вредност коефицијента вискозног трења  $B$  која се може третирати као грешка моделовања система; 3) пад напона током мерења струје индукта мотора  $R_d I_a$ , који је занемарен, и који се такође може третирати као дејство поремећаја. Вредност овог поремећаја је скоро занемарљива јер је  $R_d = 0.01 \Omega$  и  $I_a \leq 0.6 A$ , али може имати утицаја на други примарни резидуал. Овај резидуал описује разлику између измерене струје и струје добијене моделовањем.

Техника која је примењена да би утицаје ових поремећаја и грешака моделовања одвојила од резидуала, се базира на транслацији резидуала. Резидуали се транслирају за вредност која је процењена као њихова средња вредност током времена у коме нема дејства отказа. Тако се обезбеђује да у случају одсуства отказа вектор резидуала буде са нултом средњом вредношћу.

Анализом дијаграма филтрираних резидуала може се закључити да су неопходне вредности транслације за пет резидуала респективно:

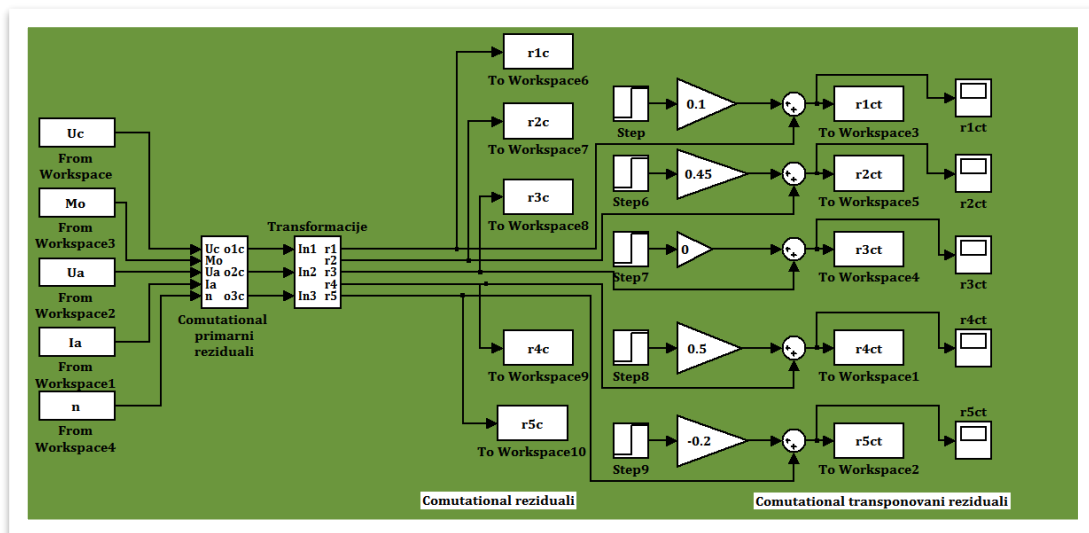
$$\Delta r_1 = 0.1, \Delta r_2 = 0.45, \Delta r_3 = 0, \Delta r_4 = 0.5, \Delta r_5 = -0.2, \quad (4.2.287)$$

у случају када је структурна матрица пројектована на основу модела система тј.

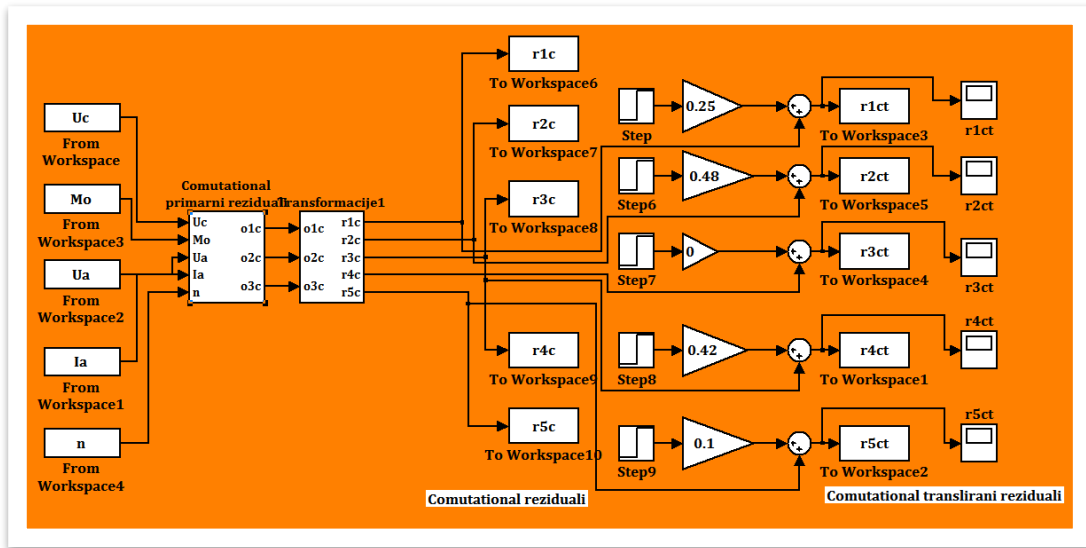
$$\Delta r_1 = 0.25, \Delta r_2 = 0.48, \Delta r_3 = 0, \Delta r_4 = 0.42, \Delta r_5 = 0.1, \quad (4.2.288)$$

у случају структурне матрице пројектоване на основу структуре система.

На Сл. 4.47 и Сл. 4.48, приказани су одговарајући симулациони модели.



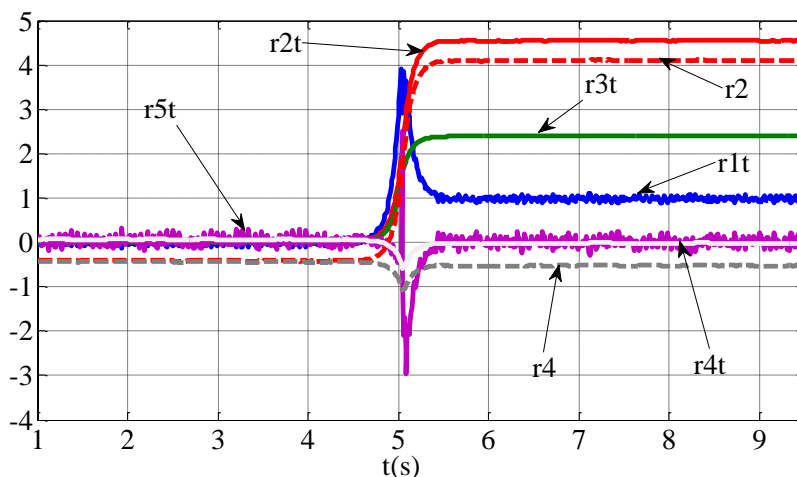
Сл. 4.47 Simulink модел транслираних резидуала код структурне матрице формирање на основу модела система



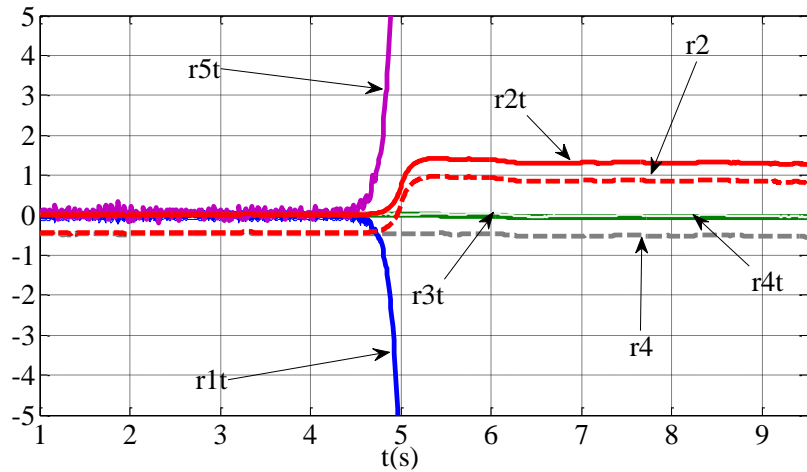
Сл. 4.48 Simulink модел транслираних резидуала код структурне матрице формирање на основу структуре система

#### 4.2.2.6.3. ТРАНСЛИРАНИ РЕЗИДУАЛИ ПРИ СТРУКТУРНОЈ МАТРИЦИ ФОРМИРАНОЈ МОДЕЛОВАЊЕМ СИСТЕМА

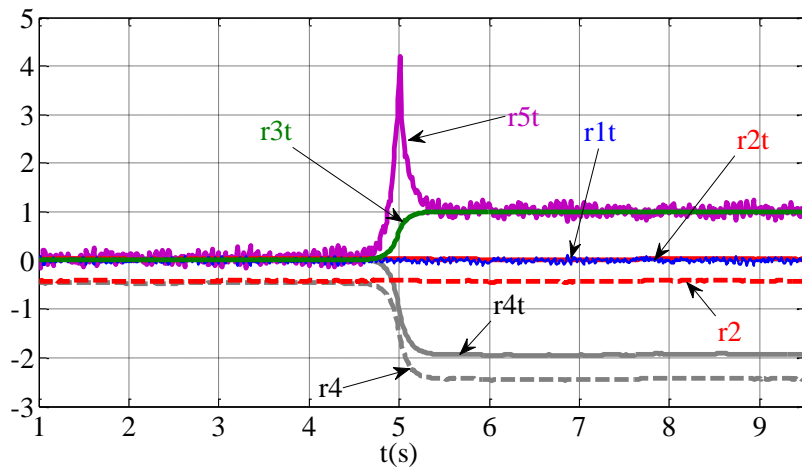
Дијаграми на Сл. 4.49–Сл. 4.53 приказују транслиране резидуале за вредности (4.2.287) у ознаци  $r_{1t}$ ,  $r_{2t}$ ,  $r_{3t}$ ,  $r_{4t}$ ,  $r_{5t}$  као и резидуале пре транслације у ознаци  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ,  $r_4$ ,  $r_5$ , када је структурна матрица пројектована на основу модела система.



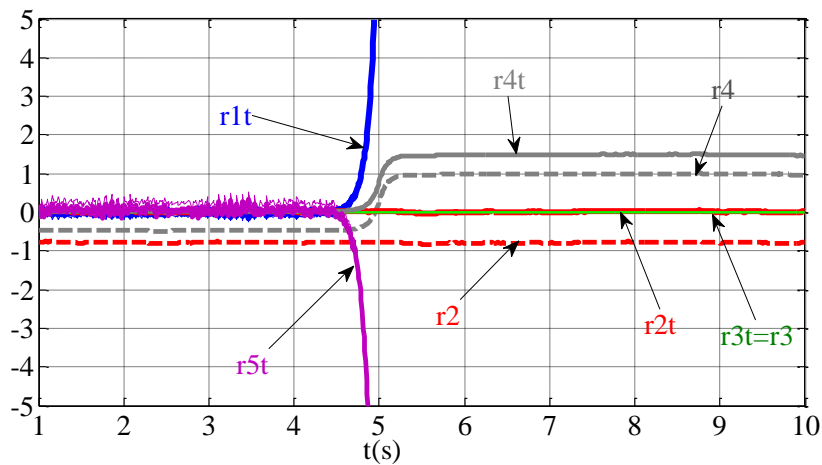
Сл. 4.49 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_c$  у 5s



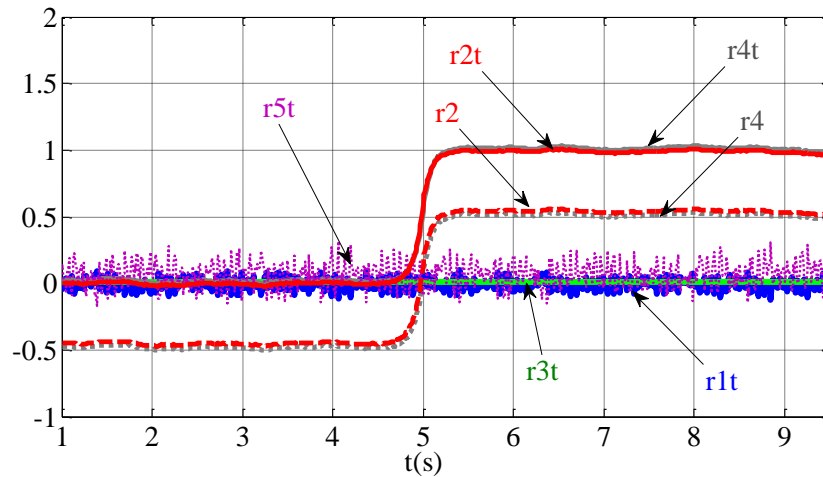
Сл. 4.50 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s



Сл. 4.51 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_a$  у 5s



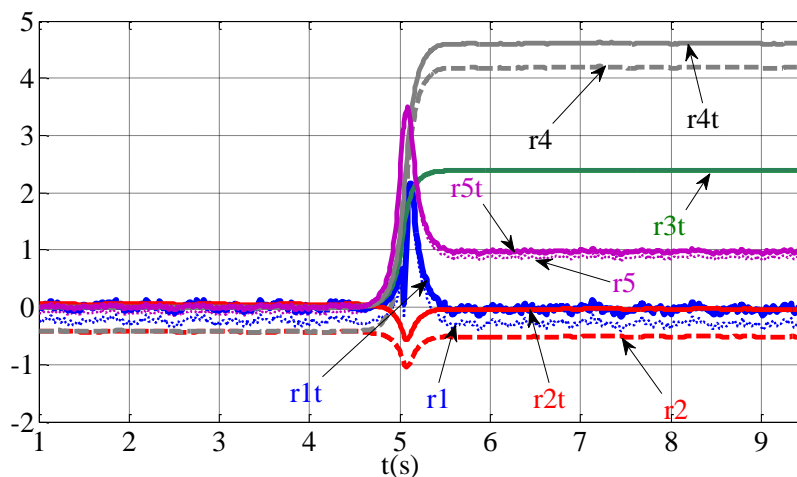
Сл. 4.52 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s увећани приказ



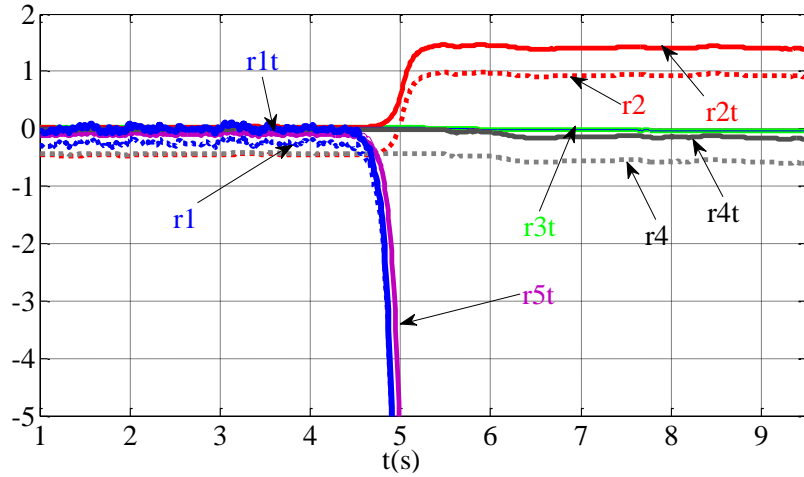
Сл. 4.53 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta n_o$  у 5s

#### 4.2.2.6.4. ТРАНСЛИРАНИ РЕЗИДУАЛИ ПРИ СТРУКТУРНОЈ МАТРИЦИ ФОРМИРАНОЈ НА ОСНОВУ СТРУКТУРЕ СИСТЕМА

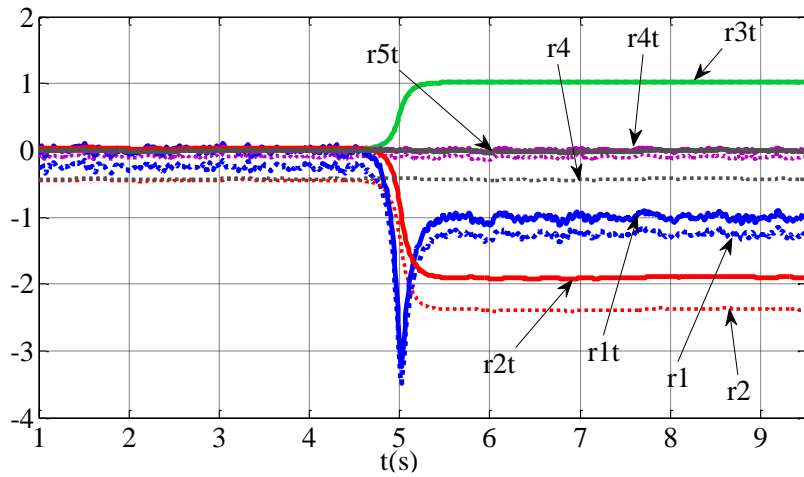
Дијаграми на Сл. 4.54– Сл. 4.58 приказују транслиране резидуале за вредности (4.2.288) у ознаци  $r_{1t}$ ,  $r_{2t}$ ,  $r_{3t}$ ,  $r_{4t}$ ,  $r_{5t}$  као и резидуале пре транслације у ознаци  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $r_3$ ,  $r_4$ ,  $r_5$ , када је структурна матрица пројектована на основу структуре система.



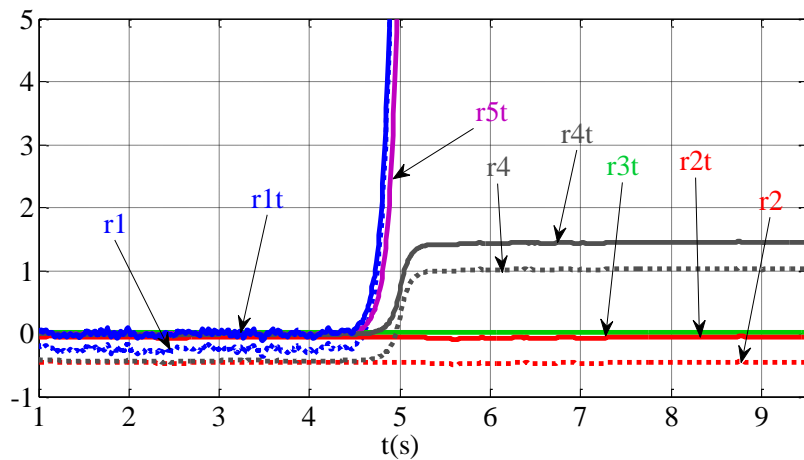
Сл. 4.54 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_c$  у 5s



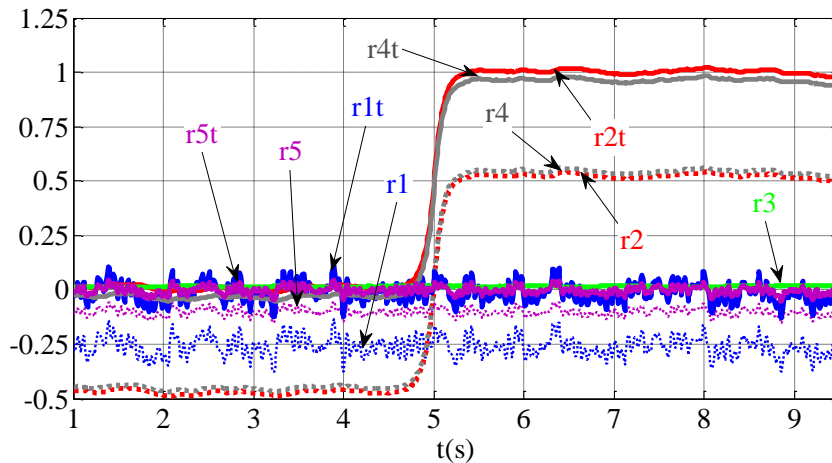
Сл. 4.55 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $-\Delta M_o$  у 5s



Сл. 4.56 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta U_a$  у 5s



Сл. 4.57 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta I_a$  у 5s



Сл. 4.58 Филтрирани и транслирани рачунски резидуали при отказу  $\Delta n_o$  у 5s

Транслирањем резидуала за све посматране адитивне отказе, стационарне вредности рачунских резидуала се изједначавају са њиховим компатибилним интерним формама, тј. њихове стационарне вредности одговарају осетљивостима резидуала датих Табелом 4.22 и Табелом 4.23. Резидуали за које се очекује да не реагују за време присуства отказа, остају са нултим средњим вредностима за време трајања симулација.

Према томе, може се закључити, да су применом техника филтрирања и транслирања резидуала, сви откази већи или једнаки од номиналних, постали изолобилни.

### 4.3. ПРОЈЕКТОВАЊЕ ДИРЕКЦИОНИХ РЕЗИДУАЛА

Код дирекционих приступа се очекује да се одзив на сваки појединачни отказ налази у одређеном правцу у простору резидуала све време укључујући и прелазни процес. Изолација отказа подразумева одређивање у ком унапред дефинисаном правцу се посматрани резидуални вектор налази најближе.

Дирекциони резидуални вектор  $j$ -тог отказа се може дефинисати релацијом:

$$\mathbf{r}(k/p_j) = \boldsymbol{\beta}_j \gamma_j(z) p_j(k), \quad (4.3.1)$$

где је:

$$\boldsymbol{\beta}_j = [\beta_{1j} \quad \beta_{2j} \quad \dots \quad \beta_{n_j}]' \text{ - константни дирекциони вектор } j\text{-тог отказа}$$



у  $n$  димензионом простору резидуала;  $\gamma_j(z)$  – динамика одзива за коју је битно да за сваки елемент резидуалног вектора буде иста, да би дирекциони вектор у одзиву на  $j$ -ти отказ стално имао исти правац дефинисан вектором  $\beta_j$ .

Релација (4.3.1) се може написати у облику:

$$r(k/p_j) = z_{F,j}(z)p_j(k), \quad (4.3.2)$$

где је  $z_{F,j}(z) = \beta_j \gamma_j(z)$  векторска спецификација одзива на  $j$ -ти отказ.

Број отказа  $\rho$ , за које се могу пројектовати векторски независни дирекциони правци одзива је одређен условима [15]:

$$1) \text{Rank } S_F(z) = \rho, \quad 2) \rho \leq \mu, \quad 3) n \geq \rho. \quad (4.3.3)$$

За систем мотор - појачавач укупан број отказа је  $\rho_F = 5$ , број излаза система је  $\mu = 3$  и такође важи да је  $\text{Rank } S_F(z) = 3$ . Према (4.3.3) максимални број отказа за које се могу пројектовати независни дирекциони правци одзива је  $\rho = 3$ . Сходно томе, дизајн дирекционих резидуала са независним дирекционим правцима одзива за свих пет отказа није могућ. Такође на основу услова 3), најједноставније решење за избор димензије простора резидуала је  $n = 3$ .

На основу претходног, за изабрана три отказа се може усвојити нпр. ортогонална спецификација одзива у облику  $Z(z) = I$ . Дирекциони правци одзива на ова три отказа ће бити независни тј. у правцу три резидуалне осе у тродимензионалном простору резидуала.

Дирекциони резидуали са независним дирекционим одзивима су у пројектовани за прва три отказа. Матрица отказа прва три отказа и матрица спецификација одзива су:

$$S(z) = \begin{bmatrix} M_e(z) & 0 & 1 \\ M_{11}(z)M_e(z) & M_{12}(z) & 0 \\ M_{21}(z)M_e(z) & M_{22}(z) & 0 \end{bmatrix}, \quad Z(z) = I. \quad (4.3.4)$$

Матрица трансформације  $W(z)$  може се одредити из:

$$\mathbf{W}(z) = \mathbf{Z}(z) \cdot \mathbf{T}(z) \cdot \mathbf{S}^{-1}(z), \quad (4.3.5)$$

где је

$$\mathbf{T}(z) = \text{diag}(z^{-1}), \quad (4.3.6)$$

матрица модификације одзива која чини да резидуални генератор буде каузалан. Добијена је матрица трансформације

$$\mathbf{W}(z) = \begin{bmatrix} 0 & 3.5 \frac{(1-0.5751z^{-1})(1+4.85 \cdot 10^{-5} z^{-1})}{1-0.519z^{-1}} & 0.00476 \frac{(1-0.5751z^{-1})(1+0.0076z^{-1})}{1-0.519z^{-1}} \\ 0 & 0.0253(1+0.0076z^{-1}) & -4.18 \cdot 10^{-5}(1-0.983z^{-1}) \\ z^{-1} & -7.41(1+4.85 \cdot 10^{-5} z^{-1}) & -0.01(1+0.0076z^{-1}) \end{bmatrix}. \quad (4.3.7)$$

*Интерна* резидуална форма користи се за дефинисање очекиваних праваца резидуалног вектора у одзиву на одређени отказ. *Интерна* форма резидуала је:

$$\mathbf{r}(k/p_j) = \mathbf{W}(z) \mathbf{s}_{F,j}(z) p_j(k), \quad (4.3.8)$$

где је  $\mathbf{s}_{F,j}(z)$   $j$ -та колона матрице отказа система дата у (4.3.8),  $j = 1, 2, \dots, \rho_F = 5$ .

Може се уочити да се очекивани правци одзива на отказе (правци интерних резидуала) у процесу синтезе резидуала, када вредности отказа нису унапред познате, могу одредити на основу производа:

$$\mathbf{W}(z) \mathbf{s}_{F,j}(z). \quad (4.3.9)$$

Интерне форме дирекционих резидуала за отказе на основу (4.3.7) и (4.3.8) су редом:

$$\mathbf{r}(k/dU_c) = \begin{bmatrix} z^{-1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \Delta U_c(k), \quad \mathbf{r}(k/-dM_o) = \begin{bmatrix} 0 \\ z^{-1} \\ 0 \end{bmatrix} (-\Delta M_o(k)), \quad \mathbf{r}(k/dU_a) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ z^{-1} \end{bmatrix} \Delta U_a(k), \quad (4.3.10)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(k/dI_a) &= \mathbf{W}(z)s_{F,4}(z)\Delta I_a(k) = \\ &= \begin{bmatrix} 3.5 \frac{(1-0.5751z^{-1})(1+4.85 \cdot 10^{-5}z^{-1})}{1-0.519z^{-1}} \\ 0.0253(1+0.0076z^{-1}) \\ -7.41(1+4.85 \cdot 10^{-5}z^{-1}) \end{bmatrix} \Delta I_a(k), \end{aligned} \quad (4.3.11)$$

$$\mathbf{r}(k/dI_a) \approx \begin{bmatrix} 3.5 \\ 0.0253 \\ -7.41 \end{bmatrix} \Delta I_a(k), \quad (4.3.12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(k/dn_o) &= \mathbf{W}(z)s_{F,5}(z)\Delta n_o(k) = \\ &= \begin{bmatrix} 0.00476 \frac{(1-0.5751z^{-1})(1+0.0076z^{-1})}{1-0.519z^{-1}} \\ -4.18 \cdot 10^{-5}(-0.983z^{-1}+1) \\ -0.01(0.0076z^{-1}+1) \end{bmatrix} \Delta n_o(k), \end{aligned} \quad (4.3.13)$$

$$\mathbf{r}(k/dn_o) = \begin{bmatrix} 0.00476 \\ 0 \\ -0.01 \end{bmatrix} \Delta n_o(k). \quad (4.3.14)$$

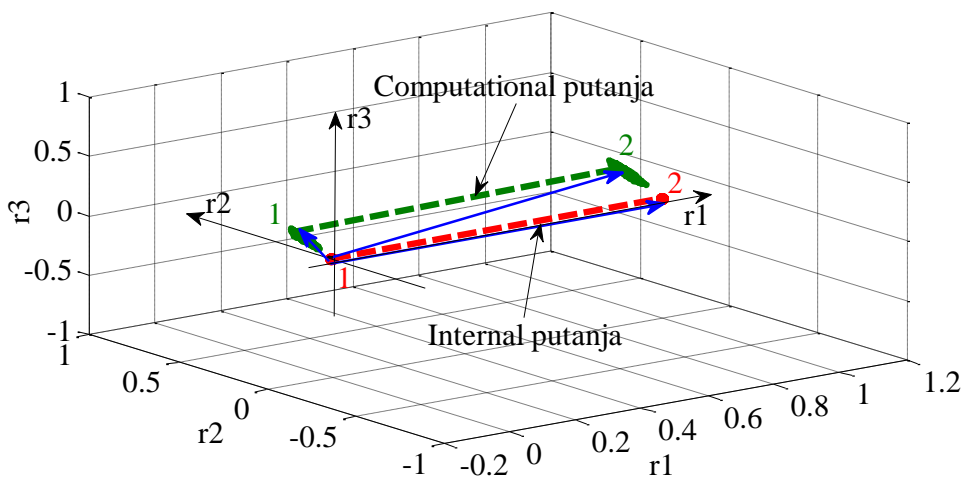
Интерни дирекциони одзиви на прва три отказа, пројектовани у независним правцима резидуалних оса, су истовремено и очекивани правци дирекционог вектора у одзиву на неки од прва три отказа. Добијени изрази за одзиве на последња два отказа су са различитом динамиком за сваки елемент вектора одзива (4.3.11) и (4.3.13). На основу тога се очекује немогућност изолације последња два отказа. Ипак, поједини фактори у одзивима на последња два отказа се могу занемарити јер су блиски нултим вредностима или се могу анулирати јер су приближно једнаки, што резултира векторима са константним коефицијентима у складу са изразима (4.3.12) и (4.3.14), која имају дирекциона својства. Ово значи да се у случају појаве последња два отказа, може очекивати да ће дирекциони вектор заузимати одређени зависан правац у тродимензионалном простору резидуала, дефинисан координатама

вектора одзива све време укључујући и прелазни процес. Према томе, у случају појаве последња два отказа очекује се да ће се исти моћи изоловати.

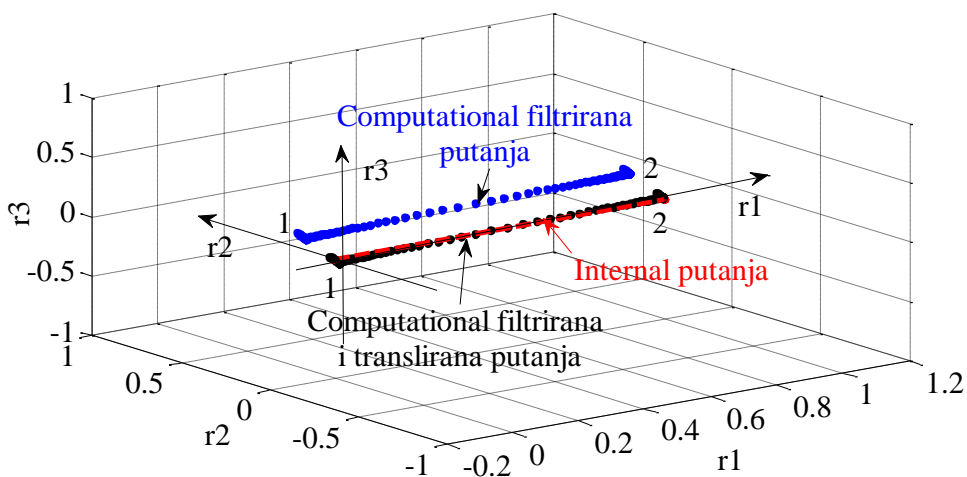
Рачунски дирекциони резидуали су формирану у складу са релацијом:

$$r(k/p_j) = W(z)(y(k) - M(z)u(k)). \quad (4.3.15)$$

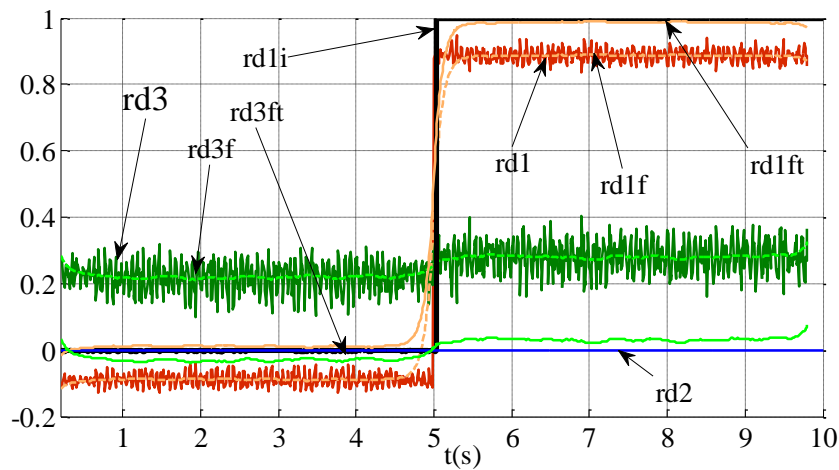
У циљу ефикасније анализе пројектованих дирекционих резидуала на дијаграмима коришћен је 3D приказ као и приказ временске зависности координата дирекционог вектора у одзивима на поједине отказе.



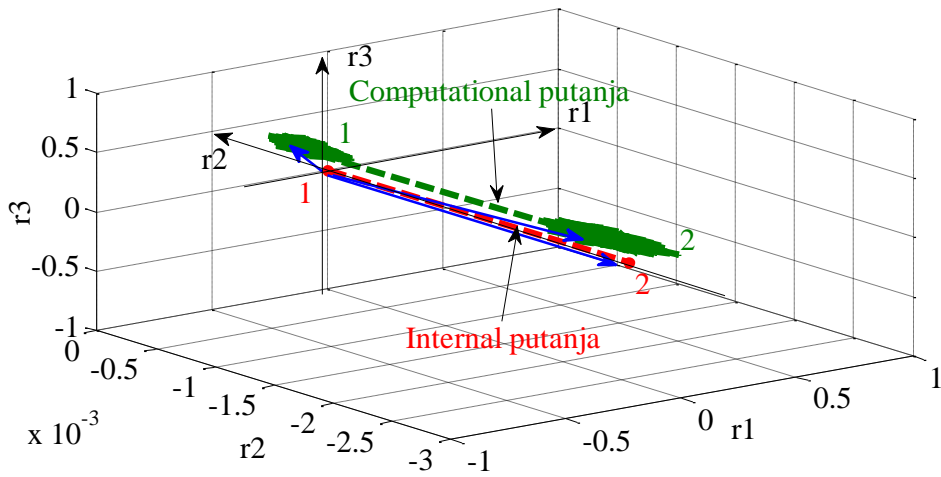
Сл. 4.59 Рачунске и интерне путање при  $\Delta U_c$



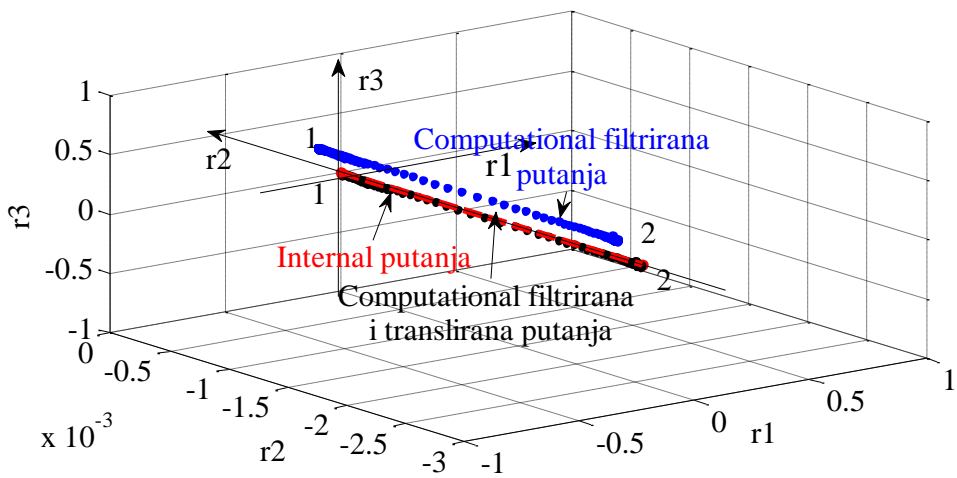
Сл. 4.60 Рачунска филтрирана и транслирана путања при  $\Delta U_c$



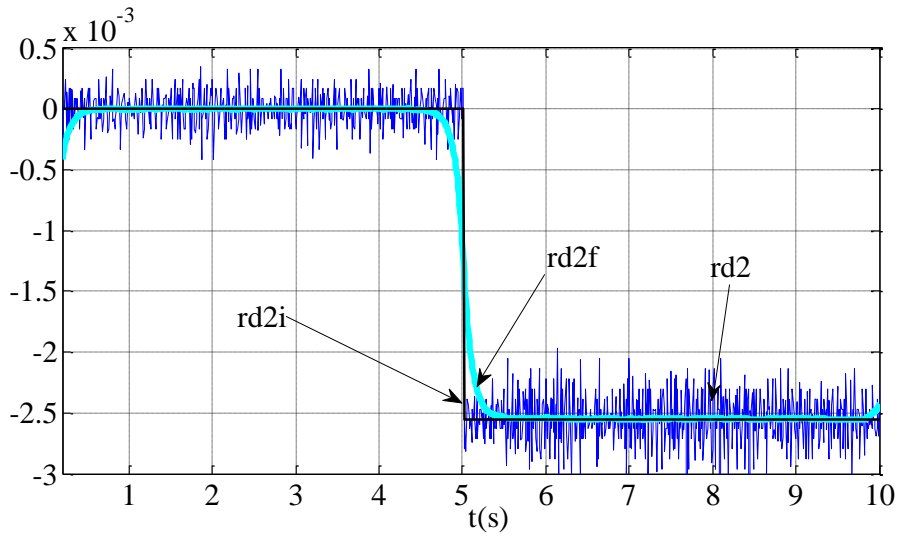
Сл. 4.61 Координате дирекционог вектора при одзиву на отказ  $\Delta U_c$



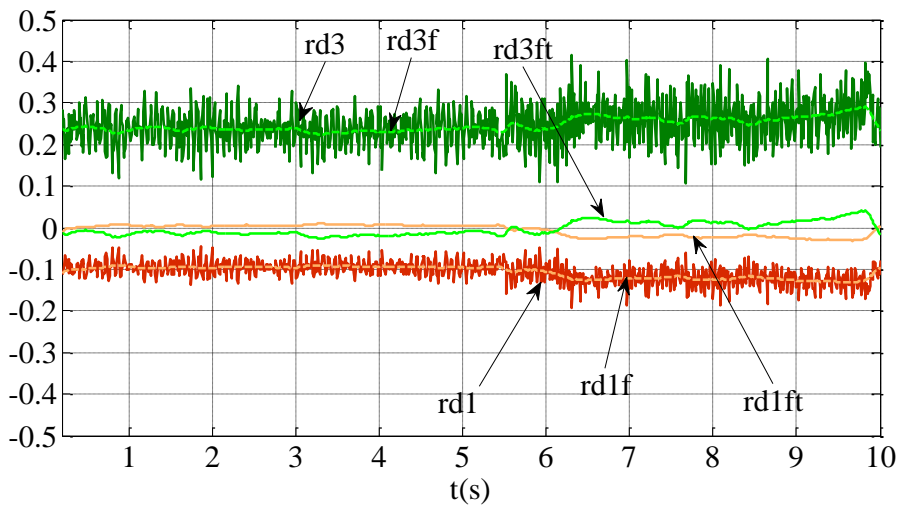
Сл. 4.62 Рачунске и интерне путање при  $-\Delta M_o$



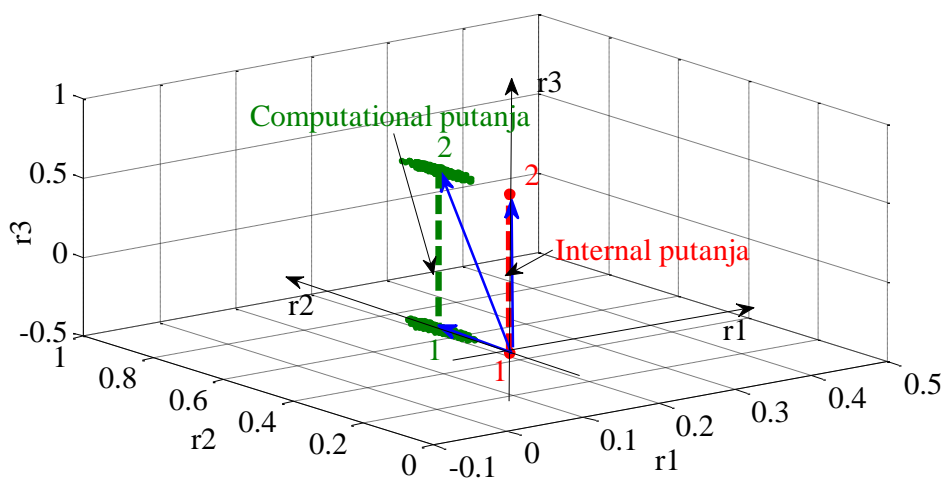
Сл. 4.63 Рачунска филтрирана и транслирана путања при  $-\Delta M_o$



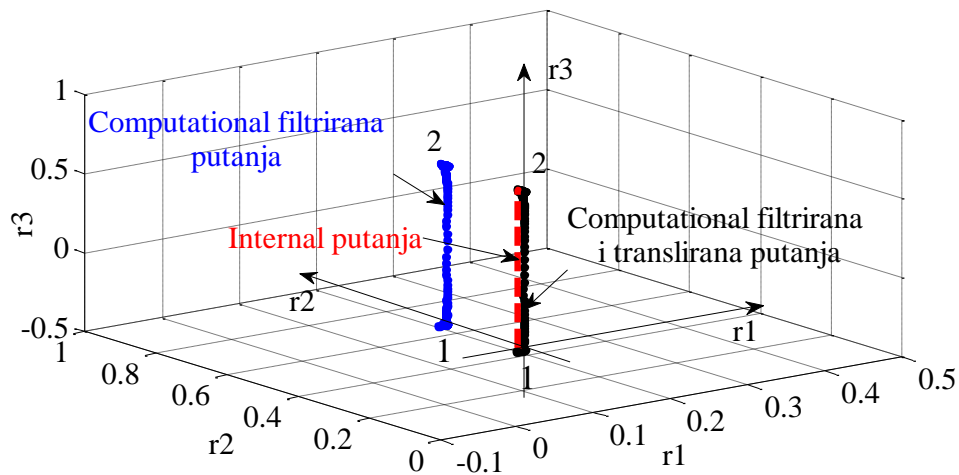
Сл. 4.64 Друга координата дирекционог вектора у одзиву на отказ  $-\Delta M_o$



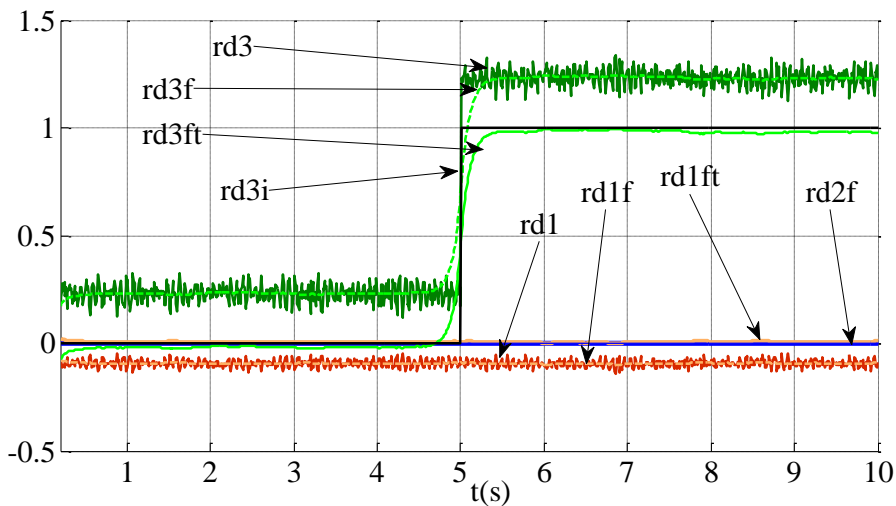
Сл. 4.65 Прва и трећа координата дирекционог вектора у одзиву на отказ  $-\Delta M_o$



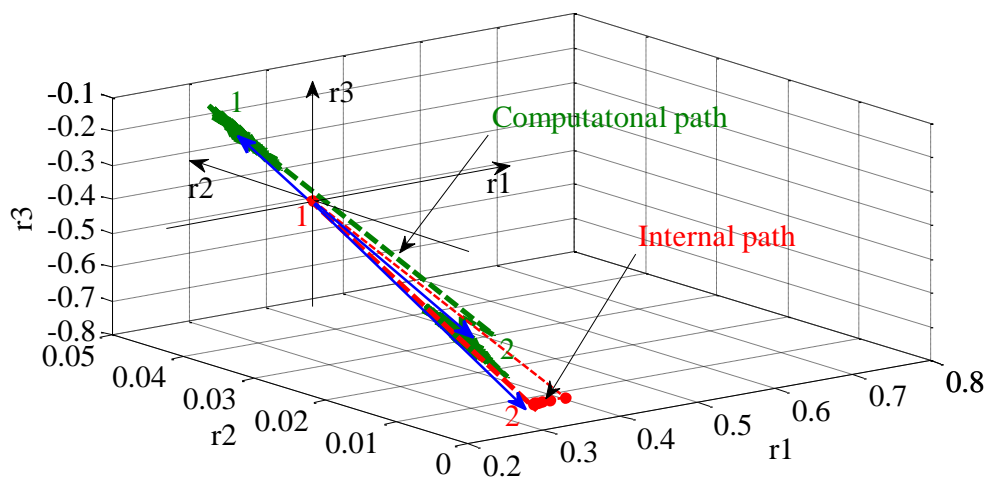
Сл. 4.66 Рачунске и интерне путање при  $\Delta U_a$



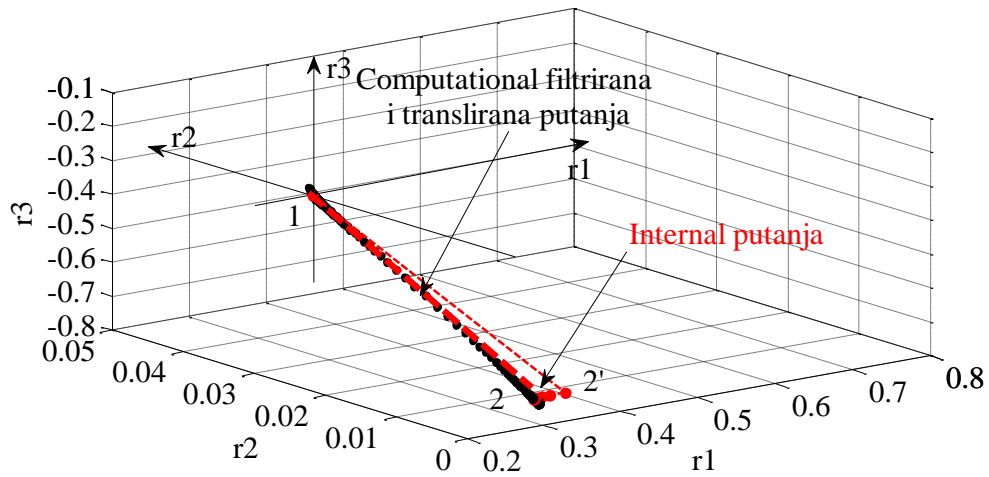
Сл. 4.67 Рачунска филтрирана и транслирана путања при  $\Delta U_a$



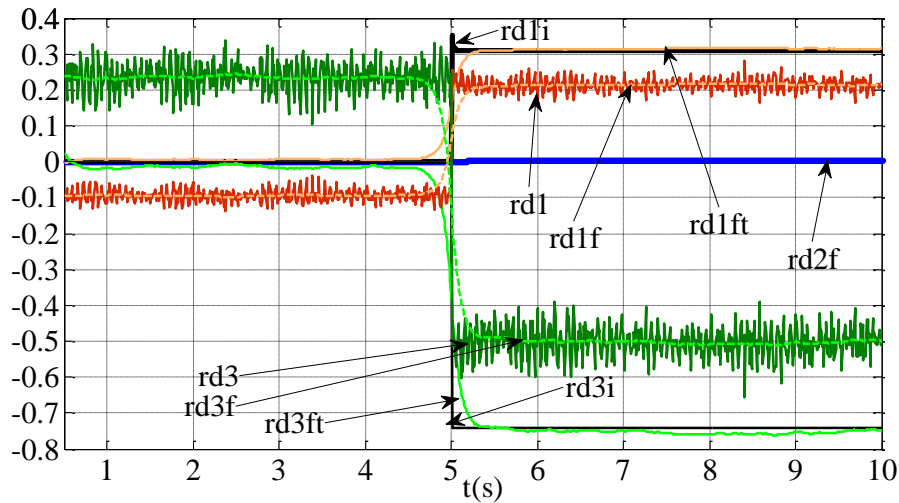
Сл. 4.68 Координате дирекционог вектора у одзиву на отказ  $\Delta U_a$



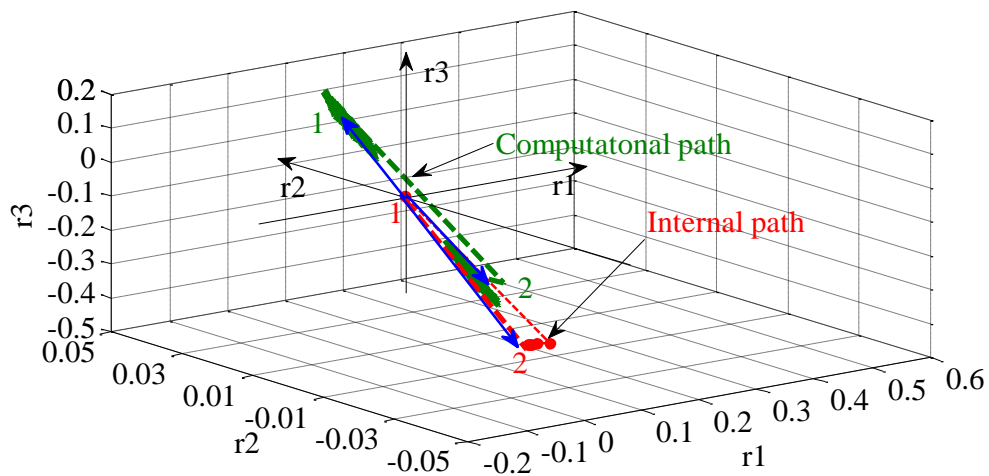
Сл. 4.69 Рачунске и интерне путање при  $\Delta I_a$



Сл. 4.70 Рачунска филтрирана и транслирана путања при  $\Delta I_a$

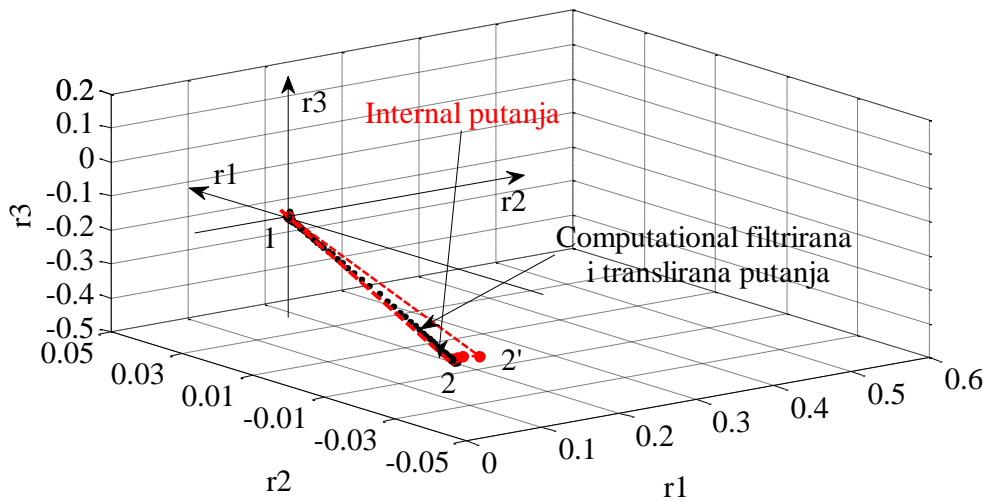


Сл. 4.71 Координате дирекционог вектора у одзиву на отказ  $\Delta I_a$

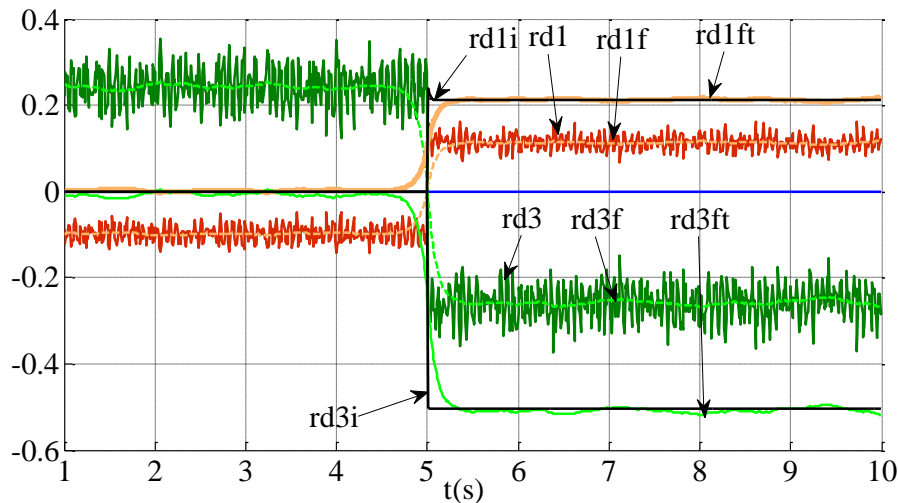


Сл. 4.72 Рачунске и интерне путање при  $\Delta n_o$





Сл. 4.73 Рачунска филтрирана и транслирана путања при  $\Delta n_0$



Сл. 4.74 Координате дирекционог вектора у одзиву на отказ  $\Delta n_0$

На основу временског приказа координата рачунског дирекционог резидуалног вектора у ознаци  $r_{d1}$ ,  $r_{d2}$ ,  $r_{d3}$ , евидентно је да су контаминирани шумом велике варијансе и да су координате пре настанка отказа ненулта, средње вредности око  $(-0.1, 0, 0.25)$ , Сл. 4.61, Сл. 4.64, Сл. 4.65, Сл. 4.68, Сл. 4.71, Сл. 4.74. На 3D приказима на Сл. 4.59, Сл. 4.62, Сл. 4.66, Сл. 4.69, Сл. 4.72. ефекат шума је видљив као већа група тачака у положајима рачунског дирекционог вектора пре отказа 1 и по настанку отказа 2. Због ненулта координата дирекционог вектора пре настанка отказа (положај 1), резидуални вектор по настанку отказа мења правац из положаја 1 у положај 2, што резултира немогућности изолације отказа. Евидентно је да правац 2 рачунског

дирекционог вектора одступа од очекиваног правца одговарајућег интерног резидуалног вектора.

Да би се избегла варијација координата у појединим стањима, резидуали се филтрирају. Елиминација утицаја поремећаја изазваног присуством *Coulomb*-овог трења као и грешке моделовања услед променљивог коефицијента вискозног трења, који узрокују ненулта положаје резидуалних вектора пре  $5s$ , се изводи транслирањем координата и то:  $r_{d1}$  за  $+0.1$  и  $r_{d3}$  за  $-0.25$ . Филтрирани и транслирани *рачунски* резидуали су 3D приказом представљени на Сл. 4.60, Сл. 4.63, Сл. 4.67, Сл. 4.70, Сл. 4.73. Филтриране координате резидуала у временском домену су на Сл. 4.61, Сл. 4.64, Сл. 4.65, Сл. 4.68, Сл. 4.71, Сл. 4.74 назначене симболима  $r_{dif}$ ,  $r_{d2f}$ ,  $r_{d3f}$ , а филтриране а потом и транслиране ознакама  $r_{dif t}$ ,  $r_{d2f t}$ ,  $r_{d3f t}$ .

Филтрирани а затим и транслирани резидуали пре појаве отказа имају приближно нулта координате, а по настанку отказа координате одговарајућих интерних форми и то:  $(1, 0, 0)$ ,  $(0, -2.55 \cdot 10^{-3}, 0)$ ,  $(0, 0, 1)$ ,  $(0.3, 0, -0.75)$  и  $(0.2, 0, -0.5)$  тј. заузимају исти положај као одговарајући интерни резидуали на 3D приказу. Код последња два отказа  $\Delta I_a$ ,  $\Delta I_l$ , то је положај стационарног стања интерних резидуала, који настаје већ у  $5.1s^{\dagger}$  Пошто сви дирекциони *рачунски* вектори имају константе правце током времена, који одговарају референтним и стационарним правцима *интерног* дирекционог вектора, сви поменути откази су се након детекције могли и изоловати.

---

<sup>†</sup> У тренутку настанка отказа  $\Delta I_a$  и  $\Delta I_l$  у  $5s$ , само прва интерна координата у ознаци  $r_{d1i}$  има кратак прелазни процес у трајању од око  $0.1s$ , током кога су њене вредности нешто веће од вредности у стационарном стању Сл. 4.71 и Сл. 4.74. Ово је последица реалне форме ове координате приказане релацијама (4.3.11) и (4.3.13). Друга координата интерног дирекционих вектора у ознаци  $r_{d2i}$  је приближно нулта, а трећа у ознаци  $r_{d3i}$  има константу вредност током трајања отказа. Ова краткотрајна промена прве координате интерног резидуала током прелазног процеса на 3D приказима на Сл. 4.70 и Сл. 4.73 уочљива је као померај интерног дирекционог вектора из положаја 2' у положај 2 који одговара стационарном стању. Управо је ова незнатна промена само прве координате током краткотрајног прелазног процеса, доказ оправданости претпоставке да се интерни резидуали последња два отказа могу сматрати константним.

У лабораторији је понављан велики број експеримената у различитим радним условима и закључак је да се очекује релативно мало одступање резидуала од добијених тако да се применом транслације истих за већ дефинисане вредности, могу остварити задовољавајуће перформансе система за детекцију и изолацију отказа. На тај начин ће резидуали одвојити од поремећаја и систем постати робусан на грешке моделовања.

Примењене технике филтрирања резидуала за елиминисање ефекта шума и транслације резидуала за одвајање резидуала од поремећаја, се генерално могу применити на системе са константним поремећајима у присуству грешака моделовања. Ако је природа поремећаја другачија, намеће се примена неких других доступних техника за одвајање поремећаја од модела система. Међу техникама детекције и изолације отказа заснованих на моделу, издвајају се приступи попут: дизајна дијагностичких опсервера са "непознатим улазом" [49], [51] који се може користити за одвајање резидуала од ограниченог броја поремећаја, векторски приступ при изолацији сензорских отказа, пројектовање робусних филтара за FD [52], динамички *parity relation* приступ са пројектованом трансформацијом за одвајање поремећаја [67], [142] или комбинација *parity relation* приступа са другим приступима нпр. са *fuzzy* логиком и модулом за доношење одлуке [101].

Добијени резултати, за посматрани мотор са појачавачем, су изузетно добри, али се на основу њих не може генерализовати закључак у смислу применљивости на остале класе нелинеарних система. Оно што се ипак може закључити јесте да је су наведене методе засигурно примењиве на нелинеарне системе код којих су линеаризовани модели добри репрезенти понашања система у околини номиналног режима. У литератури су доступни различити наслови за потребе детекције отказа у случају појединих класа нелинеарних система [143], [144], [145], [146]. Издвајају се технике које примењују адаптивне опсервере [61], [91], [147], робусне опсервере [148], [149] *sliding mode* опсервере [96], [97], нелинеарне опсервере са непознатим улазом [98], [65], [150], опсервере редукованог реда [151], детекторе на бази *extended* Калмановог филтра [60], [152], парцијалне филтре [153] или неуралне мреже [110], [154], [155].

Напомена: Примена у случају вишеструких отказа

Посматрани пример система у коме је број отказа већи од броја излаза система је тежи са становишта детекције и изолације вишеструких отказа. У том случају се истовремени број отказа у оквиру структурних резидуала решава формирањем и анализом такозване потпуне каноничне структуре. Ограничење у примени потпуне каноничне структуре представља максимални број вишеструких отказа који се могу изоловати а који је за један мањи од броја излаза система.

У анализираном примеру код кога је број излаза три а број отказа пет, максималан број вишеструкости отказа је два. Структурна матрица двоструких отказа формирана на основу потпуне каноничне структуре је облика као на Сл. 4.75.

	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$	$P_1P_2$	$P_1P_3$	$P_1P_4$	$P_1P_5$	$P_2P_3$	$P_2P_4$	$P_2P_5$	$P_3P_4$	$P_3P_5$	$P_4P_5$
$r_1$	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
$r_2$	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
$r_3$	0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
$r_4$	0	1	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
$r_5$	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
$r_6$	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
$r_7$	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
$r_8$	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
$r_9$	1	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
$r_{10}$	1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

Сл. 4.75 Структурна матрица при комбинацији два истовремена отказа

Теоријски би и применом дирекционих резидуала проблем био решив у случају истовремене појаве двоструких отказа, јер се очекује да истовременом појавом отказа  $r_j$  и  $r_k$  резидуални вектор лежи у  $p_j - p_k$  равни. Поступком његовог разлагања на компоненте у правцима које исти заузима код појаве појединачних отказа, теоријски би била могућа и идентификација компонената двоструких отказа. Међутим, примена оваквог става постаје врло непоуздана када се узму у обзир утицај грешака модела, присуство мерног шума и варијетет непознатих интензитета отказа. Врло мало експеримената и резултата се на ову тему може наћи у литератури.

## 5. ПРИМЕНА МЕТОДА ЗА ДЕТЕКЦИЈУ И ИЗОЛАЦИЈУ МУЛТИПЛИКАТИВНИХ ОТКАЗА НА БАЗИ МОДЕЛА НА ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКОМ СИСТЕМУ СА ПОЈАЧАВАЧЕМ

У дисертацији се разматрају мултипликативни откази настали нагло променом неког од параметара појачавача или мотора. Овакав тип отказа је најнезахвалнији за дијагнозу. Класичне технике естимације не дају добре резултате, јер нагла промена једног или више параметара у систему представља иницијатор прелазног процеса. Естимације параметара не прате промену одмах по настанку. Такође се промена једног параметара система у прелазном процесу одражава и на остале параметре. Тако би класичан *off line -batch*, приступ базиран на методи најмањих квадрата (енг. *Least squares algorithm*) при дужини података  $K$  која је реда хиљаде и више, изазвао прелазан процес трајања  $K - 1$  одмерака, што је неприхватљиво дуго. Поред тога, класичан *on-line* приступ, који се заснива на рекурзивној процени параметара (енг. *Recursive least squares algorithm*) има бесконачну меморију, па је при том  $K \rightarrow \infty$ . Нагла промена једног или више параметара би у рекурзивном алгоритму најмањих квадрата иницирала прелазан процес који траје неограничено дуго што би резултирало нетачној процени.

Како би се поменути проблеми превазишли, у процесу идентификације модела примењени су следећи приступи:

- Алгоритам клизног прозора (енг. *Sliding window algorithm*) техника клизног прозора при процени параметара дискретног модела примењена као варијанта методе најмањих квадрата [77].
- Алгоритам клизног интеграла (енг. *Sliding integral algorithm*) техника клизног интеграла при идентификацији континуалних параметара модела. Примењена је у комбинацији са методом најмањих квадрата [118], уз модификације дужине прозора.

Обе технике могу бити реализована *on-line*, али захтевају по деловима *batch* приступ при процени параметара система. Краћа дужина прозора у предложеним алгоритмима уноси мање кашњење у естимацији, али и повећава осетљивост на присуство шума и варијансу у процени параметара.

Такође, додатан захтев представља и неопходност довољне персистентности екситације (*енг. persistent excitation requirement*) да би идентификација параметара била могућа.

## 5.1. МОДЕЛОВАЊЕ ПОЈАЧАВАЧА У ПРИСУСТВУ МУЛТИПЛИКАТИВНИХ ОТКАЗА

На основу модла појачавача (3.2.8) могуће је добити форме погодне за анализу мултипликативних отказа. Примарно занемаривањем индуктивности кола индукта мотора  $L_a$ , па потом свођењем тако добијеног система другог реда на систем првог реда, добија се модел:

$$U_m(s) = \frac{b_{11}s + b_{01}}{a_{11}s + 1} U_c(s) - \frac{b_{02}}{a_{12}s + 1} M_c(s), \quad (5.1.1)$$

где су:

$$\begin{aligned} b_{01} &= \frac{R_{2e}}{R_{1e}} \frac{BR_a + K_e K_T}{B(R_a + R_1) + K_e K_T}, \\ b_{11} &= \frac{R_{2e}}{R_{1e}} \frac{[JR_a + C_8 R_5 (BR_a + K_e K_T)]}{B(R_a + R_1) + K_e K_T}, \\ a_{11} &= \frac{J(R_a + R_1) + C_8 (R_5 + R_{2e}) [B(R_a + R_1) + K_e K_T]}{B(R_a + R_1) + K_e K_T}, \end{aligned} \quad (5.1.2)$$

$$\begin{aligned} b_{02} &= \frac{R_1 K_e}{B(R_a + R_1) + K_e K_T}, \\ a_{12} &= \frac{J(R_a + R_1)}{B(R_a + R_1) + K_e K_T}. \end{aligned} \quad (5.1.3)$$

Занемаривањем и *Coulomb*-овог трења модел постаје:

$$U_m(s) = \frac{b_1 s + b_0}{a_1 s + 1} U_c(s), \quad (5.1.4)$$

$$b_{01} = b_0, \quad b_{11} = b_1, \quad a_{11} = a_1. \quad (5.1.5)$$

Превођењем континуалног модела појачавача у дискретан, при избору периоде одмеравања  $T = 0.01s$ , добија се:

$$U_m(z) = \frac{b_{0d} + b_{1d}z^{-1}}{1 + a_{1d}z^{-1}} U_c(z), \quad (5.1.6)$$

при чему су параметри у (5.1.6) резултат дискретизације модела:

$$\begin{aligned} b_{0d} &= b_1/a_1, \\ b_{1d} &= b_0(1 - e^{-T/a_1}) - b_1/a_1, \\ a_{1d} &= e^{-T/a_1}. \end{aligned} \quad (5.1.7)$$

## 5.2. АЛГОРИТМИ ДЕТЕКЦИЈЕ МУЛТИПЛИКАТИВНИХ ОТКАЗА

### 5.2.1. АЛГОРИТАМ КЛИЗНОГ ПРОЗОРА

Алгоритам клизног прозора (енг. *Sliding window algorithm*) представља методу естимације параметара дискретног модела. У ствари, овај алгоритам је варијанта алгоритма најмањих квадрата, при чему је дужина података алгоритма  $K$ , релативно мала.

Ако се модел система са једним улазом и излазом напише у облику:

$$y(k) = \frac{b_{0d} + b_{1d}z^{-1} + b_{2d}z^{-2} + \dots + b_{\nu d}z^{-\nu}}{1 + a_{1d}z^{-1} + a_{2d}z^{-2} + \dots + a_{\nu d}z^{-\nu}} u(k), \quad (5.2.1)$$

где су:

-  $u(k) = U_c(k)$  улаз система,

-  $y(k) = U_m(k)$  излаз система,

-  $\nu$  ред система,

могуће је дефинисати вектор регресије

$$\boldsymbol{\varphi}'(k) = [u(k) \dots u(k - \nu); -y(k - 1) \dots -y(k - \nu)], \quad (5.2.2)$$

и вектор параметара

$$\boldsymbol{\pi} = [b_{0d} \quad b_{1d} \quad b_{2d} \quad \dots \quad b_{\nu d}; \quad a_{1d} \quad a_{2d} \quad \dots \quad a_{\nu d}]'. \quad (5.2.3)$$

Процена параметара применом методе најмањих квадрата се даје у виду

$$\hat{\boldsymbol{\pi}}(k, K) = \left[ \sum_{j=0}^{K-1} \boldsymbol{\varphi}(k-j)\boldsymbol{\varphi}'(k-j) \right]^{-1} \left[ \sum_{j=0}^{K-1} \boldsymbol{\varphi}(k-j)y(k-j) \right], \quad (5.2.4)$$

тј.

$$\hat{\pi}(k, K) = [\Phi'(k, K)\Phi(k, K)]^{-1} \Phi'(k, K)Y(k, K), \quad (5.2.5)$$

где је:

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi'(k) \\ \vdots \\ \varphi'(k - K + 1) \end{bmatrix}, Y = \begin{bmatrix} y(k) \\ \vdots \\ y(k - K + 1) \end{bmatrix}, \quad (5.2.6)$$

$k$  тренутак естимације, а  $K$  дужина података у алгоритму.

При естимацији параметара у циљу детекције и анализе мултипликативних отказа, прелазни процес након скока параметара траје  $K - 1$  одмерака. Према томе, и одлука о изолацији мултипликативних отказа касни бар  $K - 1$  одмерака. Из овог разлога се мора ограничити дужина прозора у Алгоритму најмањих квадрата  $K$ , чиме се и прелази на Алгоритам клизног прозора. Краћа дужина прозора  $K$ , уноси мање кашњење, али и повећава осетљивост на присуство шума и варијансу у процени параметара. Такође, додатан захтев представља и неопходност увођења довољно информативног улазног сигнала [156], да би естимација параметара била могућа.

## 5.2.2. АЛГОРИТАМ КЛИЗНОГ ИНТЕГРАЛА

Релације између стварних физичких параметара и параметара дискретног модела су обично комплексне и нелинеарне. Након поступка дискретне естимације, неопходне су додатне процедуре како би се ови стварни-физички параметри проценили. Због нелинеарне везе ове процедуре често захтевају додатне апроксимације. Алтернативно решење представља примена техника директне естимације параметара континуалног модела. У многим случајевима, ови параметри су сами физички параметри или нека њихова једноставна комбинација. Мана процедура континуалне естимације је што су знатно комплексније од уобичајених временски дискретних техника. Алгоритам клизног интеграла (енг. *Sliding integral algorithm*) који су први предложили Sagara и Zhao [118] представља једну од техника директне процене параметара континуалног модела.



Клизни интеграл континуалне временске променљиве  $x(t)$  се дефинише изразом:

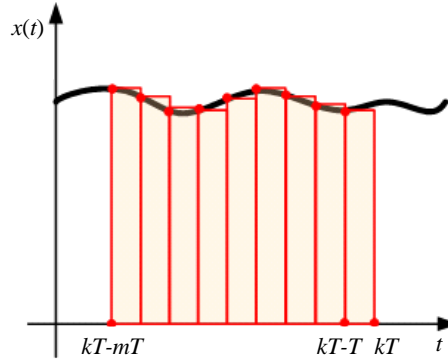
$$I_1[x, k] = \int_{t=kT-mT}^{kT} x(t)dt, \quad (5.2.7)$$

где је  $T$  период одмеравања,  $m$  је дужина прозора изражена у бројевима одмерака. Правоугаоном апроксимацијом (Сл. 5.1) клизни интеграл се може приказати сумом:

$$I_1[x, k] = T \sum_{i=1}^m x(kT - iT) = T \cdot Q(z) \cdot x(k), \quad (5.2.8)$$

где је:

$$Q(z) = (z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-m}). \quad (5.2.9)$$



Сл. 5.1 Правоугаона апроксимација клизног интеграла

Други клизни интеграл је на основу (5.2.8) и (5.2.9)

$$I_2[x, k] = I_1[I_1(x, k'), k] = T^2 \cdot Q^2(z) \cdot x(k). \quad (5.2.10)$$

Слично томе  $j$ -ти клизни интеграл је:

$$I_j[x, k] = T^j \cdot Q^j(z) \cdot x(k). \quad (5.2.11)$$

Сада пошто је:

$$I_1[x^{(j)}, k] = x^{(j-1)}(kT) - x^{(j-1)}(kT-mT), \quad (5.2.12)$$

следи

$$I_1[x^{(j)}, k] = (1 - z^{-m}) \cdot x^{(j-1)}(k). \quad (5.2.13)$$

Са овим, претпостављајући  $j \leq 2$  је

$$I_2[x^{(j)}, k] = I_1[I_1(x^{(j)}, k'), k] = (1 - z^{-m})^2 \cdot x^{(j-2)}(k). \quad (5.2.14)$$

Даље је:

$$I_j[x^{(j)}, k] = (1 - z^{-m})^j \cdot x(k). \quad (5.2.15)$$

Коначно, на основу (5.2.11) и (5.2.15) се добија:

$$I_n[x^{(j)}, k] = I_{n-j}[I_j(x^{(j)}, k'), k] = \rho_j(z) \cdot x(k), \quad (5.2.16)$$

при чему је:

$$\rho_j(z) = T^{n-j} \cdot Q^{n-1} \cdot (1 - z^{-m})^j, \quad j=0, 1, \dots, n. \quad (5.2.17)$$

За временски независне линеарне системе са једним улазом и излазом диференцијална једначина се може написати у облику:

$$y(t) + a^1 \frac{dy(t)}{dt} + \dots + a^n \frac{d^n y(t)}{dt^n} = b^0 u(t) + b^1 \frac{du(t)}{dt} + \dots + b^n \frac{d^n u(t)}{dt^n}. \quad (5.2.18)$$

Применом клизних интеграла  $n$  пута на једначину (5.2.18), добија се:

$$I_n[y, k] + a^1 I_n[y^{(1)}, k] + \dots + a^n I_n[y^{(n)}, k] = b^0 I_n[u, k] + b^1 I_n[u^{(1)}, k] + \dots + b^n I_n[u^{(n)}, k], \quad (5.2.19)$$

са (5.2.16), релација (5.2.19) постаје

$$\rho_0(z)y(k) + a^1 \rho_1(z)y(k) + \dots + a^n \rho_n(z)y(k) = b^0 \rho_0(z)u(k) + b^1 \rho_1(z)u(k) + \dots + b^n \rho_n(z)u(k). \quad (5.2.20)$$

Израз (5.2.20) се може написати и у модификованом облику:

$$v(k) = \Phi'(k) \cdot \Theta, \quad (5.2.21)$$

при чему је:

$$v(k) = \rho_0(z)y(k), \quad (5.2.22)$$

$$\Phi'(k) = [\rho_0(z)u(k) \dots \rho_n(z)u(k); -\rho_1(z)u(k) \dots -\rho_n(z)y(k)], \quad (5.2.23)$$

$$\Theta = [b^0 \dots b^n; a^1 \dots a^n]'. \quad (5.2.24)$$

Ово води алгоритму најмањих квадрата:

$$\Theta = (\Phi' \Phi)^{-1} \Phi' V, \quad (5.2.25)$$

где је:

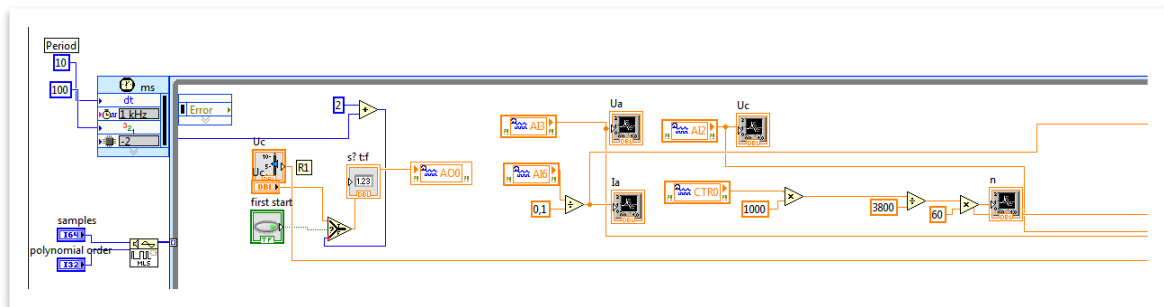
$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi'(k) \\ \vdots \\ \Phi'(k - K + 1) \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} v(k) \\ \vdots \\ v(k - K + 1) \end{bmatrix}. \quad (5.2.26)$$

### 5.3. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ

У циљу илустрације ефикасности у детекцији и изолацији појединих мултипликативних отказа појачавача, параметри појачавача  $R_1$ ,  $R_9$ ,  $R_{12}$ ,  $C_8$  су се појединачно нагло мењали на половини интервала снимања од 20s, применом релејних картица (Сл. 3.5 и Сл. 3.6). И у овој поставци опреме као и код адитивних отказа, развијена су два приступа естимацији параметара.

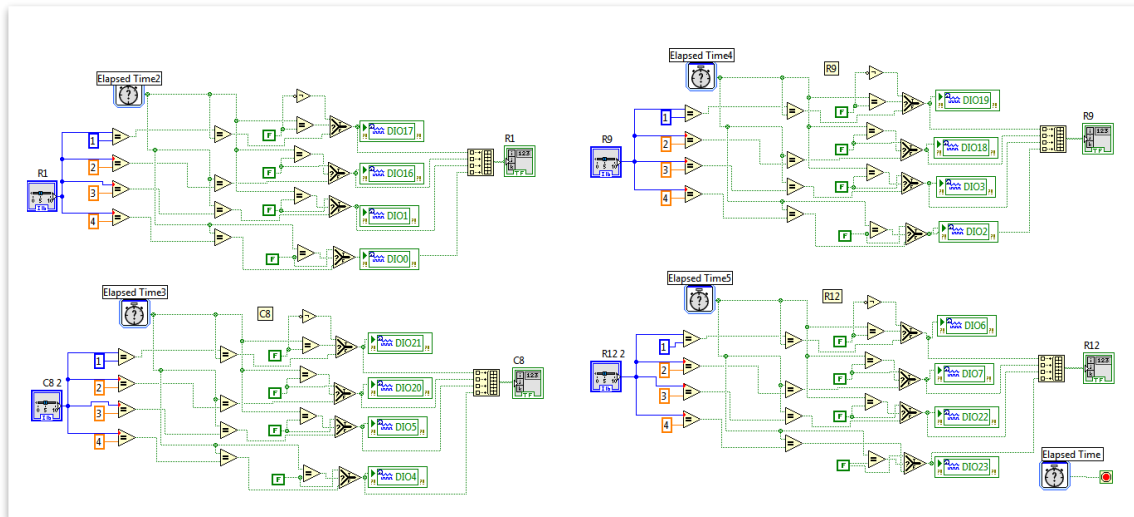
Први приступ би се могао назвати *off-line*, јер је након прикупљања сигнала у LabVIEW окружењу и њиховог памћења у виду текстуалних фајлова, сам процес естимације био *batch* приступ – алгоритам естимације је осмишљен *off-line*, развијањем одговарајућих *m*-фајлова у оквиру програмског пакета MATLAB.

Сл. 5.2 приказује део *Block Diagram*-а LabVIEW кода естимације намењен генерисању улазног PRBS (*Pseudo Random Binary Sequences*) сигнала појачавача  $U_c$ , и мерењу сигнала на излазу појачавача  $U_m$ . Такође је омогућен и мониторинг напона индукта  $U_a$ , струје индукта мотора  $I_a$ , као и брзине мотора  $n$ .



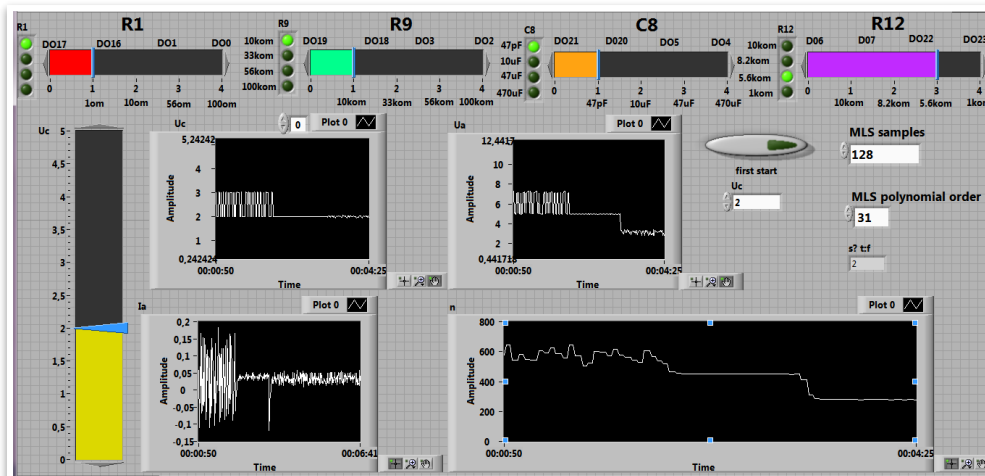
Сл. 5.2 Део *Block Diagram*-а LabVIEW кода за генерисање и снимање сигнала при детекцији мултипликативних отказа

Део *Block Diagram*-а LabVIEW кода естимације, за укључивање задатих параметара појачавача активирањем одговарајућих релеја, чиме се генеришу поједини мултипликативни откази представљен је на Сл. 5.3.



Сл. 5.3 Део Block Diagram-a LabVIEW кода за генерисање мултипликативних отказа појачавача

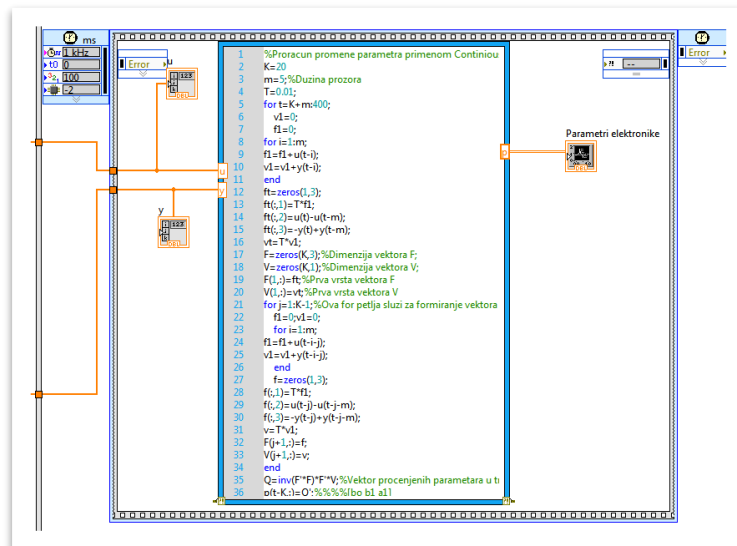
Сл. 5.4 приказује Front Panel LabVIEW кода за естимацију параметара појачавача, са приказима избора параметара појачавача при мултипликативном отказу. Код програма је осмишљен тако да пре настанка отказа, сви параметри буду номинални (положај клизача 1), а да се по тренутку настанка отказа мења један од параметара појачавача. У конкретном примеру то је била отпорност  $R_{12}$  која се са номиналне вредности  $10\text{k}\Omega$  у  $10\text{s}$  аутоматски укључивањем одговарајућег релеја, смањује на вредност  $5.6\text{k}\Omega$  (положај клизача 3).



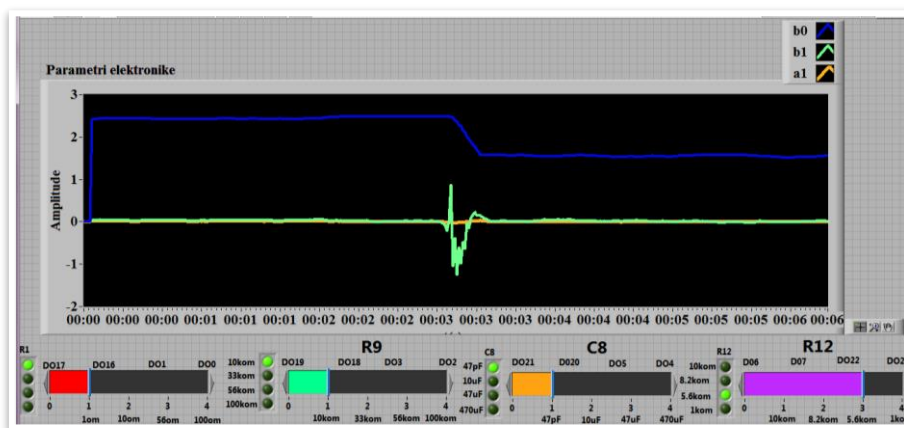
Сл. 5.4 Front Panel LabVIEW кода за идентификацију параметара појачавача

Други приступ детекцији мултипликативних отказа појачавача је комплетно осмишљен у LabVIEW окружењу и може се сматрати делимично

online. Након прикупљања улазно–излазних сигнала Сл. 5.2, Сл. 5.4, при увођењу појединих мултипликативних отказа Сл. 5.3, исти се прослеђују у наредни *Frame*, *Flat sequence* структуре где су у оквиру *MathScript Node* развијени жељени алгоритам дискретне естимације (Алгоритам клизног прозора) или континуалне естимације (Алгоритам клизног интеграла) Сл. 5.5. Процењени параметри појачавача се приказују у оквиру блока *Chart*, LabVIEW кода, Сл. 5.6.



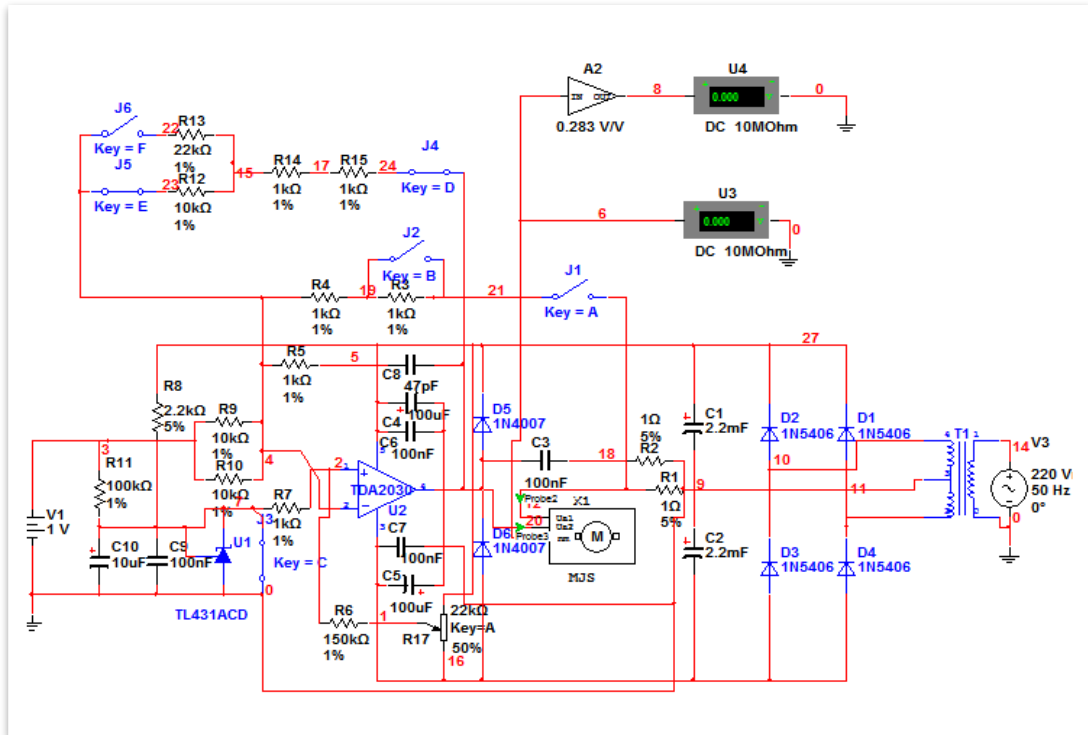
Сл. 5.5 Део Block Diagram-a LabVIEW кода за естимацију параметара применом Алгоритма клизног интеграла



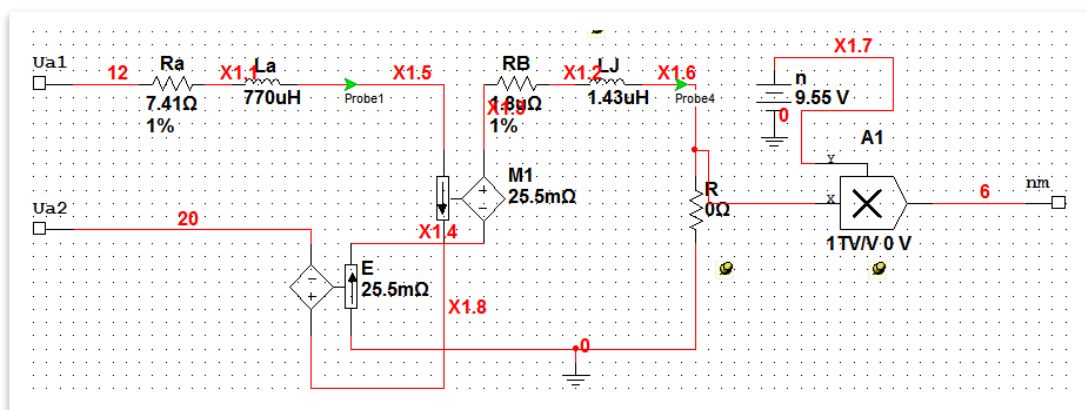
Сл. 5.6 Део Front Panel-a LabVIEW на коме су приказани процењени параметри појачавача применом Алгоритма клизног интеграла

Поступак генерисања мултипликативних отказа мотора – промене: отпорности индукта  $R_a$ , момента инерције  $J$  и коефицијента вискозног

трења мотора  $B$ , реализован је на нивоу симулација у *Multisim* окружењу и моделима појачавача са Сл. 5.7 тј. мотора са Сл. 5.8. При том је улазни сигнал естимација био такође PRBS управљачки напон  $U_c$ , док је напон на излазу појачавача  $U_m$ , регистрован у оквиру опције *Parameter Sweep*. Коришћена је чињеница да се параметри мотора осликавају на модел електронског појачавача.



Сл. 5.7 Multisim модел електронског појачавача



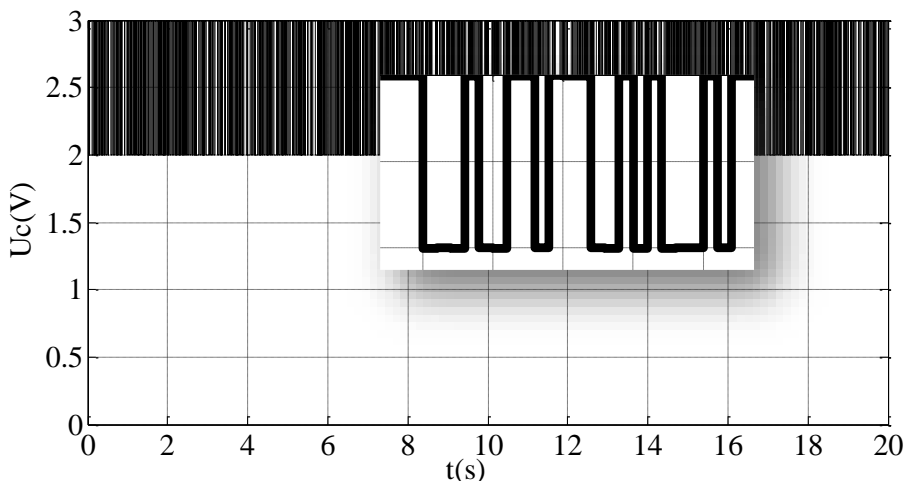
Сл. 5.8 Multisim модел мотора једносмерне струје

### 5.3.1. УЛАЗНО–ИЗЛАЗНИ СИГНАЛИ ПРИ МУЛТИПЛИКАТИВНИМ ОТКАЗИМА

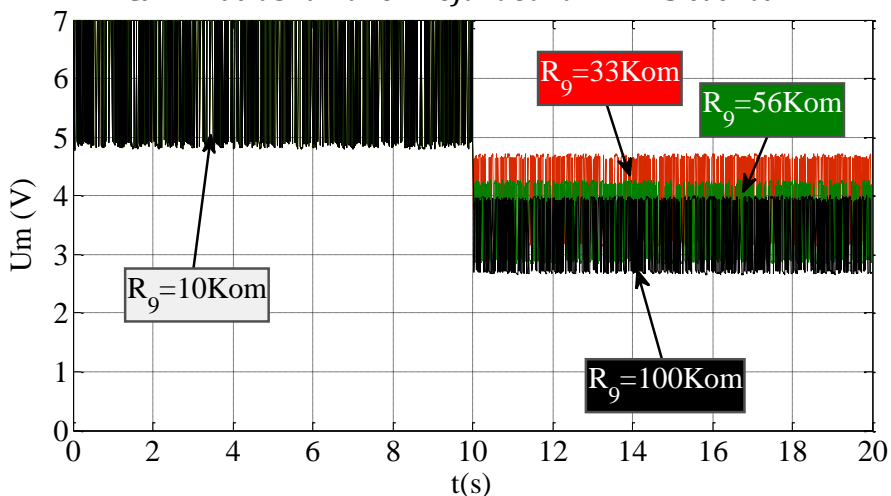
Естимација параметара при наглој појави мултипликативних отказа захтева довољно информативан улазни сигнал (*енг. sufficiently exciting*), како би јединствен сет параметара произашао из процеса естимације. У LabVIEW експериментима је примењен *Pseudo Random Binary Sequences* (PRBS), популаран сигнал при идентификацији динамике система, доступан у библиотекама многих софтверских алата.

PRBS сигнал средње вредности 2.5V генерисан применом LabVIEW пакета, приказан је на Сл. 5.9 и примењен на улазу електронског појачавача.

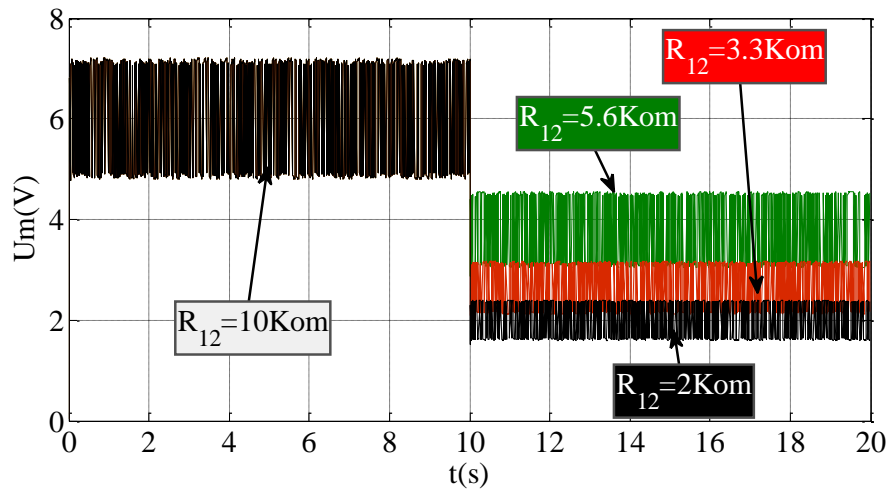
Дијаграми на Сл. 5.10–Сл. 5.17 приказују излазни напон појачавача у трајању од 20s, при чему су индивидуални мултипликативни откази настајали нагло у 10s.



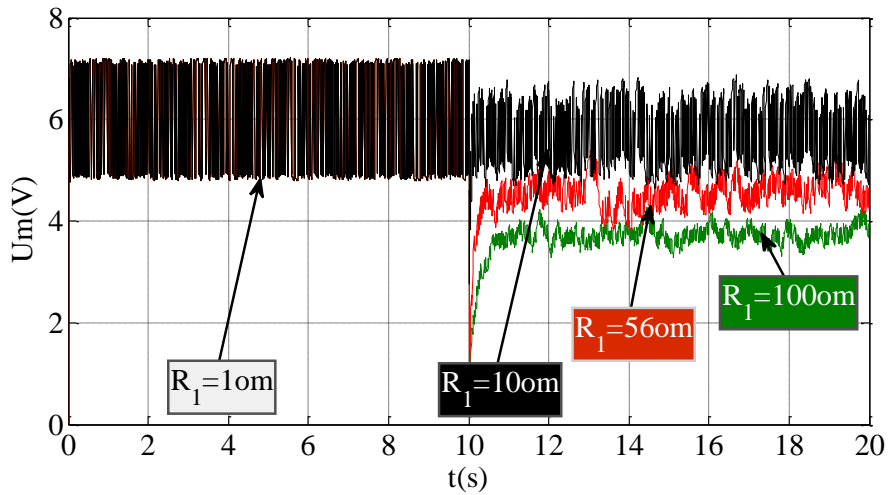
Сл. 5.9 Улазни напон појачавача – PRBS сигнал



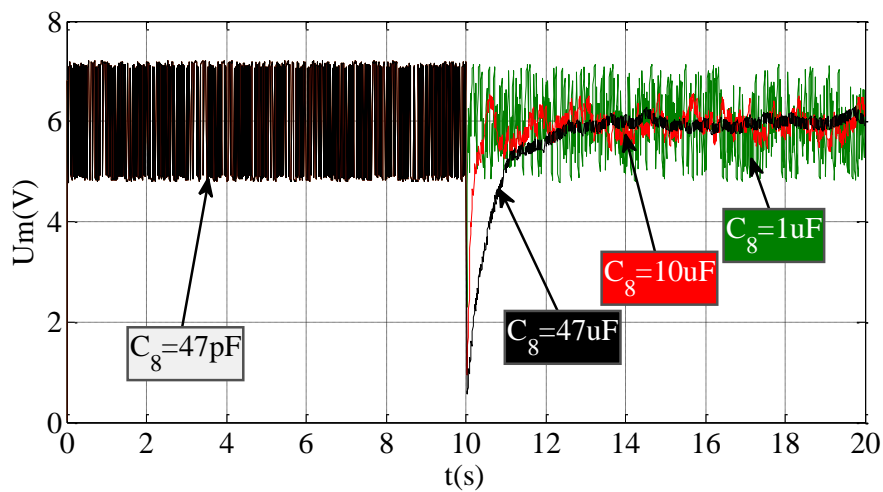
Сл. 5.10 Излазни напон појачавача при промени  $R_9$  у 10s



Сл. 5.11 Излазни напон појачавача при промени  $R_{12}$  у 10s

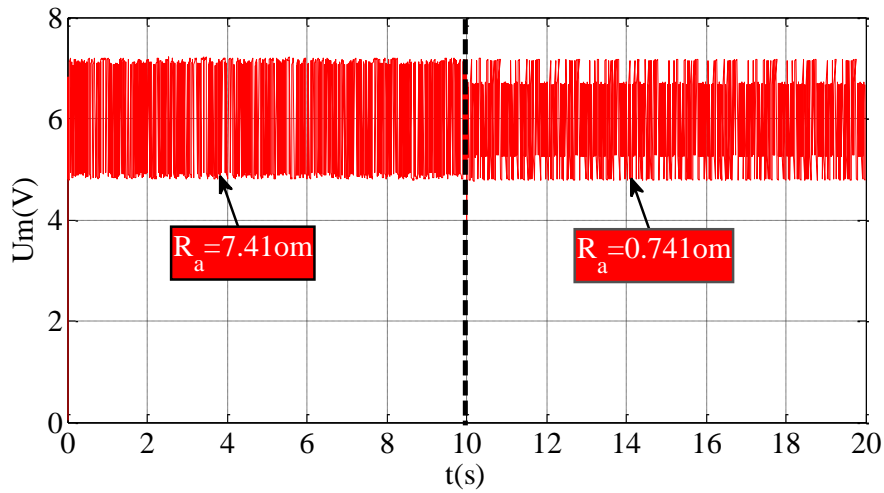


Сл. 5.12 Излазни напон појачавача при промени  $R_1$  у 10s

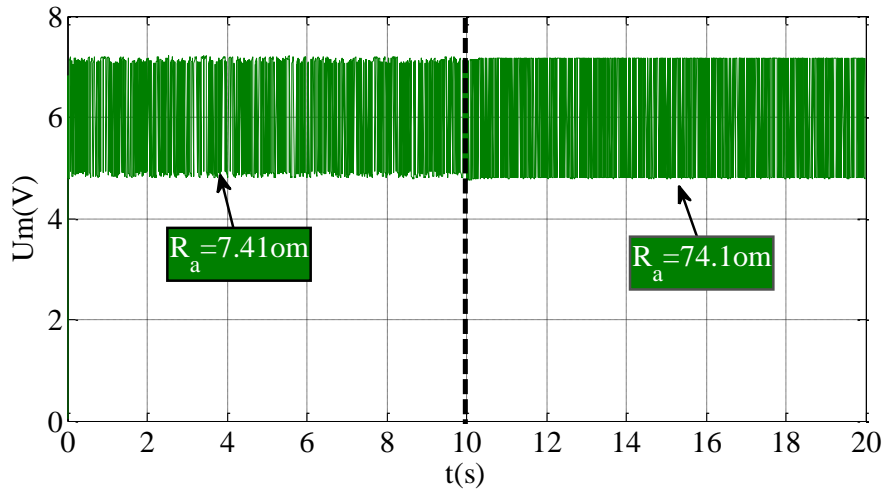


Сл. 5.13 Излазни напон појачавача при промени  $C_8$  у 10s

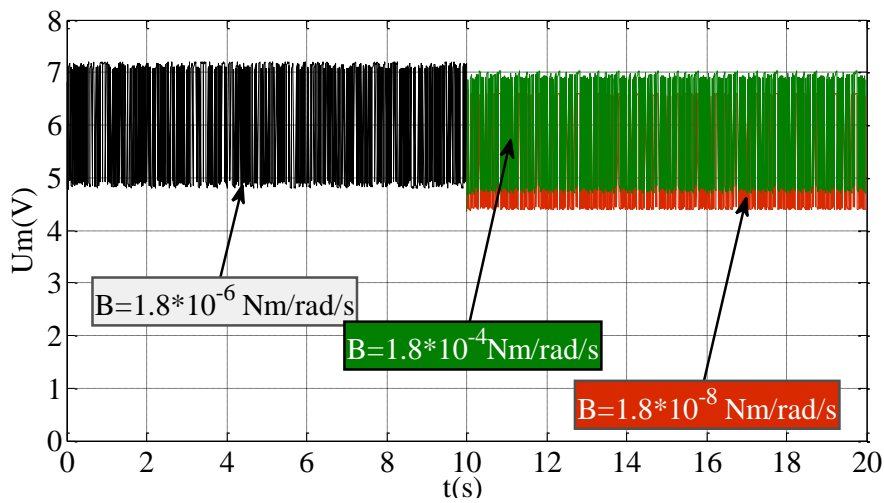




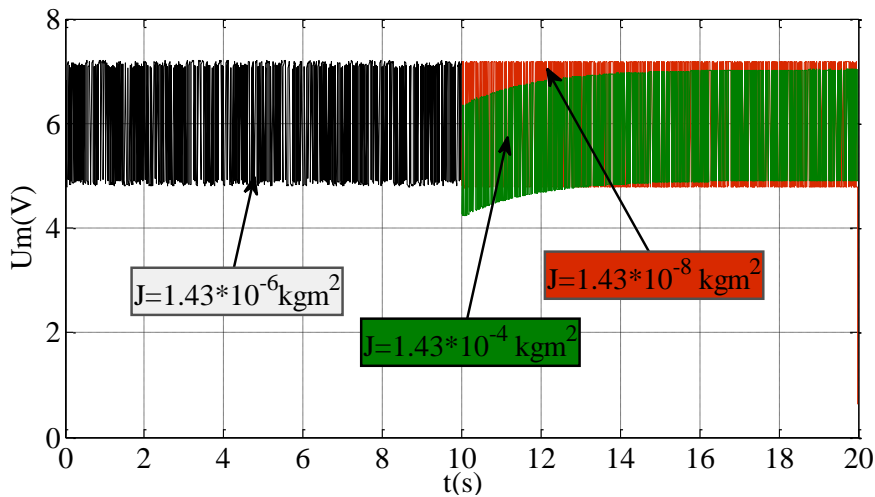
Сл. 5.14 Излазни напон појачавача при отказу  $R_a = 0.741 \Omega$  у 10s



Сл. 5.15 Излазни напон појачавача при отказу  $R_a = 74.1 \Omega$  у 10s



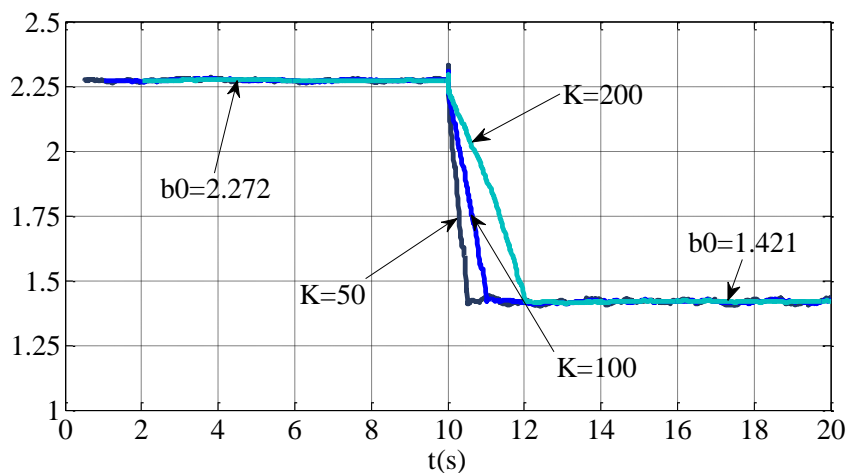
Сл. 5.16 Излазни напон појачавача при промени  $B$  у 10s



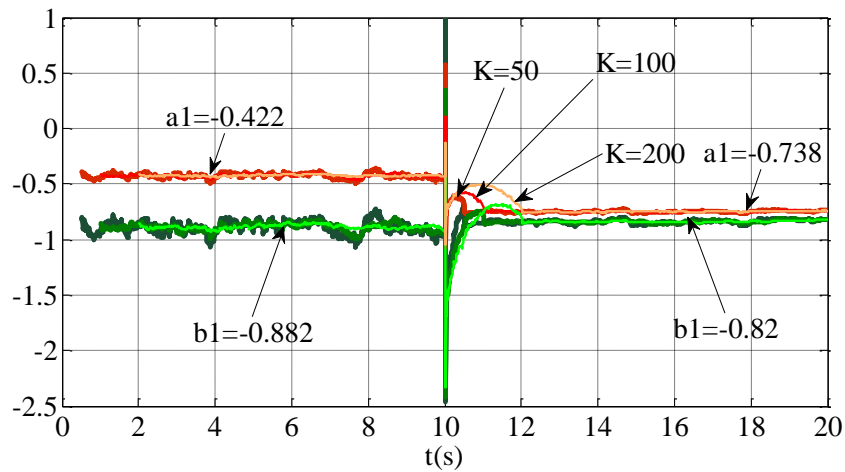
Сл. 5.17 Излазни напон појачавача при промени  $J$  у 10s

### 5.3.2. АЛГОРИТАМ КЛИЗНОГ ПРОЗОРА

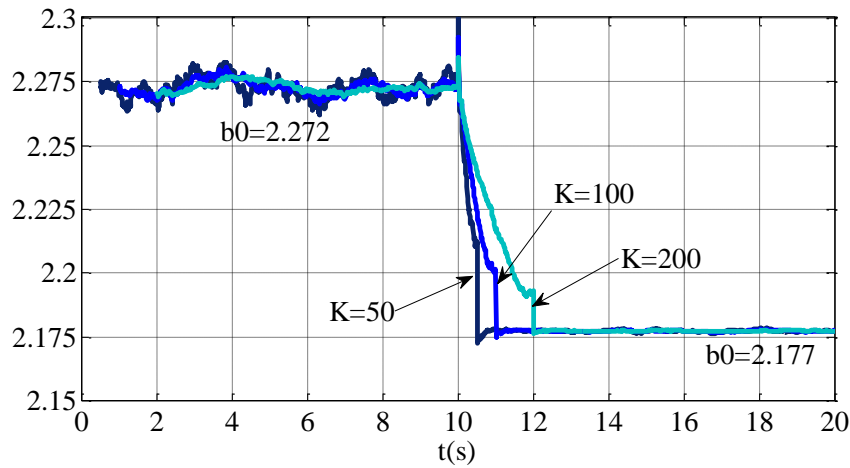
На предстојећим дијаграмима приказан је изабран део резултата примене Алгорита клизног прозора у ознаци SW (енг. *Sliding window*)– процена параметара појачавача за различите селекције дужине прозора  $K$ , при чему су одговарајући мултипликативни откази наступали нагло у 10s. При томе, Сл. 5.18 и Сл. 5.19 одговарају једном изабраном мултипликативном отказу на појачавачу (услед нагле промене отпорности  $R_1$ ) а Сл. 5.20 и Сл. 5.21 једном изабраном мултипликативном отказу мотора (услед нагле промене коефицијента вискозног трења  $B$ ).



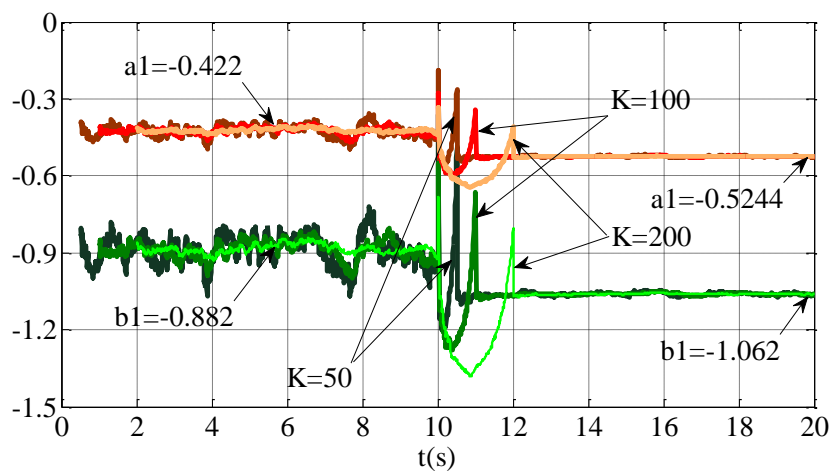
Сл. 5.18 SW процене параметара  $b_0$  при промени  $R_1$  од  $R_1 = 1 \Omega$  на  $R_1 = 10 \Omega$  у 10s



Сл. 5.19 SW процене параметара  $a_1$ ,  $b_1$  при промени  $R_1$  од  $R_1 = 1 \Omega$  на  $R_1 = 10 \Omega$  у 10s



Сл. 5.20 SW процене параметара  $b_0$  при промени  $B$  од  $B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$  на  $B = 1.8 \cdot 10^{-5} \text{ kgm}^2$  у 10s



Сл. 5.21 SW процене параметара  $a_1$ ,  $b_1$  при промени  $B$  од  $B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$  на  $B = 1.8 \cdot 10^{-5} \text{ kgm}^2$  у 10s

Добијени графички резултати естимације показали су да нагла промена параметара појачавача или мотора представља иницијатор прелазног процеса у идентификационом алгоритму трајања  $K - 1$  одмерака. Зато је избор краће дужине прозора  $K$ , подеснији са становишта кашњења при детекцији. Такође очигледно и да се са смањењем дужина прозора, повећава варијанса естимација и осетљивост на присуство шума. У приказаним експериментима коришћени су избори  $K = 50$ ;  $K = 100$ ;  $K = 200$ . Пошто је периода одмеравања  $T = 10\text{ms}$ , примењене дужине прозора одговарале су прелазним процесима трајања  $0.49\text{s}$ ,  $0.99\text{s}$ ,  $1.99\text{s}$ . У конкретном примеру као најоптималнији се показао избор  $K = 100$ .

Табела 5.1–Табела 5.4 приказују комплетне резултате примене Алгоритма клизног прозора за различите мултипликативне отказе четири параметара појачавача  $R_1$ ,  $R_9$ ,  $R_{12}$ ,  $C_8$ , и различите мултипликативне отказе три параметара мотора  $R_3$ ,  $J$ ,  $B$ .

Табела 5.1 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног прозора при мултипликативним отказима на  $R_1$  и  $R_9$

$R_1 = 1 \Omega$				$R_9 = 10\text{k}\Omega$			
отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$	отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$
10 $\Omega$	1.421	-0.82	-0.738	33 $\text{k}\Omega$	1.488	-0.5	-0.373
56 $\Omega$	0.472	-0.279	-0.896	56 $\text{k}\Omega$	1.337	-0.412	-0.35
100 $\Omega$	0.29	-0.18	-0.925	100 $\text{k}\Omega$	1.258	-0.359	-0.316

Табела 5.2 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног прозора при мултипликативним отказима на  $R_{12}$  и  $C_8$

$R_{12} = 10\text{k}\Omega$				$C_8 = 47\text{pF}$			
отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$	отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$
2 $\text{k}\Omega$	0.757	-0.368	-0.514	1 $\mu\text{F}$	1.148	-0.013	-0.526
3.3 $\text{k}\Omega$	1	-0.458	-0.492	10 $\mu\text{F}$	0.312	-0.142	-0.929
5.6 $\text{k}\Omega$	1.434	-0.784	-0.572	47 $\mu\text{F}$	0.21	-0.168	-0.982

Табела 5.3 Процена параметара појачавача применом Алгорита клизног прозора при мултипликативним отказима на  $R_a$  и  $J$

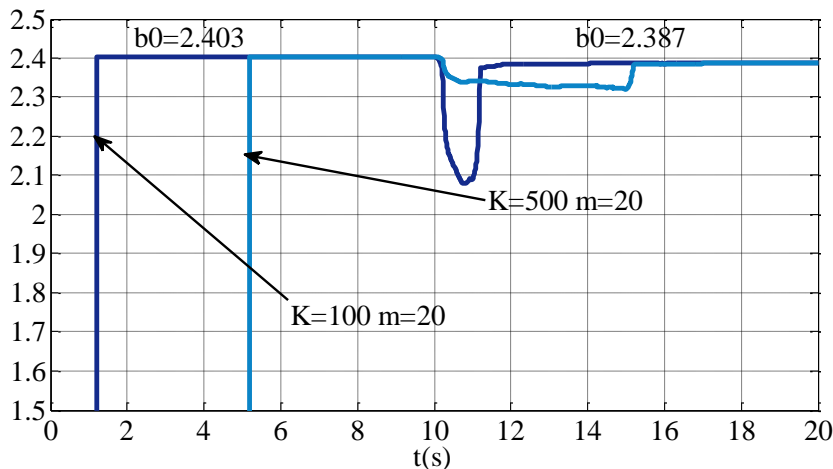
$R_a = 7.41 \Omega$				$J = 1.43 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$			
отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$	отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$
$0.741 \Omega$	1.9	0.356	-0.06	$1.43 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$	2.12	-2.13	-1
$74.1 \Omega$	2.369	-2.227	-0.94	$1.43 \cdot 10^{-8} \text{ kgm}^2$	2.34	-0.192	-0.083

Табела 5.4 Процена параметара појачавача применом Алгорита клизног прозора при мултипликативним отказима на  $B$

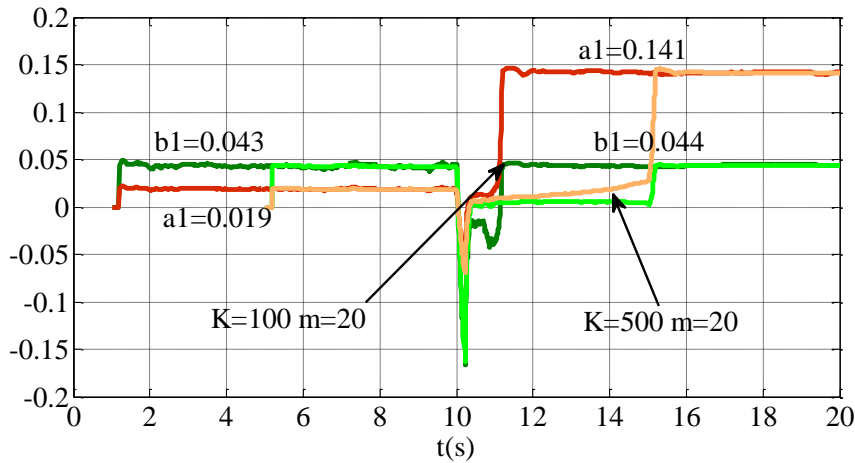
$B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ Nm/rad/s}$			
отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$
$B = 1.8 \cdot 10^{-4} \text{ Nm/rad/s}$	2.162	-0.34	-0.172
$B = 1.8 \cdot 10^{-5} \text{ Nm/rad/s}$	2.177	-1.062	-0.524

### 5.3.3. АЛГОРИТАМ КЛИЗНОГ ИНТЕГРАЛА

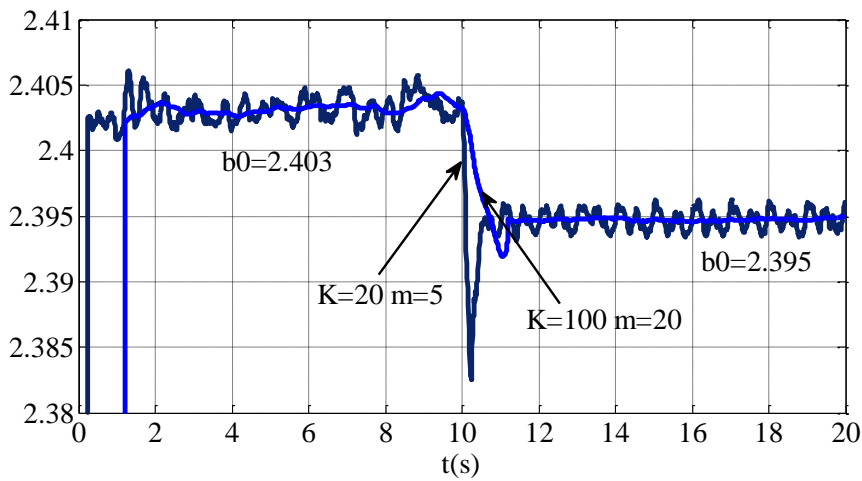
На предстојећим дијаграмима приказан је део резултата примене Алгорита клизног интеграла у ознаци SI (енг. *Sliding integral*)– процена параметара појачавача за различите изборе дужина прозора  $m$  и дужина података  $K$ , при чему су одговарајући мултипликативни откази настајали нагло у 10s. Сл. 5.22 и Сл. 5.23 одговарају изабраном мултипликативном отказу  $C_8$  појачавача, а Сл. 5.24 и Сл. 5.25 мултипликативном отказу  $R_a$  мотора.



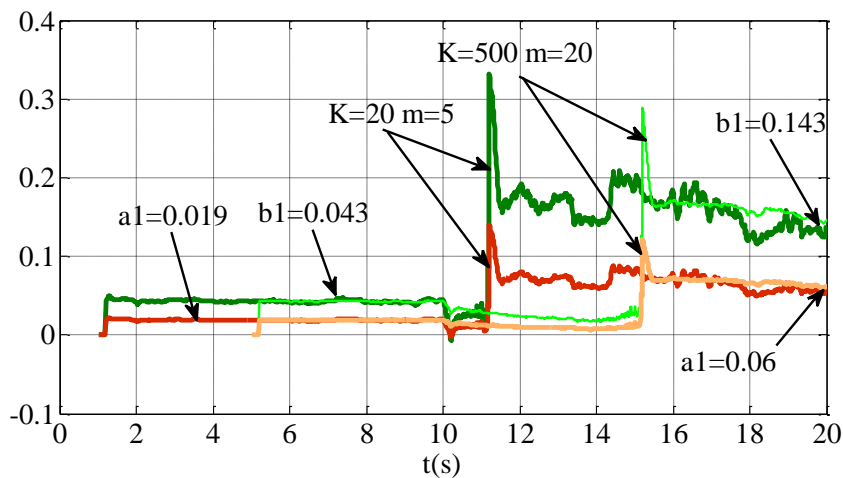
Сл. 5.22 SI процене параметара  $b_0$  при промени  $C_8$  од  $C_8 = 47 \text{ pF}$  на  $C_8 = 10 \mu\text{F}$  у 10s



Сл. 5.23 SI процене параметара  $a_1$ ,  $b_1$  при промени  $C_8$  од  $C_8 = 47 \text{ pF}$  на  $C_8 = 10 \mu\text{F}$  у 10s



Сл. 5.24 SI процене параметара  $b_0$  при промени  $R_a$  од  $R_a = 7.41 \Omega$  на  $R_a = 74.1 \Omega$  у 10s



Сл. 5.25 SI процене параметара  $a_1$ ,  $b_1$  при промени  $R_a$  од  $R_a = 7.41 \Omega$  на  $R_a = 74.1 \Omega$  у 10s

Графички резултати показују да нагла промена параметара представља иницијатор прелазног процеса у идентификационом алгоритму трајања  $K + m - 1$  одмерака. Зато је такође било важно изабрати и довољно малу дужину података  $K$  у LS процени (али свакако већу од  $m$  ( $K > m$ )) чиме је овај алгоритам модификован и прилагођен детекцији изненада насталог мултипликативног отказа [157]. У приказаним експериментима коришћени су избори  $K = 20$   $m = 5$ ;  $K = 100$   $m = 20$ ; и  $K = 500$   $m = 20$ . Пошто је периода одмеравања  $T = 10\text{ms}$ , примењене дужине прозора одговарају прелазним процесима трајања 0.24s, 1.19s, 5.19s.

Иако је на основу естимираних параметара евидентно да је краћа дужина прозора  $K + m$  подеснија са становишта кашњења при изолацији, такође је очигледно и да се са смањењем дужина прозора, повећава варијанса естимација. Поред тога се са смањењем дужине прозора повећава и осетљивост на присуство шума. У конкретном примеру као најоптималнији се показао избор  $K = 100$ ,  $m = 20$ .

Табела 5.5–Табела 5.8 приказују комплетне резултате примене Алгоритма клизног прозора за различите мултипликативне отказе четири параметара појачавача  $R_1$ ,  $R_9$ ,  $R_{12}$ ,  $C_8$ , и различите мултипликативне отказе три параметара мотора  $R_a$ ,  $J$ ,  $B$ .

Табела 5.5 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног интеграла при мултипликативним отказима на  $R_1$  и  $R_9$

$R_1 = 1 \Omega$				$R_9 = 10\text{k}\Omega$			
отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$	отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$
10 $\Omega$	2.306	0.0546	0.038	33 $\text{k}\Omega$	1.331	0.0245	0.0199
56 $\Omega$	1.85	0.047	0.1	56 $\text{k}\Omega$	1.425	0.03	0.0221
100 $\Omega$	1.495	0.0352	0.126	100 $\text{k}\Omega$	1.575	0.032	0.022

Табела 5.6 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног интеграла при мултипликативним отказима на  $R_{12}$  и  $C_8$

$R_{12} = 10\text{k}\Omega$				$C_8 = 47\text{pF}$			
отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$	отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$
2 $\text{k}\Omega$	0.8	0.0175	0.023	1 $\mu\text{F}$	2.39	0.024	0.0209
3.3 $\text{k}\Omega$	1.059	0.0228	0.0228	10 $\mu\text{F}$	2.387	0.044	0.141
5.6 $\text{k}\Omega$	1.521	0.032	0.022	47 $\mu\text{F}$	2.386	0.1142	0.56

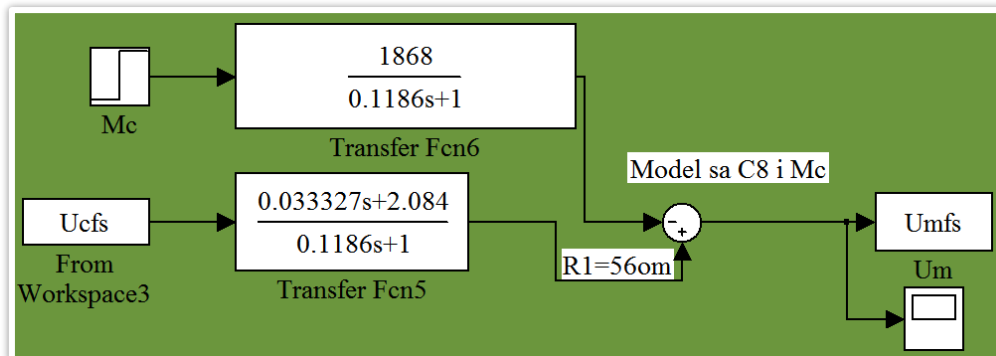
Табела 5.7 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног интеграла при мултипликативним отказима на  $R_a$  и  $J$

$R_a = 7.41 \Omega$				$J = 1.43 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$			
отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$	отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$
$0.741 \Omega$	2.393	0.02	0.011	$1.43 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$	2.392	3.794	1.824
$74.1 \Omega$	2.395	0.143	0.06	$1.43 \cdot 10^{-8} \text{ kgm}^2$	2.394	0.018	0.008

Табела 5.8 Процена параметара појачавача применом Алгоритма клизног интеграла при мултипликативним отказима на  $B$

$B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ Nm/rad/s}$			
отказ	$b_0$	$b_1$	$a_1$
$B = 1.8 \cdot 10^{-4} \text{ Nm/rad/s}$	2.2	0.026	0.012
$B = 1.8 \cdot 10^{-5} \text{ Nm/rad/s}$	2.346	0.0462	0.0213

За потврду квалитета детекције разматраних мултипликативних отказа параметара мотора и појачавача применом појединих приступа, применом *System Identification tool* програмског пакета MATLAB, извршено је поређење излаза модела појачавача са измереним излазом  $U_m$ . Табела 5.9–Табела 5.16 приказују проценте поклапања одзива добијеног применом Алгоритма клизног прозора (SW), Алгоритма клизног интеграла (SI) као и одзива симулационих модела, (чија је једна варијанта при отказу  $R_1 = 56 \Omega$  приказана на Сл. 5.26 и у којима су респективно примењене три вредности *Coulomb*-овог трења:  $M_c = 0$ ,  $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ ,  $M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ) са измереним излазним напонем појачавача  $U_m$ .



Сл. 5.26 Симулациони модел појачавача при отказу  $R_1 = 56 \Omega$



Табела 5.9 Процент поклапања излаза појачавача пре тренутка настанка отказа

<i>Sliding Window</i> алгоритам	<i>Sliding Integral</i> алгоритам	$M_c = 0$	$M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ )
98.6%	98.59%	92.27%	91.92%

Табела 5.10 Процент поклапања излаза система током параметарског отказа  $R_1$

$R_1 = 1 \Omega$	<i>Sliding Window</i> алгоритам	<i>Sliding Integral</i> алгоритам	$M_c = 0$	$M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ )
10 $\Omega$	95.71%	96.42%	70.78%	69% (72.11%)
56 $\Omega$	81.65%	86.5%	-30.61%	35.13%(76.74%)
100 $\Omega$	74.44%	76.75%	-150.2%	-17.67%(79%)

Табела 5.11 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа  $R_9$

$R_9 = 10 \text{ k}\Omega$	<i>Sliding Window</i> алгоритам	<i>Sliding Integral</i> алгоритам	$M_c = 0$	$M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ )
33 $\text{k}\Omega$	97.7%	97.14%	90.54%	89.01%(89.52%)
56 $\text{k}\Omega$	97.28%	96.72%	91.07%	89.26%(89.87%)
100 $\text{k}\Omega$	93.09%	97.57%	90.25%	88.27%(88.93%)

Табела 5.12 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа  $R_{12}$

$R_{12} = 1 \text{ k}\Omega$	<i>Sliding Window</i> алгоритам	<i>Sliding Integral</i> алгоритам	$M_c = 0$	$M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ )
2 $\text{k}\Omega$	98.32%	98.57%	92.14%	90(90.89%)
3.3 $\text{k}\Omega$	95.89%	98.59%	92%	91.4 (91.6%)%
5.6 $\text{k}\Omega$	98.77%	97.96%	92.48%	91.52%(91.89)%

Табела 5.13 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа  $C_8$

$C_8 = 47 \text{ pF}$	<i>Sliding Window</i> алгоритам	<i>Sliding Integral</i> алгоритам	$M_c = 0$	$M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ )
1 $\mu\text{F}$	97.85%	90.6%	75.41%	75.4% (75.43%)
10 $\mu\text{F}$	95.07%	97.57%	88.53%	89.04%(88.98%)
47 $\mu\text{F}$	87.96%	96.72%	96.3%	96.69%

Табела 5.14 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа  $R_a$

$R_a = 7.41 \Omega$	<i>Sliding Window алгоритам</i>	<i>Sliding Integral алгоритам</i>	$M_c = 0$	$M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ )
0.741 $\Omega$	99.68%	89.53%	95.43%	95.01%(95.25%)
74.1 $\Omega$	95.84%	99.31%	99.75%	98.53(98.93%)%

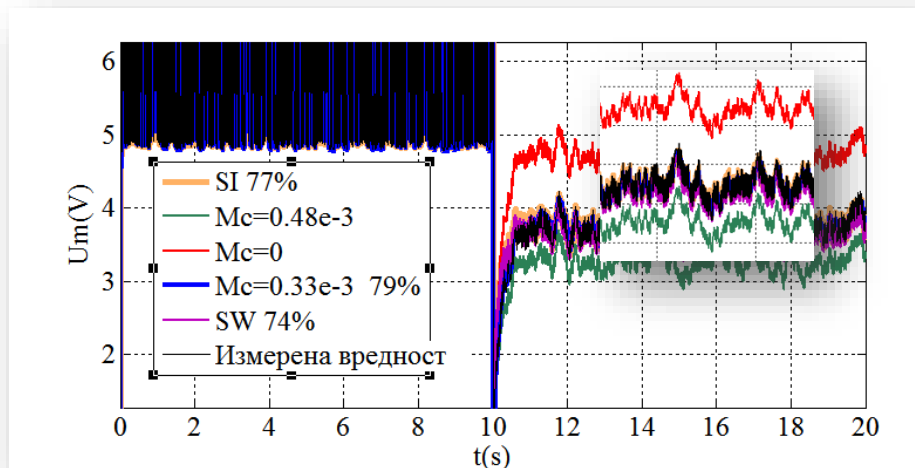
Табела 5.15 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа  $J$

$J = 1.43 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$	<i>Sliding Window алгоритам</i>	<i>Sliding Integral алгоритам</i>	$M_c = 0$	$M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ )
$1.43 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$	85.84%	96.63%	99.59%	98.72%(99.12%)
$1.43 \cdot 10^{-8} \text{ kgm}^2$	82.76%	82.69%	75.73%	75.71%(75.73%)

Табела 5.16 Процент поклапања излаза појачавача током параметарског отказа  $B$

$B = 1.8 \cdot 10^{-6} \text{ Nm/rad/s}$	<i>Sliding Window алгоритам</i>	<i>Sliding Integral алгоритам</i>	$M_c = 0$	$M_c = 0.48 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$ ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ )
$1.8 \cdot 10^{-4} \text{ Nm/rad/s}$	99.54%	99.21%	96.88%	96.84%(96.86%)
$1.8 \cdot 10^{-5} \text{ Nm/rad/s}$	99.45%	99.1%	96.5%	96.2(96.35%)%

На основу добијених резултата, евидентно је да код мултипликативног отказа на отпорности  $R_1$  (Табела 5.10), велики утицај има *Coulomb*-ово трење, Сл. 5.27. Измерена вредност излазног напона тада најприближније прати одзив модела са *Coulomb*-овим трењем ( $M_c = 0.33 \text{ mNm}$ ) (79%), као и одзиве модела са параметрима добијеним применом *Алгоритма клизног интеграла* (76.75%) и *Алгоритма клизаног прозора* (74.44%). Ипак, *Coulomb*-ово трење нема пресудан утицај на тачност модела када су присутни откази на  $C_8$ ,  $R_9$ ,  $R_{12}$ , пошто су тада поклапања са измереним излазом у моделима са и без *Coulomb*-овог трења процентуално приближно иста.



Сл. 5.27 Измерени и симулирани излази појачавача при отказу  $R_1$  насталом у 10s

На основу резултата поређења излаза система применом изабраних алгоритама детекције наглих мултипликативних отказа као и излаза линеаризованог симулационог модела са и без утицаја *Coulomb*-овог трења може се спровести следећа дескриптивна анализа:

- Иако је метод континуалне естимације применом *Алгорита клизног интеграла* нумерички комплекснији за примену и осетљивији на присуство шума од методе естимације дискретног модела, на конкретном примеру се показао као нешто ефикаснији у детекцији мултипликативних отказа. Овај метод је успешно примљен и у *online* окружењу, међутим на нивоу *real-time* примене захтевао је краће време аквизиције сигнала. Ипак проблем његове примене код MIMO система постаје дискутабилан поготову у светлу *online* приступа.
- Алгоритам естимације параметара дискретног модела при наглој појави мултипликативних отказа, применом *Алгорита клизног прозора* је нумерички мање комплексан и мање осетљив на присуство мерног шума. Погоднији је за *online* примену од методе континуалне естимације. Резултати естимације су и код овог начина

јако добри, што потврђује висок проценат поклапања са реалним одзивом.

- Примена линеаризованих симулационих модела показала је да се утицај поремећаја у виду *Coulomb*-овог трења појачава током трајања мултипликативних отказа на отпорности  $R_1$ . Такође проценат поклапања излаза линеаризованог модела са утицајем и без утицаја *Coulomb*-овог трења са стварним одзивом који је у већини отказа мањи од добијених резултата применом континуалне и дискретне естимације, указује на чињеницу да линеаризација модела појачавача ипак може спровести само апроксимативно.

На основу спроведене анализе, може се извести закључак да је *Алгоритам клизног интеграла*, иако комплекснији, нешто прецизнији у естимацији параметара од *Алгоритма клизног прозора*. Ипак, као што ће анализа у следећем поглављу показати, поступак изолације и идентификације мултипликативних отказа је сложенији код дискретног приступа детекцији отказа.

## 5.4. ДИЈАГНОЗА МУЛТИПЛИКАТИВНИХ ОТКАЗА

На основу естимираних параметара појачавача при мултипликативним отказима, који су овим поступцима само детектовани, могуће је на основу модела појачавача (5.1.4) са параметрима дефинисаним у (5.1.2) и (5.1.5) извршити и изолацију одговарајућих отказа на основу алгоритма одлучивања приказаног на Сл. 5.28. Идентификација отказа у смислу одређивања и величине промене одговарајућег физичког параметара је у случају континуалне естимације једноставна. Стварни физички параметар под отказом се директно може одредити из релација (5.1.2) чиме се исти и идентификује.

Друго решење проблема идентификације отказа, које се може применити и код дискретне естимације параметара, је да се стварни-физички параметри прорачунају неком од процедура индиректне естимације [15].

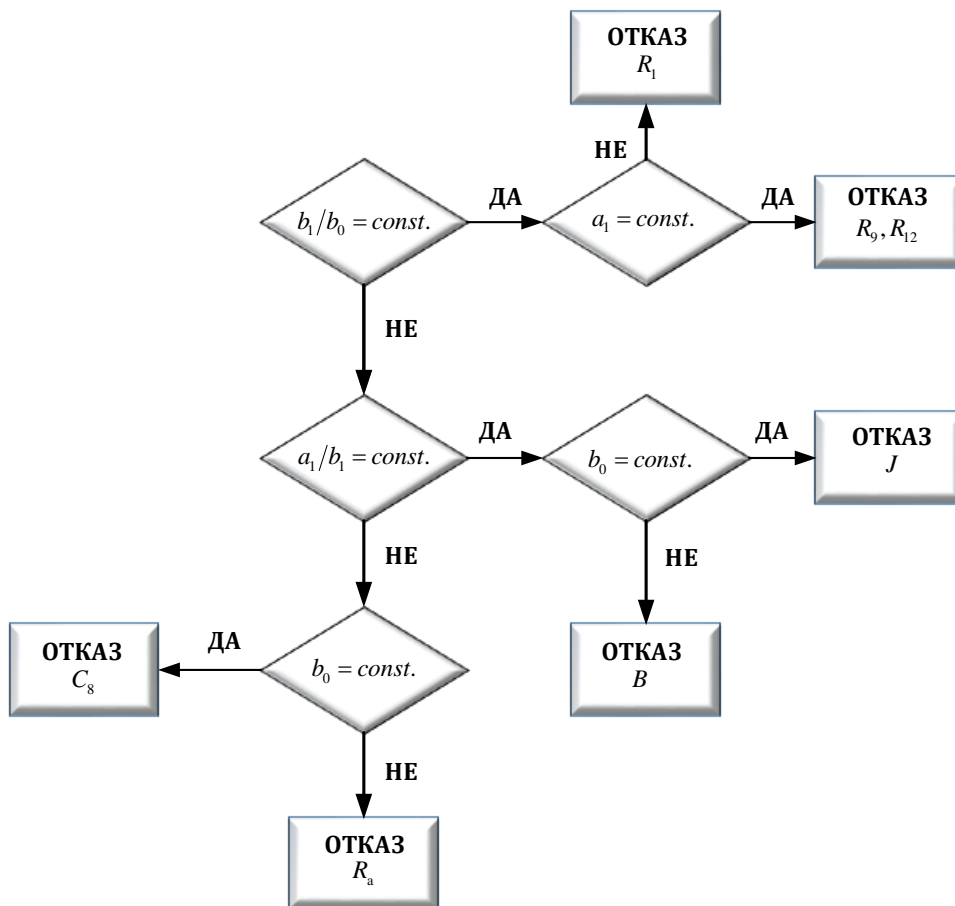
Техника је применљива уколико је веза између процењених параметара и физичких параметара линеарна. Уколико је веза нелинеарна, што је и чешћи случај, процедура је апроксимативна и адекватна само уколико је промена – отказ стварног физичког параметара релативно мала.

Полази се од везе између физичких параметара  $\theta$  чији је број  $L$ , и параметара модела  $\pi$  чији је број  $N$ , приказане преко релације:

$$\pi = f(\theta). \quad (5.4.1)$$

Када је  $L = N$ , тада се стварни физички параметри индиректним поступком могу проценити према [15]:

$$\Delta\hat{\theta} = R^{-1}\Delta\hat{\pi}, \quad (5.4.2)$$



Сл. 5.28 Алгоритам одлуке за изолацију мултипликативних отказа

$$\mathbf{R} = \left[ \frac{\partial \pi}{\partial \theta} \right]_{\Delta \theta=0} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \pi}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial \pi}{\partial \theta_L} \\ \vdots & & \\ \frac{\partial \pi}{\partial \theta_1} & \dots & \frac{\partial \pi}{\partial \theta_L} \end{bmatrix}_{\Delta \theta=0} \quad (5.4.3)$$

где је:

$\Delta \hat{\pi} = \hat{\pi} - \pi_n$  –процена промене параметара модела,

$\pi_n$  –номинални параметри модела,

$\hat{\pi}$  –естимирани параметри модела,

$\Delta \hat{\theta}$  –процена стварних –физичких параметара.

При том се парцијални изводи у (5.4.3) рачунају у номиналним вредностима параметара. Ако је  $L < N$  може се користити нешто модификована форма (5.4.3) дефинисана са [15]:

$$\Delta \hat{\theta} = (\mathbf{R}'\mathbf{R})^{-1} \mathbf{R}'\Delta \hat{\pi}. \quad (5.4.4)$$

У конкретном примеру је вектор стварних физичких параметара дефинисан са

$$\theta = [R_1 \quad R_9 \quad R_{12} \quad C_8 \quad R_a \quad J \quad B]', \quad (5.4.5)$$

па су колоне матрице парцијалних извода редом:

$$\mathbf{R}_1 = \begin{bmatrix} \frac{db_o}{dR_1} \\ \frac{db_1}{dR_1} \\ \frac{da_1}{dR_1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{2e}B}{R_{1e}} \frac{R_a B + \Psi_f^2}{((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \\ \frac{R_{2e}}{R_{1e}} \frac{R_a JB}{((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \\ \frac{J\Psi_f^2(R_1 + R_a)}{((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_2 = \begin{bmatrix} \frac{db_o}{dR_9} \\ \frac{db_1}{dR_9} \\ \frac{da_1}{dR_9} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{2e}}{R_9^2} \frac{R_a B + \Psi_f^2}{(R_1 + R_a)B + \Psi_f^2} \\ -\frac{R_{2e}}{R_9^2} \frac{JR_a}{(R_1 + R_a)B + \Psi_f^2} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad (5.4.6)$$

$$\mathbf{R}_3 = \begin{bmatrix} \frac{db_o}{dR_{12}} \\ \frac{db_1}{dR_{12}} \\ \frac{da_1}{dR_{12}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{1e}} \frac{R_a B + \Psi_f^2}{((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \\ \frac{1}{R_{1e}} \frac{R_a J}{((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{R}_4 = \begin{bmatrix} \frac{db_o}{dC_8} \\ \frac{db_1}{dC_8} \\ \frac{da_1}{dC_8} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{2e}}{R_{1e}} \frac{R_5(R_a B + \Psi_f^2)}{(R_1 + R_a)B + \Psi_f^2} \\ 0 \\ R_5 + R_{2e} \end{bmatrix}; \quad (5.4.7)$$

$$\mathbf{R}_5 = \begin{bmatrix} \frac{db_o}{dR_a} \\ \frac{db_1}{dR_a} \\ \frac{da_1}{dR_a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{2e} B^2 R_1}{R_{1e} ((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \\ \frac{R_{2e} J(R_a B + \Psi_f^2)}{R_{1e} ((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \\ \frac{J\Psi_f^2(R_1 + R_a)}{((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_6 = \begin{bmatrix} \frac{db_o}{dJ} \\ \frac{db_1}{dJ} \\ \frac{da_1}{dJ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{R_{2e} R_a}{R_{1e} (R_1 + R_a)B + \Psi_f^2} \\ \frac{(R_1 + R_a)}{(R_1 + R_a)B + \Psi_f^2} \end{bmatrix}; \quad (5.4.8)$$

$$\mathbf{R}_7 = \begin{bmatrix} \frac{db_o}{dB} \\ \frac{db_1}{dB} \\ \frac{da_1}{dB} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{2e} \Psi_f^2 R_1}{R_{1e} ((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \\ -\frac{R_{2e} J R_a (R_1 + R_a)}{R_{1e} ((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \\ -\frac{J(R_1 + R_a)}{((R_1 + R_a)B + \Psi_f^2)^2} \end{bmatrix}. \quad (5.4.9)$$

Након замене номиналних вредности параметара модела појачавача и мотора (датих Табелом 3.4), добијена је матрица парцијалних извода по стварним – физичким параметрима:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} -6.5 \cdot 10^{-3} & -1.197 \cdot 10^{-4} & 1.995 \cdot 10^{-4} & 2.39 \cdot 10^3 & 1.76 \cdot 10^{-5} & 0 & -3.52 \cdot 10^3 \\ -1 \cdot 10^{-4} & -1.9 \cdot 10^{-6} & 3.2 \cdot 10^{-6} & 0 & 5.1 \cdot 10^{-3} & 2.67 \cdot 10^4 & -4.83 \cdot 10^2 \\ 2.1 \cdot 10^{-4} & 0 & 0 & 1.3 \cdot 10^3 & 2.1 \cdot 10^{-3} & 1.26 \cdot 10^4 & -2.28 \cdot 10^2 \end{bmatrix} \quad (5.4.10)$$

Примећено је да се квалитетнија процена параметара добија модификацијом (5.4.4) у облику:

$$\Delta \hat{\theta}_i = (\mathbf{R}'_i \mathbf{R}_i)^{-1} \mathbf{R}'_i \Delta \hat{\pi}_i, \quad (5.4.11)$$

при чему је:

$\Delta \hat{\theta}_i$  -процена промене  $i$ -тог физичког параметара,

$\mathbf{R}_i$  – $i$  та колона матрице парцијалних извода  $\mathbf{R}$ ,

$\Delta \hat{\pi}_i = \hat{\pi}_i - \pi_n$  –процена промене параметара модела при  $i$ -том отказу,

$\pi_n$  –номинални параметри модела,

$\hat{\pi}_i$  –естимирани параметри модела при отказу  $i$ -тог физичког параметара.

Табела 5.17 и Табела 5.18 представљају процене стварних физичких параметара појачавача и мотора једносмерне струје код појаве појединачних

мултипликативних отказа применом описаног индиректног поступка. При том су процене параметара прорачунате користећи:

$$\hat{\theta}_i = \Delta \hat{\theta}_i + \theta_n, \quad (5.4.12)$$

где су  $\theta_n$  номиналне вредности стварних-физички параметара система.

Табела 5.17 Процена физичких параметара појачавача при мултипликативним отказима

	$R_1 = 1 \Omega$			$R_9 = 10k\Omega$			$R_{12} = 10k\Omega$			$C_8 = 47 pF$		
Отказ	10	56	100	33	56	100	2	3.3	5.6	1 $\mu$	10 $\mu$	47 $\mu$
Процењени отказ	9.8	49	79	17	18.2	19	2	3.3	5.6	0.97 $\mu$	9.7 $\mu$	46 $\mu$

Табела 5.18 Процена физичких параметара мотора при мултипликативним отказима

	$R_a = 7.41 \Omega$		$J = 1.43 \cdot 10^{-6} kgm^2$		$B = 1.8 \cdot 10^{-6} Nm/rad/s$	
Отказ	0.741	74.1	$1.43 \cdot 10^{-4}$	$1.43 \cdot 10^{-8}$	$1.8 \cdot 10^{-4}$	$1.8 \cdot 10^{-5}$
Процењени отказ	0.62	64.4	$1.43 \cdot 10^{-4}$	$1.45 \cdot 10^{-8}$	$0.57 \cdot 10^{-4}$	$1.53 \cdot 10^{-5}$

На основу вредности приказаних Табелом 5.17 и Табелом 5.18, може се закључити да је индиректна процена физичких параметара најпрецизнија у случају мултипликативних отказа  $R_{12}, C_8, J$ , због линеарне везе са параметрима континуалног модела појачавача  $b_0, b_1, a_1$ . Процедура индиректне процене је код преосталих отказа мање прецизна, што је условљено нелинеарном везом између физичких параметара и параметара модела као и релативно великим вредностима отказа.

Према томе, након поступка изолације отказа применом алгоритма одлуке са Сл. 5.28, код примене детекције отказа неком од процедура континуалне естимације се откази могу и идентификовати на основу познате, углавном релативно једноставне везе са параметрима модела. Друга опција је да се откази идентификују индиректним поступком која се може спровести



чак и ако је релација са параметрима модела нелинеарна. У том случају је за тачност процене битно, да и откази буду релативно мали.

Када је детекција отказа спроведена естимацијом параметара дискретног модела, откази се могу идентификовати најчешће само индиректним приступима. Међутим, пошто је у овом случају сложеност и нелинеарност везе са параметрима модела израженија, тачност методе је директно условљава одступањем величине отказа од номиналних вредности.

И овде се може уочити предност методе континуалне естимације у односу на дискретну у смислу комплексности поступка дијагнозе мултипликативних отказа.

На основу изложеног, може се закључити да се квалитетнија процена параметара при индиректном поступку идентификације добила издвајањем колона матице парцијалних извода уместо у литератури предложене примене целокупне матрице парцијалних извода. То потврђује анализирани случај појаве великих вредности мултипликативних отказа који знатно одступају од номиналне радне тачке, када је поступак предложен у литератури био неприменљив. У случају овако великих отказа и када је зависност између параметра модела и стварних физичких параметара линеарна, се применом предложеног поступка, остварује врло велика тачност идентификације. Код нелинеарне зависности, резултат идентификације је приближан али такође прихватљивији од потпуно одступајућег решења који се добија након примене поступка датог у литератури.

## 6. ЗАКЉУЧАК

У току истраживања која су резултовала овом докторском дисертацијом, наметнула су се три различита циља. Први је да се одговори на питање у којој мери су технике FDI адитивних и мултипликативних отказа пројектоване за линеарне временски непроменљиве системе примењиве у случају система који су нелинеарни и/или временски променљиви. Други циљ је био да се, на једном конкретном примеру, међусобно упореде различите технике за дијагнозу адитивних и мултипликативних отказа засновану на пројектовању структурних и дирекционих резидуала тј. у смислу ефикасности у детекцији и изолацији отказа и у смислу нумеричке сложености. И на крају, као трећи циљ је постављен задатак да се детаљна и исцрпна анализа спроведе на једном лабораторијском систему који се налази на великом броју универзитетских лабораторија, па да резултати овог рада могу бити искоришћени као пратећи едукативни материјал у оквиру лабораторијских вежби у области детекције и изолације отказа.

У циљу реализације наведених идеја, а у сврху детекције и изолације адитивних отказа, примењена је синтеза дирекционих и структурних резидуала за пет различитих, најчешћих отказа на нелинеарном временски променљивом систему кога чине мотор једносмерне струје са електронским појачавачем. Приказана су и два начина формирања структурне матрице: на основу модела у форми функције преноса у присуству отказа и на основу анализе структуре система. У случају структурне матрице добијене на основу модела система у присуству отказа примењене су четири различите методе од којих се две базирају на моделу система са отказима у форми функције преноса и то: *Имплементација "ред по ред"* (енг. *Row by row implementation*) (са варијантама при скоро потпуној, хомогеној спецификацији одзива и при потпуној, скоро хомогеној спецификацији одзива) и *Метода елиминације* (енг. *Elimination approach*), за коју се не задају спецификације, а две на моделу система у присуству отказа у простору стања: *Chow-Willsky*, (која у случају  $\mu < \rho_F$  може само имати решења при скоро потпуној, хомогеној спецификацији), и *Систематична имплементација са системском матрицом отказа* (енг.

*Systematic implementation with fault system matrix*) са под-варијантама: *Алгоритам I* (са потпуном, скоро хомогеном спецификацијом одзива) и *Алгоритам III* (подразумева скоро потпуну, хомогену спецификацију одзива). Показано је да у случају структурне матрице формиране на основу структуре система није могуће применити методе синтезе матрице трансформације које се заснивају на простору стања. Доказано је да су све добијене трансформације резидуала за сваку варијанту структурне матрице међусобно еквивалентне и да се једна може добити из друге дељењем са одређеним заједничким фактором. Даље је показано да су технике базиране на моделу у простору стања нумерички сложеније за примену али да као резултат дају каузалне и полиноме-МА (па самим тим и стабилне) резидуалне генераторе.

Након генерисања структурних и дирекционих резидуала, уочен је и проблем јаког шума у секвенци резидуала који делимично настаје од мерног шума, али који се и појачава применом трансформација над резидуалима, па је у циљу одговарајуће детекције отказа, а пре поређења резидуала са праговима детекције, било потребно филтрирати рачунске резидуале. У присуству константног поремећаја и/или грешке моделовања рачунски филтрирани структурни и дирекциони резидуали су били ненулти и у одсуству отказа. Овај проблем је успешно решен применом одговарајућих техника транслирања у простору резидуала, које су по први пут примењене у овој дисертацији. Резидуали су транслирани за вредност која је процењена као њихова средња вредност током времена у коме нема дејства отказа. Тако је обезбеђено да у случају одсуства отказа вектор резидуала буде са нултом средњом вредношћу. Такође су и све номиналне вредности отказа довеле резидуале до преласка прагова одлучивања, па су сви откази већи или једнаки од номиналних постали изолабилни. У лабораторији је понављан велики број експеримената у различитим радним условима и закључак је да се очекује релативно мало одступање резидуала од добијених тако да се применом транслације истих за већ дефинисане вредности, могу остварити задовољавајуће перформансе система за детекције и изолације. На тај начин се резидуали одвајају од поремећаја и систем постаје робусан на грешке моделовања, што је такође значајан допринос овог истраживања.

Изабрани конкретан пример мотора једносмерне струје са перманентним магнетима је захвалан и за илустрацију ограничења по питању броја различитих отказа који се могу детектовати применом дирекционих резидуала. Наиме, у случајевима примене дирекционих резидуала ограничење које се намеће је да када је број отказа већи од броја излаза система, што је чест случај, независни дирекциони правци се могу пројектовати само за отказе чији број одговара броју излаза система. Понекада се дешава, да је након замене нумеричких вредности могуће увести извесна упрошћења, тако да сви елементи резидуалног вектора буду са приближно истом динамиком. Тако и одзиви на ове отказе постају дирекциони. И ови откази се могу изоловати такође, али ће правци њихових одзива бити линеарно зависни пошто се налазе у  $\mu$  димензионом простору резидуала.

Резултати истраживања детекције и изолације адитивних отказа на примеру мотора једносмерне струје и појачавача приказани у четвртом поглављу дисертације објављени су у међународном часопису [158].

У петом поглављу спроведена је дијагноза мултипликативних отказа који су изазвани наглом променом неког од параметара претварача или мотора и који знатно одступају од номиналне радне тачке. Посматрана су четири отказа појачавача (промена отпорности  $R_1$ ,  $R_9$ ,  $R_{12}$  и капацитивности  $C_3$ ) и три отказа мотора (промена момента инерције  $J$ , коефицијента вискозног трења  $B$  и отпорности кола индукта  $R_a$ ). Коришћена је захвална чињеница да се електро–механички параметри мотора осликавају на параметре модела електронског појачавача реализованог као линеарно електронско коло са операционим појачавачем. Зато су алгоритми детекције мултипликативних отказа могли бити засновани на естимацији параметара дискретног тј. континуалног модела једино појачавача, што је јединствен приступ проблему. Отказ настао наглом променом параметара је захтеван за дијагнозу. Класичне технике естимације параметара не дају задовољавајуће резултате, јер нагла промена једног параметара у систему представља иницијатор прелазног процеса током кога се ова промена одражава и на остале параметре. Стога су у сврху детекције мултипликативних отказа који

настају наглом променом неког од параметара појачавача или мотора примењене посебне, комплексније технике естимације и то: *Алгоритам клизног прозора* (енг. *Sliding window algorithm*) за процену параметара дискретног модела и *Алгоритам клизног интеграла* (енг. *Sliding integral algorithm*) за процену параметара континуалног модела. Додатан захтев у примени ових техника представља и неопходност увођења довољно информативног (енг. *persistent excitation requirement*) улазног сигнала довољног реда да би била могућа идентификација параметара. У ту сврху је у експериментима примењен PRBS (*Pseudo Random Binary Sequences*) сигнал. У дисертацији је примењена модификација *Алгоритма клизног интеграла* која се састоји од додатног ограничења у дужини података алгоритма најмањих квадрата у оквиру кога се примењује клизни интеграл, а у циљу смањења прелазног процеса у естимацији параметара.

Даље су у сврху поређења ова два приступа детекцији мултипликативних отказа и у сврху извођења закључака о квалитету естимације као и о утицају поремећаја *Coulomb*-овог трења на понашање система под отказом, упоређени одзиви одговарајућих модела са измереним сигналом одзива. Изведен је закључак да иако је метода континуалне естимације параметара захтевнија за реализацију, нарочито код *online* приступа, на конкретном примеру се показала као нешто ефикаснија у детекцији мултипликативних отказа. Такође је и утицај *Coulomb*-овог трења као поремећај на систем најприсутнији код отказа отпорности  $R_1$ .

У сврху изолације појединих отказа развијен је и алгоритам одлуке на основу кога се откази могу лоцирати. Идентификација отказа у смислу одређивања и величине промене одговарајућег физичког параметара је у случају континуалне естимације даље једноставна. Стварни физички параметар под отказом се директно може одредити на основу релација које одређују параметре модела појачавача, чиме се исти и идентификује. Други приступ који се може применити и када су параметри модела добијени поступцима дискретне естимације се заснива на процени промене стварних физичких параметара индиректном процедуром – на основу парцијалних извода параметара модела по стварним физичким параметрима у номиналној

радној тачки. Техника је прецизна уколико је веза између процењених параметара и физичких параметара линеарна. Уколико је веза нелинеарна, што је и чешћи случај, процедура је апроксимативна и адекватна само уколико је промена – отказ стварног физичког параметара релативно мали. Примећено је да се квалитетнија процена параметара добија издвајањем колона матице парцијалних извода уместо у литератури предложене примене целокупне матрице парцијалних извода. Овај начин се показао погоднији нарочито код нелинеарне зависности чак и када су вредности мултипликативних отказа велики и доста одступају од номиналне радне тачке, што је још један од доприноса ове дисертације.

За разматране адитивне и мултипликативне отказе развијени су LabVIEW кодови са делимичним *online* приступом применом *Frame Flat sequence* где се након аквизиције сигнала, код адитивних отказа, исти уводе у LabVIEW *Control & Simulation* петље са моделима резидуалних генератора, а код мултипликативних отказа, у LabVIEW *MathScript Node* структуре, у циљу примене жељених алгоритама естимације параметара. На овај начин су развијени приступи, погодни за *Remote* лабораторије и обуку у области FDI отказа.

На основу свега реченог може се закључити да се примењене технике FDI предвиђене за LTI моделе, уз примењене модификације, успешно могу применити и на поједине класе нелинеарних динамичких система какав је анализирани мотор једносмерне струје са перманентним магнетом и одговарајућим појачавачем.

Правци будућег истраживања:

- примена другачијих модел приступа FDI отказа базираних на синтези различитих опсервера (опсервера са непознатим улазом, адаптивних опсервера, *sliding mode* обсервра) и/или филтра и поређење резултата са добијеним;
- примена техника заснованих на анализи модела струјног сигнала као што су спектри, корелационе функције, *walvet* трансформација;
- примена приступа заснованих на искуству- базираних на примени неуралних мрежа, *fuzzy* логике, експертних системима,...

- развијање управљачког FTC система (eng. *Fault tolerant control system*) отпорног на присуство отказа додавањем компензационог механизма између објекта под отказом и номиналног контролера. Компензациони механизам би требало да пропусти отказ кроз контролер и да обезбеди да објекат под отказом управљан номиналним контролером остане глобално стабилан и оствари задовољавајуће перформансе у прелазном процесу и стационарном стању;

Сумирајући све горе наведене чињенице и опсервације, могу се на систематизован начин побројати најважнији доприноси ове докторске дисертације на следећи начин:

- Искрпним прегледом релевантне литературе извршена је систематизација постигнутих резултата у области примене метода за детекцију и изолацију отказа електро-механичких система, уз анализу предности, недостатака и услова у којима су поједине методе применљиве. Посебни осврт је био на методама базиране на моделима, како у циљу детекције адитивних тако и мултипликативних отказа. Сачињен преглед представља детаљан увид у област дијагнозе отказа електро-механичких система.
- На основу исцрпних експеримената формиран је реалистичан модел електро-механичког система који је прилагођен крајњем циљу детекције различитих типова отказа;
- Предложен је иновативни поступак синтезе структурних матрица на основу генерисаних примарних резидуала;
- Консеквентно је спроведен поступак детекције и изолације пет врста различитих адитивних отказа на актуатору и сензорима предвиђених за мерење напона и струје индукта, момента мотора и брзине мотора, па је на основу добијених резултата извршено објективно упоређивање различитих метода за пројектовање трансформација структурних резидуала у смислу њихове нумеричке комплексности и еквивалентности примене на примеру

нелинеарног/нестационарног система у присуству грешака моделовања и поремећаја;

- остварена је техника модификације дирекционих и структурних резидуала у циљу нормализације, отклањања утицаја мерног шума, грешака модела и поремећаја, како би исти били примењиви на реалним системима који показују особине нелинеарности и нестационарности;
- са становишта конкретне примене на систему који се састоји од једносмерног мотора и појачавача постојеће технике су прилагођене детекцији и изолацији мултипликативних отказа применом и модификацијом приступа естимације параметара модела;
- остварена је измена технике континуалне естимације параметара применом *Алгоритма клизног интеграла* (енг, *Sliding integral algorithm*) како би иста била прилагођена детекцији наглих мултипликативних отказа стварних физичких параметара;
- извршена је идентификација стварних физичких параметара под отказом коришћењем модификоване технике за естимацију *underlying* параметара.;
- извршена је анализира и прилагођење у циљу добијања лабораторијског прототипа који би на ефикасан и крајње поједностављен начин увео студенте у ову изузетно захтевну, али корисну научну дисциплину...



## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Y. Shatnawi and M. Al-khassaweneh, "Fault Diagnosis in Internal Combustion Engines Using Extension Neural Network," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1434–1443, Mar. 2014.
- [2] Z. He, J. Zhang, W. Li, and X. Lin, "Improved Fault-Location System for Railway Distribution System Using Superimposed Signal," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 3, pp. 1899–1911, Jul. 2010.
- [3] I. Hwang, S. Kim, Y. Kim, and C. E. Seah, "A Survey of Fault Detection, Isolation, and Reconfiguration Methods," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 18, no. 3, pp. 636–653, May 2010.
- [4] A. M. Stankovic and T. Aydin, "Analysis of asymmetrical faults in power systems using dynamic phasors," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 15, no. 3, pp. 1062–1068, 2000.
- [5] R. Isermann, "Process fault detection based on modeling and estimation methods—A survey," *Automatica*, vol. 20, no. 4, pp. 387–404, Jul. 1984.
- [6] J. Shen, W. Maly, and F. Ferguson, "Inductive Fault Analysis of MOS Integrated Circuits," *IEEE Des. Test Comput.*, vol. 2, no. 6, pp. 13–26, 1985.
- [7] R. M. Dao, H. H. Amer, H. M. Elsayed, and Y. Sallez, "Fault-Tolerant Ethernet-Based Vehicle On-Board Networks," in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006, pp. 4662–4665.
- [8] C. E. Lin, J.-M. Ling, and C.-L. Huang, "An expert system for transformer fault diagnosis using dissolved gas analysis," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 8, no. 1, pp. 231–238, 1993.
- [9] M. Kezunovic and B. Perunicic, "Automated transmission line fault analysis using synchronized sampling at two ends," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 11, no. 1, pp. 441–447, 1996.
- [10] C. W. Chan, S. Hua, and Z. Hong-Yue, "Application of Fully Decoupled Parity Equation in Fault Detection and Identification of DC Motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1277–1284, Jun. 2006.
- [11] D. McKINNON, "Online fault analysis of DC motors," *AIST Proc. AISTech 2007*, 2007.
- [12] R. Isermann, *Fault-Diagnosis Applications*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2011.
- [13] X. Q. Liu, H. Y. Zhang, J. Liu, and J. Yang, "Fault detection and diagnosis of permanent-magnet DC motor based on parameter estimation and neural network," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1021–1030, 2000.
- [14] W. R. Finley and R. R. Burke, "Troubleshooting motor problems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1383–1397, 1994.

- [15] J. Gertler, *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems*. Marcel Dekker, 1998.
- [16] S. X. Ding, *Model-Based Fault Diagnosis Techniques: Design Schemes, Algorithms and Tools*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [17] M. Witczak, *Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Strategies for Non-Linear Systems: Analytical and Soft Computing Approaches*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [18] S. X. Ding, *Model-Based Fault Diagnosis Techniques*. London: Springer London, 2013.
- [19] R. Isermann, *Fault-Diagnosis Systems*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [20] J. Chen and R. J. Patton, *Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems*. Springer Publishing Company Incorporated, New York, 2012.
- [21] L. H. Chiang, E. L. Russell, and R. D. Braatz, *Fault Detection and Diagnosis in Industrial Systems*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [22] H. Alwi, C. Edwards, and C. Pin Tan, *Fault Detection and Fault-Tolerant Control Using Sliding Modes*. London: Springer London, 2011.
- [23] M. Blanke, J. Lunze, M. Kinnaert, M. Staroswiecki, and J. Schröder, *Diagnosis and fault-tolerant control*. Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [24] M. Witczak, *Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control Strategies for Non-Linear Systems*, vol. 266. Cham: Springer International Publishing, 2014.
- [25] D. Filbert, "Intelligent measurement methods in technical diagnosis and quality assurance - a comparison," *Measurement*, vol. 6, no. 2, pp. 69–74, Apr. 1988.
- [26] W. Saadaoui and K. Jelassi, "Induction motor bearing damage detection using stator current analysis," in *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2011, pp. 1–6.
- [27] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, and R. G. Bartfield, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring," *Ind. Appl. IEEE Trans.*, vol. 31, no. 6, pp. 1274–1279.
- [28] S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, Dec. 2005.
- [29] S. Y. S. Ho, "Condition monitoring of electric motors," PhD Thesis, University of Tasmania, 1999.
- [30] G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott, and M. W. Madden, "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 3, no. 4, pp. 873–879, 1988.
- [31] R. R. Schoen, B. K. Lin, T. G. Habetler, J. H. Schlag, and S. Farag, "An unsupervised, on-line system for induction motor fault detection using stator

- current monitoring," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 6, pp. 1280–1286, 1995.
- [32] B. Akin, S. Choi, U. Orguner, and H. A. Toliyat, "A Simple Real-Time Fault Signature Monitoring Tool for Motor-Drive-Embedded Fault Diagnosis Systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1990–2001, May 2011.
- [33] J.-K. Park, I.-M. Seo, and J. Hur, "Fault type detection using frequency pattern of stator current in IPM-type BLDC motor under stator inter-turn, dynamic eccentricity, and coupled faults," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013, pp. 2516–2521.
- [34] M. El Hachemi Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 984–993, 2000.
- [35] D. Filbert, "Advanced fault diagnosis for the mass production of small-power electric motors," in *Measurement Technology and Intelligent Instruments*, 1993, pp. 100–110.
- [36] M. Boltežar and J. Slavič, "Utilizing the connected power electronic converter for improved condition monitoring of induction motors and claw-pole generators," *Meccanica*, vol. 41, no. 3, pp. 283–297, Jun. 2006.
- [37] Li, J. Fang, and H. Li, "Single switch open-circuit fault diagnosis in brushless DC motor drivers with buck converters," *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings Chinese Soc. Electr. Eng.*, vol. 33, no. 15, pp. 124 – 132, 2013.
- [38] S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Detection of Rotor Faults in Brushless DC Motors Operating Under Nonstationary Conditions," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 6, pp. 1464–1477, Nov. 2006.
- [39] A. S. Willsky, "A survey of design methods for failure detection in dynamic systems," *Automatica*, vol. 12, no. 6, pp. 601–611, Nov. 1976.
- [40] E. Chow and A. Willsky, "Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 29, no. 7, pp. 603–614, Jul. 1984.
- [41] P. M. Frank, "Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy," *Automatica*, vol. 26, no. 3, pp. 459–474, May 1990.
- [42] J. Gertler and D. Singer, "A new structural framework for parity equation-based failure detection and isolation," *Automatica*, vol. 26, no. 2, pp. 381–388, Mar. 1990.
- [43] R. Dunia, S. J. Qin, T. F. Edgar, and T. J. McAvoy, "Identification of faulty sensors using principal component analysis," *AIChE J.*, vol. 42, no. 10, pp. 2797–2812, Oct. 1996.
- [44] J. Gertler, W. Li, Y. Huang, and T. McAvoy, "Isolation enhanced principal

- component analysis," *AIChE J.*, vol. 45, no. 2, pp. 323–334, Feb. 1999.
- [45] S. J. Qin and W. Li, "Detection, identification, and reconstruction of faulty sensors with maximized sensitivity," *AIChE J.*, vol. 45, no. 9, pp. 1963–1976, Sep. 1999.
- [46] S. J. Qin and W. Li, "Detection and identification of faulty sensors in dynamic processes," *AIChE J.*, vol. 47, no. 7, pp. 1581–1593, Jul. 2001.
- [47] R. J. Patton and J. Chen, "Robust fault detection of jet engine sensor systems using eigenstructure assignment," *J. Guid. Control. Dyn.*, vol. 15, no. 6, pp. 1491–1497, Nov. 1992.
- [48] R. J. Patton and J. Chen, "Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 10, no. 14, pp. 1193–1208, Dec. 2000.
- [49] J. Chen, R. J. Patton, and H. Zhang, "Design of unknown input observers and robust fault detection filters," *Int. J. Control*, vol. 63, no. 1, pp. 85–105, Jan. 1996.
- [50] M. HOU and P. C. MÜLLER, "Fault detection and isolation observers," *Int. J. Control*, vol. 60, no. 5, pp. 827–846, Nov. 1994.
- [51] X. Wei and M. Verhaegen, "Robust fault detection observer design for linear uncertain systems," *Int. J. Control*, vol. 84, no. 1, pp. 197–215, Jan. 2011.
- [52] X.-J. Li and G.-H. Yang, "Fault detection filter design for stochastic time-delay systems with sensor faults," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 43, no. 8, pp. 1504–1518, Aug. 2012.
- [53] D. Koenig, "Unknown input proportional multiple-integral observer design for linear descriptor systems: application to state and fault estimation," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 50, no. 2, pp. 212–217, Feb. 2005.
- [54] K. Patan, "Robust fault diagnosis in a DC motor by means of artificial neural networks and model error modelling," in *In Korbicz, J., Patan, K., Kowal, M., eds.: Fault Diagnosis and Fault Tolerant Control.*, W. Academic Publishing House Exit, Ed. 2007, pp. 337–346.
- [55] P. M. Frank, "Enhancement of robustness in observer-based fault detection†," *Int. J. Control*, vol. 59, no. 4, pp. 955–981, Apr. 1994.
- [56] X.-C. Lou, A. S. Willsky, and G. C. Verghese, "Optimally robust redundancy relations for failure detection in uncertain systems," *Automatica*, vol. 22, no. 3, pp. 333–344, May 1986.
- [57] P. M. Frank and X. Ding, "Survey of robust residual generation and evaluation methods in observer-based fault detection systems," *J. Process Control*, vol. 7, no. 6, pp. 403–424, Dec. 1997.
- [58] P. M. Frank and X. Ding, "Frequency domain approach to optimally robust residual generation and evaluation for model-based fault diagnosis," *Automatica*, vol. 30, no. 5, pp. 789–804, May 1994.

- [59] M. El-Koujok, M. Benammar, N. Meskin, M. Al-Naemi, and R. Langari, "Multiple sensor fault diagnosis by evolving data-driven approach," *Inf. Sci. (Ny)*, vol. 259, pp. 346–358, Feb. 2014.
- [60] S. M. Kargar, K. Salahshoor, and M. J. Yazdanpanah, "Integrated nonlinear model predictive fault tolerant control and multiple model based fault detection and diagnosis," *Chem. Eng. Res. Des.*, vol. 92, no. 2, pp. 340–349, Feb. 2014.
- [61] F. Caccavale, F. Pierri, and L. Villani, "Adaptive Observer for Fault Diagnosis in Nonlinear Discrete-Time Systems," *J. Dyn. Syst. Meas. Control*, vol. 130, no. 2, pp. 2463–2468, 2008.
- [62] Z. Shen, G.-H. Yang, and P. Sun, "A parameter-varying fault detection filter design approach for polytopic uncertain linear systems," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 45, no. 5, pp. 1070–1079, Feb. 2013.
- [63] M. Zhong, S. X. Ding, J. Lam, and H. Wang, "An LMI approach to design robust fault detection filter for uncertain LTI systems," *Automatica*, vol. 39, no. 3, pp. 543–550, Mar. 2003.
- [64] J. Guo, X. Huang, and Y. Cui, "Design and analysis of robust fault detection filter using LMI tools," *Comput. Math. with Appl.*, vol. 57, no. 11–12, pp. 1743–1747, Jun. 2009.
- [65] J. Zarei and E. Shokri, "Robust sensor fault detection based on nonlinear unknown input observer," *Measurement*, vol. 48, pp. 355–367, Feb. 2014.
- [66] J. F. Tu and J. L. Stein, "Model error compensation for observer design," *Int. J. Control*, vol. 69, no. 2, pp. 329–345, 1998.
- [67] J. Gertler, "Fault detection and isolation using parity relations," *Control Eng. Pract.*, vol. 5, no. 5, pp. 653–661, May 1997.
- [68] J. J. Gertler and M. M. Kunwer, "Optimal residual decoupling for robust fault diagnosis," *Int. J. Control*, vol. 61, no. 2, pp. 395–421, Feb. 1995.
- [69] *Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes 1991: Selected Papers from the IFAC/IMACS Symposium, Baden-Baden, Germany, 10 - 13 September 1991*. Elsevier, 2014.
- [70] J. J. Gertler and R. Monajemy, "Generating directional residuals with dynamic parity relations," *Automatica*, vol. 31, no. 4, pp. 627–635, Apr. 1995.
- [71] E. Chow and A. Willsky, "Analytical redundancy and the design of robust failure detection systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 29, no. 7, pp. 603–614, Jul. 1984.
- [72] I. Fagarasan and S. S. Iliescu, "Parity equations for fault detection and isolation," in *2008 IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics*, 2008, vol. 1, pp. 99–103.
- [73] W. Li and S. Shah, "Structured residual vector-based approach to sensor fault detection and isolation," *J. Process Control*, vol. 12, no. 3, pp. 429–443, Apr. 2002.

- [74] R. Isermann, "Model-based fault-detection and diagnosis – status and applications," *Annu. Rev. Control*, vol. 29, no. 1, pp. 71–85, Jan. 2005.
- [75] M. Staroswiecki and G. Comtet-Varga, "Analytical redundancy relations for fault detection and isolation in algebraic dynamic systems," *Automatica*, vol. 37, no. 5, pp. 687–699, 2001.
- [76] J. Gertler, "Diagnosing parametric faults: from parameter estimation to parity relations," in *Proceedings of 1995 American Control Conference - ACC'95*, vol. 3, pp. 1615–1620.
- [77] J. Gertler and G. DiPierro, "On the Link between Parity Relations and Parameter Estimation," *Prepr. IFAS 3rd Safeprocess Symp, (Hull, England)*, pp. 468 – 473, 1997.
- [78] R. Isermann, "Process fault detection based on modeling and estimation methods—A survey," *Automatica*, vol. 20, no. 4, pp. 387–404, 1984.
- [79] E. A. Garcia, Z. Han, and P. M. Frank, "FDI based on parameter and output estimation: An integrated approach," in *Control Conference (ECC), 1999 European*, 1999, pp. 3370–3375.
- [80] L. Menini, C. Possieri, and A. Tornambè, "Application of algebraic geometry techniques in permanent-magnet DC motor fault detection and identification," *Eur. J. Control*, May 2015.
- [81] A. Pouliezios, G. Stavrakakis, and C. Lefas, "Fault detection using parameter estimation," *Qual. Reliab. Eng. Int.*, vol. 5, no. 4, pp. 283–290, Oct. 1989.
- [82] R. Isermann and O. Moseler, "Model-Based Fault Detection for a Brushless DC Motor Using Parameter Estimation Olaf," *IECON 98 Proc. 24th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. Cat No98CH36200*, vol. 8, no. 7, pp. 1956–1960, 1998.
- [83] S. B. Rengarajan, "A method for parameter estimation and system identification for model based diagnostics," PhD Thesis, University of Texas – Austin, 2011.
- [84] O. Moseler and R. Isermann, "Application of model-based fault detection to a brushless DC motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1015–1020, 2000.
- [85] W. Chen and M. Saif, "Actuator fault diagnosis for a class of nonlinear systems and its application to a laboratory 3D crane," *Automatica*, vol. 47, no. 7, pp. 1435–1442, Jul. 2011.
- [86] K. Indriawati, T. Agustinah, and A. Jazidie, "Robust Observer-Based Fault Tolerant Tracking Control for Linear Systems with Simultaneous Actuator and Sensor Faults: Application to a DC Motor System," *Int. Rev. Model. Simulations*, vol. 8, no. 4, p. 410, 2015.
- [87] J. Chen and Y.-Y. Cao, "A stable fault detection observer design in finite frequency domain," *Int. J. Control*, vol. 86, no. 2, pp. 290–298, Feb. 2013.
- [88] J. Chen, Y.-Y. Cao, and W. Zhang, "A Fault Detection Observer Design for LPV Systems in Finite Frequency Domain," *Int. J. Control*, pp. 1–28, Oct. 2014.

- [89] A. Kukreja, "Observer Based Parameter Estimation With Applications To Model Based Diagnostics," PhD Thesis, University of Houston, 2013.
- [90] J. Delhotal, "Observer-based fault detection and isolation for motor drive inverters," PhD Thesis, University of Illinois – Urbana-Champaign, 2012.
- [91] B. Jiang and F. N. Chowdhury, "Parameter fault detection and estimation of a class of nonlinear systems using observers," *J. Franklin Inst.*, vol. 342, no. 7, pp. 725–736, Nov. 2005.
- [92] A. D. M. H. K. Watanabe, M. Sasaki, "Determination of optimal measuring sites for fault detection of non-linear systems," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 16, no. 11, pp. 1345–1363, Nov. 1985.
- [93] W. Zhang, "A fault detection and diagnosis strategy for permanent magnet brushless DC motor," PhD Thesis, McMaster University, 2012.
- [94] T. A. Najafabadi, F. R. Salmasi, and P. Jabejdar-Maralani, "Detection and Isolation of Speed-, DC-Link Voltage-, and Current-Sensor Faults Based on an Adaptive Observer in Induction-Motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 5, pp. 1662–1672, May 2011.
- [95] C.-S. Berendsen, G. Rostaing, G. Champenois, G. Obrecht, and J. Saadi, "Detection of sensor faults with observer structures in control loops," in *Proceedings of IECON '93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 344–348.
- [96] X.-G. Yan and C. Edwards, "On sliding mode observers for systems with unknown inputs," *Int. J. Adapt. Control Signal Process.*, vol. 21, no. May, pp. 638 – 656, 2007.
- [97] W. Chen and M. Saif, "A sliding mode observer-based strategy for fault detection, isolation, and estimation in a class of Lipschitz nonlinear systems," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 38, no. 12, pp. 943–955, Dec. 2007.
- [98] Y. Wang and D. H. Zhou, "Sensor Gain Fault Diagnosis for a Class of Nonlinear Systems," *Eur. J. Control*, vol. 12, no. 5, pp. 523–535, Jan. 2006.
- [99] J. H. L. J. H. Lee and J. L. J. Lyou, "Fault diagnosis and fault tolerant control of DC motor driving system," in *ISIE 2001. 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570)*, 2001, vol. 3, pp. 1719–1723.
- [100] M. Mishra, "Model based approach for fault detection and prediction using particle filters," PhD Thesis, University of Hawaii – Manoa, 2008.
- [101] L. J. de Miguel and L. F. Blázquez, "Fuzzy logic-based decision-making for fault diagnosis in a DC motor," *Eng. Appl. Artif. Intell.*, vol. 18, no. 4, pp. 423–450, Jun. 2005.
- [102] D. Fuessel and R. Isermann, "Model-based fault-detection and diagnosis – status and applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1070–1077, 2000.
- [103] M. A. Awadallah and M. M. Morcos, "Automatic Diagnosis and Location of

- Open-Switch Fault in Brushless DC Motor Drives Using Wavelets and Neuro-Fuzzy Systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 1, pp. 104–111, Mar. 2006.
- [104] M. A. Awadallah and M. M. Morcos, "Diagnosis of switch open-circuit fault in PM brushless DC motor drives," in *Large Engineering Systems Conference on Power Engineering, 2003*, 2003, pp. 69–73.
- [105] D. Fuessel and R. Isermann, "Hierarchical motor diagnosis utilizing structural knowledge and a self-learning neuro-fuzzy scheme," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1070–1077, 2000.
- [106] H. C. Cho, J. Knowles, M. S. Fadali, and K. S. Lee, "Fault Detection and Isolation of Induction Motors Using Recurrent Neural Networks and Dynamic Bayesian Modeling," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 18, no. 2, pp. 430–437, Mar. 2010.
- [107] P. V. Goode, "Using a neural/fuzzy system to extract heuristic knowledge of incipient faults in induction motors. Part I-Methodology," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 42, no. 2, pp. 131–138, Apr. 1995.
- [108] F. Filippetti, M. Martelli, G. Franceschini, and C. Tassoni, "Development of expert system knowledge base to on-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors," in *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 92–99.
- [109] M.-Y. Chow, R. N. Sharpe, and J. C. Hung, "On the application and design of artificial neural networks for motor fault detection. I," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 2, pp. 181–188, Apr. 1993.
- [110] H. A. Talebi, K. Khorasani, and S. Tafazoli, "A recurrent neural-network-based sensor and actuator fault detection and isolation for nonlinear systems with application to the satellite's attitude control subsystem," *IEEE Trans. Neural Netw.*, vol. 20, no. 1, pp. 45–60, Jan. 2009.
- [111] R. Isermann, "Fault diagnosis of machines via parameter estimation and knowledge processing—Tutorial paper," *Automatica*, vol. 29, no. 4, pp. 815–835, Jul. 1993.
- [112] R. Isermann, "Model base fault detection and diagnosis methods," in *Proceedings of 1995 American Control Conference - ACC'95*, vol. 3, pp. 1605–1609.
- [113] P. M. Frank, "Analytical and Qualitative Model-based Fault Diagnosis – A Survey and Some New Results," *Eur. J. Control*, vol. 2, no. 1, pp. 6–28, Jan. 1996.
- [114] J. Lunze and J. H. Richter, "Reconfigurable Fault-tolerant Control: A Tutorial Introduction," *Eur. J. Control*, vol. 14, no. 5, pp. 359–386, Jan. 2008.
- [115] M. Muenchhof, M. Beck, and R. Isermann, "Fault-tolerant actuators and drives—Structures, fault detection principles and applications," *Annu. Rev. Control*, vol. 33, no. 2, pp. 136–148, Dec. 2009.



- [116] J. Shetty, "A multilevel approach to fault detection," MS. Thesis, Case Western Reserve University, Cleveland, 1985.
- [117] P. Young, "Parameter estimation for continuous-time models—A survey," *Automatica*, vol. 17, no. 1, pp. 23–39, Jan. 1981.
- [118] S. Sagara and Z.-Y. Zhao, "Numerical integration approach to on-line identification of continuous-time systems," *Automatica*, vol. 26, no. 1, pp. 63–74, Jan. 1990.
- [119] W. Li and J. Gertler, "Detection and isolation of slight parametric faults in continuous-time systems," in *Preprints of 11th IFAC SYDID 3rd Symposium, (Kitakyushu, Japan)*, 1997, pp. 1161 – 1166.
- [120] D. Cox, David A, Little, John, O'Shea, *Ideals, Varieties, and Algorithms: An Introduction to Computational Algebraic Geometry and Commutative Algebra*. Springer, New York, 2007.
- [121] D. Nesic and I. M. Mareels, "Dead beat controllability of polynomial systems: symbolic computation approaches," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 43, no. 2, pp. 162–175, 1998.
- [122] B. Tibken, "Observability of nonlinear systems - an algebraic approach," in *2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601)*, 2004, vol. 5, pp. 4824–4825 Vol.5.
- [123] L. Menini and A. Tornambe, "Immersion and darboux polynomials of boolean networks with application to the pseudomonas syringae hrp regulon," in *52nd IEEE Conference on Decision and Control*, 2013, pp. 4092–4097.
- [124] L. Menini and A. Tornambè, "On a Lyapunov equation for polynomial continuous-time systems," *Int. J. Control*, vol. 87, no. 2, pp. 393–403, Sep. 2013.
- [125] A. Noura, H., Theilliol, D., Ponsart, J.-C., Chamseddine, *Fault-tolerant Control Systems Design and Practical Applications*. Springer-Verlag, 2009.
- [126] M. Blanke, M., Kinnaert, M., Lunze, J., Staroswiecki, *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Springer Berlin Heidelberg, 2006.
- [127] Z. Gao and S. X. Ding, "Fault estimation and fault-tolerant control for descriptor systems via proportional, multiple-integral and derivative observer design," *IET Control Theory Appl.*, vol. 1, no. 5, pp. 1208–1218, Sep. 2007.
- [128] R. J. Patton and S. Klinkhieo, "Actuator fault estimation and compensation based on an augmented state observer approach," in *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference*, 2009, pp. 8482–8487.
- [129] B. Jiang and M. Staroswiecki, "Dynamic Output Feedback-Fault Tolerant Controller Design for Takagi–Sugeno Fuzzy Systems With Actuator Faults," *IEEE Trans. Fuzzy Syst.*, vol. 18, no. 1, pp. 194–201, Feb. 2010.
- [130] Z. Gao and S. X. Ding, "Sensor fault reconstruction and sensor compensation for a class of nonlinear state-space systems via a descriptor system approach,"

*Control Theory & Appl. IET*, vol. 1, no. 3, pp. 578–585, May 2007.

- [131] R. Nazari, M. M. Seron, and J. A. De Doná, “Fault-tolerant control of systems with convex polytopic linear parameter varying model uncertainty using virtual-sensor-based controller reconfiguration,” *Annu. Rev. Control*, vol. 37, no. 1, pp. 146–153, Apr. 2013.
- [132] K. Indriawati, A. Jazidie, and T. Agustinah, “Reconfigurable Controller Based on Fuzzy Descriptor Observer for Nonlinear Systems with Sensor Faults,” *Appl. Mech. Mater.*, vol. 771, pp. 59–62, Jul. 2015.
- [133] A. Khedher, K. Othman, and M. Benrejeb, “Active fault tolerant control (FTC) design for Takagi-Sugeno fuzzy systems with weighting functions depending on the FTC,” *Int. J. Comput. ...*, 2011.
- [134] “cRIO-9075 - National Instruments.” [Online]. Available: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/sr/nid/209757>. [Accessed: 19-Jun-2015].
- [135] B. C. Kuo and J. Tal, *DC motors and control systems*. SRL Pub. Co., 1978.
- [136] “Chapter 8. Models of Friction.” [Online]. Available: [http://www.mogi.bme.hu/TAMOP/robot\\_applications/ch07.html](http://www.mogi.bme.hu/TAMOP/robot_applications/ch07.html). [Accessed: 10-Jan-2016].
- [137] M. Bjekic, S. Antic, and A. Milovanovic, “Permanent Magnet DC Motor Friction Measurement and Analysis of Friction’s Impact,” *Int. Rev. Electr. Eng.*, vol. 6, no. 5, pp. 2261–2269, 2011.
- [138] М. Бјекић, З. Стевић, А. Миловановић, С. Антић, *Регулација електромоторних погона*. Чачак: Технички факултет Чачак, 2010., 2010.
- [139] S. Antić and Ž. Đurović, “Permanent magnet dc motor additive faults detection and isolation,” in *Proceedings of 1st International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN, Vrnjačka Banja, Serbia, 2-5 June, 2014*.
- [140] A. Johansson, M. Bask, and T. Norlander, “Dynamic threshold generators for robust fault detection in linear systems with parameter uncertainty,” *Automatica*, vol. 42, no. 7, pp. 1095–1106, Jul. 2006.
- [141] X. Huang, T. G. Habetler, and R. G. Harley, “Detection of Rotor Eccentricity Faults in a Closed-Loop Drive-Connected Induction Motor Using an Artificial Neural Network,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1552–1559, Jul. 2007.
- [142] Z. Han, W. Li, and S. L. Shah, “Fault detection and isolation in the presence of process uncertainties,” *Control Eng. Pract.*, vol. 13, no. 5, pp. 587–599, May 2005.
- [143] R. Martinez-Guerra and J. L. Mata-Machuca, *Fault Detection and Diagnosis in Nonlinear Systems*. Cham: Springer International Publishing, 2014.
- [144] M. Du, J. Scott, and P. Mhaskar, “Actuator and sensor fault isolation of nonlinear process systems,” *Chem. Eng. Sci.*, vol. 104, pp. 294–303, Dec. 2013.

- [145] D. Fragkoulis, G. Roux, and B. Dahhou, "Detection, isolation and identification of multiple actuator and sensor faults in nonlinear dynamic systems: Application to a waste water treatment process," *Appl. Math. Model.*, vol. 35, no. 1, pp. 522–543, Jan. 2011.
- [146] A. T. Vemuri, "Sensor bias fault diagnosis in a class of nonlinear systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 45, no. 6, pp. 949–954, Jun. 2001.
- [147] F. Caccavale and L. Villani, "An adaptive observer for fault diagnosis in nonlinear discrete-time systems," in *American Control Conference, 2004. Proceedings of the 2004*, vol. 3, pp. 2463–2468 vol.3.
- [148] D. N. Shields, S. A. Ashton, and S. Daley, "Robust fault detection observers for nonlinear polynomial systems," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 32, no. 6, pp. 723–737, Jan. 2001.
- [149] D. Liu, Y. Yang, and Y. Zhang, "Robust fault estimation for singularly perturbed systems with lipschitz nonlinearity," *J. Franklin Inst.*, Jan. 2016.
- [150] J. Bokor and Z. Szabó, "Fault detection and isolation in nonlinear systems," *Annu. Rev. Control*, vol. 33, no. 2, pp. 113–123, Dec. 2009.
- [151] H. Qian, Y. Peng, and G. Yang, "Reduced-order observer-based fault estimation and fault-tolerant control for a class of discrete Lipschitz nonlinear systems," *Optim. Control Appl. Methods*, Jan. 2016.
- [152] M. Muenchhof, M. Beck, and R. Isermann, "Fault Diagnosis and Fault Tolerance of Drive Systems : Status and Research," *Eur. J. Control*, vol. 15, no. 3–4, pp. 370–388, Jan. 2009.
- [153] B. Ding and H. Fang, "Multi-faults detection and estimation for nonlinear stochastic system based on particle filter and hypothesis test," *Int. J. Syst. Sci.*, pp. 1–10, Dec. 2015.
- [154] L. Guo, Y. Tian, and M. Fang, "Fault Detection and Diagnosis for Nonlinear System Based on Neural Network on-line Approximator," in *2006 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, 2006*, vol. 2, pp. 5530–5534.
- [155] H. T. Mok, C. W. Chan, and Z. Yang, "An intelligent online fault diagnostic scheme for nonlinear systems," *J. Control Theory Appl.*, vol. 6, no. 3, pp. 267–272, Sep. 2008.
- [156] M. B. Z. P. E. Wellstead, *Self-Tuning Systems: Control and Signal Processing*. Wiley, 1991.
- [157] S. Antić and Ž. Đurović, "Application of sliding integral algorithm for parametric fault detection of an DC motor amplifier," in *Proceedings of 2st International Conference on Electrical, Electronic and Computing Engineering IcETRAN 2015, Srebrno jezero, Serbia, 8-11 June, 2015*.
- [158] S. Antić, Z. Djurovic, and G. Kvascev, "Application of Structured and Directional Residuals for Fault Detection and Isolation on Permanent-Magnet DC Motor with Amplifier," *Qual. Reliab. Eng. Int.*, 2016.

## БИОГРАФИЈА

Кандидаткиња мр Сања Антић (дев. Миленковић) је рођена 19. 8. 1976. године у Чачку. Основну школу и Гимназију у Чачку завршила као носилац дипломе Вук Караџић. Школске године 1995/96 уписује се као редован студент Електротехничког одсека, смера Индустријске енергетике на Техничком факултету у Чачку. Током студија више је пута награђивана за постигнуте успехе студирања. Дипломирала је 2000. године са просечном оценом 9.60 у току студија. Назив дипломског рада "Примена *fuzzy* логике у естимирању динамичког модела једносмерног мотора". Након завршетка студија награђена је и као најбољи дипломирани студент за 2000. годину.

Након завршетка студија од септембра 2001. године запослена као асистент приправник на Катедри за општу електротехнику и електронику Техничког факултета у Чачку, на предметима Основи електротехнике и Електрична мерења. Од јануара 2009. године ангажована је као асистент на предметима Електромоторни погони, Регулације електромоторних погона и Аутоматско управљање, а од септембра 2013. године и на Дигиталним системима управљања.

Последипломске студије уписала на Техничком факултету у Чачку 2002. године. На овом нивоу образовања избор предмета је био фокусиран у области Управљања континуалним и дигиталним системима, њихово моделовање и симулацију, идентификацију процеса система, рачунарско управљање системима као и пројектовању дигиталних филтара. Стекла звање Магистра техничких наука, смер - електротехника, научна област - Управљање системима 2009. године, са просечном оценом 10 на последипломским студијама. Назив магистарске тезе: "Симулација и реализација напонско-струјног управљања микро-мотора једносмерне струје".

За израду докторске дисертације пријавила се 2010. године код проф. Жељка Ђуровића и период 2010. до 2016. године провела је у истраживању и припреми докторске дисертације. Јуна 2015. пријавила тему дисертације под насловом "Примена метода за детекцију отказа заснованих на моделу у електро-механичким система".

Учесник је три пројекта националног и међународног значаја.

Прилог 1.

## Изјава о ауторству

Потписани-а Саша Анђић  
број индекса \_\_\_\_\_

### Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

**"ПРИМЕНА МЕТОДА ЗА ДЕТЕКЦИЈУ ОТКАЗА ЗАСНОВАНИХ  
НА МОДЕЛУ У ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКИМ СИСТЕМИМА"**

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

Потпис докторанда

У Београду, 7.4.2016.

Саша Анђић



Прилог 3.

## Изјава о коришћењу

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

**“ПРИМЕНА МЕТОДА ЗА ДЕТЕКЦИЈУ ОТКАЗА ЗАСНОВАНИХ  
НА МОДЕЛУ У ЕЛЕКТРО-МЕХАНИЧКИМ СИСТЕМИМА”**

која је моје ауторско дело.

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

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

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

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

У Београду, 7.4.2016.

Потпис докторанда

Сандра Анђелић



1. Ауторство - Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.
2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.
3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.
4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.
5. Ауторство – без прераде. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.
6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.