

УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ

Александар Р. Милић

УПРАВЉАЊЕ АСИНХРОНИМ МАШИНАМА
НА ОСНОВУ РОТОРСКИХ ЖЛЕБНИХ
ХАРМОНИКА ПРИСУТНИХ У СТРУЈИ
СТАТОРА

Докторска дисертација

Београд, 2024

UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING

Aleksandar R. Milić

**CONTROL OF ASYNCHRONOUS MACHINES
BASED ON ROTOR SLOT HARMONICS
COMPRISED IN STATOR CURRENTS**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2024

Ментор:

др Слободан Н. Вукосавић, редовни професор
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Чланови комисије:

др Драган Михаић, ванредни професор
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

др Томислав Шекара, редовни професор
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

др Жарко Јанда, виши научни сарадник
Универзитет у Београду, Институт „Никола Тесла“

др Милан Бебић, ванредни професор
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

др Зоран Стојановић, редовни професор
Универзитет у Београду, Електротехнички факултет

Датум одбране: _____ године у Београду.

Наслов дисертације: Управљање асинхроним машинама на основу роторских жлебних хармоника присутних у струји статора

Сажетак: У дисертацији је представљена синтеза нове структуре за оцену брзине обртања вратила асинхроне машине са кавезним ротором заснована на роторским жлебним хармоницима (РЖХ) присутним у струји статора. Структура за оцену брзине заснована на РЖХ, у наставку као естиматор, дизајнирана је са циљем да се употреби уместо давача на вратилу за потребе регулације брзине и струје високих перформанси. У дисертацији се рад регулатора брзине и векторског управљања заснива на излазима естиматора, а синтеза надређених регулационих петљи је извршена уважавањем статичког и динамичког понашања естиматора. Кроз аналитику, симулационе моделе и експериментална испитивања естиматора и *sensorless* регулационог система, остварени су следећи резултати:

- тачност у оцени брзине од 0,1164% са кашњењем оцене од 50 ms при брзини обртања од 4% номиналне брзине;
- тачност у оцени брзине од 0,041% са кашњењем оцене од 7 ms при номиналној брзини;
- временски одзив естиматора у присуству одскочне промене брзине који не усложњава захтеве у погледу синтезе регулатора брзине;
- излази естиматора су успешно искоришћени за потребе *sensorless* регулације брзине и векторског управљања;
- остварен је пропусни опсег *sensorless* регулационе петље по брзини од 15 Hz;
- експериментално је остварен поуздан рад *sensorless* система у присуству:
 - одскочне промене референце брзине од 1000 обр/мин;
 - промене референце брзине са динамиком рампе стрмине 1400 обр/секунди;
 - промене оптерећења на вратилу са динамиком рампе стрмине 3,75 Nm/s;
 - одскочне промене оптерећења у вредности од 100% номиналног момента силе;
- дефинисани су минимални услови и ограничења која морају бити остварена у погледу практичне примене решења;

Према до сада публикованој литератури, методе засноване на РЖХ се доминантно користе за потребе надзора, дијагностике и адаптације параметара електричног погона. Највећи број до сада публикованих решења, заснованих на споменутој анизотропији, подразумевао је оцену брзине у устаљеном стању. Динамичко понашања метода заснованих на РЖХ и њихова употреба у *sensorless* регулационим системима углавном нису разматрани. Додатно, за потребе примене, решења углавном захтевају модификације над енергетским претварачем или електричном машином, употребу више процесорских јединица у једновременом раду, матрице података, додатни меморијски простор, познавање параметара машине и претварача, итд.

Метода представљена у дисертацији нема захтеве у погледу практичне примене и није ограничена на специфичну апликацију. Представљени естиматор се може користити за потребе регулације, надзора и дијагностике система код било које асинхроне машине која има способност да генерише РЖХ. У погледу структуре естиматора, РЖХ се детектују у спектру струје статора користећи фазно спрегнуту петљу (ФСП). Како би се увећала робусност решења, пре процеса детекције мерена струја статора се пропушта кроз адаптивни дигитални филтар пропусника опсега (ПО) учестаности. На излаз ФСП постављен је адаптивни дигитални нискофреквентни (НФ) филтар. НФ филтар обезбеђује жељену тачност и кашњење у оцени брзине, као и потребну брзину адаптације централне учестаности улазног филтра ПО у погледу стабилности естиматора. Наведени елементи естиматора брзине су пројектовани према захтевима надређених регулационих петљи како би се обезбедило жељено понашање естиматора током прелазних процеса и у устаљеном стању. Овако направљен естиматор је у дисертацији коришћен за потребе синтезе регулације по брзини и векторског управљања.

Регулатор брзине је дизајниран уважавајући динамику естиматора. Захваљујући прихватљивом динамичком одзиву естиматора за потребе регулације брзине је употребљена

пропорционално-интегрална (ПИ) структура регулатора. Да би се остварило квалитетно понашање и стабилност погона при сваком радном режиму, параметри регулатора и естиматора брзине се мењају заједно у функцији радног режима и максималног дозвољеног пропусног опсега регулационих петљи. На основу наведених аналитичких функција, изведени су линеарни модели естиматора брзине и регулационе петље по брзини. На основу линеарне анализе стабилности, симулационих и експерименталних испитивања система, понашање и стабилност представљеног *sensorless* регулационог система и естиматора брзине се могу гарантовати ако и само ако су у произвољном погону испуњена оба од два наредна услова:

- да је РЖХ описан са минимум пет квантизационих нивоа аналогно-дигиталног конвертора;
- да је брзина промене учестаности РЖХ у времену мања од 770 Hz/s.

Анализама и испитивањима је показано да наведени услови нису искључиви. Естиматор и регулациони систем радиће и у случају да било који од наведених услова није испуњен, али се не може гарантовати наведено понашање система и стабилност. Показано је да наведени услови неће бити испуњени при нижим вршним вредностима РЖХ, тј. при малим брзинама, и у присуству одскочних промена оптерећења на вратилу машине велике јачине.

Алгоритми за оцену брзине, регулацију брзине, регулацију струје и векторско управљање реализовани су на јединственом процесору без додатних захтева у погледу хардвера или софтвера. Рад погона са *sensorless* регулацијом момента силе, флуksа и брзине, као и естиматора брзине, демонстриран је над трофазном асинхроном машином снаге 2,2 kW у опсегу учестаности статорских струја од 2 Hz (60 обр/мин) до 50 Hz (1500 обр/мин), и од празног хода до номиналног оптерећења. Одзиви система су демонстрирани при променама референце брзине и у присуству оптерећења на вратилу, и то при различитим јачинама и динамикама поремећаја. Остварен је пропусни опсег *sensorless* регулације по брзини до 15 Hz и потискивање поремећаја од 100% вредности номиналног момента силе.

У погледу естиматора, поуздан рад је остварен на веома малим брзинама, при учестаности струје статора од 2 Hz, у поређењу са великим бројем до сада публикованих решења која обезбеђују оцену брзине до учестаности од 5 Hz. Према најбољем сазнању аутора, до сада публиковане методе су на најнижим радним брзинама оствариле тачност не већу од 0,2%. Како су до сада публикована решења по природи фиксне структуре, тачност се није мењала са променом радних режима. У дисертацији представљено решење у најгорем случају, тј. при празном ходу и учестаности струје статора од 2 Hz, има тачност од 0,1164% са кашњењем у оцени брзине од 50 ms. Адаптивна природа представљеног естиматора пружа кашњење од 7 ms са тачношћу од 0,041% у празном ходу за учестаности струје статора веће од 40 Hz. Током испитивања је показано да са порастом оптерећења на вратилу тачност оцењене брзине знатно расте. Може се закључити да, у поређењу са претходно публикованим решењима, естиматор представљен у дисертацији пружа бољу тачност, ниже кашњење, реализацију без специфичних захтева, као и да је успешно употребљен за *sensorless* регулацију момента силе, флуksа и брзине одличног квалитета понашања. Остварени квалитет понашања и стабилност система се могу гарантовати ако и само ако су испуњена два наведена услова у погледу вршне вредности и брзине промене учестаности РЖХ.

Кључне речи: асинхрона машина, роторски жлебни хармоници, *sensorless* управљање, векторско управљање, дигитални филтри, регулација брзине, фазно спрегнута петља, електрични погон

Научна област: Електротехника

Ужа научна област: Енергетски претварачи и погони

Dissertation title: Control of asynchronous machines based on rotor slot harmonics comprised in stator currents

Summary: The thesis presents the synthesis of a new structure to estimate the shaft rotation speed of an asynchronous machine with a cage rotor based on the rotor slot harmonics (RSH) comprised in the stator current. The RSH-based speed estimation structure, hereinafter referred to as estimator, is designed to be used in place of a speed sensor for high-performance speed and current regulation purposes. In the thesis, the operation of the speed regulator and vector control is based on the outputs of the estimator, and the synthesis of the control system was carried out taking into account the static and dynamic behavior of the estimator. Through analysis, simulation models and experimental tests of the estimator and *sensorless* regulation system, the following results were achieved:

- speed estimation accuracy of 0,1164% with an estimation delay of 50 ms at a rotation speed of 4% of the nominal speed;
- speed estimation accuracy of 0,041% with an estimation delay of 7 ms at the nominal speed;
- the frequency and time response of the estimator that does not complicate the requirements for the synthesis of the speed regulator;
- the outputs of the estimator were successfully used for the needs of sensorless speed regulation and vector control purposes;
- the bandwidth of the speed sensorless control loop of 15 Hz was achieved;
- reliable operation of the sensorless system was achieved experimentally in the presence of:
 - o step speed reference change of 1000 rpm;
 - o ramp speed reference change with a slope of 1400 rotations per seconds;
 - o ramp load change with a slope of 3,75 Nm/s;
 - o step load change of 100% of the nominal torque;
- the minimum conditions and limitations that must be met regarding the practical application of the solution are defined.

In the literature, RSH-based methods are dominantly used for monitoring, diagnostics and adjustment of the electrical drive parameters. Most of the solutions published so far, based on the mentioned anisotropy, related to the estimation of the speed in the stationary conditions. The dynamic behavior of RSH-based methods and their use in sensorless control systems has usually not been considered. Further, for application purposes, the solutions generally require modifications of the power converter or electrical machine, the use of multiple processing units in simultaneous operation, look-up tables, additional memory space, information of the converter and machine parameters, etc.

The method presented in the thesis has no requirements regarding practical application and is not limited to a specific application. The presented estimator can be used for system regulation, monitoring and diagnostic purposes of any asynchronous machine that can generate RSH. Regarding the structure of the estimator, RSHs are detected in the stator current spectrum using a phase-locked loop (PLL). To increase the robustness of the solution, prior to the detection process, the measured stator current passes through an adaptive digital frequency band-pass filter (BPF). An adaptive low-pass digital filter (LPF) is placed at the output of the PLL. The LPF provides the desired accuracy and estimation delay, as well as the required rate of adaptation of the center frequency of the BPF in terms of stability of the estimator. The mentioned elements of the speed estimator are designed according to the requirements of the control system to ensure the desired behavior of the estimator during steady-state and transient processes. The estimator designed in this way was further used in the dissertation for the needs of the synthesis of sensorless speed regulation and vector control.

The speed regulator is designed considering the dynamics of the estimator. Acceptable dynamic response of the estimator provides the proportional-integral (PI) structure of the regulator to be used for speed regulation. The parameters of the regulator and the estimator are adapting together as a function of the operating regime and the maximum allowed bandwidth of the control loops, to achieve high performance and stability of the electrical drive in each operating regime. Linear models of the

speed estimator and speed control loop were derived based on these analytical functions. Based on the linear stability analysis, simulation and experimental tests of the system, the performance and stability of the presented sensorless control system and speed estimator can be guaranteed if and only if the following two conditions are met in arbitrary electrical drive:

- that RSH is described with a minimum of five quantization levels of the analog-digital converter;
- that the rate of change of the RSH frequency is less than 770 Hz/s.

Analysis and experimental tests have shown that the indicated conditions are not exclusive. The estimator and regulation system will operate even if any of the stated conditions are not met, but the stated system performance and stability cannot be guaranteed. It is shown that the indicated conditions will not be met with lower amplitudes of the RSH, i.e. at low speeds, and in the presence of higher values of step load change on the motor shaft.

Algorithms for speed estimation, speed regulation, current regulation, and vector control are implemented on a single processor with no additional hardware or software requirements. The operation of the electrical drive with sensorless torque, flux and speed regulation, as well as the speed estimator, was demonstrated on a 2,2 kW three-phase asynchronous machine in the frequency range of stator currents from 2 Hz (60rpm) up to 50 Hz (1500 rpm) and from idle to nominal load. The system responses are demonstrated during changes in speed reference and in the presence of shaft loads, with different disturbance intensities and dynamics. The sensorless speed regulation bandwidth of up to 15 Hz and disturbance suppression of 100% of the nominal torque value were achieved.

As for the estimator, reliable operation was achieved at very low speeds, at a stator current frequency of 2 Hz, compared to many solutions published so far that provide speed estimation up to a frequency of 5 Hz. To the best of the author's knowledge, methods published so far achieved an accuracy of no more than 0,2% at the lowest operating speeds. As the solutions published so far have a fixed structure, the accuracy did not change with the change of operating regimes. In the worst case for the solution presented in the dissertation, i.e. at idle-state and with a stator current frequency of 2 Hz, it has a speed estimation accuracy of 0,1164% with an estimation delay of 50 ms. The adaptive nature of the presented estimator provides a delay of 7 ms with an accuracy of 0,041% at stator current frequencies above 40 Hz. It is shown, during the experimental tests, that the accuracy of the estimated speed increases significantly with increasing load on the shaft. It can be concluded that, compared to previously published solutions, the estimator presented in the dissertation provides higher accuracy, lower delay, realization without specific requirements and that it was successfully used within the high-performance sensorless regulation of the torque, flux and speed. The achieved performance and stability can be guaranteed if and only if the two stated conditions, regarding the amplitude value and the rate of change of the RSH frequency, are met.

Keywords: *Induction machines, Rotor Slot Harmonics, Sensorless control, Machine vector control, Digital Filter, Speed control, Phase-Locked Loop, Electrical Drive*

Scientific area: Electrical engineering

Scientific subarea: Power converters and drives

Садржај

1	Увод.....	1
1.1	Историјат електричних погона.....	1
1.2	Структура електричног погона.....	2
1.3	Давачи позиције и брзине на вратилу машине.....	8
1.4	Предмет истраживања.....	10
1.5	Полазне хипотезе и методологија истраживања.....	13
1.6	Остварени научни доприноси.....	14
1.7	Структура докторске дисертације.....	15
2	Алгоритми за оцену брзине обртања вратила.....	16
2.1	Утицај инвертора на <i>sensorless</i> алгоритме.....	16
2.2	Динамички модел АМ у појасу основних учестаности.....	33
2.3	Анизотропије код АМ са кавезним ротором.....	39
2.3.1	МПС расподељеног намотаја статора.....	40
2.3.2	Интеракција временских и просторних виших хармоника.....	46
2.3.3	МПС трофазног статорског расподељеног намотаја.....	49
2.3.4	Ожљебљење магнетског кола статора и ротора.....	50
2.3.5	Засићење магнетског кола.....	52
2.3.6	Ексцентрицитет ротора.....	53
2.3.7	Вектор магнетске индукције статора.....	55
2.3.8	Реакција кавезног роторског намотаја.....	55
2.3.9	Линијски спектар струје статорског намотаја.....	59
2.4	Алгоритми за оцену брзине обртања вратила.....	64
2.4.1	Алгоритми засновани на моделу АМ у појасу основних учестаности.....	65
2.4.2	Алгоритми засновани на анизотропијама у АМ.....	70
2.5	Закључци другог поглавља.....	74
3	Естиматор брзине заснован на РЖХ.....	75
3.1	Структура естиматора за оцену брзине обртања вратила.....	75
3.2	Критеријуми за синтезу естиматора брзине.....	82
3.3	Синтеза адаптивног дигиталног филтра ПО учестаности.....	85
3.4	Синтеза фазно спрегнуте петље.....	97
3.5	Синтеза НФ филтра и анализа стабилности естиматора.....	106
3.6	Закључци трећег поглавља.....	118
4	Синтеза <i>sensorless</i> регулационог система.....	120
4.1	Управљање моментом и брзином код <i>sensorless</i> погона.....	120
4.2	Структура <i>sensorless</i> погона заснованог на РЖХ.....	125
4.3	Синтеза дигиталног регулатора струје.....	128

4.4	Синтеза дигиталног регулатора брзине	139
4.5	Закључци четвртог поглавља	150
5	Експериментална испитивања	151
5.1	Експериментална поставка	151
5.2	Испитивање јачине РЖХ у функцији радних режима	158
5.3	Испитивање естиматора брзине у празном ходу	164
5.4	Испитивање естиматора брзине у присуству оптерећења	170
5.5	Испитивање <i>sensorless</i> система у празном ходу	174
5.6	Испитивање <i>sensorless</i> система у присуству оптерећења	178
5.7	Закључци петог поглавља	182
6	Закључак	183
7	Списак коришћене литературе	186
	Биографија аутора	200
	Изјава о ауторству	201
	Изјава о истовестности штампане и електронске верзије докторског рада	202
	Изјава о коришћењу	203

Списак слика

Слика 1.1. Електрични погон.....	3
Слика 1.2. Структурални елементи инвертора и упрошћени модел асинхроне машине.	8
Слика 1.3. Давачи на вратилу асинхроне машине: а) резолвер; б) енкодер.	10
Слика 2.1. Упрошћени модел аналогно-дигиталног конвертора.....	18
Слика 2.2. Несавршености при раду инвертора.	19
Слика 2.3. Преглед битних хардверских периферија у ДСП.	20
Слика 2.4. Аналогна импулсно-ширинска модулација: а) TTL сигнали, б) облици струја и напона. ...	23
Слика 2.5. Динамике носиоца: а) тестерасти са растућом ивицом; б) тестерасти са падајућом ивицом; в) троугаони носилац.....	25
Слика 2.6. Двоструко мењање индекса модулације по периоду са унапређеном организацијом прекидне рутине.	26
Слика 2.7. Мртво време: а) модификација импулсно-ширинске модулације; б) математичка представа утицаја мртвог времена.....	29
Слика 2.8. Трансформације модела: а) Кларкина и б) Паркова трансформација.	36
Слика 2.9. Концентрисани намотаји: а) пун полни корак; б) просторна расподела МПС.....	41
Слика 2.10. Концентрисани намотаји: а) вишеполност; б) скраћено полно растојање.....	43
Слика 2.11. Машина са расподељеним намотајем: а) расподела навојака; б) расподела МПС.	48
Слика 2.12. Узроци анизотропија: а) ожљебљења магнетског кола статора и ротора; б) промена пермеабилности са променом магнетског поља.	52
Слика 2.13. Геометријско измештање ротора као узрок ексцентрицитета.....	53
Слика 2.14. Анализа реакције кавезног ротора над два пола роторског намотаја.....	57
Слика 2.15. Проширени модел АМ заснован на анизотропијама.	62
Слика 2.16. Естиматор статорског флукса са идеалним интегратором.	67
Слика 2.17. Опсервер заснован на редундантности динамичког модела АМ.....	69
Слика 3.1. Структура естиматора РЖХ заснована на ФСП и улазно-излазним филтрима.....	76
Слика 3.2. Филтар ПО: а) нелинеарни у функцији параметра Q; б) линеарни филтар.....	77
Слика 3.3. Структуре ДФ: а) FIR филтар; б) IIR филтар.	79
Слика 3.4. Структура естиматора РЖХ са ФСП и адаптивним дигиталним филтрима.....	84
Слика 3.5. а) Временски одзиви филтра ПО у функцији броја каскада при константном опсегу пуштања филтра; б) Квадрат амплитудне карактеристике филтра.	88
Слика 3.6. Симулациони модел једне каскаде прототипа IIR филтра ПО учестаности.....	90
Слика 3.7. Временски одзив филтра ПО у функцији f_{FUND} са: а) константним параметром α_{BPF} ; б) са променљивим параметром α_{BPF}	92
Слика 3.8. Фреквенцијски одзив филтра: а) у функцији броја каскада N; б) при адаптивном α_{BPF} за две централне учестаности $f_{RSH} \approx 345$ Hz, $f_{RSH} \approx 750$ Hz.	92
Слика 3.9. Временски одзиви у функцији f_{FUND} , за: а) $f_{FUND} = 25$ Hz; б) $f_{FUND} = 50$ Hz.....	93
Слика 3.10. а) Улазни тест сигнал; б) Временски одзиви филтра ПО на системске поремећаје са константним и променљивим α_{BPF}	93
Слика 3.11. а) Временски одзив филтра на системске поремећаје у функцији број каскада; б) Фреквенцијски одзив филтра у функцији периоде дискретизације и централне учестаности.	94
Слика 3.12. а) Модел филтра ПО за мале сигнале; б) Одзив линеарног модела на поремећаје.....	97
Слика 3.13. Структура фазно спрегнуте петље.....	98
Слика 3.14. а) Модел за мале сигнале ФСП; б) Фреквенцијски одзиви филтра НО.	101
Слика 3.15. Симулациони модел фазно спрегнуте петље у z – домену.....	102
Слика 3.16. Динамичко понашање ФСП: а) промена параметра ω_n ; б) промена параметра ξ	104
Слика 3.17 Испитивање ФСП: а) фазна грешка; б) одзиви у устаљеном стању и при прелазним процесима; в) одзив ФСП током праћења рампе на улазу; г) улази у ФД.....	105
Слика 3.18 Линеарни модел естиматора РЖХ за мале сигнале.	107
Слика 3.19. Симулациони модел естиматора РЖХ и брзине вратила у z – домену.....	109
Слика 3.20. Одскочни одзиви подсистема у естиматору: а) при $f_{FUND} = 50$ Hz; б) при $f_{FUND} = 2$ Hz. ...	109
Слика 3.21. Одскочни одзиви естиматора у функцији D: а) при $f_{FUND} = 2$ Hz; б) при $f_{FUND} = 50$ Hz.	110
Слика 3.22. Испитивање естиматора: а) динамика промене сигнала на улазу у естиматор; б) излаз фазног детектора $\Delta\theta$; в) улазни сигнал са свим додатим хармоницима; г) РЖХ са вишим хармоницима.	111

Слика 3.23. Испитивање естиматора: а) излази на каскадама филтра ПО; б) статичко и динамичко испитивање; в) граница стабилности и одскачни одзиви; г) испитивање модела за мале сигнале.	112
Слика 3.24. Испитивање естиматора: а) промене учестаности првог хармоника струје статора; б) промена параметра τ_{LPF} ; в) промена параметра β_{BPF} ; г) промена параметра α_{BPF}	113
Слика 3.25. Испитивање стабилности: а) Никвистова крива; б) Бодеев фреквенцијски одзив.	116
Слика 3.26. Испитивање робусности: а) положај полова и нула у s - равни; б) положај полова и нула са променом f_{FUND} ; в) понашање система немиминалне фазе.	117
Слика 3.27. Утицај промене слободног параметра $f_{BW_{wreg}}$ приказане у s - равни: а) на доминантне нуле и половине естиматора; б) на опсег немиминално фазног понашања естиматора.	118
Слика 4.1. Векторско управљање.	122
Слика 4.2. Структура sensorless система управљања по струји и брзини заснованог на РЖХ.	127
Слика 4.3 Организација прекидне рутине.	129
Слика 4.4. Редослед прекида при последњем одбирку у DMA трансферу са: а) 12 бита; б) 16 бита.	129
Слика 4.5. Блок дијаграм регулационе петље по струји.	132
Слика 4.6. Модел АМ у појасу основних учестаности у $\alpha - \beta$ координатном систему.	133
Слика 4.7. Испитивање модела асинхроне машине.	135
Слика 4.8. Додавање виших просторних хармоника у функцији брзине и оптерећења.	136
Слика 4.9. Модел прекомерног одабирања и Паркова трансформација.	136
Слика 4.10. Симулациони модел регулатора струје у z - домену.	137
Слика 4.11. Симулациони модели индиректног и директног векторског управљања.	137
Слика 4.12. Регулација струје: а) Таласни облик струје статора са вишим хармоницима; б) Одзиви струја по d и q оси у присуству одскачних референци.	138
Слика 4.13. Испитивање регулације струје и векторског управљања, одзиви: а) регулатора струје на промену референце; б) механичке брзине; в) момента силе; г) флуксева ротора.	138
Слика 4.14. Линеарни модел sensorless регулационе петље по брзини.	142
Слика 4.15. Модел адаптивног инкременталног ПИ регулатора са измештеним П дејством.	142
Слика 4.16. Хибридни симулациони модел sensorless система за регулацију брзине на основу РЖХ.	143
Слика 4.17. а) Фреквенцијски одзив система; б) Доминантне нуле и полови.	144
Слика 4.18. Одзиви система у фреквенцијском домену: а) функција спрегнутог преноса; б) функција осетљивости.	145
Слика 4.19. Одскачни одзиви система у функцији: а) учестаности f_{FUND} ; б) Претека фазе φ_m	146
Слика 4.20. Положај полова и нула система у функцији: а) радних режима; б) грешке нормализације.	147
Слика 4.21. Испитивање стабилности: а) Никвистове криве; б) Претек фазе и претек појачања.	147
Слика 4.22. Испитивање система: а) струје у d - q систему; б) фазна грешка ФСП; в) промене момента силе; г) промене појачања ПИ регулатора; д) роторски флуксеви; њ) промене брзине.	149
Слика 5.1. Експериментална поставка: (1) вучна машина; (2) машина у функцији оптерећења; (3) инвертор DS2000-MOOG; (4) инвертор за кочење ABB-ACS880; (5) SICK STEGMANN енкодер; (6) Launchxl-F28379D; (7) отпорници за кочење; (8) напајање IT6525D.	152
Слика 5.2. Прилагодно коло за мерење струје.	153
Слика 5.3. RLC метар MICROTTEST 6366.	154
Слика 5.4. Осцилоскоп Rigol MSO5072 и струјна сонда TESTEC TT-CC 770.	155
Слика 5.5 Утицај кола за мерење на тренутну вредност мерене струје: а) фаза А; б) фаза Б.	155
Слика 5.6. Експериментално одређивање механичког трења.	158
Слика 5.7. Испитивање регулације струје при: а) $f_{FUND} = 0$ Hz; б) $f_{FUND} = 50$ Hz.	159
Слика 5.8. Испитивање система: а) векторско управљање; б) регулација брзине са енкодером.	160
Слика 5.9. Мапа појачања функције за нормализацију.	163
Слика 5.10. Испитивање филтра ПО учестаности: а) струја статора; б) динамички и статички одзив.	164
Слика 5.11. Утицај каскада филтра ПО учестаности на спектар струје статора.	165
Слика 5.12. Испитивање фазно спрегнуте петље: а) $\Delta n_{meh} = 500$ обр/мин, $f_{BW} = 5$ Hz, $\omega_n = 75$ rad/s; б) $\Delta n_{meh} = -500$ обр/мин, $f_{BW} = 5$ Hz, $\omega_n = 75$ rad/s, $\alpha_{BPFb} = 1,25\alpha_{BPFa}$; в) $\Delta n_{meh} = 500$ обр/мин, $f_{BW} = 22$ Hz, $\xi = 3$, $\omega_n = 200$ rad/s; г) $\Delta n_{meh} = 800$ обр/мин, $f_{BW} = 22$ Hz, $\xi = 3$, $\omega_n = 200$ rad/s.	166
Слика 5.13. Испитивање естиматора брзине у устаљеном стању: а) устаљено стање $f_{FUND} = 2$ Hz; б) грешка у оцени брзине; в) кашњење у оцени брзине при $f_{BW} = 0,1$ Hz; г) устаљено стање $f_{FUND} = 49$ Hz.	167

Слика 5.14. Испитивање естиматора на промене референце брзине: а) при рампи стрмине 1400 обр/сек; б) при рампи стрмине 7000 обр/сек; в) при одскочној промени од $\Delta n_{\text{meh}} = \pm 1000$ обр/мин, $f_{\text{BW}} = 3$ Hz; г) при одскочној промени од $\Delta n_{\text{meh}} = \pm 1000$ обр/мин, $f_{\text{BW}} = 10$ Hz.....	168
Слика 5.15 Испитивање естиматора: а) неминимално фазни систем; б) рад при малим брзинама.....	169
Слика 5.16 Оцена брзине при одскочним променама референце са пропусним опсегом од $f_{\text{BW}} = 10$ Hz: а) $\Delta n_{\text{meh}} = \pm 500$ обр/мин; б) $\Delta n_{\text{meh}} = \pm 100$ обр/мин,	169
Слика 5.17. Оцена брзине у околини нулте брзине: а) привремени рад на нули; б) вишеструки проласци кроз нулу.....	170
Слика 5.18. Рад естиматора брзине при одскочном оптерећењу: а) $M_{\text{opt}} = 0,8 \cdot M_{\text{ет}}$; б) $M_{\text{opt}} = M_{\text{ет}}$	171
Слика 5.19. Рад естиматора при одскочном оптерећењу: а) одзиви брзина при $f_{\text{BW}} = 20$ Hz; б) одзиви струја при $f_{\text{BW}} = 20$ Hz; в) одзиви брзина при $f_{\text{BW}} = 25$ Hz; б) одзиви струја при $f_{\text{BW}} = 25$ Hz.....	172
Слика 5.20. Комбиновани тестови при великим брзинама: а) одзиви брзина; б) одзиви струја.....	173
Слика 5.21. Оцена брзине у присуству оптерећења око нуле: а) одзиви брзина, б) одзиви струја.....	174
Слика 5.22. Оцена брзине у присуству стохастичких поремећаја: а) одзиви брзина; б) одзиви струја.	174
Слика 5.23 Регулација брзине у устаљеном стању и празном ходу: а) мале брзине, б) велике брзине.	175
Слика 5.24. Одзив СВР система при промени референце брзине са динамиком рампе.	175
Слика 5.25 Одзиви СВР система при малим брзинама: а) одзив брзине; б) одзиви струја.....	176
Слика 5.26. Одзиви СВР система на велике одскочне референце: а) одзив брзине; б) одзиви струја.	177
Слика 5.27 . Одзиви СВР система за увећаним претеком фазе: а) одзив брзине; б) одзиви струја.	178
Слика 5.28. Одзиви на одскочну референцу са већим пропусним опсегом: а) $f_{\text{BW}} = 5$ Hz; б) $f_{\text{BW}} = 15$ Hz.	178
Слика 5.29. Одзив СВР система у присуству комбинованог поремећаја: а) одзив брзине; б) одзив струје.	179
Слика 5.30. Одзив система у присуству промене оптерећења по рампи: а) одзив брзине; б) одзиви струја.	180
Слика 5.31 Одзиви СВР система у присуству одскочног номиналног оптерећења на 1150 обр/мин: а) одзиви брзина; б) одзиви струја.....	181
Слика 5.32 Одзив СВР система при номиналном оптерећењу са динамиком рампе на 1100 обр/мин: а) одзиви брзина; б) одзиви струја.....	181

Списак табела

Табела 1.1. Упоредна анализа процесорских платформи.....	7
Табела 2.1. Ред хармоника у струји статора услед анизотропија.	63
Табела 2.2. Поређење релевантних естиматора брзине заснованих РЖХ у литератури.....	73
Табела 3.1. Поређење структура ФСП.....	98
Табела 3.2. Опсег промене параметара функције преноса естиматора <i>WEST's</i> за $D = 1.5$	111
Табела 3.3 Промена параметара естиматора у функцији промене учестаности f_{FUND}	114
Табела 4.1. Учестаности рада модула у прекидној рутини.....	129
Табела 4.2. Параметри заменске шеме асинхроне машине Sever 2.ZK100L-4.	134
Табела 4.3. Нормализоване вршне вредности просторних хармоника струје статора.....	135
Табела 4.4. Параметри дигиталних регулатора брзине и струје у функцији промене f_{FUND}	148
Табела 5.1. Називни параметри инвертора за погоњење машина.	152
Табела 5.2. Испитивање промене капацитивности филтра са променом учестаности.	154
Табела 5.3. Испитивање параметара машине са RLC метар MICROTTEST 6366.	157
Табела 5.4. Промена вршне вредности РЖХ у функцији јачине струје првог хармоника.....	161
Табела 5.5. Промена вршне вредности РЖХ у функцији учестаности првог хармоника струје.	162
Табела 5.6. Промена вршне вредности РЖХ у функцији пропусних опсега.	163
Табела 5.7. Коefицијенти за нормализацију вршне вредности.	163

1 Увод

Циљ уводног поглавља је да образложи потребу за развојем новог *sensorless* алгоритма и да представи структуру електричног погона која ће се анализирати у дисертацији. Поглавље обухвата краћи историјат о развоју електричних погона, представљање основних структуралних елемената погона. Укратко је указано на предности и мане постојања давача брзине и позиције на вратилу машине. Представљене су неке од примена које се могу наћи у пракси, а које се заснивају на управљању електричним машинама без употребе давача на вратилу, где је уједно и указано и на потребу за развојем нових решења. Представљен је предмет истраживања и методологија употребљена током придобијања остварених научних резултата. Како би се истакли главни резултати спроведеног научно-истраживачког рада, остварени научни доприноси су укратко сажети. На крају, дата је структура дисертације.

1.1 Историјат електричних погона

Погони играју важну улогу у реализацији задатака и повећања продуктивности рада у различитим секторима националне привреде, аутоматизацији и сложеној механизацији производних процеса. Основна подела погона са машинама може се извршити на погоне са парним машинама, погоне са моторима са унутрашњим сагоревањем (СУС) и електричне погоне (ЕП). Електрични погони (електромоторни погони, електропогони, рус. *электронприводы*, нем. *elektrische Antriebe*, шпа. *propulsión eléctrica*, фр. *entraînement électrique*, ита. *azionamenti elettrici*, енгл. *electrical drives*), налазе примену у

- погонима индустријских обрада;
- погонима алатних машина;
- аутоматизацији;
- саобраћају;
- пумпама, вентилаторима;
- ветрогенераторима, итд.

На многим местима се може наћи да се 1838. година сматра годином рођења ЕП реализованог у виду електричног чамца од стране *Moritz Hermann Jacobi*-а у Санкт Петербургу. На овом првом несавршеном моделу електричне машине (ЕМ) и погона као таквог, откривене су значајне предности у односу на до тада доминантно примењене погоне са парним машинама. Непостојање парног котла, залиха горива и воде, значајно су утицали на однос масе и запремине, тада главних показатеља за квалитет погона. *Rober Davidson*, шкотски научник, годину дана касније представља први електрични четворочкаш, а 1842. године и први прототип електричне локомотиве која је успешно прешла пут од Единбурга до Глазгова. Током 19-ог века ЕМ, уједно и ЕП, убрзано се развијају и налазе примену код шиваћих машина (1880), вентилатора (1886), итд. Крајем 19-ог и почетком 20-ог века почиње електрификација градског саобраћаја. Први електрични трамвај представио је *Fyodor Pirotsky* 1880. године у Санкт Петербургу, док је годину дана касније први електрични трамвај пуштен у рад и у Берлину. Београд уводи прву електричну линију 1894. године, док су до краја 1905. године све линије биле електрифициране. Крајем 20-ог и почетком овог века почиње интензивна примена ЕП код електричних друмских возила [1], али и у применама код погона у бродовима [2] и летилицама

[3]. Према Међународној агенцији за енергију (енгл. *International Energy Agency (2023), World Energy Outlook 2023, IEA*), током 2023. године на друмовима се нашло 14 милиона нових електричних возила, што чини 18% укупне продаје свих возила на глобалном нивоу. Године 1890. електрични погон је чинио само 5% укупне снаге коришћених механизма, док се данас око 70% произведене електричне енергије претвара у механичку енергију помоћу електричних мотора (електромотора, мотора) који покрећу различите машине и механизме. Данас, борба на светском тржишту за престиж у цени и квалитету производа као и потребе војно-техничких система у техници наоружања намећу потребу за великом применом аутоматизације производних процеса што подразумева примену нумерички управљаних алатних машина, робота, индустријских погона опште намене и рачунарских периферијских уређаја.

Увођење ЕП у различите индустрије намеће нове захтеве за статичким и динамичким карактеристикама погона и потребу за развојем нових решења. Последишно, долази до примене система са регулисаним погонима (енгл. *Motion Control Systems*). Развој микроелектронике и рачунарске технологије и њихова примена у електронски регулисаним погонима (енгл. *Electronic Motion Control Systems*) доводи до индустријских решења које карактерише висок степен аутоматизације. Данас се производе ЕП у опсегу снага од једног Вата, електронски сатови, па до више стотина мегавата у виду пумпи у реверзибилним хидроелектранама, са излазним обртним моментима од преко милион Њутн-метара у ваљаоницама и са механичким брзинама од преко 150.000 обр/мин код радних машина за центрифугирање. У поређењу са другим погонима, ЕП имају висок степен корисног дејства чак и у празном ходу, не захтевају употребу запаљивог горива, не доводе до емисије штетних гасова и емитују релативно ниску акустичну буку, што их чини еколошки прихватљивим. Могу се прилагодити разним радним условима и захтевима монтаже сходно потребама радних машина, уз релативно ниске захтеве одржавања и дуг животни век. Из угла управљања, модерни ЕП пружа веома брз динамички одзив уз могућност управљања у широком опсегу брзина без потребе за механичким мењањем преносног односа, могућност кочења са рекуперацијом (регенерацијом), способност високе и краткотрајне преоптеретљивости уз једноставну промену смера обртања без употребе механичких склопова, итд. Два главна недостатка, која су у одређеним случајевима довољна да спрече или ограниче употребу ЕП, јесу мали однос излазне механичке снаге према маси и зависност од електричног напајања, која је дуго ограничавала примену ЕП у електричној вучи услед економски неприхватљиве акумулаторске батерије и вишеструко веће масе од еквивалентне количине горива за СУС мотор.

1.2 Структура електричног погона

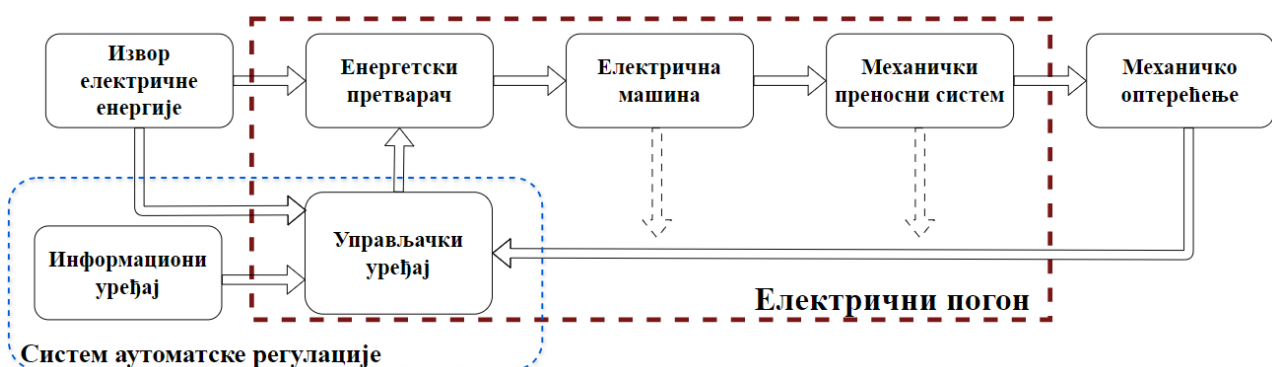
ЕП је електромеханички систем који се у општем случају састоји из електричне машине, уређаја енергетске електронике (енергетског претварача, енгл. *power converter*), механичког преносног система и система аутоматске регулације. Основна структура ЕП дата је на Слици 1.1. Мултидисциплинарни карактер ЕП обухвата области опште теорије електричних машина (ОТЕМ), енергетску електронику (ЕЕ), теорију система аутоматског управљања (САУ), управљање у реалном времену, теорију мерења електричних и неелектричних величина, обраду сигнала, теорију механичких система, интеракцију са радним машинама и другим облицима оптерећења, итд.

Механички преносни систем чине механички преносник (енгл. *reductor, gearbox*) и уређај за повезивање ЕП са оптерећењем. Преносник је механички претварач који преноси механичку енергију од излаза ЕМ до извршног тела радне машине прилагођавајући и координишући врсту и брзину његовог кретања. Као оптерећење могу се наћи елисе, радна кола код пумпи, погонско вратило возила ка точку, различити алати, извршно тело радних машина, итд. Радна машина има функцију да мења облик, својства, стање и положај предмета рада употребом извршног

тела, који је главни покретни елемент радне машине и који обавља технолошку операцију. У дисертацији механички систем биће линеарно уважен, док све несавршености механичког система и радне машине које могу утицати на трајни рад ЕП неће бити предмет расправе.

У општем случају, актуатор је део погона који конвертује улазно управљачко дејство (електрични сигнал, пнеуматски или хидраулични притисак) у жељену форму механичке енергије генерисањем силе, момента силе или помераја. Могу се поделити на инкременталне (корачни мотор, енгл. *stepper motor*) или континуалне (електрични, хидраулични или пнеуматски мотори). У ЕП се као актуатори момента силе користе машине за једносмерну струју (МЈС), синхроне машине (СМ), асинхроне машине, прекидачке релуктантне машине (РМ), итд. Према излазној снази ЕМ се могу поделити на микромашине до 600W, машине мале снаге до 100 kW, машине средње снаге до 1 MW и машине великих снага преко 1 MW. Према номиналној брзини, ЕМ се могу поделити на машине за мале брзине до 500 обр/мин, средње брзине до 1500 обр/мин, велике брзине до 3000 обр/мин и високобрзинске машине које номиналну радну тачку остварују на брзинама преко 3000 обр/мин. Према номиналном напону разликују се нисконапонске ЕМ до 1000 V и висконапонске за напоне изнад 1000 V. У дисертацији као актуатор момента силе разматраће се трофазна асинхрона машина са кавезним ротором, у наставку као АМ, која је веома заступљена у индустрији, у модерним ЕП и електричним возилима због своје робусности, цене и лаког одржавања.

ЕП је део производног процеса чија продуктивност посебно зависи од организације тока радног процеса, приступа сегментацији сложеног процеса на мање сложене радње и од начињеног управљања. Управљање подразумева дејство на управљиви погон без учешћа регулатора, тј. деловање према унапред утврђеном току одвијања процеса извршавањем скупа радњи којима се обезбеђује жељено понашање које се временом може изменити услед промена унутар ЕП, дејства корисника, спољашњих поремећаја, итд. Ток производног процеса је углавном одређен вредношћу неке физичке величине: температуре, угаоне брзине, напона, притиска, и слично, па се задатак управљања своди на аутоматску регулацију физичке величине од значаја. Регулација ЕП подразумева дејство на управљиви погон преко система аутоматске регулације (САР), који је у основи систем аутоматског управљања у затвореној спреси. Како у основи не постоје битне разлике у принципу рада, за анализу оба се користи практично иста теорија и исти основни појмови. САР треба да пружи одржавање физичких величина од значаја на жељеним вредностима без грешке у устаљеном стању са што мањим девијацијама, а да током прелазних режима динамички одзиви електричних и механичких величина имају жељено кашњење, време успона и смирења, прескок, доминантну временску константу, резерву стабилности, итд. САР треба да обезбеди заштиту и спречавање хаварија у ЕП које могу настати током прелазних режима када електричне величине, а последично и механичке, могу узимати знатне вршне вредности, попут покретања ЕМ из нулте брзине. Регулација физичких величина на излазу ЕП се остварује применом жељеног обртног момента на жељеној механичкој брзини вратила управљањем активним елементима у ЕП.



Слика 1.1. Електрични погон.

Вредности и квалитет обртног момента и механичке брзине могу узимати константне или променљиве вредности током рада, сходно захтевима технолошког процеса или корисника ЕП. Раније су се у ЕП са променљивом брзином обртања доминантно користиле МЈС, док су машине наизменичне струје, АМ и СМ, коришћене искључиво код нерегулисаних погона. Електрично коло нерегулисаних погона углавном чине пасивни елементи: отпорници, калемови, аутотрансформатори и други елементи, који обезбеђују правилан полазак погона [4]. Код регулисаних погона са ЕМ за наизменичну струју промена вредности момента силе и брзине на вратилу подразумева да је потребно обезбедити промену јачине и учестаности струја и напона које се доводе на прикључне крајеве ЕМ. Опрема за ове потребе је раније била сложена и скупа, па су МЈС дуго држале примат у регулисаним погонима. До појаве снажних полупроводничких уређаја, крајем 50-их година 20-ог века, као извршни орган у САР доминирали су хидраулични, пнеуматски и електро-механички системи попут електричног генератора (Вард-Леонардова група), трансформатора са променљивим преносним односом, уређаја са магнетним појачавачима, итд. [5]. Данас се ЕМ по правилу напајају из енергетских претварача који врше претварање једносмерних електричних величина, напона и струја (енгл. *direct current - DC*) у наизменичне (енгл. *alternating current - AC*) или обратно. Претварачи променом јачине, фазе и учестаности струја и напона постижу контролisaње количине претворене и предате енергије ЕМ, тј. управљање вредностима и квалитетом обртног момента, механичке брзине и позиције вратила. Зато се за претвараче често користи термин напонски актуатор или извршни орган [6]. У ЕП се сходно потребама у различитим комбинацијама могу наћи инвертори (*DC-AC* претварачи, енгл. *inverter*), исправљачи (*AC-DC*, енгл. *rectifier*), чопери (*DC-DC*, енгл. *chopper*) и матрични претварачи (*AC-AC*, енгл. *matrix*). Тип претварача у ЕП одређује наизменична (ЕЕС, машине за наизменичну струју) или једносмерна (батерије, МЈС) природа извора и потрошача електричне енергије. У случају да се МЈС напаја из батерије, тада је довољно користити *DC/DC* претварач. Ако се машина за наизменичну струју напаја из ЕЕС или обратно, електрични генератор у ветроагрегату, тада се може користити *AC/AC* матрични претварач или каскадна веза исправљача и инвертора путем кондензатора у једносмерном међуколу (енгл. *DC link*). Ако се машина за наизменичну струју напаја из батерије, тада се, ако је потребно, могу каскадно повезати *DC/DC* и *DC/AC* претварач, итд. Уважавајући да је АМ, машина од значаја у дисертацији, и да је при реализацији уређаја енергетске електронике са више претварача у каскади један од главних циљева да свака каскада ради независно, тј. да је међусобни утицај између претварача сведен на минимум, у наставку разматраће се само инверторски степен претварача у ЕП без губитка општости.

У ЕП, топологија енергетског претварача и придружених модулатора, који обезбеђују жељене вредност напона на прикључцима ЕМ, одређена је: очекиваним опсезима електричних величина извора електричне енергије, експлоатационом карактеристиком ЕП у погледу максималног оптерећења и брзине, захтевима у погледу броја фаза, полупроводничке технологије, енергетских филтара, итд. Топологије инвертора се грубо могу поделити на двонивоске и вишенивоске (енгл. *Multilevel*), а оне на *Cascaded, Flying-capacitor, Modular multi-cell, Diode-clamped, Active-clamped* итд. [15]. Вишенивоске топологије пружају већи квалитет излазних величина. Налазе примену код *sensorless* ЕП [16], а некада је у пракси њихова примена једино и могућа [15]. Сложеност вишенивоских инвертора и придруженог модулатора расте са номиналним и максималним очекиваним вредностима излазних напона и струја [17]. Модулација у ЕП може бити аналогна или дигитална у зависности од управљачког уређаја, Слика 1.1. Модулациони процес подразумева пренос података од значаја које садржи модулациони сигнал променом амплитуде, учестаности или фазе периодичног сигнала носиоца (енгл. *carrier signal*). Информација се може пренети импулсном кодном модулацијом (енгл. *Pulse Code Modulation - PCM*), модулацијом амплитуде импулса (енгл. *pulse-amplitude modulation - PAM*), позицијом наставка импулса (енгл. *pulse-position modulation - PPM*), променом густине импулса (енгл. *pulse-density modulation - PDM*), и њеном специјалном применом у виду промене ширине импулса (енгл. *pulse width modulation - PWM*). Наведене

методе се примењују код ЕП, радио и телекомуникационих система, обраде звука, слике, мултимедије итд. [23], [24]. У ЕП, *PAM* технике се користе код лакших електричних возила [26], а могу се наћи и примене *PDM* [25]. *PWM* у поређењу са другим техникама пружа једноставну имплементацију, константну учестаност прекидања прекидача снаге, константне амплитуде сигнала које управљачки уређај прослеђује претварачу и непосредну демодулацију путем нискофреквентног филтра. Константна учестаност прекидања олакшава анализу спектра сигнала у ЕП, предикцију снаге губитака на прекидачима, пројектовање хладњака, енергетских филтара, регулације, итд. Модерне процесорске платформе имају предодређене хардверске периферије за примену дигиталног *PWM*, због чега налази широку примену и код двонивоских и вишенивоских топологија инвертора. Временом су развијене *PWM* технике за потребе различитих топологија инвертора [27], [28], као и за случајеве када је инвертор регулисан да представља извор напона (енгл. *Voltage Source Inverter*) или извор струје (енгл. *Current Source Inverter*) [29], [30]. У наставку, у циљу постизања универзалности и због велике заступљености у индустрији, као актуатора напона у ЕП анализираће се топологија двонивоског трофазног *PWM* управљаног струјно регулисаног прекидачког напонског извора, у наставку као инвертор, без умањења општости у закључцима до којих ће се доћи наредним поглављима. Инвертор и ЕП се могу напајати из различитих извора електричне енергије, батерије, електроенергетског система (ЕЕС), другог претварача, итд. У наставку, сматраће се да је извор електричне енергије идеално крут и без присуства виших хармоника који могу утицати на ЕП у трајном раду.

Енергетски део инвертора чине шест прекидача снаге на алуминијумском хладњаку са помоћним компонентама распоређени у два прекидача по фази, енергетски филтри у једносмерном међуколу ка извору напајања и ка оптерећењу, импулсни појачавачи са својим прилагодним колима (енгл. *Gate driver*) и по потреби давачи струје, напона, температуре, итд. распоређени на улазним и излазним енергетским прикључцима инвертора. У једносмерном колу инвертора поред кондензаторске батерије могу се наћи коло за кочење, коло за пуњење кондензатора при укључењу инвертора, итд. Излазни филтар између инвертора и ЕМ, који се може начинити различитим топологијама, често се изоставља како би се смањила цена ЕП уз прихватљиво умањење квалитета понашања система. Користе се различите полупроводничке технологије прекидача, а одабир се заснива на очекиваним вршним вредностима струја и напона у ЕП, учестаности прекидања, захтевима за запремином, укупним губицима, цени, итд. За примене на већим снагама са мањим учестаности прекидања ($U_R > 1 \text{ kV}$, $I_R < 3 \text{ kA}$, $f_{PWM} < 20 \text{ kHz}$) обично се користе *IGBT* (енгл. *Insulated-Gate Bipolar Transistor*) прекидачи, док се за највеће снаге и најниже учестаности прекидања ($U_R > 3 \text{ kV}$, $I_R > 3 \text{ kA}$, $f_{PWM} < 1 \text{ kHz}$) користе различите варијанте тиристора. *MOSFET* (енгл. *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*) прекидачи засновани на силицијуму (енгл. *Si MOSFET*) и силицијум карбиду (енгл. *silicon carbide – SiC*) углавном се користе за напоне до 1000 V и више учестаности прекидања. За највише учестаности прекидања изнад 1 MHz и за напоне до 600 V користе се технологије *MOSFET* прекидача попут галијум нитрида (енгл. *gallium nitride – GaN*), галијум арсенида (енгл. *gallium arsenide – GaAs*), итд. Технологија и паковање прекидача одређује паразитне параметре прекидача снаге који утичу на рад ЕП, о чему говори наредно поглавље.

Управљање претварачем и процесом електромеханичког претварања у ЕП остварује се посредством *САР* којег чине управљачки и информациони уређаји. Наведени елементи се могу налазити у одвојеним или заједничком кућишту са енергетским претварачем у зависности од захтева корисника, тј. да ли један управљачки уређај управља са једним или више претварача. Информациони уређај (енгл. *interface*) омогућава приступ и надзор релевантним параметрима и стањима која описују рад ЕП и задавање жељених вредности за величине од значаја у ЕП (референци, енгл. *reference*). Задавање референци и приказ величина из ЕП се може вршити локално, преко везе између ЕП и човека (енгл. *Human Machine Interface*), или даљински преко серијске везе. У дисертацији се претпоставља да се подаци са информационог уређаја прослеђују до управљачког уређаја без транспортних кашњења, шума и сметњи као и да над подацима није потребно извршити дигиталну обраду, тј. да не утиче на анализу и синтезу *САР*.

Управљачки уређај је електронски склоп који одређује управљачка дејства у ЕП на основу прикупљених података са информационих и мерних уређаја у ЕП (давача, енгл. *sensor*). Састоји се од различитих интегрисаних и логичких кола, помоћних напајања (енгл. *auxiliary power supplies*), низа прикључних конектора, а у случају високо-прецизних дигиталних управљачких уређаја и од процесорских платформи и њима придружених помоћних кола која су неопходна да би процесор робусно извршавао задатке уз комуникацију са осталим елементима ЕП. Помоћна кола чине разна интегрисана кола, пасивни елементи, изолатори, кола за аналогу обраду сигнала, итд. Битан део енергетског претварача и управљачког уређаја чине помоћна напајања која су, у основи, регулисани претварачи малих снага са пратећим улазним и излазним филтрима. Помоћна напајања обезбеђују стабилне нивое једносмерног напона, робусне на прелазне режиме у ЕП, за потребе рада свих интегрисаних кола, процесора, импулсних појачавача, давача и осталих активних интегрисаних кола у претварачу и управљачком уређају.

Управљачки уређаји у ЕП су све до 90-их година прошлог века, због ограничења тадашњих процесора, рађени у аналогој техници. Од 70-их година дигитални системи постају заступљени због робусне, флексибилне и једноставне примене сложених математичких прорачуна и контролних алгоритама [18]. Након што је 1983. године *Texas Instruments* представио дигитални сигнални процесор (ДСП, енгл. *Digital Signal Processor – DSP*), започиње његова примена за потребе истраживања и скупљих апликација, док су за помоћне функције коришћени микропроцесори [18]. Индустијски производи са потпуно дигиталним управљањем излазе на тржиште крајем последње деценије прошлог века. Данас, у области енергетских претварача и погона дигитални системи се користе за примену алгоритама управљања због сложености и захтеване динамике промене управљачких сигнала. За потребе реализације дигиталног управљања у реалном времену главни елемент управљачког уређаја је процесорска платформа: микропроцесор, микроконтролер, ДСП, интегрисано коло чија се унутрашња структура може конфигурирати од стране крајњег корисника (енгл. *Field-Programmable Gate Array – FPGA*), програмабилни логички контролери (енгл. *Programmable Logic Controllers – PLC*), индустријски рачунари (енгл. *VME bus, VXI and PXI boards*), итд.

Решења се разликују у хардверској реализацији која значајно утиче на организацију и оптимизацију захтеваних прорачуна. Последња два наведена решења су погодна за развој великих и сложених система, али су скупи и не могу увек да одговоре захтевима ЕП. *PLC* је модуларни систем заснован на микропроцесору који користи аналогне и дигиталне улазе за доношење одлука извршавањем предефинисаних програма и деловањем на аналогне или дигиталне излазе, касније доступним у форми једносмерних или наизменичних величина. *PLC* је погодан за примене са високом модуларношћу, отпорношћу на електричне сметње и широким температурним опсегом када је потребно мало електричног дизајна. Користе се у индустријама где су трошкови одржавања и развоја релативно високи. Микропроцесори садрже само централну процесорску јединицу (енгл. *Central Processing Unit – CPU*) која је по обичају веће процесорске моћи и углавном се примењује у персоналним рачунарима опште намене. Микроконтролери обједињују *CPU*, меморије, хардверске периферије, итд., у истом кућишту, чипу, и више су намењене за рачунарске системе посебне намене (енгл. *embedded systems*). ДСП такође одликује интеграција наведених елемената уз више меморије, али са додатном јединицом за множење и акумулацију и напреднијом унутрашњом Харвардовом архитектуром чипа и организованом тако да пружа оптимизације за потребе дигиталне обраде сигнала у виду брзог извршавања математичких функција уз минимални утрошак електричне енергије. *FPGA* даје могућност софтверског моделовања већег броја интегрисаних кола, па и микроконтролера. Погодан је за примене где су захтеване велике брзине одабирања сигнала, док је за сложеније софтверске проблеме погодније користити ДСП [19]. *FPGA* и ДСП су два веома различита приступа обради сигнала, при чему сваки има предности и мане. У пракси се могу наћи хибридне употребе обе процесорске платформе, као за потребе моделирања и управљања микро мрежама [20]. Микропроцесори опште намене (енгл. *General Purpose Processor – GPP*) мог у извршавати алгоритме намењене за ДСП, али по цену лоше енергетске

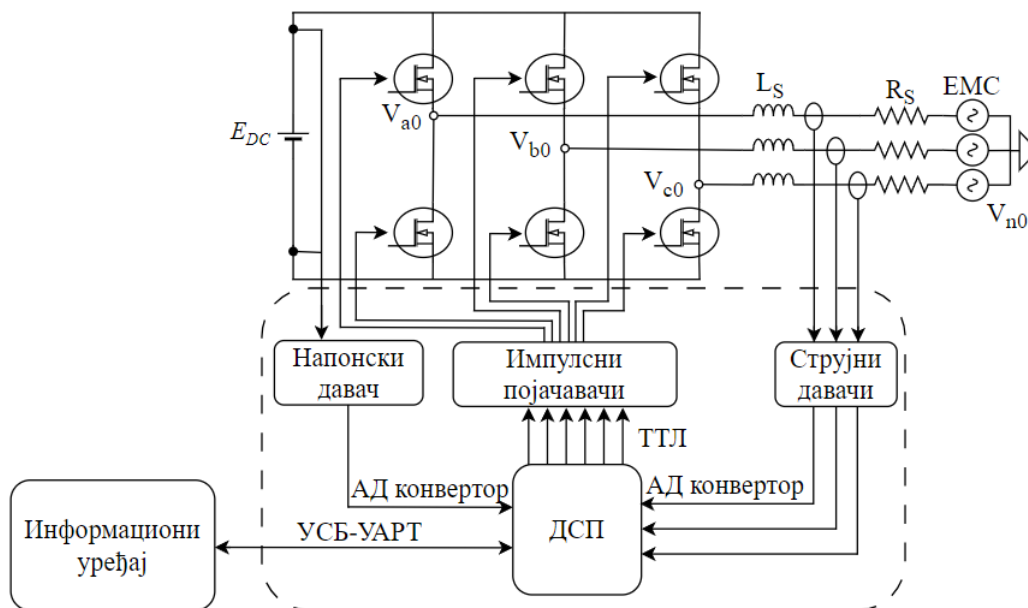
ефикасности и већег кашњења што често ограничава њихову примену. Потрошња модерних ДСП се креће у опсегу од 0,7 W до 1,5 W, зависно од броја употребљених периферија. ДСП може да ради и са доста нижом потрошњом (енгл. *Low-Power Mode*) када обавља минимални број инструкција. *GPP* и ДСП могу да се програмирају на језицима који пружају већи ниво апстракције и флексибилности, а могу да подрже и реализацију оперативног система у реалном времену (енгл. *real time operating system*). Код модерних ДСП процесора, *CPU* је описан типом података који обрађује, наредбама које подржава и брзином системског сата која дефинише такт извршавања инструкција, тј. брзину којом се читају и обрађују подаци у *CPU*. На тржишту се данас могу пронаћи 8-битни, 16-битни или 32-битни ДСП процесори са брзинама до 480 MHz. За потребе управљања у ЕП углавном се користе 16-битне или 32-битне верзије, које подржавају аритметику са фиксним (енгл. *fixed point*) и покретним зарезом (енгл. *floating point*). ДСП располаже меморијом са случајним приступом (енгл. *random-access memory - RAM*), флеш и другим меморијама, једним или више језгара, низом помоћних хардверских периферија, итд. Повољан однос цене и квалитета намеће примену ДСП у различитим индустријама, аудио обради сигнала, дигиталној обради слике и говора, код радара, потрошачких електронских склопова (енгл. *consumer electronic devices*) попут мобилних телефона и слично. Упоредна анализа процесорских платформи је дата у Табели 1.1. Анализа и синтеза *sensorless* алгоритама у наставку засниваће се на употреби ДСП без губитка општости. Кључне кораке у синтези пратиће дискусија са утицајем примене других процесорских решења на перформансе и потенцијална ограничења при индустријској примени предложених *sensorless* алгоритама.

Исправан рад ДСП захтева постојање осцилатора, интерног унутар чипа или екстерног уграђеног унутар управљачког уређаја. Излаз осцилатора се доводи на интерни блок фазно спрегнуте петље (ФСП, енгл. *Phase – Locked Loop – PLL*) унутар чипа ДСП. Блок ФСП дефинише системски сат, брзину процесора, прати исправност синхронизација инструкција, итд. Прескалиране вредности системског сата се користе за потребе синхронизације и рада периферија процесора. У наставку, сматраће се да су помоћна напајања и друга кола у склопу управљачког уређаја идеална, и разматраће се само утицај ДСП и кола за аналогну обраду сигнала са давача на рад и понашање ЕП у трајном раду. Коначно, уважавајући наведене апроксимације, ЕП од интереса за дисертацију приказан је на Слици 1.2. На слици је дата упрошћена шема инвертора и модел АМ у виду статорске отпорности, индуктивности расипања и контра-електромоторне силе (ЕМС), а означени су потенцијали средњих тачака фаза инвертора V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} и потенцијал изолованог звездишта V_{n0} .

Захтеви које *SAP* треба да задовољи зависе од примене ЕП. *SAP* се могу поделити на регулисане система за одржавање жељене променљиве на предефинисаној вредности у прихватљивим границама у присуству оптерећења или других поремећаја у систему, на серво позиционе системе са способношћу постизања промене жељене променљиве према промени референце на улазу управљачког уређаја, и на системе за праћење трајекторије. ДСП прикупља податке са давача и информационах уређаја и обрађује их применом процесног алгоритама са циљем постизања жељених захтева и понашања у ЕП.

Табела 1.1. Упоредна анализа процесорских платформи.

Платформа	ДСП	<i>FPGA</i>	μC	<i>PLC</i>	Инд. Рач.
Погодан за претвараче	Јесте	Јесте	Јесте	Није	Није
Брзина из угла развоја	Висок	Низак/Висок	Низак	Низак	Висок
Сложеност алгоритама	Средњи	Висок	Низак	Низак	Висок
Поузданост	Средња	Средњи	Средњи	Висок	Висок
Флексибилност	Средњи	Висок	Средњи	Висок	Висок
Цена	Низак	Средњи/Низак	Низак	Висок	Висок



Слика 1.2. Структурални елементи инвертора и упрошћени модел асинхроне машине.

Процесни алгоритам чини скуп алгоритама за реализацију различитих закона управљања, заштита, дијагностике, надзора, иницијализације система, калибрације давача, алгорита за адаптацију и прилагођење наведених алгоритама, итд. Кључни део процесног алгоритма чине закони управљања реализовани у више регулационих слојева, који на основу улазних референци и мерења, грешке у регулацији, прорачунавају референце напона статора. САР може бити подређен другом регулационом систему који управља групом регулисаних ЕП, чије дејство тада представља референцу за подређени систем. Како год да су регулациони слојеви организовани, коначна напонска референца се прослеђује на модулатор. Резултат модулације су управљачка дејства која се путем управљачког уређаја, у виду сигнала мале енергије, прослеђују импулсном појачавачу као на Слици 1.2. Аутоматска регулација величина у ЕП се манифестује променом управљачких променљивих, тј. таласних облика напона и струја на прикључцима ЕМ. Синтеза САР, алгорита управљања, захтева познавање објекта управљања. Коректно начињен алгоритам управљања обезбеђује смањење грешке у регулацији, после довољно времена, на нулу. Регулатори могу бити аналогни (електрични склопови, пнеуматски, хидраулични, на бази притиска флуида, на бази опруге, вентила, биметални или термални) или дигитални (код у меморији процесора). У дисертацији, разматраће се дигитална имплементација регулатора на ДСП која данас има све ширу примену. Управљачка променљива је тада бинарно кодирана бројна вредност записана у једном регистру ДСП, а инвертор као актуатор напона добија команде у складу са дигиталним записом променљиве.

Постизање жељеног понашања ЕП захтева анализу понашања погона током прелазних процеса и у устаљеном стању. Анализа понашања у устаљеном стању захтева познавање заменске шеме АМ за устаљена стања и механичке карактеристике. Постизање жељеног динамичког понашања захтева познавање динамичког модела АМ и енергетског претварача, постојање процесног алгоритма, управљачког уређаја и давача за потребе мерења величина од значаја, позиције и брзине вратила, струје, напона, протока, притиска, температуре, итд.

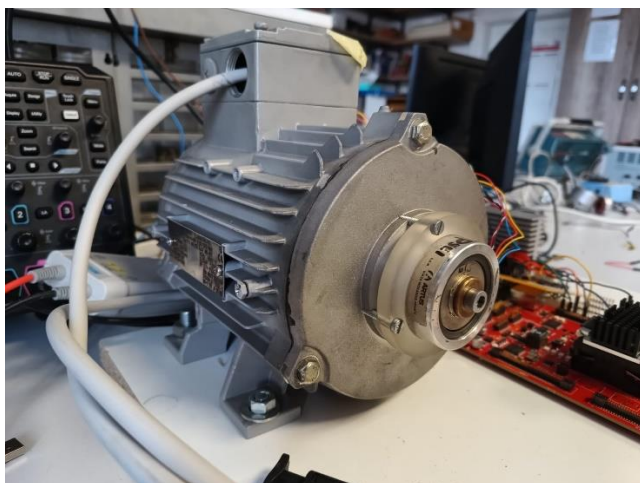
1.3 Давачи позиције и брзине на вратилу машине

Постојање давача на вратилу ЕМ је пожељно, а некада и обавезно захтевано како би се задовољили стандарди и регулативе, посебно у областима развоја индустријских машина и

аутоматизације процеса. Поуздан и прецизан податак о брзини вратила је неопходан за потребе управљања моментом, брзином, надзора, дијагностике и адаптације процесног алгоритма у реалном времену сходно радним условима. Такође, за потребе заштите и безбедности у погледу наглог и контролисаног заустављања ЕП у случају квара, итд. Апсолутна позиција вратила често може бити захтевана код АМ и СМ са сталним магнетима (енгл. *permanent magnet synchronous motor - PMSM*) за реализацију алгоритама попут векторског управљања (енгл. *Field-Oriented Control - FOC*) или за потребе регулације позиције. Наведене функционалности у ЕП су неопходне за избегавање опасности за оператера, очување материјалног добра и интегритета процеса. Резолуција и динамика давача може утицати на понашање САР па је од великог значаја брзо, уз минимално кашњење, обезбедити тачан податак о брзини и позицији вратила у сваком радном режиму. Податак о брзини и смеру обртања вратила може се обезбедити употребом традиционалних давача постављених на вратилу машине: тахометра, резолвера, енкодера, давача заснованих на Холовом ефекту (енгл. *Hall sensor*), итд. Код ЕП са МЈС често се користе аналогни тахометри који дају напон пропорционалан механичкој брзини.

Енкодери могу бити инкрементални или апсолутни, а по принципу рада оптички, магнетски, механички, резистивни, индуктивни, капацитивни, итд. Оптички енкодери су најпрецизнији давачи позиције, а резолуција и тачност енкодера најчешће зависи од његове конструкције. Енкодер, упрошћено, чине механички дискови са прозорима и помоћна електроника. Енкодери за потребе рада захтевају *DC* напајање од 3V или 5V које је најчешће увек доступно у ЕП. Апсолутни енкодери на излазу дају апсолутну позицију вратила и генерално налазе примену у процесима са високим степеном ризика јер не захтевају поновно усвајање референтне осе за мерење позиције, као на пример код *CNC* машина (енгл. *Computer Numerical Control Machines*). Како је излаз овог енкодера дигитална реч, они су компатабилни са различитим комуникационим протоколима као што су *Profibus, Modbus, CAN, Ethernet-based protocols, synchronous serial interface*, итд. Постоје енкодери који омогућавају складиштење података током рада и комуникацију са надређеним управљачким уређајем. Ови подаци често могу бити од велике користи за потребе идентификације параметара механичког система. Када ове функције нису захтеване, најчешће се избегавају због цене и захтевније монтаже.

Тада се користе инкрементални (оптички) енкодери у комбинацији са алгоритмима за детекцију и калибрацију апсолутног угла. Инкрементални енкодер чини, упрошћено, више дискова за прорезима који у комбинацији са фотоемисионим диодама и фотоосетљивим транзисторима на излазу генеришу поворку напонских импулса чија је ширина и број на јединичној периоди времена у директној зависности са брзином вратила, тј. на основу којих се детектује промена положаја вратила. Обично имају два диска, фазу А и Б, које су просторно померене за половину ширине прозора. Просторни померај се осликава у фазном померају сигнала на излазу који се користи за потребе детекције смера ротације. Некада енкодер може имати и диск са само једним прозором за добијање апсолутног броја обртаја. Применом једноставних математичких операција импулси се могу пресликати најпре у апсолутну угаону позицију вратила, а и у угаону брзину. Резолуција инкременталног енкодера је одређена бројем прозора по диску. У пракси, могу се наћи енкодери са резолуцијом од 1000, 1024, 2000, 2048, 4000, 4096 импулса, тј. прозора по ободу диска. Ови енкодери су јефтине са релативно једноставном монтажом. Енкодери се користе код МЈС и машина за наизменичну струју, серво погона и у производњи где се захтева велика тачност као што су *CNC* машине, *3D* штампачи, у производњи електронских компоненти, роботици, итд. Рад енкодера може бити угрожен амбијенталним условима у којима се ЕП налази. На рад електронске плоче и тачност излазног сигнала могу утицати радне температуре, прљавштина и честице у ваздуху, електромагнетски шум, механичких вибрација итд. Тренутно доступни енкодери на тржишту углавном су предвиђени за максималне радне температуре од 60°C до 120°C. Магнетски енкодери имају бољу робусност, али велики недостатак у виду утицаја на околну магнетско поље. На Слици 1.3. приказани су резолвер и енкодер постављени на вратилу АМ, респективно.



а)



б)

Слика 1.3. Давачи на вратилу асинхроне машине: а) резолвер; б) енкодер.

Због наведених слабости енкодера у виду робусности и амбијенталних утицаја, велику примену у пракси нашао је резолвер пружајући већу робусност по цену мање тачности. Могу се реализовати са променљивом магнетском отпорношћу, као диференцијални или као синхро-резолвер за примене где је захтевана већа тачност, итд. Резолвер је по природи електрична машина и захтева *АС* напајање. На излазу генерише аналогне сигнале које је потребно прилагодити улазима управљачког уређаја у виду додатног интерфејса ка процесору (енгл. *resolver to digital unit*). Тачност резолвера зависи од броја пари полова на његовом статору, где увећање полова доводи до веће тачности, ипак уз мању тачност у поређењу са еквивалентним енкодером. Резолвери су робуснији јер не садрже електронику или друге осетљиве елементе, па се користе код ЕП који раде у отежаним радним условима, попут индустрија обраде метала, обраде папира, индустријама гаса и нафте, у војним возилима, свемирским апликацијама, итд.

Алтернатива енкодерима и резолверима су Холови давачи засновани на детекцији магнетског поља у дводимензионалном или тродимензионалном простору. Обично Холов давач чине две електронске плоче које на својим излазима дају поворке импулса, фазно померене за 90° , из којих се може одредити позиција или брзина вратила. Оваква решења се могу наћи у погонима са МЈС без четкица (енгл. *brushless DC drives - BLDC*) када се податак о позицији прибавља и тренуцима у којима се прекида статорска струја често са просторном резолуцијом положаја вратила од 60° . Холови давачи су јефтине и једноставни за монтажу. Ипак, због ниске резолуције и тачности готово је немогуће остварити високе перформансе, већ само основне функционалности ЕП, што често ограничава њихову примену. У поређењу са енкодером, ови давачи не захтевају физички контакт са ЕМ, тако да нема појаве механичког трења које могу скратити животни век давача, мање су осетљиви на прашину, вибрације, док је увећана осетљивост на температуру и електромагнетске сметње које тада могу угрозити поузданост целог погона. Високе перформансе ЕП подразумевају квалитетан фреквенцијски одзив *SAR*, тј. велики пропусни опсег, брзо потискивање поремећаја, робусност на промене параметара модела система, одзиве без прескока, значајну резерву стабилности, итд.

1.4 Предмет истраживања

Присуство давача у погону изискује одређене захтеве и уводи ограничења. Давач је каблом повезан са управљачким уређајем. Управљачки уређај мора да обезбеди напајање за потребе рада давача и адекватно читање података. Ово подразумева уградњу помоћне електронике за

потребе прилагођења напонског нивоа сигнала, за потребе галванског изоловања, аналогне обраде сигнала, итд. Дужина кабла и механичка монтажа давача узрокују низ проблема у пракси који могу утицати на количину енергије шума у сигнаlima на излазу давача, али чак и до стања физичког прекида дотока података о позицији и брзини вратила и до заустављања ЕП. Присуство давача на вратилу увећава цену ЕП и утиче на процену трошкова животног циклуса из угла поузданости. Утицај је значајан код примена на ниским снагама као што су лака електрична возила, где цена давача и прикључне опреме може бити приближна цени ЕМ. Код оваквих примена, употреба давача није пожељна и због често опречних захтева са дизајном производа у погледу запремине, изгледа, итд. Присуство давача угрожава поузданост ЕП и може умањити робусност у погледу заштите, електромагнетске компатибилности, механичких осцилација, максималне брзине и радне температуре. Монтажа давача није увек могућа као код ЕМ са шупљим вратилима и код високо-брзинских примена. Неповољно радно окружење за давач, као што је речено, могу бити различите индустрије обраде материјала, деривата, војне или свемирске примене, погони у бродовима, летилицама, друмским возилима, итд. [7]. Односно, свака средина са високим амбијенталним температурама, високом концентрацијом микро честица и електромагнетских сметњи, које могу знатно умањити тачност давача, а некада и потпуно ограничити његову примену. Наведене примене углавном захтевају увек доступан, тачан и поуздан податак о брзини обртања ротора. Зато код примена где је захтевана велика поузданост, које су осетљиве по цени или где је скупо мењати или поправљати давач, када условима дизајна производа не постоје услови за постојање давача, а посебно код ЕП у непогодном радном окружењу где је поуздан и тачан податак о брзини вратила неопходан, често се, самостално или једновремено са давачем, користе алгоритми за оцену брзине вратила на основу мерених електричних величина (енгл. *sensorless algorithms*).

Sensorless алгоритми пружају податак о брзини обртања без употребе традиционалних давача на вратилу. Циљ алгоритама за оцену брзине је да обезбеде тачан и поуздан податак о брзини обртања ротора уз минимална транспортна кашњења. У идеалном случају, при њиховој употреби ЕП би остварио исте статичко и динамичко понашање, тј. сви алгоритми у ЕП би остварили исто понашање као у присуству давача. Ипак, *sensorless* алгоритми управљања не могу у свим применама да пруже исте понашање у поређењу са алгоритмима управљања који се ослањају на рад давача. Резултати *sensorless* алгоритама се користите за потребе надзора и дијагностике система, а некада и за потребе регулације и управљања ЕП [8]. Главне предности *sensorless* погона, посебно код погона снаге до неколико киловата, су:

- Нижа цена, мањи габарити и једноставнија реализација ЕП због одсуства давача, каблова, конектора, сигналног интерфејса и прикључених трошкова;
- Увећана поузданост и умањени захтеви за одржавањем;
- Одсуство шума давача и шум интерфејса давача;
- Увећање максималне дозвољене радне температуре погона.

Sensorless алгоритми су већ деценијама предмет истраживања [9]. Временом су развијена решења за оцену брзине обртања вратила код синхроних [10], прекидачких-релуктантних [11], асинхроних и других машина као замена за традиционалне даваче. *Sensorless* алгоритми се могу користити за потребе безбедности у случају отказа давача. Глатка и неометана процедура пребацивања из режима рада са давачем на онај без давача може одржати погон у раду до редовне провере или барем поправке, пружа безбедно у што краћем времену заустављање чиме се спречавају озбиљнија оштећења на ЕМ или процесу управљања. Наведени алгоритми се све чешће примењују у спрези са мултифазним машинама како би се додатно увећала толеранција на кварове [12]. У модерним ЕП постоји тежња да се смањи употреба материјала, а да се притом оствари јефтино и робусно решење са једноставном имплементацијом, где *sensorless* алгоритми налазе примену. Погони без давача на вратилу данас имају велику примену код електричних возила, посебно код лаких електричних возила где се захтева висок степен интеграције вучног система од батерије до редуктора [13]. Код

мехатроничких система, где је један од основних захтева угаоно синхронизовати различита вратила која се обрћу на различитим брзинама, *sensorless* алгоритми омогућавају замену механичких елемената флексибилним решењима. Додатно, неке комерцијалне примена *sensorless* алгоритама су:

- пумпе и вентилатори;
- систем грејања, вентилације и хлађења (енгл. *heating, ventilation, and air conditioning - HVAC*);
- амфибијска возила намењена за вожњу по копну и води;
- индустријска, аеродромска и слична електрична возила;
- електрични бицикли и тротинети;
- електрични палетни виличар (виљушкар), и то за главни погон и додатно за пумпу;
- машине за чишћење подова;
- погони за глисере, чамце, јахте у батеријским или хибридним системима;
- возила за слободно време (педалине, водени скутер (енгл. *jet-ski*), голф возила, ATV возила, кану, кајак, глисери за воду и снег (енгл. *snowmobile*), итд.

Алгоритми за оцену брзине се реализују са различитим законима управљања као што су скаларно управљање у отвореној спрези (енгл. *U/f scalar control*), директна контрола момента (енгл. *Direct Torque Control – DTC*), векторско управљање (енгл. *Field Oriented Control – FOC*), итд. Раније у индустрију је доминантно коришћено скаларно *U/f* управљање у комбинацији са *sensorless* алгоритмима. Управљање код *HVAC* система, пумпи и вентилатора подразумева употребу *PMSM* машина скаларно управљаних по *U/f* закону са једновременом применом *sensorless* алгоритама у циљу увећања робусности и понашања *САР*. Процесори доступни данас на тржишту омогућавају прелазак са скаларних на софистицирана решења, тј. употребу сложенијих *sensorless* алгоритама управљања са бољим динамичким понашањем код свих машина за наизменичну струју. На пример, код возила за слободно време примењују се *sensorless DTC* како би се пружила бржа реакција на захтеве возача. Заједнички проблем за ЕП са АМ и СМ јесу лоше понашање алгоритама за оцену брзине при раду око нулте брзине, посебно при нултој учестаности статорских струја и у одсуству момента оптерећења или када је знак момента силе и брзине супротан код АМ. Тада је могуће остварити покретање само машина са малом инерцијом и са редукованом вредношћу момента силе. Ово ограничава примену наведених алгоритама у електричној вучи где се захтева примена максималне вредности момента силе у нултој и око нулте брзине. Тада присуство Холовог давача омогућава покретање ЕП са максималним моментом силе, после чега се на вишим брзинама користе *sensorless* алгоритми где се може остварити исто понашање као при *FOC* управљању [14]. Ово је често решење код електричних бицикала и тротинета у комбинацији са *PMSM* машинама. Друга опција при залетању ЕП је додавање виших хармоника у струји статора, где постоји одсуство универзалности.

Sensorless методе се развијају од 70-их година прошлог века за АМ и СМ, али тек крајем прве деценије 21-ог века ови алгоритми налазе примену за индустријске потребе. Неодлучност у примени алгоритама од стране произвођача може се објаснити практичним разлозима који се морају задовољити у индустрији. Нова решења су прихватљиве само ако не увећавају цену производа и труд који је потребно уложити за постизања резултата. Уклањање давача на вратилу и употреба *sensorless* алгоритама није прихватљива ако захтева инсталацију додатних давача или процесора, модификације над ЕМ, инвертором, итд., чиме се губе бенефити употребе истих. Погони високих перформанси захтевају информације о вршној вредности и оријентацији флука статора или ротора у циљу примене векторског управљања. Код *sensorless* погона позиција роторског флука се оцењује из других мерених величина као што су струја статора, напона једносмерног међукола, напона на терминалним машинама, потенцијал звездишта, итд., што углавном подразумева употребу додатних давача и лоше понашање *САР* у погледу остваривог оптерећења, а посебно тачности и стабилности при малим брзинама.

Такође, постоји јак тренд да се смањи време потребно за уградњу решења, тј. за аутоматским подешавањем параметара и то, ако је могуће, у радном режиму. Било какво ручно подешавање вредности је потребно избећи или ограничити на посебне случајеве. Тренутно, *sensorless* алгоритми углавном захтевају подешавање модела и регулатора према ЕМ у погону. Додатни захтеви који су ограничили примену и успорили употребу алгоритма у индустријске сврхе, посебно код ЕП већих снага на средњем и високом напону јесу:

- опрезан приступ због одличног искуства у раду са стандардним погонима;
- гломазно мерење напона једносмерног међукола;
- очекивани опсег радних температура;
- ниске прекидачке учестаности и велике вредности валовитости струја (енгл. *ripple*) које отежавају мерења статорских струја;
- ограничено понашање *sensorless* погона у погледу рада при малим брзинама, тачности и стабилности, као и услед ограничења у погледу остваривог оптерећења.

Сходно томе, предмет научне дискусије у дисертацији биће *sensorless* алгоритми у ЕП. Основна структура *sensorless* ЕП подразумева постојање енергетског претварача, ЕМ, *sensorless* алгоритма за оцену брзине и регулацију, и механичког оптерећења на излазу. Као што је приказано на Слици 1.1. електрични погон је изузетно сложен систем са израженим интеракцијама између елемената. Полазећи од ЕП приказаног на Слици 1.2, у дисертацији је представљена синтеза новог естиматора за оцену брзине као и методологија за одређивање параметара естиматора и придружених регулатора која омогућава достизање већег пропусног опсега, мање осетљивости на промене параметара и мање минималне брзине обртања од до сада публикованих решења. Алгоритам за оцену брзине заснован је на анизотропији роторских жлебних хармоника код АМ и структури за оцену брзине коју чине дигитални адаптивни филтри и фазно спрегнута петља. Методологија за одређивање параметара регулатора у *sensorless* регулационог система уважава динамику алгоритма за оцену брзине, што до сада није био случај у публикованој литератури.

1.5 Полазне хипотезе и методологија истраживања

Пре анализе и синтезе наведених алгоритма, биће дат кратак осврт на усвојене хипотезе и на методологије које су коришћене током истраживања. Полазне хипотезе дисертације су:

- Услед интеракције магнетопобудне силе у зазору машине и променљиве магнетске отпорности настају изобличења у флуксу. Потом се ове дисторзије могу видети у електромоторној сили и струји статора. Услед ожлебљења ротора у спектру струје статора постоје роторски жлебни хармоници који носе информацију о брзини обртања и који се могу искористити за потребе оцене механичке брзине обртања.
- Структура за оцену брзине на основу РЖХ може се начинити тако да не зависи од параметара машине, без додатних давача, без потребе за подешавањем сложених матрица са коефицијентима, без захтева за меморијом и без преправки електричне машине и енергетског претварача.
- Структура заснована на адаптивним дигиталним филтрима и фазно спрегнутој петљи може се користити за потребе *sensorless* регулације брзине, струје и векторског управљања високих перформанси.
- Кашњење које алгоритам оцене брзине уноси у надређене регулационе контуре може се значајно умањити адаптацијом параметара структуре у реалном времену у функцији радних режима, брзине обртања ротора и оптерећења на вратилу, тако да

транспортно кашњење одзива естиматора у односу на мерену брзину буде $\delta < 50 \text{ ms}$ за учестаности првог хармоника струја статора, f_{FUND} , веће од 25 Hz.

- Адаптацијом параметара структуре и уважавањем нелинеарности фазно спрегнуте петље може се постићи да грешка у оцени брзине буде занемарива у свим режимима где постоји мерљив износ РЖХ у АМ, тј. $\Delta < 0.4 \%$ за $2 \text{ Hz} \leq f_{FUND} \leq 50 \text{ Hz}$.
- Уколико се структура за оцену брзине гради уз уважавање динамике надређених регулационих контура, могуће је остварити стабилан рад система у свим релевантним режимима.

Током истраживања анализираће се природа РЖХ, до сада публикована решења, као и *sensorless* алгоритми засновани на РЖХ. Анализа и поређење публикованих решења служиће за сагледавање простора за научне и стручне доприносе. Синтеза алгоритама за оцену брзине и за *sensorless* управљање брзином, флуksom и моментом силе биће спроведена употребом програмског пакета *MATLAB*. Детаљан модел система биће начињен у програму *MATLAB-Simulink*. Употребом симулационог модела, биће најпре развијени, а потом и анализирани аналитички модел структуре за оцену брзине и надређених регулационих контура. Примена развијених алгоритама и експериментална испитивања биће извршена програмирањем у *C* програмском језику. Експериментална испитивања биће спроведена у неколико корака:

- испитивање иницијалног система, алгоритама за управљања моментом силе и брзином, са употребом давача на вратилу као и испитивања заштита у систему;
- детаљно испитивање у устаљеном стању и прелазним режимима свих елемената структуре на реалној експерименталној поставци. Тестови ће бити спроведени за режиме оптерећења од празног хода до номиналног оптерећења;
- експериментална потврда изведених аналитичких модела;
- поређење резултата предложене структуре са до сада публикованим решењима;
- анализа коначних резултата и разматрање усвојених хипотеза.

После сагледавања остварених резултата, примене неопходних измена, предложени алгоритми биће додатно испитани са циљем дефинисања ограничења система.

1.6 Остварени научни доприноси

Остварени научни доприноси дисертације, према најбољем сазнању аутора у односу на до сада публикована решења у литератури, су:

- Оригинална структура за оцену брзине која омогућава рад уз мању грешку у оцени, $\Delta < 0.4 \%$, мање транспортно кашњење, $\delta < 50 \text{ ms}$, у опсегу од 4% до 100% номиналне брзине,
- Структура која се може применити без додатних хардверских и софтверских измена или захтева,
- Структура која значајно умањује утицај регулационих контура за регулацију струје и брзине на квалитет оцене брзине обртања и омогућава распрегнут рад естиматора и наведених регулационих контура,
- Аналитички модел предложене структуре засноване на РЖХ са дефинисаним ограничењима при којима се може гарантовати стабилан и линеаран рад система,
- Методологија одређивања параметара предложене структуре и придружених регулатора која омогућава достизање већег пропусног опсега, мање осетљивости на промене параметара и мање минималне брзине обртања од до сада публикованих решења.

1.7 Структура докторске дисертације

У оквиру другог поглавља изведени су аналитички модели феномена у ЕП који утичу на синтезу *sensorless* алгоритама за оцену и регулацију. На основу модела, у другом поглављу је извршена анализа до сада публикованих решења у области *sensorless* регулације и надзора погона, а затим у наредним поглављима синтеза новог алгорита за оцену брзине и синтеза регулатора. У погледу претварача моделирани су ефекти дигиталне имплементације који утичу на рад *sensorless* ЕП, а из угла машине изведен је динамички модел у појасу основних учестаности, који је потом проширен са утицајем анизотропија услед несавршености дизајна. Прегледом до сада публиковане литературе указано је на део области у којем постоји потреба за развојем нових *sensorless* алгоритама и на разлоге за одабир роторских жлебних хармоника као анизотропије од значаја.

Уважавајући изведене моделе, у трећем поглављу спроведена је синтеза структуре за оцену брзине вратила. Представљени су захтеви које структура за оцену брзине треба да задовољи, а затим и дизајн делова структуре и то: адаптивног филтра пропусника опсега учестаност (ПО) (енгл. *Band-pass filter - BPF*), фазно спрегнуте петље (ФСП), адаптивног нискофреквентног филтра (НФ) (енгл. *low-pass filter*). Изведен је линеарни модел структуре за оцену брзине, који је употребљен за линеарну анализу стабилности, дефинисање ограничења система, и синтезу *sensorless* векторског регулационог система у четвртном поглављу. У четвртном поглављу извршена је синтеза унутрашње регулационе петље по струји. У истом поглављу је спроведен дизајн спољашње регулационе петље по брзини уважавајући динамику унутрашње регулационе петље, као и динамику структуре за оцену брзине. Четврто поглавље такође обухвата испитивање линеарне стабилности, робусности и осетљивости *sensorless* векторског регулационог система. Анализу и синтезу у трећем и четвртном поглављу прати дискусија коришћењем развијених симулационих модела система.

У петом поглављу представљени су резултати експерименталног испитивања развијеног *sensorless* система са циљем верификације усвојених хипотеза. Најпре је описана коришћена експериментална поставка. Потом су редом експериментално тестирани најпре естиматор, а затим и алгоритама управљања који у себи интегрише развијени естиматор. Тестови су спроведени у опсегу брзина од 4% до 100% номиналне брзине, као и од празног хода до номиналног оптерећења. Представљени су експериментални одзиви система у присуству поремећаја са одскочном динамиком и динамиком рампе. Експериментално су проверена и ограничења система у погледу практичне примене. На крају, експериментални резултати су поређени са до сада публикованим решењима као и са резултатима добијеним путем развијеног аналитичког и симулационог модела. На крају су дати коначни закључци истраживања.

2 Алгоритми за оцену брзине обртања вратила

У оквиру поглавља изведени су аналитички модели феномена у ЕП који утичу на синтезу *sensorless* алгоритама за оцену и регулацију. У погледу инвертора, указано је на несавршености које се могу јавити током рада у ЕП. Дати су модели за несавршености које доминантно утичу на синтезу алгоритма за оцену брзине и надређених регулационих петљи и образложена су усвојена занемарења. У делу поглавља 2.2. дат је динамички модел електричног подсистема асинхроне машине у појасу основних учестаности према општој теорији електричних машина. Додатно, дат је и динамички модел механичког подсистема ЕП. У делу поглавља 2.3. дати су аналитички модели битних анизотропија у ЕМ сведени на електрично коло статора. Пружена је анализа јачине, фазе и учестаности хармоника који настају услед анизотропија у ЕМ од радних режима и дефинисани су услови који морају бити испуњени да би наведене анизотропије постојале. На основу изведених модела извршена је анализа до сада публикованих решења у области *sensorless* регулације и надзора погона у делу 2.4, и указано је на део области у којем постоји потреба за развојем нових *sensorless* алгоритама. На крају, изложени су разлози за одабир роторских жлебних хармоника као анизотропије од значаја и дат је табеларни приказ релевантних публикованих решења у литератури у области.

2.1 Утицај инвертора на *sensorless* алгоритме

Инвертор у ЕП уноси нелинеарности које могу ограничити и онемогућити примену *sensorless* алгоритама. Хардверски дизајн инвертора утиче на његов фреквенцијски одзив и квалитет излазних електричних величина. У наставку је извршена анализа и моделирање кључних несавршености инвертора које доминантно утичу на понашање *sensorless* ЕП у трајном раду, тј. на анализу и синтезу *sensorless* алгоритама. Изостављена су разматрања у погледу оптималног и пожељног хардверског дизајна инвертора у *sensorless* ЕП. Уважавајући уведене апроксимације у првом поглављу и Сliku 1.2, анализа у наставку обухвата утицај кола од давача до аналогно-дигиталних (АД) конвертора (енгл. *analog to digital converter - ADC*), дигиталне имплементације, процеса дигитално-аналогне (ДА) конверзије (енгл. *digital to analog converter - DAC*) и нелинеарности прекидача снаге на синтезу *sensorless* алгоритама.

Развој алгоритма управљања и естиматора брзине који се заснива на мерењу статорске струје, захтева добро пројектована кола за мерење. Кола за мерење утичу на понашање наведених система и смањује излазу импедансу претварача. У моделу регулационе петље уважавају се у повратној грани, а у моделу естиматора у директној грани. Коло за мерење обухвата давач, прилагодна електроничарска кола, аналогне филтре, АД конверторе, дигиталне филтре. Добро пројектовано коло за мерење сигнала подразумева да су:

- филтрима одстрањени шумови у мереним сигналима који могу изазвати ефекат пресликавања (енгл. *aliasing effect*) или утицати на рад САР;
- сигнали са давача појачани како би се смањили утицаји квантизације на квалитет и стабилност регулације, тј. да је искоришћен цео напонски опсег АД конвертора;
- редукована транспортна кашњења у повратној грани.

Као струјни давач могу се користити шант отпорници (енгл. *shunt resistor*), калем Роговски, струјни трансформатори, давачи засновани на примени Холовог ефекта, давачи на бази детекције флукса, фибер-оптички струјни давачи са интерференцијом, итд. [6]. Два најчешће

коришћена начина за мерење струје U енергетском претварачу се за мерење струје најчешће користе шант отпорник или Холов давач. У првом случају, мери се пад напона на крајевима температурно стабилног отпорника, мале отпорности и мале паразитне индуктивности. Предности шанта су једноставност имплементације и цена, а мане снага губитака при већим мереним струјама и одсуство галванске изолације између енергетског и мерног дела кола што може ограничити примену. Холов давач пружа галванску изолацију, велику тачност, линеарност и широк пропусни опсег. Мане су веће димензије и цена у односу на шант и захтеви за напајањем. На излазима давачи дају униполарне или биполарне струјне или напонске сигнале различитог опсега вршних вредности. АД конвертор очекује на улазу напонски сигнал од 0 V до 3 V уз веома мале јачине струје. Аналогна кола између давача и ДСП тада у свим радним режимима, уважавајући и режиме преоптерећења и квара, сигнал за излаза давача прилагођавају улазима АД конвертора. Ова кола претварају излазне струјне у напонске сигнале, додају напонска раздешења (енгл. *offset*), скалирају амплитуде сигнала уважавајући граничне вредности радних режима, пружају галванску изолацију, филтрирају нежељене компоненте из спектра, итд. Чине их разне пасивне компоненте и интегрисана кола. Просторно се налазе делом у енергетском претварачу, а делом у управљачком уређају. Описано коло до АД конвертора у пракси има низ несавршености. Даваче карактеришу паразитне индуктивности шанта, струја магнетног струјног трансформатора, фреквенцијски одзив Холовог давача који може довести до дисторзија и нелинеарности, итд. Аналогна кола услед коначне прецизности и несавршености уносе своје дисторзије. Такође, у аналогним колима се могу постојати разни шумови, поремећаји кондукционе или индукционе природе услед прекидања у инвертору, рада помоћних напајања, итд. [6]. Наведени феномени се морају испитати у експлоатационом опсегу ЕП и компензовати при дизајну САР.

Спектар сигнала на излазу давача је неограничен и приликом одабирања у АД конвертору може изазвати ефекат пресликавања и утицати на нижи део спектра од значаја услед појаве сигнала у дигиталном домену које физички не постоје у изворном сигналу. Да би сигнал на излазу одабирача могао да се реконструише употребном филтара, спектар улазног сигнала мора бити ограничен према, према Котельниковој, Шеноновој и Никвистовој (енгл. *Nyquist criterion*) теореме одабирања [20]. Највиша компонента у спектру сигнала на улазу АД конвертора мора бити мања од половине учестаности одабирања, тј. њена вршна вредност мора бити мања од једног кванта АД конвертора најмање тежине $q_{ADC} = V_{ADC}^{MAX}/2^n$ (енгл. *least significant bit - LSB*), где је n број бита на располагању и V_{ADC}^{MAX} максимални напон на улазу АД конвертора. Ово се постиже употребом активних или пасивних аналогних НФ филтара који одређују пропусни опсег кола за мерење. Да би се избегли недостаци и сложенија примена активних филтара, често се користе пасивни RC филтри, описани функцијом преноса

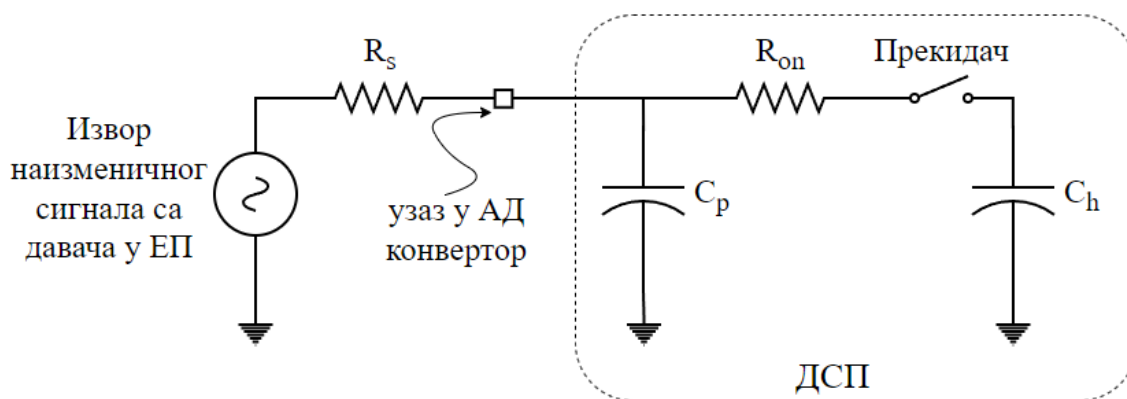
$$W_{PK}(s) = \frac{U_{sense}(s)}{U_{ADC}(s)} = \frac{1}{R_F C_{FS} + 1} = \frac{1}{\tau_{FS} + 1} \quad (2.1)$$

где су R_F и C_F редом отпорност и капацитивност филтра. Да би се избегло индуковање шума после аналогне обраде, филтри се постављају близу ДСП на штампаној плочи. НФ филтри са великим временским константама могу ограничити пропусне опсега САР и естиматора брзине због увећаних кашњења. Зато, НФ филтри треба само да ограниче спектар улазног сигнала и да спрече ефекат пресликавања. Остале нежељене компоненте у спектру, попут валовитости струје, могу се ослабити путем дигиталних филтара и позиционирањем тренутка одабирања АД конвертора организацијом рада ДСП, тј. прекидне рутине.

АД конвертори су део наменске периферије за аналогно-дигиталну конверзију за обраду података са давача. АД конвертор претвара аналогне сигнале у дигиталне речи, од обично 8, 12 или 16 бита. Напајање, сат и референца за рад конвертора се обезбеђују интерно из ДСП

или екстерно када постоје велике сметње услед рада инвертора. Екстерне референце могу имати вредности од 2,048 V, 1,5 V или 1,024 V. Интерни сат код типичних ДСП омогућава учестаност одабирања од 25 MHz, тј. на 12,5 MSPS. Дигитални део конвертора садржи низ програмабилних усмеривача, регистре за резултате, интерфејс на аналогним колима, магистрале и друге модуле, док се аналогни део састоји од мултиплексера, кола за одабирање са задршком (енгл. *sample-and-hold* – *S&H*), регулатора напона, контролних и меморијских регистара, других помоћних аналогна кола. Често се моделује као на Слици 2.1. По затварању прекидача, улазни напон пуни кондензатор C_h према временској константи интерног НФ RC филтра. Прекидач треба да остане затворен док напон на C_h не оствари устаљено стање са прихватљивим одступањем од једне половине или четвртине вредности кванта најмање тежине, q_{ADC} . Време *S&H* процеса је доминантно одређено пропусним опсегом улазног сигнала. Сигнали већег пропусног опсега, за потребе регулације, одабирају се уз минимална кашњења. За сигнале нижег пропусног опсега користе се екстерни операциони појачавачи у форми међуспремника (енгл. *buffer*), како би се ефективно увећао пропусни опсег улазног сигнала и задовољио прозор *S&H* кола. По завршетку пуњења C_h , прекидач се отвара и почиње конверзија. Конверзија или кодирање, подразумева претварање акумулисаног напона на кондензатору C_h у n -битни бинарни број путем квантизера. Одвајањем квантизера од улазног сигнала чува се интегритет конверзије и спречавају се промене напона на C_h током трајања конверзије. Одабирање сигнала у дискретним тренуцима уноси грешку у виду недостатка информација о промени величине од значаја између тренутака одабирања. Са порастом резолуције АД конверзије, расте време потребно за конверзију δ_{ADC} . Време потребно за једну конверзију једног аналогног сигнала (енгл. *S&H acquisition time window*), тј. кашњење, може се независно контролисати, а за 12-битни конвертор захтева око 200 ns. *S&H* процес, процес конверзије и процес уписивања у регистар за резултате траје око 300 ns, као што ће бити показано у четвртом поглављу. У случају конверзије већег броја аналогних канала кашњење конверзије δ_{ADC} може бити значајно. Процес АД конверзије, заједно са аналогним и дигиталним филтрима, утиче на укупна транспортна кашњења у повратној грани, тј. одређују динамичка и статичка понашања кола за мерење струје, која ограничавају пропусни опсег САР.

Дискретизација по амплитуди доводи до губљења информација услед кодирања напонског сигнала са коначним бројем различитих нивоа који зависи од броја бита АД конвертора. Корак квантизације одговара биту најмање тежине q_{ADC} . Свака промена улазног сигнала која је мања од q_{ADC} неће бити препозната у конверзији. Овај феномен се моделује као стохастички шум у корелацији са улазним сигналом, са униформном вероватноћом густине енергије у спектру. Утицај квантизације се смањује тако што се сигнал са давача у колу за мерење прилагођавања, тако да при конверзији АД конвертор користи максималан број бита. Број потребних бита АД конвертора се одређује преко жељеног односа сигнал-шум (енгл. *Signal-to-noise ratio* - *SNR*) као $SNR = 6,02 \cdot n + 1,76$ [dB] [20]. Коначна тачност аритметичко-логичке јединице ДСП, која се користи за прорачун алгоритма, доводи до заокруживања (енгл. *rounding*) или занемаривања

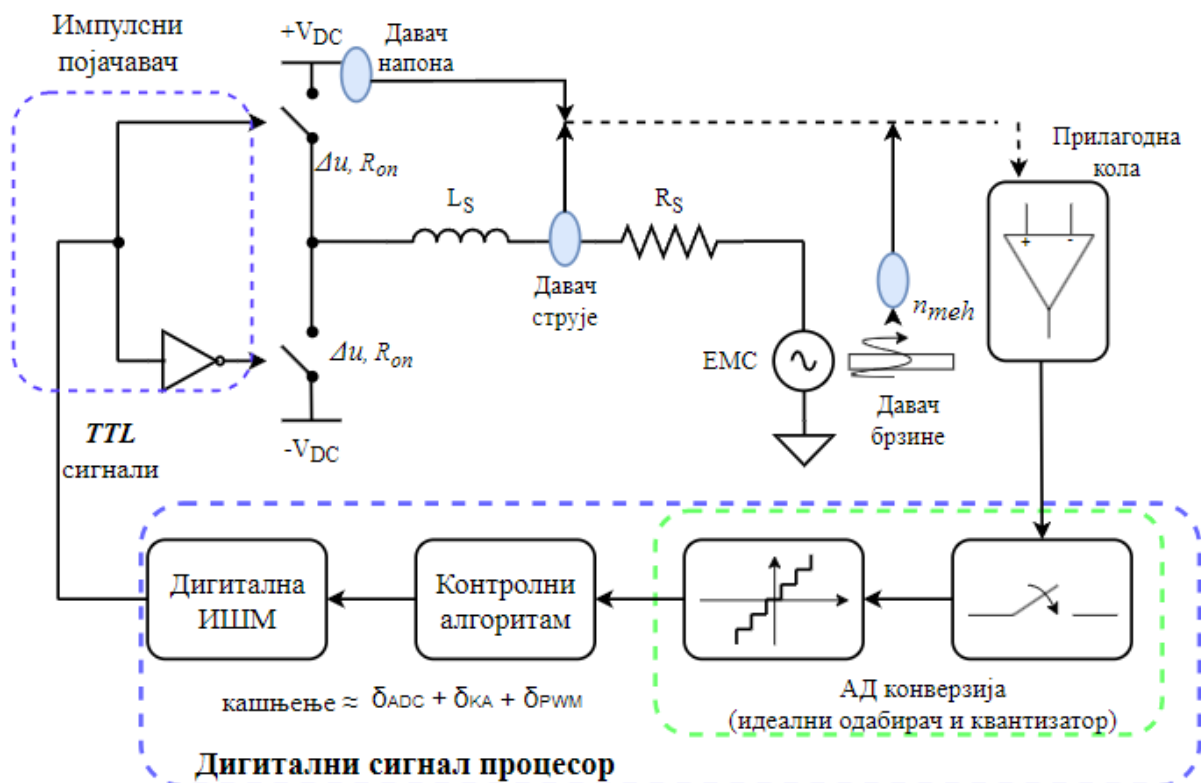


Слика 2.1. Упрошћени модел аналогно-дигиталног конвертора.

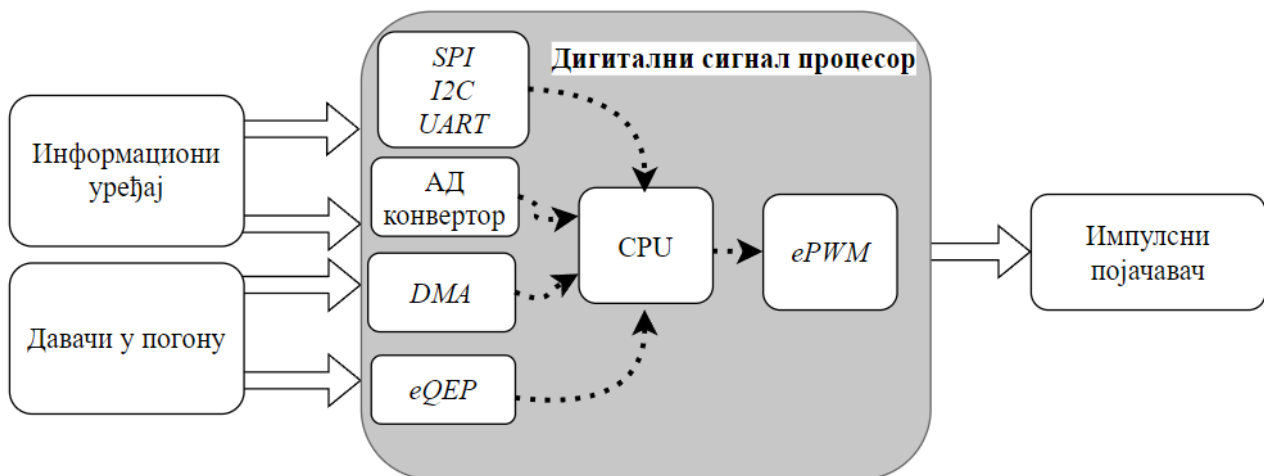
(енгл. *truncation*) како би се променљиве, коефицијенти или резултати математичких операција представили у броју бита који је на располагању. Ове акције доводе до аритметичке квантизације, шума, и до измене фреквенцијског одзива и понашања САР. Наведени проблеми су изражени код 8-битног процесора са аритметичком јединицом са фиксним зарезом. Ако ДСП има 16 или 32 бита на располагању наведени проблеми су мање изражени, а ако ДСП подржава рад са аритметиком са покретним зарезом ови феномени се некада могу и занемарити. Данас се у индустрији, посебно када цена процесора не утиче значајно на цену ЕП, користе ДСП који подржавају аритметику са покретним зарезом и 16-битну или 32-битну архитектуру. Дакле, процес АД конверзије може утицати на рад *sensorless* ЕП. На Слици 2.2. је моделиран као каскадна веза идеалног одабирача, интерног RC филтра и униформног n -битног квантизера уз додавање описаног шума на излазу, за описивање

- коначне аритметичке и квантизационе тачности;
- амплитудске квантизације током конверзије напона у дигиталну реч, и;
- кашњење приликом одабирања сигнала у дискретним временским тренуцима.

ДСП, као главни елемент управљачког уређаја, на предефинисан начин прикупља податке са давача и информационог уређаја у ЕП и на основу њих применом разних алгоритама делује управљањем ка импулсном појачавачу. Дакле, ДСП је изложен низу унутрашњих и спољашњих догађаја, прекида, чији наилазак захтева тренутну пажњу, обраду и примену адекватног алгорита. Алгоритми који се имплементирају на процесору захтевају да се већи број математичких операција обавља брзо, ефикасно и рекурзивно према поворци података прикупљених из ЕП. За ове потребе, користе се модули за хардверску подршку који растеређују рад *CPU*, периферије, попут периферије за АД конверзију. Преглед основних периферија које се готово увек користе у ЕП су приказане на Слици 2.3. ДСП има низ периферија за интеракцију са елементима ЕП попут периферије за обраду енкодерских импулса (енгл. *Enhanced Quadrature Encoder Pulse – eQEP*), периферије за серијску комуникацију (енгл. *Serial Communication Interface*), за периферијски интерфејс (енгл. *Serial Peripheral Interface*), за комуникацију између језгара процесора (енгл. *Inter-Integrated Circuit Module*), за индустријске



Слика 2.2. Несавршености при раду инвертора.



Слика 2.3. Преглед битних хардверских периферија у ДСП.

комуникационе протоколе (енгл. *Controller Area Network, Universal Serial Bus*), за потребе комуникације са окружењем, развоја и тестирања софтвера (енгл. *Joint Test Action Group*) итд. Свака периферија захтева своја прилагодна кола како би се вршне вредност напона и струја прилагодиле очекиваним вредностима на улазима у ДСП. Такође, свака од периферија има предефинисане хардверски повезане пине за потребе читања или слања података који могу и не морају бити опште намене (енгл. *general purpose input/output – GPIO*)

Спољашњи прекиди настају са променом стања улазних сигнала из ЕП, а унутрашњи услед промене стања предефинисаних бројача у ДСП (енгл. *level triggered*). Обрада свих прекида се извршава дефинисањем система прекида, који обавештава процесор о насталом догађају и одлучује тип реакције. Систем прекида код модерних ДСП располаже са 16 предефинисаних глобалних прекида, који делују директно на *CPU*, и 96 групних прекида који делују на хардверске периферије, што је углавном довољно за потребе ЕП. У зависности од приоритета, посредством *CPU* прекиди се игноришу или стављају на чекање (енгл. *maskable interrupt*) или покрећу тренутну реакцију (енгл. *non-maskable interrupt*). Прекиди највећег приоритета су апериодични и настају услед спољашњих промена, при хардверским кваровима, дебаговању или поновном покретању система, итд. На ове прекиде је потребно реаговати тренутно, а позвани алгоритам не сме бити ометан током рада. У нормалном раду постоје периодични акумулациони прекиди по очекиваном шаблону, тј. по прикупљању предефинисаног скупа података или оствареној вредности конфигурисаног бројача. У циљу очувања синхронизације система, њихово извршавање је организовано прекидном рутином (енгл. *interrupt service routine - ISR*) тако да се минимизира кашњење у извршавању предвиђених инструкција као и да се све инструкције које рутина подразумева изврше до појаве наредног периодичног прекида. Дефинисање прекида по приоритету, међусобна интеракција и синхронизација периферија, и организација *ISR* остварује се софтверским путем, хардверском конфигурацијом ДСП подешавањем декларисаних периферијских регистара и употребом таблице вектора прекида (енгл. *Peripheral Interrupt Expansion - PIE*). Таблица се мапира током иницијализације ДСП. *PIE* мултиплексер током рада при сваком прекиду са периферија или екстерних извора формирају један вектор на основу којих се формира јединствена *ISR*. Прекиди који не иду кроз мултиплексере директно се шаљу на *CPU*. Током извршавања *ISR*, *CPU* преузима прекидни вектор *ISR* из регистара *PIE* модула, тј. адресе из RAM меморије, декодује приоритете прекида и у трајању од 9 удара системског сата реагује на позивани низ прекида. Позивање прекида током *ISR* организује се коришћењем инкременталних 16-битних бројача, наменских модула за мерење времена. Бројачи на нивоу процесора и периферија морају бити синхронизовани. Могу бити улазно или силазно асиметрични или улазно-силазно симетрични. Брзина промене стања бројача постиже се скалирањем вредности системског сата.

Минимизације кашњења процеса АД конверзије δ_{ADC} и слабљење шума услед рада инвертора постиже се увећањем учестаности одабирања и повољном организацијом прекидне рутине, тј. начином на који се извршавају све конверзије у ЕП. Конвертор често располаже са 8 двоканалиних модула, 16 независних улаза (канала), који су одабиром мултиплексера повезани са једним или два $S\&H$ кола, као на Слици 2.1. $S\&H$ коло може да ради у симултаном или секвенцијалном моду. У оба случаја, могуће је аутоматски дефинисати процес конверзије, тј. дефинисати канале за одабирање у произвољном редоследу (енгл. *auto sequencing*), који се извршава по настанку прекида за почетак конверзије са периферија или услед екстерног догађаја (енгл. *start of conversion – SOC*). Могуће је исти канал дефинисати више пута у секвенци што омогућава примену прекомерног одабирања (енгл. *oversampling*). Симултано, једновремено, одабирање два сигнала у пару са два различита модула захтева да су напонска раздешења једнака на оба $S\&H$ кола. Секвенцијално одабирање пружа могућност 16 конверзија у низу у једној сесии када су сви двоканални модули мултиплексирани на исто $S\&H$ коло. По завршетку сваке или низа конверзија, АД конвертор може да изазове своје прекиде ка CPU (енгл. *End of Conversion – EOC*). По правилу, ови прекиди покрећу рад периферије за директан приступ меморији (енгл. *Direct Memory Access – DMA*). DMA преузима резултате конверзије, дигиталне речи којом су кодиране измерени сигнали, обавља иницијалне операције и пребацује припремљене податке за потребе процесног алгоритма у одговарајуће регистре у RAM меморији којима CPU може да приступи. По пребацивању података у регистре, сигнализира се прекид за почетак извршавања процесног алгоритма. CPU се овако растерећује како се све наведене активности извршавају без његовог учешћа.

Учестаност одабирања је једнака или већа од учестаности прекидања. Прекиди се могу позивати при произвољној вредности бројача па се прекидна рутина може организовати тако да се примени синхронно одабирање, које теоријски обезбеђује податак без утицаја прекидања инвертора [6], [20]. Може се показати да ово није могуће остварити ако се при дефинисању тренутка одабирања не уваже отпорности статорског намотаја, кашњења услед дигиталне имплементације и мртвог времена, утицај линијских напона на струју оптерећења код АМ са изоловани звездиштем, утицаји паразитних струја услед интеракција капацитивности каблова, штампаних плоча, транзистора и намотаја са индуктивностима намотаја и штампаних плоча, услед лоше динамике комутовања прекидача, итд. [6]. Слабљење шума који настаје услед прекидачког рада инвертора, без увећања временске константе филтра (2.1), могуће је остварити применом прекомерног одабирања. Ово подразумева употребу усредњене вредност сигнала, нпр. струје, као повратног сигнала за потребе регулације. Усредњава се $2^{N_{os}}$ одбирака, еквидистантно померених за T_{ADC} , $i_n^{FB} \delta(t - nT_{ADC})$, током једном периода импулсно-ширинске модулације, T_{PWM} , где је $T_{ADC} = T_{PWM}/N_{os}$ и $N_{os} = 4, 8, 16, 32\dots$ Извршавање прекомерног одабирања је синхронизовано са радом PWM . Средња вредност струје, за $N_{os} = 32$, је дата као

$$i_n^{FB} = \frac{1}{N_{os}} \sum_{k=0}^{N_{os}-1} i_s(nT_{PWM} - kT_{ADC}) = \frac{1}{32} \sum_{k=0}^{31} i_s(nT_{PWM} - kT_{ADC}), \quad (2.2)$$

па се утицај прекомерног одабирања на рад CAP може моделовати према периоди T_{ADC} , као

$$W_{PO}^{FB}(z) = \frac{i_n^{FB}(z)}{i_s(z)} = \frac{1}{32} \sum_{k=0}^{31} z^{-k} = \frac{1}{32} (1 + z^{-1} + \dots + z^{-31}). \quad (2.3)$$

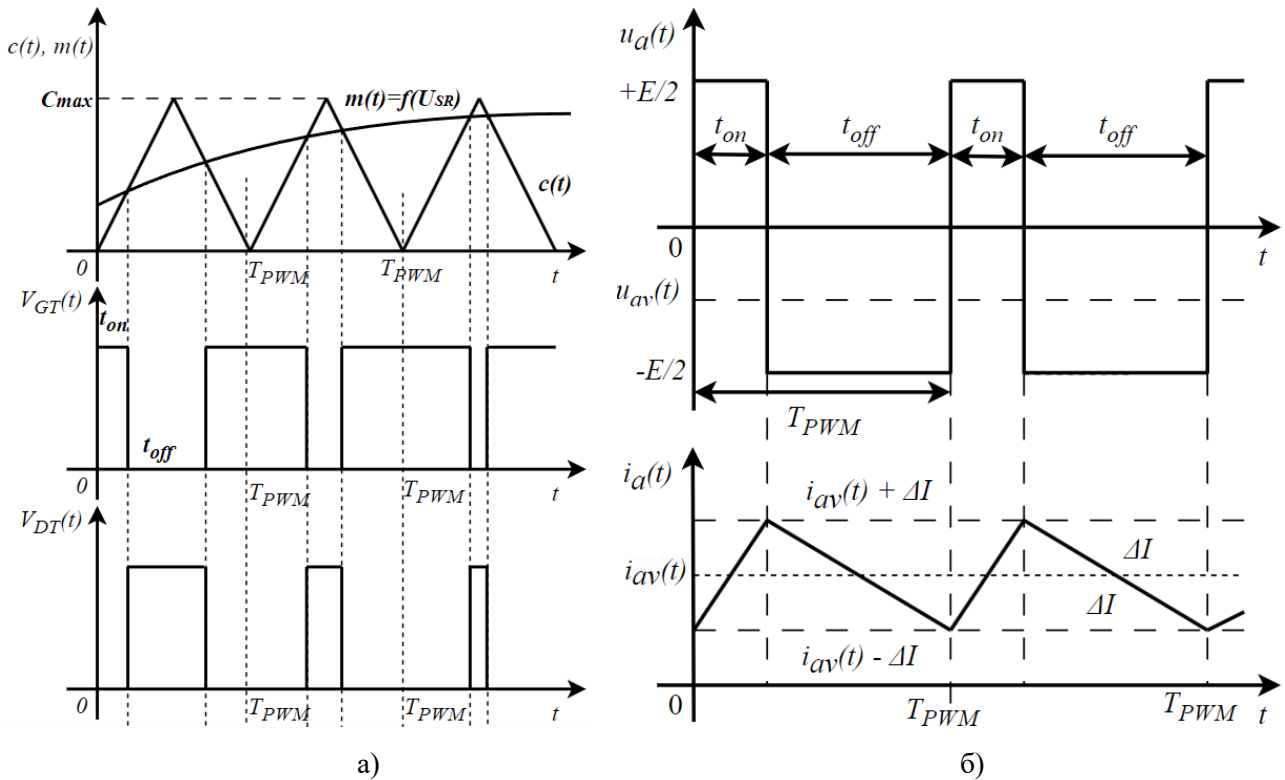
Прекомерно одабирање се аутоматизује конфигурацијом DMA периферије да сакупља и пребацује одбирке у одговарајући део RAM меморије без укључења CPU . DMA периферија

такође ради на основу прекида. *DMA* покреће *EOC* прекид по завршетку АД конверзије, а по завршетку трансфера података, *DMA* периферија покреће процесни алгоритам. Процесни алгоритам чини низ апликативних алгоритама битних за рад ЕП, као у првом поглављу, а основу чине више слојева регулације (позиције, брзине, струје, итд.). Извршавање процесног алгоритма захтева време што уноси кашњење δ_{AK} у реакцији инвертора, тј. управљању, Слика 2.2. Резултат слојева регулације је дигитални запис референтне вредности напона коју инвертор треба да обезбеди на прикључцима АМ. Вредност се прослеђује модулатионом слоју који описује процес ДА конверзије и који има за циљ да на улазе импулсних појачавача доведе поворку импулса у којој се налазе подаци када је потребно укључити или искључити прекидаче снаге. ДА конверзија у ЕП се обавља путем периферије за импулсно-ширинску модулацију (енгл. *enhanced Pulse Width Modulator – ePWM*), без учешћа *CPU*, коју чине програмабилни временски бројачи, наменски регистри, модули за поређење (енгл. *counter compare submodule – CC*), одабир прекида (енгл. *event trigger and interrupt modul – ET*) квантификацију акција и генерисање напонских импулса (енгл. *action qualifier submodule – AQ*), итд.

PWM се заснива на постизању жељене средња вредности величине на нивоу периоде T_{PWM} променом ширине импулса. Иако није могуће направити идеални простопериодични таласни облик напона, могуће је обезбедити жељене средње вредности напона на посматраним интервалима T_{PWM} , као на Слици 2.4. Максимална ширина импулса је одређена топологијом и учестаношћу рада модулатора f_{PWM} , тј. периодом T_{PWM} . Учестаност рада модулатора мења се променом вредности врха носиоца c_{max} . Ако током било којег периода T_{PWM} важи да је $m(t) = c_{max}$, средња вредност излазног напона на тој периоди износиће $+E_{DC}/2$. Дакле, напон резултат регулације је потребно скалирати тако да максимални очекивани напон током радних режима одговара вредности носиоца c_{max} . На Слици 2.2. приказана је једна фаза ЕП датог на Слици 1.2. Резултат регулације, жељени напон $u_{SR}(t)$, дефинише напонску команду за инвертор и модулатиони сигнал, тј. индекс модулације $m(t)$ (енгл. *duty cycle*). Управљачки сигнал у логичкој форми (енгл. *transistor-transistor logic – TTL*) који се прослеђује на импулсни појачавач добијају се поређењем сигнала $m(t)$ и носиоца $c(t)$. *TTL* сигнали за горњи и доњи прекидач означени су редом као $V_{GT}(t)$ и $V_{DT}(t)$ на Слици 2.4а, а таласни облици напона и струје једне фазе тада изгледају као на Слици 2.4б, где је $u_a(t) = V_{GT}(t) - V_{DT}(t)$. Укључењем горњег прекидача средња тачка фазе, уједно и прикључни крај АМ, налази се на напону $+E_{DC}/2$ у трајању вођења прекидача снаге у фази t_{on} . Током вођења доњег прекидача у фази t_{off} на крај АМ се доводи напон $-E_{DC}/2$, при чему важи да је $T_{PWM} = t_{on} + t_{off}$. Дакле, током сваког T_{PWM} периода инвертор даје један напонски импулс који представља покретачку силу *CAP*. АМ се напаја поворком напонских импулса ширине $m(t)$, а жељена вредност напона одговара средњој вредности напона на интервалу T_{PWM} . Како је модулатор нелинеарни систем ово се може показати анализом за мале сигнале (енгл. *small-signal analysis*) над модулатором при малим променама напона $u_{SR}(t)$. Према анализи за мале сигнале, у тренутку t_x у произвољној радној тачки линеаризације важи да је индекс модулације $m(t_x) = M(t_x) + \hat{m}(t_x)$ и жељени напон $u_{SR}(t_x) = U_{SR}(t_x) + \hat{u}_{SR}(t_x)$, где су $\hat{m}(t_x)$ и $\hat{u}_{SR}(t_x)$ мале промене наведених величина око исте тачке и где се напону $U_{SR}(t_x)$ може постићи индексом модулације $M(t_x)$ као

$$U_{SR}(t_x) = \frac{1}{T_{PWM}} \int_0^{T_{PWM}} u_{SR}(t) dt = \frac{t_{on} \frac{E_{DC}}{2} - (T_{PWM} - t_{on}) \frac{E_{DC}}{2}}{T_{PWM}} = [2 M(t_x) - 1] \frac{E_{DC}}{2}, \quad (2.4)$$

где је $M(t_x) = t_{on}/T_{PWM}$ [34]. Средња вредност напона $U_{SR}(t)$ мења се у времену са променом референце напона на улазу у модулатор $u_{SR}(t)$. Полазећи од (2.4), може се написати једнакост



Слика 2.4. Аналогна импулсно-ширинска модулација: а) TTL сигнали, б) облици струја и напона.

$$M(t_x) + \hat{m}(t_x) = \frac{1}{2} + \frac{U_{SR}(t_x) + \hat{u}_{SR}(t_x)}{E_{DC}}. \quad (2.5)$$

Изведени закључци важе ако је промена модулативног сигнала спора у поређењу са променом носиоца $c(t)$. Односно, ако је пропусни опсег сигнала $m(t)$ знатно мањи, више од два пута, од учестаности прекидања f_{PWM} , тада се може занемарити импулсна природа напона и модулативни сигнал се може једноставно реконструисати употребом НФ филтра. Под овим условима мале промене средње вредности излазног напона ће пратити промене индекса модулације и информација се успешно пренети путем PWM у виду времена вођења

$$m(t) = \frac{1}{2} + \frac{u_{SR}(t)}{E_{DC}}, \quad t_{on}(t) = T_{PWM} \left(\frac{1}{2} + \frac{u_{SR}(t)}{E_{DC}} \right). \quad (2.6)$$

Ако је промена референце напона описана функцијом $u_{SR}(t) = U_m \sin(\omega_x t)$, где је ω_x основна учестаност жељеног напона, тада ће угао вођења и индекс модулације имати истоветну промену. На излазу се има жељена средња вредност напона и струје уз присуство прекидачког шума, валовитости струје на Слици 2.4б, у функцији фреквенцијског одзива АМ. Модулатор ове, у суштини, аналогне имплементације PWM (енгл. *Naturally sampled PWM*) је описан линеарним појачањем које зависи од стрмине носиоца и која има савршен динамички одзив без кашњења. Иако аналогни модулатор омогућава изузетно висок пропусни опсег, има велики недостатак у погледу робусности и осетљивости на шуме, промене температуре, итд. [33]. Код дигиталне имплементације, резултат регулације је дигитални еквивалент ширине напонског импулса који настаје ДА конверзијом, тј. дигитални модулативни сигнал. Носилац се реализује помоћу инкременталног бројача у $ePWM$ периферији. Бројач се увећава на сваки удар системског бројача модулатора и користи максимално 16 бита. Број бита са којима се може представити време вођења, резолуција модулатора, одређује се као функција брзине

системског сата и учестаности прекидања f_{PWM} . Бројач се може конфигурисати тако да се постигне различита динамика носиоца, као што је приказано на Слици 2.5.

По завршетку процесног алгоритма напонска референца се уписује у пасивни (енгл. *shadow*) регистар при CC модулу $ePWM$ периферије, тј. у привремено складиште, како би се предупредила појава гличева током активног дела ДА конверзије. Вредности из пасивних се пребацују у активне регистре тек када носилац има вредност 0 или c_{max} , у зависности од конфигурације, што уноси кашњење у реакцију инвертора. Тренутне вредности носиоца, бројача $ePWM$ периферије, прослеђују се на CC и ET модуле. ET модул одређује када и који прекид треба да се догоди тако да се оствари жељена промена стања на излазим пиновима ДСП. Вредности носиоца се континуално пореде са вредностима активних регистара за поређење у CC модулу. Када је $m(nT_{CLK}) = c(nT_{CLK})$, где је T_{CLK} периода удара системског сата, редом се покрећу ET , PIE и AQ модули чиме започиње ДА конверзија са закашњењем, нова напонска референца за поређење се уписује у пасивни регистар, а вредност индекса $m(nT_{CLK})$ остаје активна до следећег поклапања. AQ модул квантификује и одлучује када и који прекид се претвара у коју активност. Као резултат генерише TTL управљачке сигнале у логичкој форми. Квантификација прекида се обавља према смеру носиоца, па ако је носилац тестерасти генерисаће се један прекид по периоди, док се два прекида генеришу за троугаони. У погледу активности излазног сигнала, може се остварити подизање на 3,3 V, спуштање на 0, промена или одржавање тренутног стања сигнала. Резултат дигиталног PWM су динамика и логика укључења и искључења прекидача у претварачу која обезбеђује жељене вредности напона на АМ. Уважавајући наведено, изрази (2.6) се може написати у дискретној форми као

$$m(nT_{PWM}) = \frac{1}{2} + \frac{U_m(nT_{PWM})}{E_{DC}} \sin(\omega_x nT_{PWM}), \quad t_{on}(nT_{PWM}) = T_{PWM} \cdot m(nT_{PWM}), \quad (2.7)$$

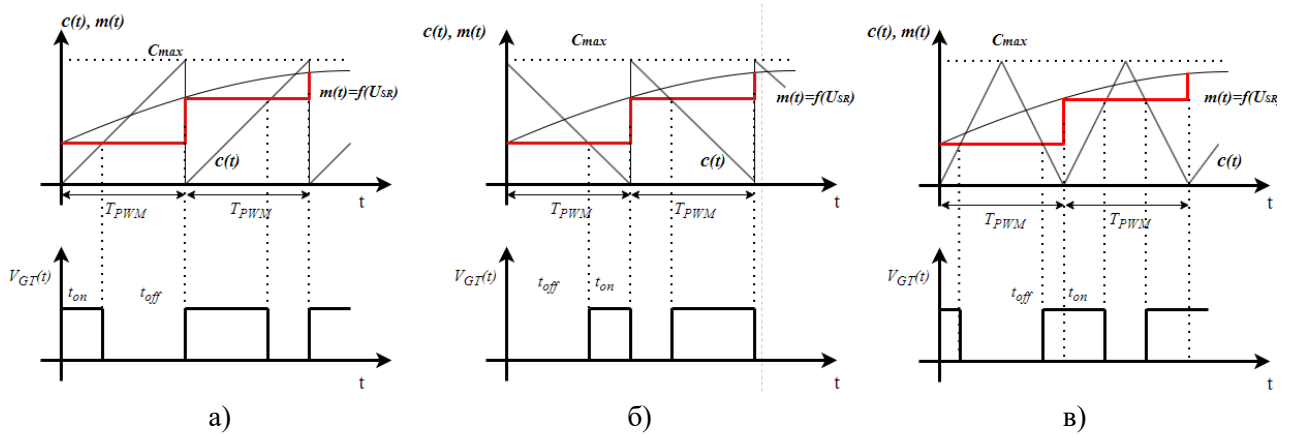
где је $m(nT_{PWM})$ индекс модулације прорачунат током интервала $[(n-1)T_{PWM} \dots nT_{PWM}]$ и који се примењује током интервала $[(n+1)T_{PWM} \dots (n+2)T_{PWM}]$. Ова модулација се због простопериодичне напонске референце назива још и простопериодични PWM . Простопериодични PWM може да очува линеарну зависност ширине импулса од референце само ако је вршна вредност простопериодична референца мања од c_{max} током радних режима.

За разлику од аналогне PWM , процес ДА конверзије уноси кашњење у управљање које одговара времену од тренутка када се вредност напонске референце упише у пасивни регистар, до тренутка када се та вредност из активног регистра не изједначи за вредношћу временског бројача. Описани процес може се моделовати као идеални одабирач повезан са колом задршке нултог реда (енгл. *zero-order hold - ZOH*) чији се излазни сигнал пореди са идеалним аналогним носиоцем. ZOH уноси кашњење која смањују претек фазе и ограничава пропусни опсег САР. Применом Лапасове трансформације фазно кашњење временског сигнала код троугаоног носиоца, Слика 2.5в, код кога је одабирање модулационог сигнала у средини импулса вођења горњег транзистора (на половини периода t_{on}), може се моделовати функцијом преноса [35]

$$W_{PWM}(s) = \frac{V_{MOD}(s)}{M(s)} = \frac{1}{2c_{max}} \left(e^{-s(1-m)\frac{T_{PWM}}{2}} + e^{-s(1+m)\frac{T_{PWM}}{2}} \right), \quad (2.8)$$

где $V_{MOD}(s)$ и $M(s)$ представљају Лапасове трансформације модулационог сигнала $m(t)$ и излаза модулятора $u_{MOD}(t)$. Када се одабирање врши током t_{off} стања горњег прекидача у фази, у (2.8) је потребно уважити релацију $m(t) = m'(t) = 1 - m(t)$, [20].

Кашњење је променљиво и у функцији индекса модулације. Како се референца напона задаје на почетку периода T_{PWM} , може се уважити апроксимација да средња вредност транспортног



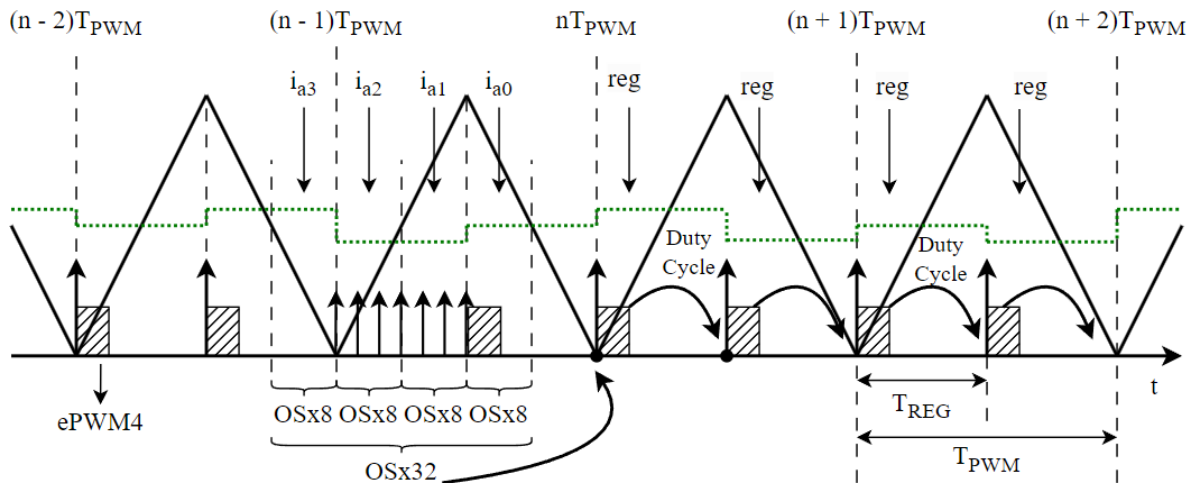
Слика 2.5. Динамике носиоца: а) тестераста са растућом ивицом; б) тестераста са падајућом ивицом; в) троугаони носилац.

кашњења износи $\arg\{W_{PWM}(j\omega)\} = -\omega 4T_{PWM}/2$, тј. $2T_{PWM}$. Код тестерастог носиоца, генерисани импулси су асиметрични јер трају до краја постојећег или до почетка наредног прекида, тј. нису симетрични у односу на период [6]. Ако је носилац троугаони, тада је средина импулса вођења доњег транзистора на позицији максимуму носиоца. Одабир носиоца утиче на таласни облик излазног сигнала, па тако и на понашање ЕП. Код носилаца на Сликама 2.5а. и 2.5б. може се уочити да у сваком тренутку ресетовања бројача постоји једновремена комутација свих прекидача у претварачу и промене њиховог стања са $+E_{DC}/2$ на $-E_{DC}/2$. Приликом ове активности не долази до промене линијских напона и резултат су само увећана снага губитака, додатно изобличење напона и струја праћено електромагнетским сметњама и веће хардверско напрезање прекидача снаге. Из наведених разлога, у наставку ће се разматрати само троугаони носилац приказан на Слици 2.5в.

Транспортно кашњење ДА конверзије се смањује напредном организацијом прекидне рутине (енгл. *advanced scheduling*) и применом двоструког поређења по периоди PWM (енгл. *double update*), као што је приказано на Слици 2.6. [6]. Тада се користи један индекс модулације користи за растућу ивицу троугла, а други за падајућу, који се у пасивне регистре за поређење уписују непосредно пре него што дигитални носилац узме вредности једнаке 0 или c_{max} . Ово захтева да се алгоритам регулације извршава два пута брже од учестаности прекидања, тј. да важи $f_{REG} = 2f_{PWM}$, $T_{PWM} = 2T_{REG}$, где је T_{REG} периода извршавања алгоритма регулације приказана на Слици 2.6. Некада је за ове потребе потребно повећати периоду прекидања, повећати брзину системског сата, смањити број бита за један или оптимизовати извршавање алгоритма, итд. Уважавањем наведених активности у (2.8), резултује функцијом преноса

$$W_{PWM}(s) = \frac{V_{MO}(s)}{M(s)} = \frac{1}{2c_{max}} \left(e^{-sm\frac{T_{PWM}}{2}} + e^{-s(1-m)\frac{T_{PWM}}{2}} \right). \quad (2.9)$$

Израз (2.9.) ефективно представља комбинацију модела кашњења тестерастих носиоца са падајућом и растућом ивицом респективно. Може се поново направити апроксимација да средња вредност транспортног кашњења износи $\arg\{W_{PWM}(j\omega)\} = -\omega 4T_{REG}/2$, тј. T_{PWM} . Може се закључити да је кашњење двоструко мање. Представљени концепт се може проширити на примену прекомерне регулације, где се кашњења смањују са редом $T_{PWM}/2N$ где је N ред прекомерне регулације, $f_{REG} = Nf_{PWM}$ [20]. Главни недостатак овог приступа је потреба за добрим филтрирањем прекидачког шума из контролног сигнала. Како је функција (2.9) нелинеарна, за потребе анализе и синтезе САР пожељно је апроксимирати модел модулятора уважавајући Падеову апроксимацију првог реда, како уважавање чланова вишег реда доприноси само бољој представи фазне карактеристике на нижим учестаностима, као



Слика 2.6. Двоструко мењање индекса модулације по периоду са унапређеном организацијом прекидне рутине.

$$e^{-sT} = \frac{1 - s\frac{T}{2}}{1 + s\frac{T}{2}}, \text{ одакле следи } W_{PWM}(s) = \frac{1}{c_{max}} \frac{1 - sT_{REG}}{1 + sT_{REG}}. \quad (2.10)$$

Излазна квантизација ДА конверзије је неизбежна и огледа се у смањењу управљане варијабле у допуштени број бита која се карактерише као заокруживање. Ефективни број бита на располагању за представљање индекса модулације је одређен односом f_{CLK}/f_{PWM} , где је f_{CLK} учестаност системског сата процесора, а q_{DPWM} један квант дигиталне представе индекса модулације. Код дигиталних система у затвореној спреси може доћи до појаве непригушених ограничених осцилација управљачке променљиве између два кванта (енгл. *Limit Cycle Oscillation - LCO*), када се примењује на смену већи или нижи индекс модулације од жељеног. Периода осцилације је одређена учестаношћу f_{PWM} , а вршна вредност осцилација зависи од пропусног опсега, временске константне оптерећења, статичког појачања функције отвореног преноса. *LCO* настаје у зависности од радне тачке у ЕП, тј. у зависности од струје оптерећења и улазног напона. Да би се избегао *LCO* у ЕП који има регулацију момента силе, тј. струје $i(t)$, потребно је да резолуција дигиталног *PWM* буде већа од резолуције АД конверзије како би *PWM* имао довољно резолуције да одржава грешку регулације на унутар једног кванта q_{ADC} . Тада, промена од једног q_{DPWM} не узрокује промену с струје која је већа од једног q_{ADC} ако важи неједнакост $q_{DPWM}G_{DC} < q_{ADC}$, где је $G_{DC} = |G(j0)| > 1$, $G(s) = I(s)/M(s)$, статичко појачање инвертора. Ако регулатор струје у ЕП има само пропорционално дејство, или пропорционално-диференцијално, тада, да би промене променљиве стања, струје $i(t)$, биле испод једног кванта мора да важи $K_P q_{ADC} < q_{DPWM}$ што не мора увек бити случај јер је најчешће $K_P > 1$. Наведени услов се лакше постиже са мањим појачањем грешке у регулисаној струји присуством интегралног дејства које узрокује мање квантизационе грешке *PWM* и када је потребно испунити неједнакост $K_I q_{ADC} < q_{DPWM}$ [36]. Наведени услови се свде на неједнакост $K_I G_{DC} < 1$ која представља горње ограничење за интегрално дејство. Аутор би нагласио да су наведени услови уважени при дизајну САР у четвртом поглављу, па се у наставку представљени феномени неће детаљније обрађивати и моделовати.

Као што се може видети на Слици 2.4б. модулација утиче на хармонијски састав излазних електричних величина (енгл. *total harmonic distortion - THD*). Изобличења величина настају услед промене трајања ширине импулса вођења прекидача снаге и описују се временским хармоничима. Нежељене компоненте у спектру струје услед импулсне природе напона, шум услед *PWM*, постоје на умношцима учестаности прекидања [6]. Валовитост струје је одређена

разликом примењеног напона и ЕМС, а обрнуто сразмерна индуктивности намотаја и учестаности прекидања. ЕМ има природу НФ филтра, са временском константом статорског намотаја од око 1 ms, која знатно слаби нежељене компоненте у спектру. Ако је звездиште АМ повезано на средњу тачку једносмерног међукола инвертора, спектар струје зависи од фазних напона, а ако је звездиште изоловано од линијских, тј. понашање струје у једној фази зависи од комутација у свим фазама. Ово се може видети у таласном облику валовитости и то у променама максималних изобличења и у расподели спектра на вишим учестаностима [6]. Количина изобличења зависи од одабира модулације, а последично утиче на:

- ефикасност претварача и ЕП, а и на димензије хладњака у претварачу;
- валовитост струје, момента силе и брзине;
- захтевани напон на сабирницама једносмерног међукола;
- појаву нелинеарности у регулационим контурама;
- пропусни опсег и динамичко понашање САР и структура за оцену стања у ЕП;
- електромагнетске сметње и акустичну буку;
- додатне интермодулационе хармонике, итд.

У пракси постоје *PWM* методе различите сложености и различитог утицаја на спектар излазних напона и струја. Када хармонијски састав величина није од примарног значаја, тада се могу користити и једноставнији облици модулације. Ово је најчешће случај код монофазних инвертора, када се генерише један (енгл. *Single PWM*) [33], или неколико напонских импулса (енгл. *Multiple PWM*) [38], по полупериоди излазног наизменичног сигнала. Методе су изузетно једноставне и могу се реализовати на два начина, у зависности да ли носилац има минималну или максималну вредност у тренутку када почиње референца. Ипак, у највећем броју случајева пружају неприхватљива хармонијска изобличења. Када су захтеване високе перформансе код монофазних инвертора се примењују два типа *PWM*: биполарна *PWM* [31], [32], где излазни напон инвертора узима вредности $-E_{DC}/2$, $+E_{DC}/2$, и 0; и униполарна *PWM* [31], [32], где излазни напон узима вредности E_{DC} , $-E_{DC}$ или 0. Униполарна користи два референтна сигнала u_{REF} , $-u_{REF}$ и може се користити код пуномосне топологије инвертора (енгл. *full-bridge, H-bridge*), док се биполарна може користити за све топологије монофазних и трофазних инвертора. Униполарна ефективно пружа дупло већу учестаност прекидања у поређењу са биполарном, а последично и мања хармонијска изобличења [32], [37]. Методе за промену фазе импулса (енгл. *Phase – displacement control, Phase shift*) се користи за управљање снагом која се предаје оптерећењу променом фазног угла између напона и струје [34].

Генерално, све методе *PWM* намењене за монофазне инверторе се могу применити и код трофазних, у случају да не постоје специфична ограничења. За трофазне инверторе често се користе раније представљена простопериодична модулација импулса (енгл. *Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM*) и модулација напонских вектора у простору (енгл. *Space Vector Pulse Width Modulation – SVPWM*) [6], [20]. *SPWM* постиже простопериодични излазни таласни облик генерисањем већег броја импулса током полупериоде што значајно повећава квалитет излазног напона и струје, али на рачун веће снаге губитака. *SPWM* се може модификовати у циљу смањења комутационих губитака и увећања основне компоненте у спектру, тако да се модулација примењује током трајања првих и последњих 60° једне полупериоде модулационог сигнала, док се у преосталих 60° генерише константан управљачки сигнал (енгл. *Selective Harmonic Elimination (SHE), Modified Sinusoidal PWM*) [37].

SVPWM се користи за постизање најквалитетнијег понашања трофазног инвертора. Главна разлика између ове и других метода модулације је математичко формулисање методологије прекидања. Код *SVPWM* се посматра инвертор као целина. Не разматра се понашање прекидача по фази већ укупно учешће вођења прекидача на формирање напонског обртног вектора, тј. циљ модулације је направити линијске а не фазне напоне. Излазни напонски вектор се представља у $\alpha - \beta$ равни, амплитудом и углом у односу на референтну осу. Напонски вектор је описан напонима u_α и u_β , док је u_0 напон изолованог звездишта. *SVPWM* се имплементира

на следећи начин. Раван $\alpha - \beta$ је подељена на шест сектора напонским векторима описаним у функцији $u\alpha$ и $u\beta$. Жељени обртни напонски вектор, референца, се формира применом осам прекидачких стања која има на располагању двонивоски трофазни инвертор, од тога два нулта и шест напонских вектора. Позиција референтно напона у равни одређује векторе, два напонска и један нулта, који треба да учествују у његовом формирању. Ако се за формирање референце користе вектори који описују сектор у којем се референца налази, може се смањити валовитост струје на расипним индуктивностима. Амплитуда референтног напона одређује дужину трајања одабраних вектора на нивоу једне периоде T_{PWM} као пондерисана сума дискретних вектора где тежина сваког вектора зависи од нултог вектора. Референца напона се добија као средња вредност примењених вектора на периоди T_{PWM} . Сваки напонски вектор описује једно стање прекидача у инвертору, а стања се кодирају тробитним записом, при чему редослед бита одређује редослед фаза у инвертору. На крају се извршава декодирањем векторске секвенце у конвенционални PWM сигнал за сваку од три фазе, тј. ширинама вођења свих прекидача у инвертору. Када су све три фазе управљане независно, као код $SPWM$, постоји укупно 6 комутација у инвертору по периоду T_{PWM} . Са $SVPWM$ могуће је смањити број комутација на 4 по цену увећања снаге губитака прекидачу у фази која не улази у комутационо стање, тј. на прекидачу који описује нулта вектор који се користи. Број комутација се може смањити на три ако се један нулта вектор користи у парним, а други у непарним периодима T_{PWM} , чиме се постиже и равномерна расподела кондукционих губитака на прекидачима [6].

Код $SPWM$ максимална вредност фазног напона износи $E_{DC}/2$ док је код $SVPWM$ $E_{DC}/\sqrt{3}$. Максимална вредност линијског напона износи E_{DC} што је $2/\sqrt{3}$ (15,5%) боље искоришћење напона DC линка и значајно проширење опсега линеарног рада инвертора [38], што посебно може бити од значаја код вишефазних машина [39]. $SVPWM$ пружа мања изобличења излазних величина и мање губитке услед виших хармоника у баку и до 38% у режимима рада са великим индексом модулације [40]. $SVPWM$ се може користи ако је АМ симетрично оптерећење са изолованим звездиштем. Велика мана $SVPWM$ је сложеност имплементације. Зато се често примењује $SPWM$ са додавањем троугаоног периодичног сигнала на трострукој основној учестаности напона (енгл. *Third-Harmonic PWM - THPWM, Saddle PWM – SAPWM*). Ово се постиже тако што се пронађе најмањи фазни индекс модулације код $SPWM$, он се подели са два, а затим се добијена вредност дода на почетно прорачунате фазне индексе модулације $SPWM$. Резултат су веома слични модулациони сигнали, који резултују истим таласним облицима фазних и линијских напона као $SVPWM$. У наредним поглављима, користиће се $SPWM$ као критичнији случај из угла изобличења на улазу у естиматор брзине, како снага губитака овде није од интереса. Код трофазног инвертора $SPWM$ се примењује комбинацијом три фазне $SPWM$ са фазно помереним модулационим сигналимa за $n_f \cdot 2\pi/3$, као

$$m_f(nT_{PWM}) = \frac{1}{2} + \frac{U_{mf}(nT_{PWM})}{E_{DC}} \sin(\omega_x nT_{PWM} + n_f \cdot 2\pi/3), \quad (2.11)$$

где је $U_{mf}(nT_{PWM})$ амплитуда, $m_f(nT_{PWM})$ индекс модулације фазних напона, $n_f = 1,2,3$ редни број фазе. За симетрично оптерећен ЕП приказан на Слици 1.2. важи да је збир трофазних напона и струја једнак нули, $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, и да је $V_{abc,0} = V_{abc,n} + V_{n0}$. Тада је потенцијал изолованог звездишта износи једну трећину збира фазних напона

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}). \quad (2.12)$$

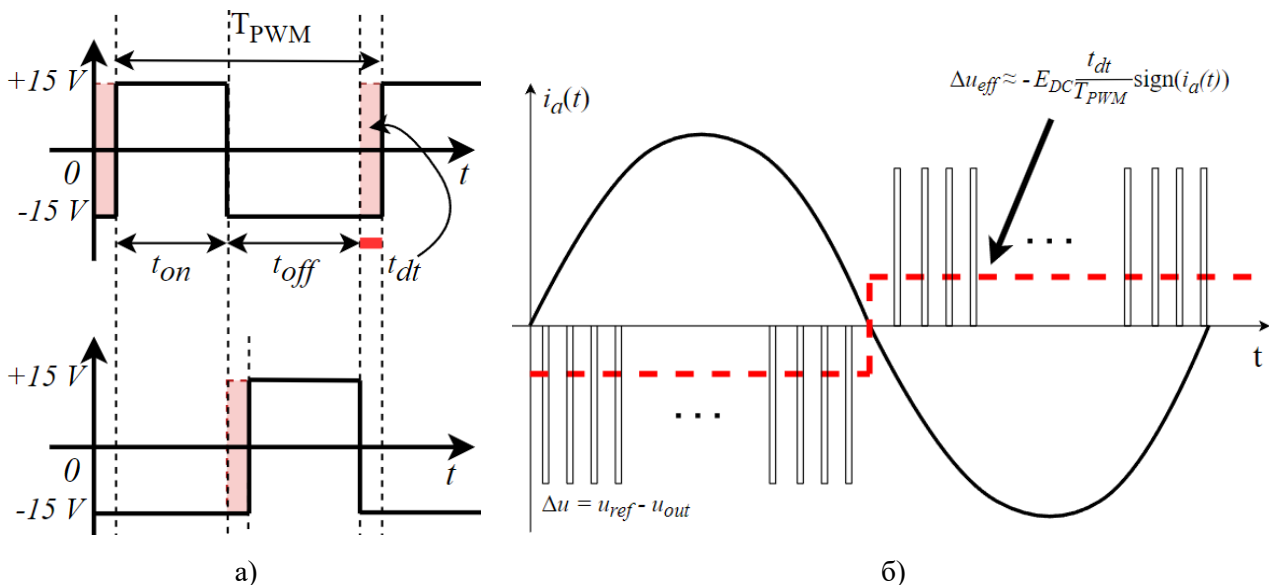
Напон звездишта тада плива од $+E_{DC}/2$ од $-E_{DC}/2$, у случају подељеног DC линка, а од $-E_{DC}$ до E_{DC} ако није подељен. Фазне струје зависе од линијских напона u_{ab} , u_{bc} , u_{ca} који могу

узимати вредности E_{DC} , $-E_{DC}$, 0 , а било која једновремена промена стања прекидача у све три фазе не доводи до промене струја статор већ само до промене напона звездишта.

Моделирање процеса ДА конверзије је урађено са претпоставком да је процес искључења и укључења прекидача тренутан. У пракси, процес комутације захтева време за промену енергије у улазним капацитивностима прекидача. Дакле, потребно је обезбедити безбедно укључење и искључење прекидача у фази и онемогућити једновремени рад транзистора у фази, тј. настанак кратког споја сабирница у једносмерном колу инвертора. Ово се остварује искључењем оба прекидача у фази током одређеног времена у оквиру периоде T_{PWM} . Интервал током којег су оба прекидача искључена се назива мртво време (енгл. *Dead time, lockout time*). Наведена активност се остварује корекцијом индекса модулације тако да излази импулсног појачавача генеришу напон средње тачке инвертора као на Слици 2.7а. Трајање мртвог времена зависи од јачине струје и напона у инвертору, струје импулсног појачавача, температуре полупроводника прекидача, итд. Често се одређује из техничке документације прекидача, али се због нелинеарности процеса увек због безбедности узима нешто већа резерва и до неколико микросекунди. У пракси није погодно користити хардверску комплементарну логику за дефинисање мртвог времена из разлога ниске робусности, услед наведених нелинеарности.

Прекидом управљачких сигнала крајеви АМ се одвајају од напона једносмерног међукола. Мртво време чини од инвертора нелинеарни објекат управљања у функцији учестаности f_{PWM} и оптерећења (индекса модулације). Као последица, долази до грешке у средњој вредности излазног напона у виду слабљења првог хармоника и дисторзија таласних облика напона и струја [22]. Дисторзија излазних напона се огледа у хармоницима нижег реда, најчешће петим и седмим. Додатно, промене ширине импулса током периоде првог хармоника узрокују промене растојања између две девијације импулса и до дистрибуиране енергије спектра око учестаности прекидања (енгл. *sidebands*). У општем контексту, долази до додатног предњачења првог хармоника напона у односу на струју [41], до увећања реактивне снаге, веће ефективне вредности струје, увећане снаге губитака, валовитост момента силе и брзине, итд. [22].

Када је током мртвог времена t_{dt} функција струје оптерећења $i_a(t)$ непрекидна, паразитна диода прекидача (енгл. *body diode*) преузима струју од прекидача који се искључује [42]. Смер струје оптерећења одређује која диода у фази проводи. Када је струја позитивна, води диода доњег прекидача и средња тачка је на потенцијалу $V_{an} = -E_{DC}/2$, а ако је струја негативна води диода горњег прекидача и средња тачка је на потенцијалу $V_{an} = E_{DC}/2$, Слика 2.2. Независно



Слика 2.7. Мртво време: а) модификација импулсно-ширинске модулације; б) математичка представа утицаја мртвог времена.

од знака струје током t_{dt} , струја $i_a(t)$ опада ка нули. Током комутације реална динамика промене напона на прекидачу је изразито нелинеарна, па се разлика жељеног и оствареног потенцијала средње тачке често представља напонским импулсом јачине $\Delta u(t) = V_{an} - V_{a0}$ и ширине t_{dt} . Густина поворке описаних импулса зависи од учестаности, као на Слици 2.76. Апроксимација средње вредност грешке фазног напона на периоду T_{PWM} је тада дата као

$$\Delta u_{eff} = -E_{DC} t_{dt} f_{PWM} \text{sign}[i_a(t)]. \quad (2.13)$$

Дакле, постоји одступање напона прикључака АМ од референтног напона на улазу у модулатор, тј. $u_s(t) = u_{PWM}(t) - \Delta u(t) \neq u_{REF}(t)$. Средња вредност грешке расте са порастом f_{PWM} . Девијација напона, поларност импулса приказана на Слици 2.86, се увек супроставља смеру струје, што резултује мањом струјом, мањим терминалним напонима и споријом променом смера струје. Ако вредност струје тежи нули на почетку интервала мртвог времена, тада током мртвог времена вредност струје опада на нулу, паразитна диода од интереса постаје блокирана инверзним напонем и струја оптерећења не може да расте у супротном смеру, тј. постаје прекидна (енгл. *zero current clamping* - *ZCC*) [41]. Средња тачка фазе инвертора је физички одвојена од једносмерног међукола и фазна струја је једнака нули. Тада је напон V_{an} једнак ЕМС, а АМ ради у генераторском режиму празног хода. Са мањом индуктивношћу расипања, струја брже пада на нулу и продужава трајање *ZCC*. Дакле, *ZCC* феномен уноси додатне дисторзије и више хармонике у напоне на прикључним крајевима АМ. У погледу *sensorless* ЕП, негативни феномени који настају при проласку струје кроз нулу узрокују дисторзије на шестом хармонику у оцењеном флуксу или брзини [46].

Напонска грешка Δu_{eff} може представљати кључни поремећај у ЕП када узима вредности од неколико процената напона једносмерног међукола, што може утицати на понашање САР и довести до грешке у праћењу трајекторије величина од значаја. Наведени проблеми су посебно изражени када инвертор на својим излазима генерише мале вредности напона, обично при малим брзинама. Тада грешке услед мртвог времена могу бити значајне, а одступања од жељених вредности напона могу у великој мери утицати на рад *sensorless* ЕП или потпуно ограничити његову примену. Проблеми услед мртвог времена се могу компензовати одабиром структуре регулатора унутар САР или модификацијама над индексом модулације. У погледу регулације, потискивање оваквих поремећаја зависи од нискофреквентног појачања које постиже регулатор у затвореној спрези. Регулатори засновани на пропорционално-интегралној структури су имуни на ефекте мртвог времена [20]. Са друге стране, предиктивне структуре регулатора, попут *dead-beat* регулатора, не може да компензује мртво време. Тада се морају спровести компензације мртвог времена корекцијом напонске референце. Класичне методе које се заснивају на знаку струје су добре за компензацију код великих (непрекидних) позитивних или негативних струја где валовитост струја услед прекидања нема толики утицај. Како се у ЕП струје оптерећења и напон једносмерних сабирница готово увек мере за потребе управљања и заштита, могуће је одрадити компензацију на основу (2.13) [42]. Овај концепт не отклања потпуно наведене проблеме због апроксимације у моделовању мртвог времена путем напонског импулса. Додатне корекције се могу спровести прилагођавањем два параметра, амплитуде и фазе напонског импулса, што може помоћи и у погледу субхармоника који настају услед рада *PWM* модулатора [41]. Постоје и методе за компензацију мртвог времена код *SVPWM* које уважавају и време комутације, време укључења и искључења прекидача [43]. Уобичајене методе за компензацију мртвог времена не важе у случајевима када је струја прекидна, током *ZCC* интервала, као и када је промену струје тешко дефинисати услед више пролазака кроз нулу због постојања прекидачке валовитости. Тада се напон средње тачке може оценити, из командованог напона и вредности ЕМС током мртвог времена [44].

Поред представљених утицаја дигиталне имплементације, на дисторзије у електричним величинама утичу и несавршености хардверског дизајна инвертора. *TTL* сигнали са ДСП, управљачког уређаја, се прослеђују импулсном појачавачу, Слика 2.2. Појачавач је услед везе са енергетским колом изложен високим напонима, док је управљачки уређај углавном референциран на масу ДСП. У циљу робусности, *TTL* сигнали са ДСП се често спроводе до импулсног појачавача преко галванске изолације, фото-изолатора или фибер-оптичких каблова уз додатна прилагодна кола за потребе увећања *SNR* [21]. Сходно одабиру интегрисаног кола, појачавач може да контролише рад једног или више прекидача снаге, може бити изолован или неизолован, са изолованим напонима за сваки од прекидача, са или без интегрисаних кола за пружање напона референцираних на средњу тачку инверторског стуба (енгл. *bootstrap*), итд.

Импулсни појачавачи на основу улазних *TTL* сигнала, на својим крајевима генеришу сигнале одговарајућих напонских нивоа и пружају потребне количине наелектрисања за укључење и искључење прекидача снаге, тј. за пуњење или пражњење њихових паразитних капацитивности. *TTL* сигнали се прилагођавају одабраном прекидачу, нпр. напонски опсези могу бити за *Si MOSFET* $\{-10\text{ V}, +15\text{ V}\}$, за *SiC* $\{-5\text{ V}, +20\text{ V}\}$, итд. Трајање и квалитет комутационог процеса утиче на електромагнетске сметње, снагу губитака у претварачу, итд. Квалитет комутационог процеса зависи од напонског и струјног капацитета појачавача, паразитних параметара прекидача снаге, а могу се унапредити употребом активних и пасивних компонената у колу од појачавача до прекидача (енгл. *snubber*, *zener diode*, *schottky diode*, *gate resistance*, итд.). Иако осцилације средње тачке инвертора услед несавршености комутационог процеса могу утицати на рад *sensorless* алгоритама заснованих на додавању виших хармоника [22], несавршености у колу импулсног појачавача, једносмерном међуколу, итд., нису од интереса у дисертацији и неће се детаљније анализирати. Највећи утицај на рад *sensorless* ЕП у погледу хардверског дизајна, има нелинеарност прекидача снаге у инвертору, који попут мртвог времена често може да деградира или потпуно ограничи рад *sensorless* ЕП.

Из угла утицаја на дисторзију излазног напона, прекидач снаге се у општем случају моделује као директни пад напона на прекидачу u_{TH} (енгл. *forward voltage*), пад напона на паразитној диоди u_D , средњих диференцијалних отпорности вођења прекидача r_T и диоде r_D , где је $u_{te} = u_{TH} + r_T|i_s|$, $u_{de} = u_D + r_D|i_s|$. Наведени параметри се могу добити из техничке документације прекидача или испитивањем инвертора при генерисању излазних сигнала ниске учестаности када реактивни параметри не учествују у одзиву [22]. Падови напона u_{TH} и u_D се манифестује као мртво време и смањују излазну средњу вредност напона инвертора. Ако се претпостави да се нелинеарности испољавају на исти начин у све три фазе, могу се описати просторним напонским вектором у функцији смера фазних струја [43], као

$$u_{th}(t) = \frac{1}{2}(u_{TH}\text{sign}(i_a) + au_{TH}\text{sign}(i_b) + a^2u_{TH}\text{sign}(i_c)) = u_{TH}\text{sec}(i_s); \quad a = e^{j2\pi/3}. \quad (2.14)$$

Функција $\text{sec}(i_s)$ је комплексна нелинеарна функција јединичне амплитуде и показује у ком просторном сектору $\alpha - \beta$ равни се налази струјни вектор, од шест могућих где сваки сектор обухвата 60° круга. Смер фазне струје се мења шест пута током периоде првог хармоника, а пад напона се не мења током једног *PWM* периода без обзира што се мењају прекидачка стања, при чему се усваја да се не мења смер струје. Трајекторија напона $u_{th}(t)$ прави изражен шести хармоник. Отпорност која одређује временску константу статора, и реалну валовитост струје, представља збир отпорности намотаја статора и средњу отпорност вођења прекидача као

$$r_{ekv} = r_s + \frac{1}{2}(r_T + r_D). \quad (2.15)$$

Отпорности су у функцији температуре, а диференцијалне отпорности прекидача су додатно функција радних струја, напона и напонског опсега сигнала на излазима импулсног појачавача [45]. Напон на прикључном крају једне фазе АМ се може изразити у функцији угла вођења горњег прекидача полазећи од (2.6) и уважавајући његове нелинеарности као

$$u_a(t) = (E_{DC} - u_{te} + u_{de}) \left(\frac{t_{on}}{T_{PWM}} - \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \text{sign}(i_a)(u_{TH} + u_D) - r_{ekv} i_a. \quad (2.16)$$

Одавде се јасно може утицај нелинеарности прекидача у функцији индекса модулације као $u_a(t) = u_{PWM}(t) - u_{PS}(t) - r_{ekv} i_a(t)$. Нелинеарности прекидача слаби први хармоник напона у моторном режиму, а појачаваја га у генераторском режиму рада. Утицај прекидача је описан у функцији струје статора, тј. оптерећења. Коначно, напон на излазу инвертора је дат као

$$u_a(t) = u_{PWM}(t) - \Delta u(t) - [u_{PS}(t) + r_{ekv} i_a(t)] \quad (2.17)$$

Временски хармоници у таласним облицима излазних напона постоје, најчешће, услед мртвог времена и нелинеарности прекидача у нижем делу спектра, а услед *PWM* у вишем делу спектра [47], [48], [49]. У општем случају, када инвертор генерише симетрични n -фазни систем напона електрични померај између узастопних фаза, карактеристични угао, износи $\alpha_c = 2\pi/n$. Применом теорије Фуријеових редова (енгл. *Fourier analysis*), први хармоник напона који постоји на прикључним крајевима АМ је описан простопериодичном функцијом

$$u_n(t) = U_n \sin(\omega_s t - \varphi_n) \quad (2.18)$$

где је U_n вршна вредност фазног напона, ω_s угаона учестаност напона, t временска варијабла, φ_n угао фазног напона n у односу на референтну осу. Кашњење између фазних напона може се изразити као $\varphi_n = n m \alpha_c$, где је m цео број који дефинише електрични угао између узастопних фаза код вишефазних машина или вишемоторних погона, док код трофазних система има јединичну вредност [50]. Напон који постоји на прикључним крајевима АМ није простопериодичан и састоји се од временских хармоника реда q , вршних вредности U_{nq} . Ако се претпостави да q -ти хармоник има исту вршну вредност у свим фазама, да је угао q -тог хармоника између две узастопне фазе $q n m \alpha_c$ и да субхармоници нису присутни, напон који постоји на крајевима АМ се може представити коришћењем теорије Фуријеових редова као

$$u_{n,q}(t) = \sum_{q=1}^{\infty} U_{nq} \sin(q(\omega_s t - n m \alpha_c) + \varphi_q), \quad (2.19)$$

где је φ_q угао између q -тог и првог временског хармоника напона. Струја статора фазе n , уважавајући више временске хармонике, може се записати као

$$i_{n,q}(t) = \sum_{q=1}^{\infty} I_{nq} \sin(q(\omega_s t - n m \alpha_c) + \varphi_{q,i}), \quad (2.20)$$

где је I_{nq} вршна вредност временског хармоника струје статора реда q у фази n , а $\varphi_{q,i}$ угао између q -тог и првог временског хармоника напона увећан за угао између хармоника струје и

напона реда q . Временски хармоници у таласним облицима струја настају услед мртвог времена [41], [51], *PWM* [6], [20], нелинеарности прекидача [22], несиметричног напајања или оптерећења [52], итд. Напони (2.19) и струје (2.20) побуђују АМ и узрокује више хармонике и разне жељене и нежељене ефекте у АМ који су предмет анализе у наставку.

2.2 Динамички модел АМ у појасу основних учестаности

У наставку је дат динамички модел АМ у појасу основних учестаности заснован на општој теорији електричних машина (ОТЕМ). Динамички модел АМ у појасу основних учестаности обухвата моделе електричног и механичког подсистема. Користи се за анализу прелазних процеса, за проблеме напајања и управљања АМ [53] Полазећи од динамичког модела могуће је одредити механичку карактеристику и заменску шему потребну за анализу понашања и у устаљеном стању. Динамички модел АМ се у овом поглављу користи као основа за моделирање анизотропија у АМ и за потребе анализе *sensorless* алгоритама за оцену брзине, као и за потребе синтезе алгорита управљања у четвртом поглављу. Модел је изведен у временском домену. У наставку, сходно потребама исти модел користиће се и у Лапласовом фреквенцијском (енгл. *Laplace transform*) или дискретном z домену.

Основни конструкциони елементи АМ су статор, ротор и метално кућиште. Механичка снага која настаје као резултат електромеханичког претварања (ЕМП) се преноси остатку ЕП преко вратила, које је најчешће саставни део ротора. Статор и ротор чине електрична и магнетска кола. Статор машине је интегрисан у метално кућиште, чији облик диктира дизајна магнетског кола. Вратило и ротор се преко котрљајућих лежачева, постављених на два супротна краја вратила, ослањају на кућиште. Магнетска кола су цилиндричног облика израђена слагањем лимова са циљем смањења снаге губитака у гвожђу [53]. Зазор је ваздушни простор између статора и ротора дужине до неколико милиметара. Статорско струјно коло чине изоловани бакарни проводници уграђени у жлебове на површини магнетског кола према ваздушним зазору. Два повезана проводника у жлебовима чине навојак. Навојци се редно повезују у више фазних намотаја. Крајеви редних веза навојака су крајеви намотаја, који се код трофазне машине могу везати у звезду или троугао. Три извода намотаја су тада доступна на прикључним крајевима АМ, са или без извученог прикључка за звездиште. Роторско струјно коло чине алуминијумски штапови, израђени уливањем алуминијума у роторске жлебове, чији се крајеви кратко спајају чеоним прстеновима тако формирајући кавез. Може се реализовати и слично статорском намотају, у виду намотаја најчешће повезаних у звезду. Тада се три краја трофазног роторског намотаја повезују на проводне колутове који налажу на еластичне металографитне плочице којима се крајеви ротора чине доступним на статорској страни. У ЕМ могу постојати и додатни намотаји за потребе мерења, а некада је могуће остварити механичко спајање или раздвајање статорског звездишта, реконфигурацију намотаја са циљем промене броја пари полова, итд. Ако на прикључним крајевима трофазног статорског намотаја постоји симетрични систем трофазних напона (2.18), и ако се занемари постојање виших хармоника услед рада инвертора и услед несиметричног оптерећења по фазама АМ, тада долази до успостављања трофазног симетричног система статорских струја,

$$i_a = I_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t), \quad (2.21)$$

$$i_b = I_s \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (2.22)$$

$$i_c = I_s \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right), \quad (2.23)$$

где је I_s ефективна вредност струје статора. Као последица постојања струја у проводницима намотаја, долази до успостављања статорске магнетопобудне силе (МПС). Намотај сваке фазе ствара пулсациону фазну МПС. Укупна МПС у АМ је одређена тренутним вредностима фазних струја које постоје у намотајима и које су фазно померене за $\theta_e = 2\pi/3$. Осе фазних намотаја су померене у простору за $2\pi/(3p)$, тј. за електричних $2\pi/3$, где је p број пари полова. МПС трофазног намотаја се добија геометријским збиром свих фазних МПС. МПС статора се обрће синхронном брзином Ω_s у односу на стационарни координатни систем. Одређена је учестаношћу струја статора и бројем полова као $\Omega_s = \omega_s/p$. Ако сваки фазни намотај статора има N_N навојака, тада је вршна вредност вектора МПС трофазног статорског намотаја [53]:

$$F_s = \frac{3}{2} N_N I_s \sqrt{2} \quad (2.24)$$

Просторна расподела намотаја одређује просторну расподелу МПС у зазору. Модел АМ заснован на ОТЕМ претпоставља да се густина проводника статорских намотаја савршено простопериодично мења дуж обима ЕМ и разматра се само први хармоник (енгл. *fundamental*) МПС статора у зазору. Односно, занемарује се постојање коначног броја статорских жлебова, N_s , роторских жлебова N_r , утицај променљиве магнетске отпорности услед ожљебљења статора и ротора или засићења магнетског кола, итд. Тада вектор магнетске индукције \vec{B}_s и магнетски флуks статора ψ_s су такође описани само основном компонентом поља.

Услед промене статорског флуksа, долази до индуковања ЕМС на ротору. ЕМС у роторском намотају, према Ленцовом правилу, успоставља наизменичне струје које сеprotиве променама магнетског флуksа статора [53]. Роторске струје стварају МПС ротора који се обрће брзином клизања Ω_k у односу на ротор. У устаљеном стању, вектори МПС статора и ротора су фазно померени и обрћу се у синхронизму, тј. важи да је $\Omega_s = \Omega_m + \Omega_k$ где је Ω_m механичка брзина обраћања ротора. МПС ротора узрокује магнетску индукцију ротора \vec{B}_r и флуks ротора ψ_r , где се уведе идентична занемарења као код статорског флуksа и уважава се само основна компонента поља. Роторски флуks индукује ЕМС на статорском намотају, која представља реакцију ротора на промене флуksа статора. Роторски кавезни намотај се састоји од $N_r/2$ магнетски спрегнутих навојака. Роторски кавез се моделује тако што се магнетска спрега између навојака математички пресликава на три виртуелна намотаја са просторно помереним осама намотаја за $2\pi/(3p)$. Ови намотаји су финскирани за ротор са померајем θ_m у односу на статорски стационарни координатни систем. Сада, стање напонске равнотеже статорских и роторских намотаја се може описати диференцијалним једначинама првог реда

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{R} \cdot \mathbf{i}(t) + \frac{d\boldsymbol{\psi}(t)}{dt} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{i}(t) + \mathbf{e}_{kontra_{EMS}}(t) = \mathbf{R} \cdot \mathbf{i}(t) + \mathbf{e}(t), \quad (2.25)$$

где је $\mathbf{u}(t)$ матрица напона намотаја статора и ротора, $\mathbf{i}(t)$ матрица струја намотаја, \mathbf{R} матрица отпорности намотаја, $\boldsymbol{\psi}(t)$ матрица укупних флуksева намотаја, $\mathbf{e}(t)$ матрица фазних контра-електромоторних сила, односно у матричном запису

$$\mathbf{i}(t)^T = [i_a, i_b, i_c, i_{aR}, i_{bR}, i_{cR}], \quad (2.26)$$

$$\mathbf{u}(t)^T = [u_a, u_b, u_c, u_{aR}, u_{bR}, u_{cR}], \quad (2.27)$$

$$\boldsymbol{\psi}(t)^T = [\psi_a, \psi_b, \psi_c, \psi_{aR}, \psi_{bR}, \psi_{cR}], \quad (2.28)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_R \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Укупни флуks произвољног намотаја је описан утицајем свих спрегнутих намотаја. Спрега између намотаја је описана јачином струје намотаја и коефицијентима пропорционалности између флуksа и јачине струја, сопственим и међусобним индуктивностима намотаја. Матрице флуksева намотаја и индуктивности, су за трофазну АМ са кавезним ротором дате редом као

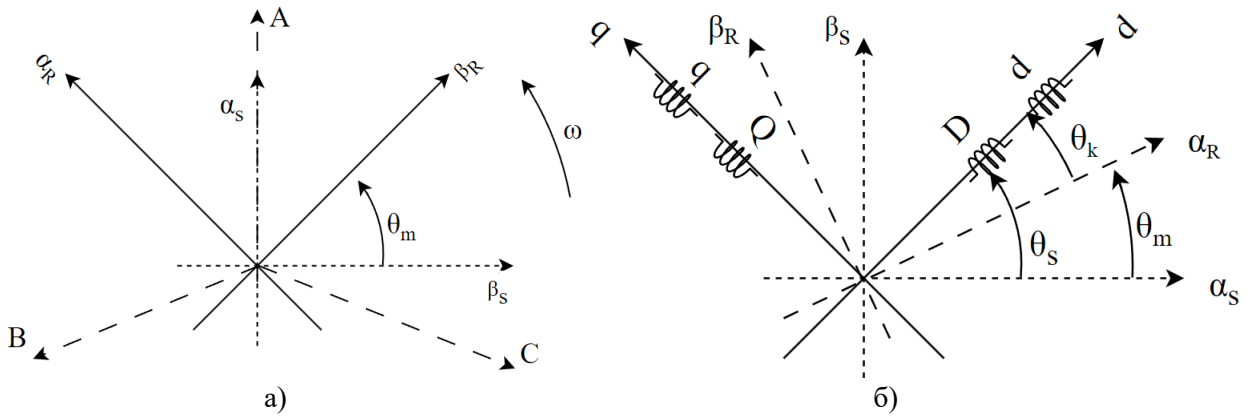
$$\boldsymbol{\psi}(\mathbf{t}) = \mathbf{L}(\boldsymbol{\theta}_m(\mathbf{t})) \cdot \mathbf{i}(\mathbf{t}), \quad (2.30)$$

$$\mathbf{L}(\boldsymbol{\theta}_m(\mathbf{t})) = \begin{bmatrix} L_{asas}(\theta_m) & L_{asbs}(\theta_m) & L_{ascs}(\theta_m) & L_{asar}(\theta_m) & L_{asbr}(\theta_m) & L_{ascr}(\theta_m) \\ L_{bsas}(\theta_m) & L_{bsbs}(\theta_m) & L_{bscs}(\theta_m) & L_{bsar}(\theta_m) & L_{bsbr}(\theta_m) & L_{bscr}(\theta_m) \\ L_{csas}(\theta_m) & L_{csbs}(\theta_m) & L_{cscs}(\theta_m) & L_{csar}(\theta_m) & L_{csbr}(\theta_m) & L_{cscr}(\theta_m) \\ L_{aras}(\theta_m) & L_{arbs}(\theta_m) & L_{arcs}(\theta_m) & L_{arar}(\theta_m) & L_{arbr}(\theta_m) & L_{arcr}(\theta_m) \\ L_{bras}(\theta_m) & L_{brbs}(\theta_m) & L_{brcs}(\theta_m) & L_{brar}(\theta_m) & L_{brbr}(\theta_m) & L_{brcr}(\theta_m) \\ L_{cras}(\theta_m) & L_{crbs}(\theta_m) & L_{crcs}(\theta_m) & L_{crar}(\theta_m) & L_{crbr}(\theta_m) & L_{crcr}(\theta_m) \end{bmatrix}. \quad (2.31)$$

Матрица (2.31) је нестационарне природе. Угао између оса фазних намотаја је такав да су елементи матрице различити од нуле, а услед релативног кретања ротора у односу на статор и променљиве у функцији положаја референтне осе ротора $\theta_m(t)$. Постојање интеракције између магнетског поља и струја статора и ротора, тј. магнетског спрежног поља, узрокује развијање електромагнетских сила које делују на статор и ротор и ЕМП. Енергија магнетског спрежног поља се добија просторном интеграцијом просторне густине енергије спрежног поља, описане јачином магнетског поља \vec{H} и индукцијом \vec{B} . Акумулација енергије је ограничена појавом zasiћења магнетског кола, тј. максималном вредношћу индукције \vec{B} . Када магнетско поље постоји у линеарним срединама, користан рад настаје услед промене магнетске енергије у функцији положаја ротора θ_m у зазору. Код АМ и СМ флуksеви статора и ротора су међусобно непомицни и обрћу се у синхронизму. Спрег сила ствара електромагнетски момент M_{em} који описује меру механичке интеракције између статора и ротора. На ротор делује обртни момент M_{em} док на статор делује обртни момент супротног знака $-M_{em}$. Вредност момента силе зависи од фазног помераја између флуksева статора и ротора, од промене спрежног поља, као

$$M_{em} = \frac{dW_{mag}}{d\theta_m} = \frac{d}{d\theta_m} \int w_{mag} dV = \frac{d}{d\theta_m} \int \left(\int \vec{H} d\vec{B} \right) dV = \frac{1}{2} \frac{d\mathbf{i}(\mathbf{t})^T \boldsymbol{\psi}(\mathbf{t})}{d\theta_m}. \quad (2.32)$$

Изрази (2.25) - (2.32) представљају модел електричног подсистема АМ. Код моделовања, циљ је добити довољно тачну, али и математички једноставну представу физичког система. Међусобне индуктивности у функцији положаја ротора, простопериодичне функције у диференцијалним једначинама, као и простопериодичне променљиве стања умањују употребну вредност изведеног модела за потребе анализе и синтезе алгоритама у наставку. Да би се направио прегледан, интуитиван и употребљив модел, наведени проблеми се отклањају трансформацијом координата стања применом Кларкине и Паркове трансформације, као на Слици 2.8. [54]. Наведене трансформације стања немају утицај на физичке процесе у АМ које модел описује. Резултат две наведене акције је модел у координатном систему који се обрће у



Слика 2.8. Трансформације модела: а) Кларкина и б) Паркова трансформација.

синхронизму са обртним пољем (2.24), који карактеришу константне индуктивности и променљиве стања, и који је као такав погодан за употребу. Код Кларкине трофазно-двофазне трансформације, трофазни намотаји статора и ротора АМ се представљају двофазним еквивалентима. Циљ ове прве трансформације јесте да се избегне спрега између индуктивности на нивоу статорских и на нивоу роторских намотаја. Ово се постиже увођењем четири ортогонална намотаја, два на страни статора и два на страни ротора. Ефекти физичких намотаја се применом тригонометријских релација пресликавају на α - β виртуелне намотаја. Као раније, утицаји свих $N_R/2$ роторских навојака се пресликавају на два ортогонално постављена намотаја, који су фиксирани за ротор и у односу на статорски референтну осу имају померај θ_m . Трансформација се може описати матричним изразом

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{0s} \end{bmatrix} = K_{KT} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = K_{KT} \cdot \mathbf{M}_{KT} \cdot \mathbf{i}_{abc}. \quad (2.33)$$

Одабир константе K_{KT} дефинише инваријантност трансформације [53]. У пракси се често бира да трансформација буде инваријантна по импеданси, отпорности и индуктивности, за $K_{KT} = 2/3$, уз прихватање одсуства инваријантности по снази. Овако се постиже да вршне и ефективне вредности величина у α - β систему одговарају вршним и ефективним вредностима величина (напона, струја и флуксева) у abc систему. Тада се за трансформисање струја, напона и флуксева користе идентичне матрице \mathbf{M}_{KT} са истим коефицијентом K_{KT} , као

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \\ u_{0s} \end{bmatrix} = K_{KT} \cdot \mathbf{M}_{KT} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \quad (2.34)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \\ \psi_{0s} \end{bmatrix} = K_{KT} \cdot \mathbf{M}_{KT} \cdot \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}. \quad (2.35)$$

Примена (2.34) и (2.35) над моделом АМ (2.25) - (2.32), резултује системом једначина

$$u_{\alpha\beta 0S}(t) = R_S \cdot i_{\alpha\beta 0S}(t) + \frac{d\psi_{\alpha\beta 0S}(t)}{dt}, \quad (2.36)$$

$$0 = R_R \cdot i_{\alpha\beta 0R}(t) + \frac{d\psi_{\alpha\beta 0R}(t)}{dt}, \quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha S} \\ \psi_{\beta S} \\ \psi_{\alpha R} \\ \psi_{\beta R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & 0 & L_m \cos(\theta_{meh}) & -L_m \sin(\theta_{meh}) \\ 0 & L_{22} & L_m \sin(\theta_{meh}) & L_m \cos(\theta_{meh}) \\ L_m \cos(\theta_{meh}) & L_m \sin(\theta_{meh}) & L_{33} & 0 \\ -L_m \sin(\theta_{meh}) & L_m \cos(\theta_{meh}) & 0 & L_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha S} \\ i_{\beta S} \\ i_{\alpha R} \\ i_{\beta R} \end{bmatrix}, \quad (2.38)$$

$$M_{em} = \frac{3p}{2} \cdot (\psi_{\alpha S} \cdot i_{\beta S} - \psi_{\beta S} \cdot i_{\alpha S}). \quad (2.39)$$

где је исти матрични рачун употребљен и за роторске намотаје и где су субскриптом R означене променљиве ротора, а S променљиве статора. Може се уочити да је распрезањем намотаја статора и ротора модел поједностављен, и да је снага (момент силе) двофазног еквивалента $2/3$ снаге реалног система (2.39). У матрици индуктивности (2.38) на главној грани се налазе константне сопствене индуктивности намотаја. Ипак, међусобне индуктивности су функција положаја ротора, а променљиве стања и управљачке променљиве су и тригонометријске функције. Модел описан са (2.36) - (2.39) је потребно трансформисати у синхроно-обртни $d-q$ координатни систем применом Паркове трансформације. Резултат је систем који се обрће у синхронизму са МПС, описан углом θ_s као што је приказано на Слици 2.8б. Како $d-q$ систем напредује за угао θ_k у односу на ротор, његов померај у односу на статор износи $\theta_s = \theta_m + \theta_k$. Струје $\alpha\beta$ намотаја се пројектују на $d-q$ намотаје путем тригонометријских релација

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{0S} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) & 0 \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha S} \\ i_{\beta S} \\ i_{0S} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{PT} \mathbf{i}_{\alpha\beta S} = \mathbf{i}_{dqS} \quad (2.40)$$

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \\ i_{0R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) & 0 \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha R} \\ i_{\beta R} \\ i_{0R} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{PT} \mathbf{i}_{\alpha\beta R} = \mathbf{i}_{DQR} \quad (2.41)$$

где су субскрипти $d-q$ ознаке за статорске, а $D-Q$ ознаке за роторске струје. Применом матрице \mathbf{M}_{PT} идентично се трансформишу флуksеви и напони редом статора и ротора, задржавајући у односу на $\alpha\beta$ систем инваријантност по МПС, импеданси и снази. Са циљем једноставније представе система једначина, при разматрању уравнотежених система у одсуству нултих матричних компоненти усваја се нотација која векторе представља комплексним бројевима. Тада се d оса може усвојити као реална, а q оса као имагинарна оса. Матрице се редукују у комплексне бројеве, па је статорска струја представљена комплексним бројем, $\underline{i}_{dq} = i_d + j i_q = \underline{i}_{\alpha\beta S} \cdot e^{-j\theta_s}$, роторска струја $\underline{i}_{DQ} = i_D + j i_Q = \underline{i}_{\alpha\beta R} \cdot e^{-j\theta_k}$. Иста представа се усваја за напоне и флуksеве статора и ротора, чиме се добија систем једначина

$$\underline{u}_{dq} = R_S \cdot \underline{i}_{dq} + \frac{d\psi_{dq}}{dt} + j\omega_s \cdot \underline{\psi}_{dq} \quad (2.42)$$

$$0 = R_R \cdot \underline{i}_{DQ} + \frac{d\psi_{DQ}}{dt} + j\omega_k \cdot \underline{\psi}_{DQ} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_S & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_R & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$M_{em} = \frac{3p}{2} \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (2.45)$$

У устаљеном стању, пројекције роторских и статорских величина на осе синхронно-обртног система су константне, а матрица индуктивности има само константне елементе. ЕМС $j\omega_s \psi_{dq}$ и $j\omega_k \psi_{DQ}$ не постоје у почетним једначинама које описују физичке појаве у АМ већ су последица примењене Паркове трансформације. Слобода у избору броја навојака намотаја двофазног роторског еквивалента омогућава да се усвоји број једнак броју статорских навојака, што за резултат даје идентичне сопствене и расипне индуктивности. У великом броју случајева код цилиндричних машина не постоје значајне геометријске асиметрије па је могуће уважити апроксимацију да су разлике у отпорности на путу статорског и роторског флукса занемариве, тј. да важи $L_R = L_S = L_m + L_{\gamma S} = L_m + L_{\gamma R}$, и да је $L_{\gamma e} \approx L_{\gamma S} + L_{\gamma R}$.

Електромагнетски момент (2.45) се преноси преко ротора и вратила до радне машине или погонске турбине. У моторном режиму рада, електромагнетски момент делује на радну машину и поспешује њено кретање. Истовремено, момент оптерећења радне машине се супротставља кретању ротора. За овај ротациони механички систем се може написати Њутнова једначина за ротационо кретање која уједно представља модел механичког система АМ као:

$$M_{em} - M_{opt} - B \cdot \Omega_m = (J_{em} + J_{opt}) \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (2.46)$$

где је J_{em} момент инерције АМ, J_{opt} момент инерције оптерећења, M_{opt} момент силе прикљученог оптерећења, B коефицијент еквивалентног трења механичког система. Претпоставља се да је крутост вратила бесконачна и занемарени су ефекти вискозности. У случају да је вратило које повезује АМ са радном машином дугачко, услед коначних крутости и вискозности материјала током рада може доћи до извијања вратила и до појаве нежељених торзионих осцилације у брзини [55], [56]. Тада је за потребе управљања високих перформанси неопходно уважити несавршености механичког система. У зависности од односа J_{em}/J_{opt} и у зависности да ли се давач налази на АМ, радној машини, или на оба елемента ЕП, механички систем је потребно моделовати системом од три диференцијалне једначине [56]. У наставку, механички систем је представљен са (2.46) како наведене несавршености нису од интереса.

Динамички модел АМ са кавезним ротором заснован на ОТЕМ је дат системом алгебарских и диференцијалних једначина (2.42) – (2.46). Модел уважава простопериодичну расподелу статорског и роторског флукса у зазору, тј. препознаје прве хармонике струја, напона, флуксева, и резултат је средња вредност момента силе [53], [57], [58]. Модел занемарује:

- i. постојање просторних хармоника у МПС статора услед расподеле статорског намотаја;
- ii. постојање просторних хармоника у МПС ротора услед расподеле роторског намотаја или штапова;
- iii. постојање виших временских хармоника услед несавршености при раду инвертора;
- iv. zasiћење магнетског кола и претпоставља се да је магнетизациона карактеристика феромагнетског материјала линеарна;
- v. да дужину зазора и магнетска отпорност нису константни услед постојања жлебова на статору и ротору, као и услед ексцентрицитета ротора;

- vi. апроксимира МПС ротора оном коју би правио намотан ротор са истим бројем пари полова и фаза као и статорски намотај;
- vii. промену статорске и роторске отпорности и индуктивности у функцији промене вршне вредности струје, учестаности, температуре, итд.;
- viii. ефекте расподељених параметара;
- ix. паразитне капацитивности и енергију електричног поља;
- x. снагу губитака услед вихорних струја и хистерезиса.

2.3 Анизотропије код АМ са кавезним ротором

Да би се постигле високе перформансе ЕМ од интереса је остварити простопериодичну расподелу вектора магнетске индукције \vec{B} у зазору, тј. простопериодичну ЕМС статорског намотаја. Тада су начињена занемарења ($i - x$) у динамичком моделу АМ заснованог на ОТЕМ оправдана. Ово се у пракси не може остварити услед несавршености магнетског и електричног кола, као и механичког система. Постављања намотаја статора и ротора у коначан и мали број статорских и роторских жлебова, геометрија зубаца и жлебова, засићење зубаца и других делова магнетског кола, прелом штапова или прстена ротора, ексцентрицитет ротора или друге геометријске асиметрије магнетског кола доводе до електромагнетских појава, анизотропија, које узрокују дисторзије МПС статора и ротора, ЕМС и у струјама статора [59], [60], [61]. Дисторзије услед просторне расподеле статорског и роторског намотаја и променљиве магнетске отпорности постоје током рада АМ у одсуству квара. Магнетска отпорност се мења услед ожљебљења магнетских кола, ексцентрицитета ротора и засићења магнетског кола на путу магнетског флукса. Интензитет испољавања наведених анизотропија зависи од дизајна магнетског и електричног кола и радна тачка ЕП. Додатне дисторзије могу настати при прелому роторских штапова, квара на лежајевима, итд., а на њихов интензитет утиче природа и величина квара. Анизотропије ограничавају перформансе АМ и ЕП. Пошто се углавном не могу избећи, у пракси се у ЕП алгоритми засновани на наведеним анизотропијама користе за

- надзор и дијагностику [62];
- компензацију других несавршености у ЕП [63];
- оцену брзине обртања вратила [8];
- заштиту и управљање [64], и то без и са додавањем виших хармоника [65];
- анализу валовитости момента силе [66];
- увећање густине момента силе уз додавање виших хармоника [65];
- прилагођење параметара модела, нпр. роторске временске константе или оцену температуре мотора код векторског управљања [67];
- залетање АМ из нулте брзине са номиналном вредношћу момента без давача, итд.

Природа наведених анизотропија је таква се у једном тренутку може користити само један феномен. када су остале анизотропије поремећаји у систему. У пракси, најчешће се користе за потребе надзора и детекције квара [68], [69], [70], [47], [72], [73]. Детекција квара повећава поузданост, омогућава превенцију, планирање ремонта, смањује време стајања производње и економске губитке у производњи. У индустрији, 40% кварова настаје на лежајевима и услед ексцентрицитета, 38% на статорском, 10% на роторском намотају, а 12% су остале групе кварова [68], [69], [90]. Методе за детекцију квара засноване на анизотропијама у АМ се развијају веома дуго. Први алгоритми за детекцију лома роторских штапова публиковани су 1982. године [79], и 1988. године, где се друга метода заснива на анализи спектра струје статора [83]. Метода за детекцију квара статорског намотај публикована је 1985. године [79], потом 1989. године метода за детекцију ексцентрицитета [80], а за потребе детекција квара на лежајевима мотора почетком 90-их [81]. Данас се наведене анизотропије користе за детекцију феномена у ЕП попут повратне реакције зупчаника у преноснику (енгл. *backlash*) [82], за

детекцију отказивања прекидача снаге у инвертору [84], за детекцију утицаја променљивог механичког оптерећења на динамички ексцентрицитет [74], за детекцију оштећења зуба зупчаника у преноснику [85], итд. ЕП данас налазе нове примене па се развијају и нови алгоритми за детекцију прелома роторских шипки [86], [87], ексцентрицитета [88], квара на унутрашњем намотају кавезног ротора [89], [90], [91], квара на намотају статора [92], итд.

Примена наведених алгоритама обично захтева мерење једне или више величина у ЕП, напона, струје, радијалне и/или аксијалне компоненте флуksа, температуре, буке, вибрација, итд. За ове потребе се поред присуства додатних давача у ЕП, у АМ уграђују додатни намотаји за мерења флуksева [75]. Над сакупљеним подацима се давача, примењују се различити алгоритми обраде података. Посебну примену налазе методе засноване на анализи отиска струје статорског намотаја (линијског спектра, енгл. *Motor-current signature analysis – MCSA*) [62]. *MCSA* приступ за детекцију електромагнетских и електромеханичких појава се заснива на посматрању одзива АМ када се напаја напонским импулсима. Ако намотај статора обухвата линије флуksа које настају услед анизотропија, тада хармоници постоје у ЕМС и струјама статора. Индиректна анализа електромагнетских појава у АМ се тада може извршити мерењем струја. Приступ је неинвазивне природе, омогућава примену у реалном времену и захтева само мерење струје, што је најчешће већ обезбеђено у ЕП, чиме се отклања потреба за инвестицијом уградње додатних давача или намотаја које захтевају други приступи [68], [70], [78]. *Sensorless* методе засноване на *MCSA* приступу детекцију квар анализом учестаности и вршних вредности хармоника услед анизотропија у струји статора код исправне АМ и код АМ у квару [62]. Ове методе захтевају тачан податак о учестаности клизања и углавном су намењене за рад ЕП у устаљеном стању. Поред тога, недостатак алгоритама заснованих на *MCSA* методи и анизотропијама је што неки симптоми могу да се јаве на истој учестаности и да дође до преклапања у спектру када је тешко утврдити узрок нелинеарности и квара [93]. Тада се користе неке од комплементарних метода попут:

- Анализе спектра снаге (енгл. *Power signature analysis*) [93];
- Анализе нултих струја (енгл. *Zero sequence current analysis*) [94];
- Мерења хармоника флуksа (енгл. *Flux harmonics measurement*) [95];
- Мерења промене оптерећења за оцену статичког ексцентрицитета [96], [97].

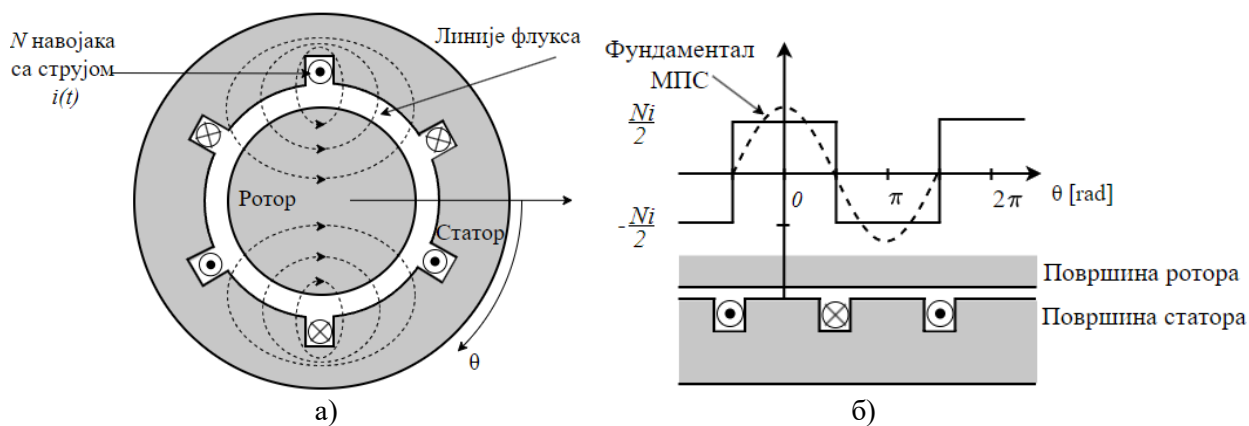
Да би се разумело порекло хармоника у струји статора, потребно је користити аналитичке и нумеричке моделе чија комбинација пружа закључке о реду и вршној вредности хармоника МПС у зазору. За потребе анализе публикованих и синтезе нове *sensorless* методе, у наставку се анализирају анизотропије које постоје код исправне АМ уважавањем усвојених занемарења од i . до vi . код динамичког модела заснованог на ОТЕМ. Занемарења од vii . до x . утичу на понашање ЕП, али се неће разматрати јер нису у фокусу дисертације. У наставку су изложени услови који морају бити испуњени да би наведене анизотропије постојале у АМ и изведени су аналитички изрази који описују везу између конструкционих параметара АМ, природе оптерећења ЕП и хармоника који постоје у спектру струје. Како анизотропије услед квара нису од интереса у овој дисертацији, за њих су дате само основне информације уз коначне аналитичке изразе који описују њихово понашање у спектру струје.

2.3.1 МПС расподељеног намотаја статора

Вектор магнетске индукције у зазору \vec{B} настаје као последица МПС, јачине поља \vec{H} , коју стварају струје које постоје у проводницима намотаја или стални магнети. Намотај статора АМ је постављен у жлебове статорског магнетског кола, док су роторски штапови укупани у магнетско коло ротора. Проводници који чине намотај не могу имати простопериодичну расподелу јер се полажу у коначан број жлебова. Такође, геометрија сталних магнета на ротору

се не може направити тако да пружа идеалну расподелу индукције ротора \vec{B}_R . Нека је намотај статора концентрисан и дијаметрално постављен у два жлеба са пуним навојним кораком дуж обима машине као на Слици 2.9а. Флукс оваквог намотаја је једак производу флукса једне контуре и броја навојака. Ако у намотају постоји струја $i_s(t)$, тада су у дискретном тренутку у времену МПС и индукција \vec{B}_S константне вршне вредности у простору дуж сваке половине обима статора, Слика 2.9б. Посматрањем промене МПС по површини магнетског кола у зазору, може се уочити да МПС чине жељени први и виши просторни хармоници реда v (енгл. *spatial harmonics*), описани у функцији положај θ дуж обима магнетског кола статора у односу на референтну осу статора. Дакле, одступање од простопериодичне расподеле проводника узрокује да МПС и индукција \vec{B}_S нису простопериодичне функција угла θ и настају виши просторни хармоници. Смер деловања МПС мења се у времену у функцији учестаности струје $i_s(t)$, електричног угла $\theta_e = \omega_s t$, по закону $\sin(\theta_e)$. Машина на Слици 2.9. има два пола, па МПС достиже вршну вредност на два суседна магнетска пола у простору током временског интервала који одређује електрична периода струје $i_s(t)$. Односно, током једног електричног периода струје МПС оствари вршну вредност у простору на два суседна магнетска пола, код првог пола када струја узима вредност позитивног максимума, и код другог пола када струја узима вредност негативног максимума. Код вишеполних машина намотај статора се поставља у жлебове са краћим полним кораком τ тако да се постигне већи број полова по обиму машине, Слика 2.10а. Тада, потребно време да МПС оствари вршну вредност код свих магнетских полова дуж обима машине, тј. да МПС направи један круг, зависи од броја пари полова p , а промена углова је описана као $\theta_e = p\theta$. Један механички обртај чини p електричних периода струје, а веза између угаоне брзина МПС и ротора и електричне учестаности струје је дата као $\omega_e = \omega_s = p \cdot \Omega_s$. Просторни хармоници реда v доводе до ефекта вишеполности. МПС v -тог хармоника прави v пута више просторних промена вршних вредности у односу на први хармоник на истом лучном растојању, тј. АМ се у односу на v -ти хармоник понаша као да има v пута више пари полова. Синхрона брзина v -тог хармоника је v пута мања од синхроне брзине првог хармоника, $n_v = 60f_v/(vp)$. У сваком случају, анализа електромагнетских појава се спроводи над једним паром полова, два полна корака, и потом пресликава на остале полове.

Одређивањем вршних вредности и реда виших просторних хармоника описује се МПС статора у зазору која уважава утицај расподељеног статорског намотаја. Ова анализа се може урадити са два уско повезана приступа, и то за исправне АМ и АМ у присуству квара. Први приступ моделује намотај статора у виду струјног плашта, као групу бесконачно малих блокова са истом површинском густином струје (енгл. *Current Sheet Analysis - CSA*) [53], [58], [98]. Расподела струје се моделује функције $J_n(\theta, t)$ која описује површинску густину струје у функцији просторног угла, а укупна густина струје у АМ се добија као сума утицаја n фаза. Други приступ моделује расподелу намотаја преко навојне функције (енгл. *Winding function*



Слика 2.9. Концентрисани намотаји: а) пун полни корак; б) просторна расподела МПС.

analysis – WFA) [99]. Расподела навојака сваке фазе је описана функцијом $n(\theta)$ (енгл. *turns function*) која описује број навојака у функцији угла θ . Навојна функција $N(\theta)$ произвољне фазе је функција расподеле навојака када се од ње одузме њена средња вредност. Метода навојне функције је интердисциплинарна и оријентисана рачунарима јер пружа нумеричко моделовање машине уважавајући њену геометријску представу машине [62]. Оба приступа се заснивају на Амперовом закону [99], уз претпоставку да је релативна магнетска пермеабилност гвожђа μ_F бесконачна. Веза између две методе може се показати над намотајем фазе n као

$$f_n(\theta, t) = \frac{1}{2} \int_{\theta}^{\theta+2\pi/p} \underbrace{J_n(\theta, t)}_{CSA} d\theta = \frac{i_n(t)}{2} \int_{\theta}^{\theta+2\pi/p} n_n(\theta) d\theta = \underbrace{N_n(\theta)}_{WFA} i_n(t). \quad (2.47)$$

У наставку, користиће се *WFA* приступ без губитка општости. Два редно повезана проводника у два жлеба по ободу машине чине навојак и имају јединствену навојну функцију. МПС навојка је према Амперовом закону дата као производ просторне расподеле јачине магнетског поља у зазору \vec{H} дуж контуре C и дужине зазора δ као

$$f(\theta, t) = \oint_C \vec{H} d\vec{l} = \int_S \vec{J} d\vec{S} \rightarrow f(\theta, t) = H(\theta)\delta = N(\theta) i_s(t), \quad (2.48)$$

тј. као производ навојне функције $N(\theta)$ и струје која постоји у намотају $i_s(t)$, где је S површина коју затвара контура C , J површинска густина струје на површини S , $H(\theta)$ радијална компонента јачине магнетског поља у зазору у функцији угла θ . Струја намотаја $i_s(t)$ је одређена импедансом електричног кола, ЕМС и природом напајања, док је навојна функција намотаја $N(\theta)$ одређена шемом мотања и просторном расподелом жлебова у магнетском колу статора. Навојна функција се добија када се из Амперовог и Гаусовог закона изрази поље $H(\theta)$, а суперпозицијом уважи утицај навојних функција свих навојака распоређених у жлебовима по обиму машине на поље $H(\theta)$. Поље $H(\theta)$ може се изразити полазећи од Амперовог закона (2.48), уз претпоставку да је релативна пермеабилност гвожђа μ_F бесконачна и уз занемарење постојања осталих анизотропија, као

$$H(\theta)\delta - H(0)\delta = i_s(t) \cdot n(\theta) \rightarrow H(\theta) = H(0) + \frac{1}{\delta} i_s(t) \cdot n(\theta). \quad (2.49)$$

Концентрисан намотај са N_N навојака, где су проводници постављани на дискретним положајима описаним угловима θ_1 и θ_2 као на Слици 2.10б, има функцију расподеле навојака

$$n(\theta) = \begin{cases} N_N ; & \theta_1 < \theta \leq \theta_2 \\ 0 ; & \text{за остала } \theta \end{cases} \quad (2.50)$$

Када контура C , Слика 2.10б, обухвата оба или ниједан проводник навојка, интеграл промене поља $H(\theta)$ дуж контуре C по Амперовом закону је једнак нули. Када контура C обухвата групу проводника A' на лучном растојању $\theta_1 < \theta \leq \theta_2$, функција (2.50) је описана бројем навојака N_N чиме се уважава утицај свих навојака намотаја на формирање МПС статора, тј. на формирање МПС утиче N_N навојака на лучном растојању $\theta_1 < \theta \leq \theta_2$ док је допринос ван овог растојања једнак нули. Непозната компонента поља $H(0)$ у (2.49) одређује се из Гаусовог закона по којем је укупна промена флукса услед деловања свих навојака намотаја у

зазору је једнака нули. Разматрајући само електромагнетски процес и ако се претпостави да се поље \vec{H} не мења по аксијалној оси, да интеграл по аксијалној димензији не доприноси укупној вредности поља \vec{H} , тада се из Гаусов закона нулта компонента поља $H(0)$ може изразити као

$$\oint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} = \mu_0 \oint_S \vec{H} \cdot d\vec{S} = \mu_0 \int_0^l \int_0^{2\pi} r H(\theta, r) d\theta dz \approx \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} H(\theta) d\theta =$$

$$= H(0) + \frac{i_s(t)}{2\pi\delta} \int_0^{2\pi} n(\theta) d\theta = H(0) + \frac{i_s(t)}{\delta} \langle n(\theta) \rangle = 0 \rightarrow H(0) = -\frac{i_s(t)}{\delta} \langle n(\theta) \rangle. \quad (2.51)$$

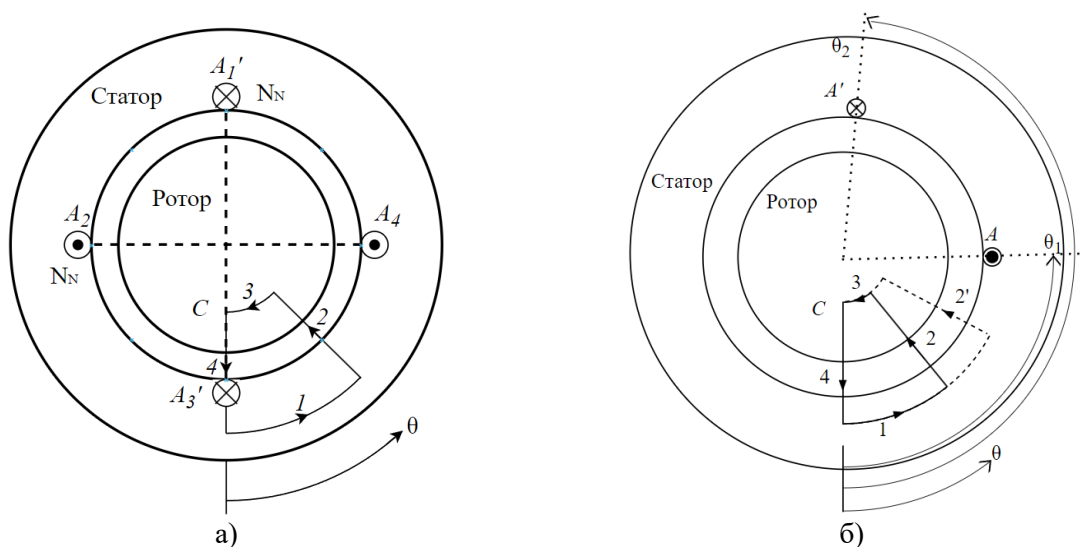
Навојна функција $N(\theta)$ може се изразити заменом (2.50) и (2.51) у (2.49) као

$$H(\theta) = \frac{i_s(t)}{\delta} [n(\theta) - \langle n(\theta) \rangle] = \frac{i_s(t)}{\delta} N(\theta) \rightarrow N(\theta) = n(\theta) - \langle n(\theta) \rangle \quad (2.52)$$

За посматрани случај концентрисаног намотаја са проводницима намотаја постављеним на дискретним положајима θ_2 и θ_1 и просторним растојањем између проводника $\alpha = \theta_2 - \theta_1$ у механичким радијанима, тада је $\langle n(\theta) \rangle = N_N \cdot \alpha / 2\pi$, а навојна функција $N(\theta)$ је описана са

$$N(\theta) = \begin{cases} N_N \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right); & \text{за } \theta_1 < \theta \leq \theta_2, \\ -N_N \frac{\alpha}{2\pi}; & \text{за остало } \theta. \end{cases} \quad (2.53)$$

Дакле, навојна функција $N(\theta)$ је нормализована МПС према струји намотаја, тј. једнака је МПС када у намотају постоје једносмерне струје јединичне вредности или у дискретном тренутку при којем наизменичне струје имају јединичну вршну вредност. Навојна функција описује густину магнетске енергије дуж обима зазора уважавајући да је укупна промена флукса једнака нули. Магнетска енергија се сада дели на две запремине, магнетска пола, у простору.



Слика 2.10. Концентрисани намотаји: а) вишеполност; б) скраћено полно растојање.

Пошто су проводници постављени на растојању мањем од π , у области $\theta_1 < \theta \leq \theta_2$ магнетска енергија се предаје са статора на ротор једном густином кроз први зазор, а враћа се по остатку обима са ротора на статор кроз други зазор другом густином. Аналитички, ова расподела густине енергије је изражена са $\langle n(\theta) \rangle$. Када су проводници постављени дијаметрално на растојању $\alpha = \theta_2 - \theta_1 = \pi$, Слика 2.9а, средња вредност МПС по обиму машине је једнака половини вршне вредности јер се иста количина енергије дели на две идентичне запремине, а средња вредност функције расподеле навојака је $\langle n(\theta) \rangle = N_N \cdot \pi / 2\pi = N_N / 2$. Тада навојна функција дијаметрално постављеног концентрисаног намотаја дата као

$$N(\theta) = \begin{cases} \frac{N_N}{2} & ; \frac{\pi}{2} < \theta \leq \frac{3\pi}{2} , \\ -\frac{N_N}{2} & ; \text{за остало } \theta . \end{cases} \quad (2.54)$$

Код вишеполне машине, Слика 2.10а, навојна функција намотаја је збир навојних функција сваке групе навојака, а суперпозиција је дозвољена уз претпоставку бесконачне релативне пермеабилност гвожђа. Навојна функција има сложенопериодични профил промене, Слика 2.9б. За потребе даљих анализа, $N(\theta)$ се развојем у Фуријеов ред представља сумом сопствених осцилаторних функција, просторних хармоника, са придруженим коефицијенти за сваки од хармоника који заједно чине дијаграм комплексних Фуријеових коефицијената, линијски спектар. Фуријеов ред се може применити и за сваки навојак појединачно када се вршне вредности хармоника добијају геометријским сабирањем вршних вредности посматраног хармоника за сваки од навојака. Математичка операција Фуријеовог реда се примењује следећим системом једначина,

$$N(\theta) = a_0 + \sum_{v=1}^N (a_v \cos(v\omega t) - b_v \sin(v\omega t)); \quad (2.55)$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f_S(\theta, t) dx; \quad (2.56)$$

$$a_v = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} N(\theta) \cos(vx) dx; \quad \text{за } v \geq 1; \quad (2.57)$$

$$b_v = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} N(\theta) \sin(vx) dx; \quad \text{за } v \geq 1; \quad (2.58)$$

где је $\omega = 2\pi/T$, а T периода функције $N(\theta)$. Функција $N(\theta)$ је симетрична у односу на апсцису, без средње вредности, па садржи само непарне хармонике. У општем случај ред садржи синусне и косинусне чланове при чему свака хармонијска компонента има одговарајући нормализовани коефицијент N_{vs} и N_{vc} вршних вредности просторних хармоника навојне функције, тј. МПС. Ако се постављањем референтне осе за прорачун Фуријеовог реда постигне да $N(\theta)$ буде непарна функција, тада ред садржи само синусне чланове са нормализованим коефицијентима виших просторних хармоника N_v . Резултат је линијски спектар нормализоване МПС статора услед концентрисане расподеле намотаја, описан као

$$N(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} [N_{vs} \sin(v\theta) + N_{vc} \cos(v\theta)] = \sum_{v=1}^{\infty} N_v \sin(v\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{1}{v} \frac{N_N}{2} \sin(v\theta). \quad (2.59)$$

На основу (2.59) могу се извести закључци о физичким појавама у АМ до којих долази као последица дејстава виших хармоника МПС. Вршне вредности просторних хармоника опадају са порастом реда хармоника. Како је циљ пресликати утицаје свих анизотропија на спектар струје статора, у навојној функцији је потребно свести просторни угао којим су описани просторни виши хармоници у електрични координатни систем множењем просторног угла са бројем пари полова. Тада се основни хармоник понаша као други хармоник, у поређењу са двополном машином, трећи као шести итд. Укупна магнетска енергија у зазору се дели на више полова, просторних запремина, па је коефицијенте просторних хармоника N_v потребно поделити са p . Просторни хармоник реда v има кашњење φ_v у односу на први хармоник МПС, па је уважавајући наведено навојна функција намотаја описана са

$$N(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} N_v \sin(pv\theta + \varphi_v) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{1}{v} \frac{N_N}{2p} \sin(pv\theta + \varphi_v). \quad (2.60)$$

Код n -фазне АМ са N_N навојака по фази исте просторне расподеле, свака фаза ствара исти хармонијски састав просторних хармоника. Просторни померај оса намотаја се осликава у фазним померајима хармонијских чланова Фуријеовог реда за угао $\varphi_n = n m \alpha_c$. Уважавајући ред просторног хармоника и број пари полова, просторни хармонијски састав фазе n је описан

$$N_n(\theta) = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{1}{v} \frac{N_N}{2p} \sin(v(p\theta - n m \alpha_c) + \varphi_v). \quad (2.61)$$

Множење (2.61) са струјом фазног намотаја n , нпр. $i_s(t) = I_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t)$, резултује редом

$$f_n(\theta, t) = N_n(\theta) i_s(t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_v \cos(\omega_s t - v(p\theta - n m \alpha_c) - \varphi_v), \quad (2.62)$$

који аналитички описује, сведено на електрични координатни систем, промену МПС намотаја n дуж обима статора у времену у функцији струје и који уважава расподелу намотаја по обиму статора. У циљу једноставнијег записа, важи да је $v = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, $[\varphi_v]_{v>0} = [-\varphi_v]_{v<0}$, где треба имати на уму да сваки хармоник реда v чине две осцилаторне функције вршне вредности

$$F_v = \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{1}{v} \frac{N_N}{2p} I_s \sqrt{2} = [F_v]_{v>0} = [-F_v]_{v<0}. \quad (2.63)$$

У моделу АМ (2.26) - (2.32) могу се уважити хармоници услед расподеле статорских и роторских намотаја кроз матрицу индуктивности [100], или путем *Park mesh* модела [62]. Ако се уважи општи случај са различитим бројем фаза на статору n_s и ротору n_r , одстрањује се апроксимација роторског кавеза статорским намотајем. Тада се индуктивности могу описати као простопериодичне функцији реда хармоника v , броја пари полова, и механичког угла, као

$$[L^{sr}(v)]_{i,j} = \hat{L}_v \cos[v(p\theta_m - i\alpha_s + j\alpha_r)], \quad (2.64)$$

где $i = \{0, 1, \dots, (n_s - 1)\}$ и $j = \{0, 1, \dots, (n_r - 1)\}$ означавају елементе матрице индуктивности, а $\alpha_s = 2\pi/n_s$ и $\alpha_r = 2\pi/n_r$ су редом углови статора и ротора између две узастопне фазе.

2.3.2 Интеракција временских и просторних виших хармоника

У АМ постоје виши просторни хармоници услед анизотропија и виши временски хармоници услед рада инвертора (2.20). Њихова интеракција доводе до интермодулационих нежељених хармоника [101], до изобличења МПС и поља у зазору, а последично до дисторзија ЕМС [64]. Полазећи од (2.62), просторни хармоници услед расподеле статорског и роторског намотаја по обиму машине у општем случају произвољног броја фаза статора n_s и ротора n_r , уважавајући за сада само први хармоник струје статора, су дати као

$$v_i = k_1 n_s + i, k_1 = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.65)$$

$$v_j = k_2 \frac{n_r}{p} + j, k_2 = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (2.66)$$

где су $i = 1, \dots, (n_s - 1)/2$ и $j = 1, \dots, (n_r - 1)/2$ индекси статорског и роторског еквивалентног кола добијених из хармонијске декомпозиције [54]. Просторни хармоници који су заједнички за статор и ротор, тј. за које важи $v_i = v_j$, производе међусобни флуks и учествују у ЕМП. Сваки виши временски хармоник ствара своје више просторне хармонике који тада сви заједно утичу на ЕМП [102]. Да би хармоник постојао и могао да учествује у ЕМП код АМ код којих је $n_s = n_r = n$, мора да буде испуњен услов

$$v = p(q - 2ni) \quad (2.67)$$

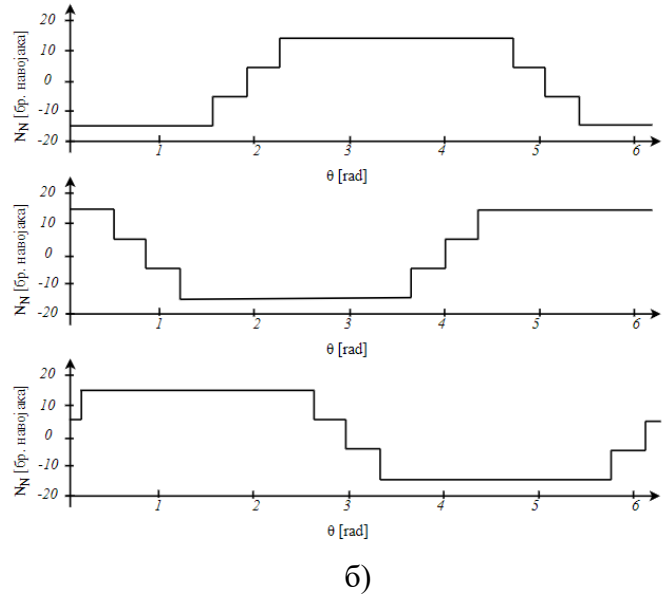
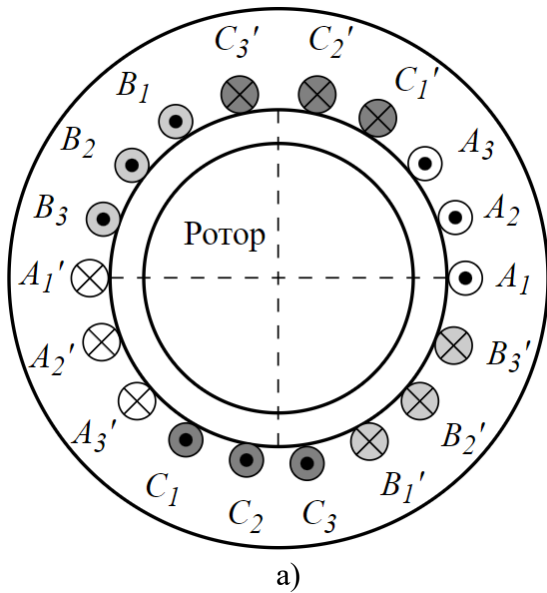
где је $i = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ Зависност између временских и просторних хармоника у n -фазном ЕП, АМ, је описана са (2.67). На основу овог услова може се спровести анализа који виши просторни хармоници могу да постоје у зазору, на који начин интеграују са вишим временским хармоникима, какве спреге настају између обртних поља вишег реда, итд. Ако ниједан временски хармоник q из (2.20) не испуњава (2.67), тада струја не може да произведе МПС у зазору. Хармоници који испуњавају (2.67), стварају обртна поља која се обрћу у истом или супротном смеру у поређењу са пољем првог хармоника у зависности од реда хармоника који уједно одређује еквивалентни број пари полова и угаону брзину обртног поља. Вршна вредност поља опада са редом хармоника, а нискофреквентни хармоници могу изазвати струје веће вршне вредности [103], [104]. Код трофазне АМ са пуним навојним кораком без скраћења, напајане без виших временских хармоника, ако се уважи само анизотропија услед просторне расподеле намотаја статора израз (2.67) постаје $v = 1 - 6i$. МПС статора је симетрична и нема парне хармонике, а ако је АМ везан у звезду тада неће постојати ни хармоници реда умножка броја 3. Тада, први хармоник струје ствара просторне хармонике реда $v = +1(i = 0)$; $-5(i = 1)$; $+7(i = -1)$; $-11(i = 2)$; $+13(i = -2)$, итд., док пети хармоник струје ствара хармонике реда $+5(i = 0)$; $-1(i = 1)$; $+11(i = -1)$; $-7(i = 2)$; $+17(i = -2)$, итд. Позитиван предзнак за $i \leq 0$ говори да се обртно поље обрће у смеру поља првог хармоника и да доприноси моменту силе, док негативан предзнак за $i > 0$ говори да се поље обрће у супротном смеру и смањује момент силе. Обртна поља ових хармоника се обрћу угаоном брзином $q\omega_s/(vp)$. Комбинације $\{q, v\}$ које испуњавају (2.67) за позитивне и негативне вредности v генеришу компоненте МПС које се обрћу у супротним смеровима истом брзином и стварају пулсационо поље у АМ. Пулсације момента силе су пропорционалне производу вршних вредности виших хармоника истог реда. Први хармоник, v_1 , има највећу вршну вредност, па k -ти хармоник генерише пулсацију момента силе на учестаности $k \cdot f_1$, а остале комбинације хармоника се могу занемарити. На пример, први и пети временски хармоник стварају поља која се обрћу у супротним смеровима једнаким брзинама што доводи до пулсација момента силе на

учестаности 2.5f. Осцилације брзине су обрнуто сразмерне квадрату учестаности хармоника а индекс дисторзије P_i који описује количину пулсација у моменту силе [102] је дефинисан као

$$P_i = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\hat{v}_k}{k^2}, \quad \hat{v}_k = \frac{v_k}{v_1}. \quad (2.68)$$

АМ са намотаним ротором има фиксан број полова и мање је осетљив на хармонијска изобличења флукса у односу АМ са кавезним ротором, који свој број полова прилагођава флуксу у зазору и на сваки хармоник реагује исто као и на основни хармоник. Виши хармоници који не испуњавају (2.67) не доводе до ЕМП, али узрокују дисторзију ЕМС и индуковање додатних струја које увећавају расипне флуксе, електромагнетске сметње и снагу губитака [47], [107]. Хармоници који испуњавају (2.67) узрокују дисторзије момента силе, асинхроне и синхроне кочионе моменте, односно вибрације и акустичну буку [105], [106]. Асинхрони паразитни momenti силе се испољавају у виду паразитних механичких карактеристика, додатних на основну карактеристику АМ. Синхрони паразитни momenti (енгл. *locking torques, dead points*) на механичкој карактеристици уносе изобличења у виду шиљка. Резултујућа механичка карактеристика има додатне екстремуме који могу, када су већег интензитета, да онемогуће постизање жељене радне тачке, док у стању мировања могу угрозити залетање АМ. Ови momenti силе се не могу избећи, али њихова вредност може бити умањена дизајном електричног и магнетског кола. Хармоници нижег реда се пригушују одабиром и дизајном навојне функције намотаја, док се хармоници вишег реда пригушују одабиром броја и геометријом жлебова статора и ротора, кривљењем жлебова, синхрони momenti силе се могу умањити и погодним избором броја статорских жлебова N_S и броја роторских штапова N_R , итд.

Да би се избегао таласни облик МПС приказан на Слици 2.9б, код n -фазне АМ, намотаји су идентично распоређени и свака фаза заузима N_S/n статорских жлебова са просторно помереним осама симетрије намотаја за $\theta = 2\pi/(np)$ механичких радијана. Као пример, на Слици 2.11а. приказан је статор трофазне двополне машине са $N_S = 18$ жлебова на статору, где су навојци сваке фазе распоређени у 6 жлебова, тј. у два навојна појаса од по $m_p = 3$ суседна жлеба. У сваки жлеб се поставља један или више навојака. Када се навојци постављају у узастопне суседне жлебове, Слика 2.11а, просторни померај навојних доприноса МПС је једнак жлебном кораку. Резултат је трапезоидни облик МПС као на Слици 5.11б. МПС је по динамици ближа протопериодичном сигналу него раније и смањен је садржај виших просторних хармоника у зазору где су највише изражени су 5. и 7. хармоник. Функција расподеле намотаја и навојна функција једне фазе добијају се суперпозицијом утицаја свих навојака у жлебовима. Промена ЕМС у времену једног навојка је одређена просторном расподелом укупне индукције у зазору $B(\theta)$. Иста индукција $B(\theta)$ у два просторно померена навојка индудује ЕМС које су фазно померене за угао који је одређен просторним померајем између навојака. Ако је просторно растојање између два суседна жлеба γ , тада v -ти просторни хармоник индудује фазно померене ЕМС навојака у два суседна жлеба за $v \cdot \gamma$. Сада је укупна ЕМС, али и МПС једног фазног намотаја, једнака векторском збиру ЕМС засебних навојака. Ако се навојни појас који обухвата m_p жлебова види из средишта ротора под углом $2\pi/v$, тада је услед фазног помераја при векторском сабирању ЕМС хармоник реда v у ЕМС, који постоји у зазору у индукцији у $B(\theta)$, значајно ослабљен [53]. Дакле, намотај са одговарајућом просторном расподелом проводника има улогу механичког филтра виших просторних хармоника у МПС. Ово се математички може представити појасним навојним сачиниоцем, који описује утицај намотаја на потискивање сваког од хармоника кроз вршне вредности просторних хармоника, и који је за познат број жлебова по полу и фази ϑ дат као



Слика 2.11. Машина са расподељеним намотајем: а) расподела навојака; б) расподела МПС.

$$c_p = \frac{F_{dis}}{F_{konc}} = \frac{\sin\left(v \frac{\pi}{2m}\right)}{\vartheta \cdot \sin\left(v \frac{\pi}{2mq}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{m_p \gamma}{2}\right)}{m_p \cdot \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)} \quad (2.69)$$

Додатно унапређење таласног облика МПС постиже се скраћењем навојног корака [54]. Када је намотај статора макар двослојни, тада се спољашњи намотај просторно помера за једно или више места у односу на осу симетрије намотаја. Проводници навојка се налазе на међусобном растојању мањем од π , а просторни померај спољашњег намотаја одређује који хармоник се слаби. Потребан померај за слабљење v -тог хармоника износи π/v . Индукована ЕМС навојка добија се као векторски збир ЕМС проводника који га чине. Фазни померај индуковане ЕМС проводника је одређен угаоним растојањем између проводника у навојку и редом хармоника што отежава елиминацију хармоника. Ово може довести до нежељеног ефекта да намотај направљен да поништи одређени хармоник, пасивно и нежељено појача неки други хармоник. Ако је просторни померај погодан, виши хармоници индукованих ЕМС у проводницима се доводе у противфазу на нивоу навојка и поништавају се при сабирању. Тада, иако $B(\theta)$ има v -ти хармоник, ЕМС неће имати временски хармоник. Ако је τ_p пун навојни корак између жлебова одређен бројем полова, а скраћени навојни корак у жлебовима описан са $u < \tau_p$, тада тетивна расподела навојака скраћује бочне везе, смањује расипне флуксе и слаби просторне хармонике, што се аналитички описује путем тетивног сачиниоца

$$c_t = \sin\left(v \frac{y}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right). \quad (2.70)$$

Израда расподељеног статорског намотаја са тетивним скраћењем се користи за слабљење дефинисаних хармоника нижег реда. Како је тетивни померај једнак целобројном умношку жлебног растојања, ове активности немају утицај на хармонике услед анизотропија попут ожљебљења статора и ротора. Примена наведених активности има за последицу да су први хармоници МПС и ЕМС нежељено ослабљени, тј. да имају мање вредности у поређењу са концентрисаним намотајем. Полазећи од (2.61) и уважавањем виших временских хармоника у струји статора (2.20), као и утицај дизајна електричног кола статора на вршне вредност хармоника кроз (2.69) и (2.70) може се изразити МПС намотаја фазе n у n -фазној машини као

$$\begin{aligned}
f_{n,v,q}(\theta, t) &= \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} I_{nq} \sqrt{2} \sin(q(\omega_s t - n m \alpha_c) + \varphi_{q,i}) N_v \sin(v(p\theta - n m \alpha_c) + \varphi_v) = \\
&= \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{n,v,q} \cos(q\omega_s t - v p \theta + n m \alpha_c (v - q) + \varphi_{q,v})
\end{aligned} \quad (2.71)$$

где је у циљу једноставни усвојено $v = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, $\varphi_{q,v} = \varphi_{q,i} - \varphi_v$, $[\varphi_v]_{v>0} = [-\varphi_v]_{v<0}$. Сваки хармоник реда v чине две осцилаторне функције у спектру МПС, вршних вредности

$$F_{n,q,v} = \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{1}{v} \frac{N_N}{2p} c_p c_t I_{nq} \sqrt{2} = [F_{n,v,q}]_{v>0} = [-F_{n,v,q}]_{v<0} \quad (2.72)$$

2.3.3 МПС трофазног статорског расподељеног намотаја

Код n -фазног статорског намотаја, којег чини n намотаја са N_N навојака, фазна и укупна МПС имају степенасту промену, Слика 2.11б. Хармонијски састав фазних МПС је дат са (2.71). АМ са вишеслојним намотајем се може посматрати као више намотаја просторно померених за један или више жлебова. Укупна МПС n -фазног статорског намотаја је векторски збир МПС свих фазних намотаја. Осе фазних намотаја статора су просторно померене што се осликава у фазним померајима просторних хармоника, а сваку фазну навојну функцију треба помножити струјом намотаја. Уз претпоставку да је пермеабилност гвожђа бесконачна и да је за инвертор АМ симетрично оптерећење, тј. да су вршне вредности свих хармоника струје I_{nq} исте у свакој од фаза са истим фазним померајима $\varphi_{q,i}$, статорска МПС n -фазног намотаја је описана са

$$f_{v,q}^s(\theta, t) = \sum_{j=1}^n \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{v,q}^s \cos(q\omega_s t - v p \theta + j m \alpha_c (v - q) + \varphi_{q,v}), \quad (2.73)$$

где су вршне вредности виших хармоника МПС n -фазног намотаја описане изразима

$$F_{v,q}^s = \frac{n}{2} \frac{1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{1}{v} \frac{N_N}{2p} c_p c_t I_{s,q} \sqrt{2} = [F_{v,q}^s]_{v>0} = [-F_{v,q}^s]_{v<0}. \quad (2.74)$$

Хармонијски састав укупне МПС (2.73) остаје исти као код фазне (2.71), али се мењају вршне вредности просторних хармоника. За трофазну симетричну АМ важи да је $\alpha_c = 2\pi/3$, $m = 1$. Разматрајући само хармонике који могу да учествују у ЕМП, према (2.67) важи да је

$$[j m \alpha_c (v - q)]_{j=1,2,3} = \left[j \frac{2\pi}{3} (q - 2in - q) \right]_{j=1,2,3} = [-4\pi i j]_{j=1,2,3} = 0 \quad (2.75)$$

где је $i = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ и $j = 1, 2, 3$. Сада се (2.73) може написати за трофазну АМ уважавајући све хармонике $\{q, v\}$ које задовољавају услов (2.67), са угаоном брзином обртних поља $q\omega_s/vp$. Аналитички израз за МПС трофазног статорског намотаја АМ у електричном

координатном систему који уважавају промене МПС у простору и времену, дизајн статорског намотаја и сложенопериодичну природу струја статора је дат као

$$f_{v,q}^s(\theta, t) = \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{v,q}^s \cos(q\omega_s t - vp\theta + \varphi_{q,v}). \quad (2.76)$$

2.3.4 Ожљебљење магнетског кола статора и ротора

Расподела флукса статора у зазору се може одредити као количник МПС статора (2.76) и магнетске отпорности R_μ са претпоставком да је зазор δ униформан, тј. да су магнетска кола глатка без ожљебљења и да је ротор идеално балансиран. Тада је магнетска отпорност константна на путу магнетског флукса, па не долази до изобличења МПС и предвидиво је на којим учестаностима ће постојати виши хармоници у ЕМС и струји статора. Са овом претпоставком се АМ често моделују у литератури [62], [108], [109], [110]. Средња вредност флукса статора се тада добија интеграљењем флукса дуж обима машине [53]. Расподела магнетске индукција у зазору се може одредити као производ МПС и подужне релативне магнетске пермеабилности Λ (ПРМП, енгл. *MMF-permeance wave method*), као

$$F = \Phi R_\mu = B \cdot S \cdot \frac{\delta}{\mu_F \cdot \mu_0 \cdot S} = B \cdot \frac{\delta}{\mu_F \cdot \mu_0} = B \frac{\delta}{\mu} \rightarrow B = F \cdot \frac{\mu}{\delta} \rightarrow B = F \cdot \Lambda, \quad (2.77)$$

где је μ_0 магнетска пермеабилност ваздуха. Ако МПС статора интерагује са униформном ПРМП, $\Lambda_0 = \mu/\delta = const$, тада је расподела вектора магнетске индукције статора у зазору

$$B_{v,q}^s(\theta, t) = f_{v,q}^s(\theta, t) \cdot \Lambda_0 = \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} B_{0,v,q}^s \cos(q\omega_s t - vp\theta + \varphi_{q,v}), \quad (2.78)$$

где је $B_{0,v,q}^s = F_{v,q}^s \Lambda_0$. Сваки хармоник индукције у зазору је описан бројем пари полова $p_{0,v,q} = vp$, угаоном учестаности $\omega_{0,v,q} = q\omega_s$ и кашњењем у односу на први хармоник магнетске индукције $\varphi_{q,v}$. Угаона брзина и смер ротације сваке компоненте $B_{v,q}^s(\theta, t)$ су описане односом $\omega_{0,v,q}/p_{0,v,q}$. Присуство статорских и роторских жлебова, али и други феномени у наставку, чине да зазор одступа од униформне расподеле већ да је функција положаја и брзине ротора, $\delta(\theta, t)$. Уз претпоставку да је ПРМП гвожђа бесконачна, индукција у зазору је описана са

$$B(\theta, t) = \frac{\mu_0}{\delta(\theta, t)} F(\theta, t) = \lambda(\theta, t) F(\theta, t) \quad (2.79)$$

Флукс статора је резултат интеракције МПС статора и променљиве магнетске отпорности и услед тога садржи додатне хармонике услед статорских и роторских жлебова [62]. Магнетска отпорност и ПРМП су функције броја статорских жлебова и роторских штапова, брзине обртања ротора, геометрије израде сталних магнета, зубаца и жлебова који могу бити отворени, затворени, трапезоидног облика итд. [111]. Потребно је посматрати три функције које описују промену ПРМП и то: услед (1) статорских жлебова, λ_s , (2) роторских жлебова, λ_r ,

и (3) услед интеракције између статорских и роторских жлебова, λ_{rs} . Уважавајући геометрију машине и применом Фуријеове анализе, променљива ПРМП која уважава промену зазора услед постојања жлебова је дата као [112]:

$$\begin{aligned} \lambda_{slot}(\theta, \theta_m) &= \lambda_s(\theta) + \lambda_r(\theta, \theta_m) + \lambda_{rs}(\theta, \theta_m) = \\ &= \Lambda_0 + \sum_{h_s=1}^{\infty} \hat{\lambda}_s \cos(h_s N_S \theta) + \sum_{h_r=1}^{\infty} \hat{\lambda}_r \cos(h_r N_R (\theta - \theta_m)) + \\ &+ \sum_{h_s=1}^{\infty} \sum_{h_r=1}^{\infty} \hat{\lambda}_{rs} [\cos(h_s N_S \theta + h_r N_R (\theta - \theta_m)) + \cos(h_s N_S \theta - h_r N_R (\theta - \theta_m))] = \\ &= \Lambda_0 + \sum_{h_s=0}^{\infty} \sum_{h_r=0}^{\infty} \frac{\hat{\lambda}_{rs}}{2} [\cos(h_s N_S \theta + h_r N_R (\theta - \theta_m)) + \cos(h_s N_S \theta - h_r N_R (\theta - \theta_m))] , \quad (2.80) \end{aligned}$$

где је $h_s = 1, 2, \dots$ ред статорских жлебних хармоника (СЖХ), $h_r = 1, 2, \dots$ ред роторских жлебних хармоника (РЖХ) који утичу на МПС статора. СЖХ су најистакнутији виши просторни хармоници у степенастом таласном облику статорске МПС. РЖХ су, поред првог хармоника, најистакнутији просторни хармоници роторске МПС о чему више у наставку. Директна су последица дискретног постављања навојака у жлеbove и налазе се у вишем делу спектра МПС статора и ротора [113]. Вршне вредности виших хармоника ПРМП услед ожљебљења статора и ротора су респективно дате изразима

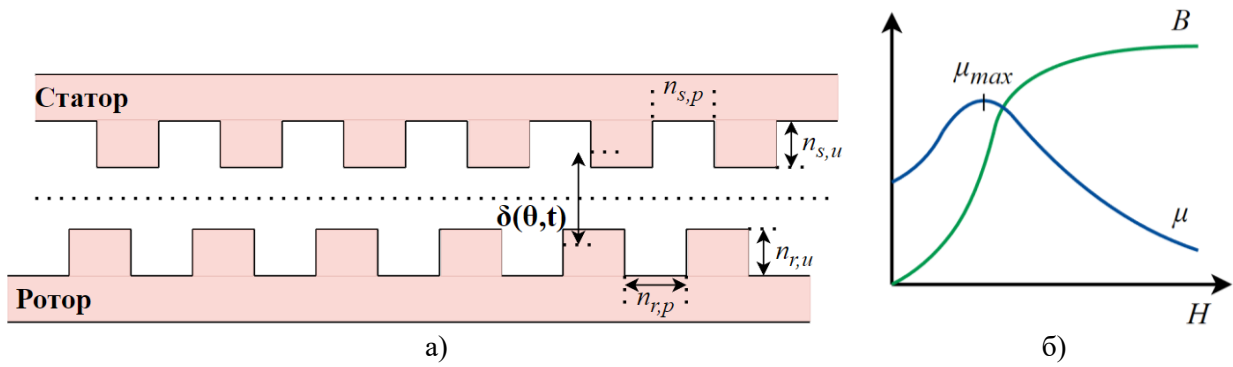
$$\hat{\lambda}_s = \frac{2n_{s,p}}{\pi h_s} \sin\left(\frac{h_s \pi n_{s,\theta}}{n_{s,u}}\right), \quad (2.81)$$

$$\hat{\lambda}_r = \frac{2n_{r,p}}{\pi h_r} \sin\left(\frac{h_r \pi n_{r,\theta}}{n_{r,u}}\right), \quad (2.82)$$

где су $n_{s,p}, n_{r,p}$ подужне, $n_{r,u}, n_{s,u}$ угаоне димензије статорских и роторског жлеба, $n_{s,\theta}, n_{r,\theta}$ углови између два узастопна жлеба приказани на Слици 2.12а, а $\hat{\lambda}_{rs} = \hat{\lambda}_s \cdot \hat{\lambda}_r$ [112]. Може се изразити вектор магнетске индукције статора, који поред раније наведеног, сада уважава и променљиву магнетску отпорност услед ожљебљења статора и ротора као

$$\begin{aligned} B_{slot,v,q}^s(\theta, \Omega_m, t) &= f_{v,q}^s(\theta, t) \cdot \lambda_{slot}(\theta, \theta_m) = \\ &= \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \sum_{h_s=-\infty}^{\infty} \sum_{h_r=-\infty}^{\infty} B_{h_s, h_r, q, v}^s \cos[(q\omega_s - h_r N_R \Omega_m)t - (vp - h_s N_S - h_r N_R)\theta + \varphi_{q,v}] \quad (2.83) \end{aligned}$$

где је $B_{h_s, h_r, q, v}^s = F_{v,q}^s \hat{\lambda}_{rs} / 4$. Обе компоненте статорске МПС $f_{v,q}^s(\theta, t)$ стварају додатне компоненте магнетске индукције у интеракцији са хармоницима h_s, h_r , тј. укупно 8 хармоника, при чему је сваки описан својим бројем пари полова $vp \pm h_s N_S \pm h_r N_R$ и својом електричном угаоном учестаношћу $q\omega_s \pm h_r N_R \Omega_m$. Вредности ПРМП и индукције су различите од нуле ако и само ако су $h_r \neq 0$ и $h_s \neq 0$, а просторни хармоници услед променљиве ПРМП постоје чак и ако се АМ напаја идеалном простопериодичном струјом [58].



Слика 2.12. Узроци анизотропија: а) ожљебљења магнетског кола статора и ротора; б) промена пермеабилности са променом магнетског поља.

2.3.5 Засићење магнетског кола

До сада је у анализи претпостављана бесконачна магнетска пермеабилност гвожђа. Ипак, феромагнетски материјали су описани кривом магнетсења која описује нелинеарну зависност између вектора \vec{B} и \vec{H} . Магнетска пермеабилност се мења са променом јачине магнетског поља, $\mu = B/H$ [118], [119], као на Слици 2.12б. Индукција \vec{B} расте са порастом поља \vec{H} до појаве засићења. Да би се максимално искористио магнетски материјал, код АМ се често допушта одређени степен засићења магнетског кола у номиналном радном режиму. Појава засићења магнетског кола је одређења одабраним феромагнетским материјалом за израду магнетског кола и радним режимима, тј. вршним вредностима струје. У засићењу материјал више није у стању да акумулише додатну магнетску енергију, и пермеабилност μ опада са порастом јачине поља \vec{H} ка јединичној вредности [120]. Тада се из угла магнетске отпорности магнетског кола понаша као ваздух. Ова промена магнетске отпорности на путу флукса узрокује више хармонике у магнетској индукцији \vec{B} , а и дисторзије у индукованој ЕМС и струји статора.

Код највећег броја АМ магнетско засићење најчешће прво настаје у зупцима статора и ротора. Засићење се тада испољава у спектру статорске струје у функцији брзине обртања ротора. Фазе хармоника засићења су такве да се труде да заобле таласни облик флукса који је изазвао засићење [80]. АМ са затвореним роторским жлебовима имају изражену анизотропију услед засићења. Код њих се промена ПРМП услед засићења физички може разумети као увећано отварање жлеба ка зазору. Када засићење настане у јарму, хармоници засићења имају фазу која тежи да појача вршну вредност таласног облика резултујућег флукса [120]. Ако је само први хармоник поља засићен, ПРМП се може моделирати према [120], [121], [122], као

$$\lambda_z = \sum_{h_z=1}^{\infty} \frac{\hat{\lambda}_z}{2} \cos[2h_z(p\theta - \omega_s t)]. \quad (2.84)$$

где h_z и $\hat{\lambda}_z$ редом ред и вршна вредност хармоника услед засићења који утичу на статорски флуks [120]. Виши хармоници вектора магнетске индукције услед засићења су описани редом

$$\begin{aligned} B_{z,v,q}^s(\theta, t) &= f_{v,q}^s(\theta, t)\lambda_z(\theta) = \\ &= \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{h_z=-\infty \\ h_z \neq 0}}^{\infty} \hat{B}_{h_z,v,q}^s \cos\left((q\omega_s - 2h_z\omega_s)t - (vp - 2ph_z)\theta + \varphi_{q,v}\right) \end{aligned} \quad (2.85)$$

где је $\hat{B}_{h_z, v, q}^s = \hat{\lambda}_z F_{v, q}^s / 4$. Угаона брзина и број пари полова хармоника засићења редом износе $\omega_{z, v, q} = h_z q \omega_s = \omega_s (q \pm 2h_z)$ и $p_{z, v, q} = h_z v p = p (v \pm 2h_z)$. Може се видети да магнетско засићење зупца производи компоненте поља реда 1,3,5,7,9, итд. [80]. Други приступ моделирању засићења је путем трећег хармоника магнетске индукције [65], [120]. Код овог приступа, промена ПРМП услед засићења се апроксимира простопериодичном функцијом

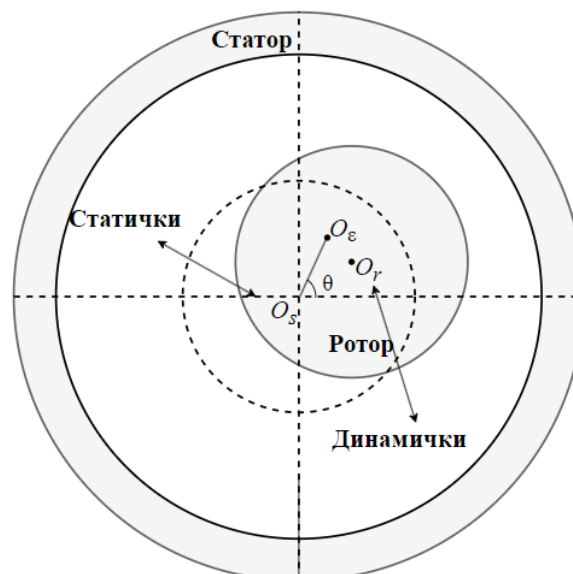
$$\lambda_z(\theta) = \frac{1}{\delta} \left[1 - \frac{2 k_{sat} - 1}{3 k_{sat}} [1 - \cos(2p\theta - 2\omega_s t)] \right] \quad (2.86)$$

где је k_{sat} однос вршних вредности првих хармоника поља у зазору када је машина незасићена и када је засићена [62]. Посматра се интеракција само првог хармоника МПС статора $F_{1 max} \cos(\omega_s t - p\theta)$ са променљивом ПРМП, док се друге компоненте МПС и анизотропије занемарују, као и несавршености напајања. Тада, интеракција првог хармоника МПС статора са променљивом ПРМП (2.86), резултује вишим хармоницима услед засићења описани као

$$B(\theta, t) = \frac{F_{1 max}}{\delta k_{sat}} \cos(\omega_s t - p\theta) - \frac{F_{1 max} k_{sat} - 1}{3\delta k_{sat}} \cos(3\omega_s t - 3p\theta). \quad (2.87)$$

2.3.6 Ексцентрицитет ротора

Ексцентрицитет ротора може бити динамички, статички или комбиновани, и доводи до асиметричних сила које узрокују вибрације, квар на лежајевима, итд. [69]. Код статичког оса симетрије ротора O_r и оса ротације O_ε су преклопљене и трајно измештене из осе симетрије АМ, као на Слици 2.13. Статички настаје услед лоше монтаже лежајева, неусклађеног кућишта АМ или овалности статора [123], [124]. Код динамичког ексцентрицитета оса ротације O_ε се поклапа са осом симетрије статора O_s али се разликује од осе симетрије ротора O_r . Одступање се мења са обртањем ротора и постоји динамичка промена зазора. Ово се јавља услед извијања или савијања вратила, неусклађеног оптерећења, итд. Комбиновани ексцентрицитет настаје као комбинација наведених феномена, и оса ротације је различита и од осе симетрије и статора и ротора. Промене зазора услед наведених феномена се могу моделирати као [123]:



Слика 2.13. Геометријско измештање ротора као узрок ексцентрицитета.

$$\delta(\theta, \theta_m) = \delta[1 - k_{se} \cos(\theta) - k_{de} \cos(\theta - \theta_m)]. \quad (2.88)$$

Први простопериодични члан описује статички ексцентрицитет у функцији положаја дуж обима статора и одступања између оса O_ε и O_s коефицијентом $k_{se} = \overline{O_\varepsilon O_s} / \delta$. Други члан описује динамички ексцентрицитет у функцији положаја дуж обима статора, угла обртања ротора θ_m и одступања између оса O_ε и O_r коефицијентом $k_{de} = \overline{O_\varepsilon O_r} / \delta$. Истурени полови и друге геометријске асиметрије у магнетским колима статора и ротора код ЕМ се могу интерпретирати и моделовати на сличан начин [66]. Промена ПРМП услед статичког ексцентрицитета се може моделовати као

$$\lambda_{se}(\theta) = \sum_{h_{se}=1}^{\infty} \hat{\lambda}_{h_{se}} \cos(h_{se}\theta) = \sum_{h_{se}=1}^{\infty} \frac{2\mu_0}{\delta} \frac{(1 - \sqrt{1 - k_{se}^2})^{h_{se}}}{k_{se}^{h_{se}} \sqrt{1 - k_{se}^2}} \cos(h_{se}\theta), \quad (2.89)$$

где је h_{se} ред хармоника услед статичког ексцентрицитета [80], [121]. Промена ПРМП услед динамичког ексцентрицитета, где је h_{de} ред хармоника услед динамичког [80], је описана са

$$\lambda_{de}(\theta) = \sum_{h_{de}=1}^{\infty} \hat{\lambda}_{h_{de}} \cos[h_{de}(\theta - \Omega_m t)] = \sum_{h_{de}=1}^{\infty} \frac{2\mu_0}{\delta} \frac{(1 - \sqrt{1 - k_{de}^2})^{h_{de}}}{k_{de}^{h_{de}} \sqrt{1 - k_{de}^2}} \cos[h_{de}(\theta - \Omega_m t)]. \quad (2.90)$$

Компоненте статорске индукције у зазору услед интеракције МПС статора са променљивом ПРМП услед статичког и динамичког ексцентрицитета ротора, дате су редом као

$$B_{se,v,q}^s(\theta, t) = \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{h_{se}=-\infty \\ h_{se} \neq 0}}^{\infty} \hat{B}_{se,q,v}^s \cos(q\omega_s t - (vp - h_{se})\theta + \varphi_{q,v}), \quad (2.91)$$

$$B_{de,v,q}^s(\theta, t) = \sum_{q=1}^{\infty} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{h_{de}=-\infty \\ h_{de} \neq 0}}^{\infty} \hat{B}_{de,q,v}^s \cos((q\omega_s - h_{de}\Omega_m)t - (vp - h_{de})\theta + \varphi_{q,v}). \quad (2.92)$$

где су $\hat{B}_{se,q,v}^s = F_{v,q}^s \hat{\lambda}_{h_{se}} / 2$ и $\hat{B}_{de,q,v}^s = F_{v,q}^s \hat{\lambda}_{h_{de}} / 2$ вршне вредности виших хармоника услед ексцентрицитета реда h_{se} и h_{de} , респективно. Може се уочити да свака компонента статорске МПС услед статичког ексцентрицитета ствара два додатна хармоника у зазору исте електричне угаоне брзине $q\omega_s$, али различите полности $vp \pm h_{se}$. Односно, статички ексцентрицитет ствара компоненте флуksа које имају другачији број пари полова у поређењу са хармоницима који постоје у исправној машини, али постоје на истим учестаностима у спектру струје на којима већ постоје други хармоници у исправној машини када модификују њихове вредности. Зато се не могу користити за потребе *MCSA* метода. Детекција статичког ексцентрицитета се спроводи употребом раније наведених индиректних метода, заснованих на РЖХ [80] и на расподељеном спектру који настаје у околини хармоника анизотропије од интереса (енгл. *spectral leakage*). Динамички ексцентрицитет такође ствара две компоненте, али на специфичним угаоним брзинама $q\omega_s \pm h_{de}\Omega_m$ и са ефективним бројем пари полова $vp \pm h_{de}$. Зато се динамичко одступање може користити за потребе *sensorless* алгоритама. Хармоници услед статичког ексцентрицитета имају супротан смер обртања од других компонената са којима се поклапају, и доводе до пулсационих момената као што је раније објашњено.

2.3.7 Вектор магнетске индукције статора

Из представљеног, може се закључити да сваки временски хармоник у интеракцији са расподељеним намотајем статора ствара две компоненте МПС статора. Када се занемаре анизотропије, ове две компоненте МПС стварају две компоненте вектора магнетске индукције. У супротном, свака компонента МПС статора ствара две, четири или осам додатних компоненти поља у интеракцији са сваком од анализираних анизотропија: жлебови на ротору, жлебови на статору, засићење, статички и динамички ексцентрицитет. Односно, један хармоник МПС ствара 11 компоненти индукције, тј. један временски хармоник нападања ствара 22 компоненте индукције, где је сваки хармоник описан својим бројем пари полова p_{h_i} , угаоном учестаношћу ω_{h_i} , вршном вредношћу $\hat{B}_{h_i}^s$ и фазом у односу на основно поље φ_{h_i} , као

$$\begin{aligned} B_{\{h_i\}}^s(\theta, t) &= f_{v,q}^s(\theta, t) \cdot (\Lambda_0 + \lambda_{slot} + \lambda_z + \lambda_{se} + \lambda_{de}) = \\ &= B_{0,q,v}^s(\theta, t) + B_{slot,q,v}^s(\theta, t) + B_{z,q,v}^s(\theta, t) + B_{se,v,q}^s(\theta, t) + B_{de,v,q}^s(\theta, t) = \\ &= \sum_{i=1}^7 \sum_{h_i} \hat{B}_{h_i}^s \cos(\omega_{h_i} t - p_{h_i} \theta + \varphi_{h_i}) \end{aligned} \quad (2.93)$$

$$h_i = \begin{cases} h_7 = q \in [1, +\infty) \\ h_6 = v \in (-\infty, 0) \cup (0, +\infty) \\ h_5 = h_s \in (-\infty, +\infty) \\ h_4 = h_r \in (-\infty, +\infty) \\ h_3 = h_z \in (-\infty, 0) \cup (0, +\infty) \\ h_2 = h_{se} \in (-\infty, 0) \cup (0, +\infty) \\ h_1 = h_{de} \in (-\infty, 0) \cup (0, +\infty) \end{cases} \quad (2.94)$$

$$\hat{B}_{h_i}^s = \begin{cases} \hat{B}_{h_i}^s & h_i < 0 \\ -\hat{B}_{h_i}^s & h_i > 0 \end{cases} \begin{matrix} q \neq 0 \\ v \neq 0 \end{matrix} = \begin{cases} F_{v,q}^s \Lambda_0 & \text{за } h_i = h_s = 0, h_i = h_r = 0, \\ F_{v,q}^s \hat{\lambda}_{rs} / 4 & \text{за } h_i = h_s \neq 0, h_i = h_r \neq 0, \\ F_{v,q}^s \hat{\lambda}_z / 4 & \text{за } h_i = h_z \neq 0, \\ F_{v,q}^s \hat{\lambda}_{se} / 2 & \text{за } h_i = h_{se} \neq 0, \\ F_{v,q}^s \hat{\lambda}_{de} / 2 & \text{за } h_i = h_{de} \neq 0, \end{cases} \quad (2.95)$$

$$\omega_{h_i} = \begin{cases} q \omega_s & \text{за } h_i = h_s = 0, h_i = h_r = 0, \\ q \omega_s \pm h_r N_R \Omega_m & \text{за } h_i = h_s \neq 0, h_i = h_r \neq 0, \\ q \omega_s \pm 2 h_z \omega_s & \text{за } h_i = h_z \neq 0, \\ q \omega_s & \text{за } h_i = h_{se} \neq 0, \\ q \omega_s \pm h_{de} \Omega_m & \text{за } h_i = h_{de} \neq 0, \end{cases} \begin{matrix} q \neq 0 \\ v \neq 0 \end{matrix} \quad (2.96)$$

$$p_{h_i} = \begin{cases} vp & \text{за } h_i = h_s = 0, h_i = h_r = 0, \\ vp \pm h_s N_S \pm h_r N_R & \text{за } h_i = h_s \neq 0, h_i = h_r \neq 0, \\ vp \pm 2 p h_z & \text{за } h_i = h_z \neq 0, \\ vp \pm h_{se} & \text{за } h_i = h_{se} \neq 0, \\ vp \pm h_{de} & \text{за } h_i = h_{de} \neq 0, \end{cases} \begin{matrix} q \neq 0 \\ v \neq 0 \end{matrix} \quad (2.97)$$

2.3.8 Реакција кавезног роторског намотаја

Краткоспојени роторских намотај се налази у променљивом обртном пољу статора. Линије поља вектора магнетске индукције $B_{\{h_i\}}^s$ пресецају роторске штапове и индукују ЕМС коју тада

чине представљени хармоници. Број полова на кавезном ротору је одређен вишеполношћу побудног поља статора. Ако се посматра само први хармоник струје статора учестаности ω_s , у кавезу ротора постоје струје учестаности клизања ω_k , $\omega_k = p\Omega_k = p(\Omega_s - \Omega_m)$, $s = \Omega_k/\Omega_s$. Према потпоглављу 2.3.2, просторни хармоник $v = 5$ створиће обртно поље које се обрће механичком брзином $\omega_s/(vp)$. Индуковане струје на ротору услед посматране компоненте поља су тада описане угаоном учестаношћу $\omega_k/(vp) = \omega_s/(vp) - \Omega_m$, односно

$$\omega_{kv} = \omega_s - vp\Omega_m = \omega_s - v\omega_m = \omega_s - v(1-s)\omega_s = \omega_s(1-v(1-s)) = s_v\omega_s \quad (2.98)$$

где је s_v клизање за v -ти хармоник просторне расподеле намотаја статора. Тада се струје роторског намотаја, индуковане од стране просторних хармоника поља реда $v = 6k + 1, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ који потичу од расподеле статорског намотаја, могу изразити као

$$i_v^r(t) = \sum_{v=1}^{\infty} I_v^r \sqrt{2} \cos[(1-v(1-s))\omega_s t] = \sum_{v=1}^{\infty} I_v^r \sqrt{2} \cos(s_v\omega_s t), \quad (2.99)$$

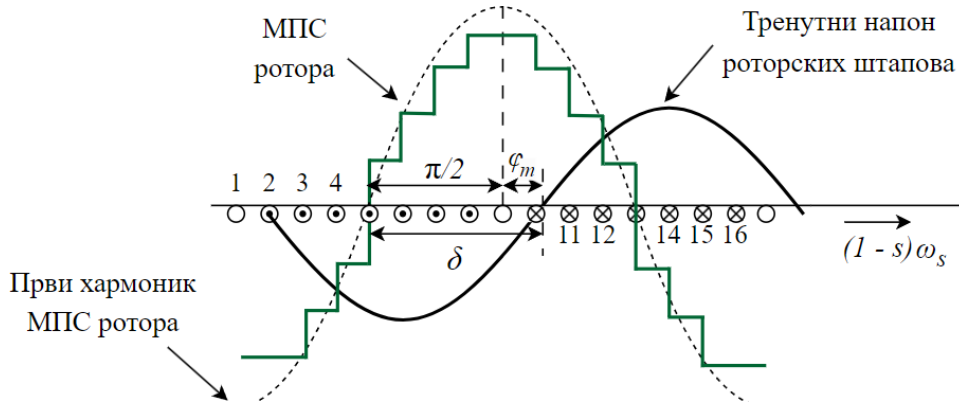
где је I_v^r ефективна вредност струје ротора индукованог услед вишег просторног хармоника поља статора реда v . Могуће је уважити истом логиком и остале разматране анизотропије. Ако је ротор аксијалне дужине L и пречника D_R , а линеарна брзина између штапа $m = \{0, 1, \dots, N_R - 1\}$ и првог и виших хармоника индукције $B_{\{h_i\}}^s(\theta, t)$ описана са $V_{m,\{h_i\}}$, индукована ЕМС на штапу m се добија као $e_{m,\{h_i\}}^r(t) = B_{\{h_i\}}^s(\theta_m, t)LV_{m,\{h_i\}}$ [53], тј.

$$e_{m,\{h_i\}}^r(t) = \hat{B}_{h_i}^s L \frac{D_R}{2} (\omega_{h_i} - p_{h_i}\Omega_m) \cos \left[(p_{h_i}\Omega_m - \omega_{h_i})t - p_{h_i} \frac{2\pi}{N_R} m + \varphi_{h_i} \right]. \quad (2.100)$$

Штапне ЕМС су фазно померене за просторни померај штапа m према референтној оси ротора. Хармоници ЕМС индукују струје фазно померене за вредност угла фактора снага φ_m , као на Слици 2.14, где је φ_m функција импедансе роторског штапа \underline{Z}_m [125]. Струја штапа m , $\hat{i}_m^r = \hat{e}_m^r/\underline{Z}_m$, одређена је индукцијом $B_{\{h_i\}}^s(\theta, t)$, оптерећењем и брзином обртања ротора као

$$i_{m,\{h_i\}}^r(t) = \sum_{i=1}^7 \sum_{\{h_i\}} \frac{\hat{B}_{h_i}^s L D_R}{2 |\underline{Z}_m|} (\omega_{h_i} - p_{h_i}\Omega_m) \cos \left((p_{h_i}\Omega_m - \omega_{h_i})t + p_{h_i} \frac{2\pi}{N_R} m + \varphi_{h_i} - \varphi_m \right). \quad (2.101)$$

При прелому штапа k , долази до увећања отпорности штапа. Тада је АМ несиметрично оптерећење, а роторске струје чине асиметрични трофазни систем са вишим хармоничима. Лом штапа се уважава применом суперпозиције и разматрањем стања у присуству и у одсуству квара. У присуству квара потребно је посматрати матрице индуктивности и отпорности које описују стање квара, тј. промену импедансе роторског штапа $|\underline{Z}_m| \mathcal{A}\{\varphi_m\}$ [83]. Матрица отпорности услед квара је описана инкременталним отпорностима на позицијама $a_{k,k} = a_{k+1,k+1} = \Delta R_{mk}$, $a_{k,k+1} = a_{k+1,k} = -\Delta R_{mk}$, док су остали елементи матрице једнаки нули. Потпуни прелом штапа се уважава са $\Delta R_{mk} = \infty$. Матрица отпорности услед квара је дата са



Слика 2.14. Анализа реакције кавезног ротора над два пола роторског намотаја.

$$[\Delta R_{RR,k}] = \begin{bmatrix} \dots & & & & & & \\ & a_{k,k} & a_{k,k+1} & & & & \\ & a_{k+1,k} & a_{k+1,k+1} & & & & \\ & & & \dots & & & \end{bmatrix}. \quad (2.102)$$

При прелому штапа, индуктивност између n -тог навојка статора, $n = \{0, 1, \dots, N_S - 1\}$, и m -тог штапа ротора представља елемент матрице индуктивности $\{n, m\}$ и описан је изразом

$$l_{n,m,h_{lom}}(\theta_m) = \sum_{h_{lom}=-\infty}^{\infty} L_{h_{lom}} \cos \left[h_{lom} \left(\theta_m - (n-1) \frac{2\pi}{N_S} + (m-1) \frac{2\pi}{N_R} \right) \right] \quad (2.103)$$

где је $L_{h_{lom}}$ међусобна индуктивност између n -тог навојка статора и m -тог штапа ротора $\{n, m\}$ при компоненти поља реда h_{lom} која настаје услед прелома роторског штапа. Уважавањем (2.102) и (2.103) у моделу АМ (2.36) – (2.39), добија се садржај виших хармоника у роторским флуксевима услед прелома роторског штапа. У наставку, разматра се само симетрични систем роторских струја. Ипак, крај анализе обухвата и закључке у вези са кваровима у АМ.

МПС ротора настаје услед постојања струја у просторно распоређеним штаповима [53]. Просторна расподела МПС ротора може се добити путем навојне функције као и МПС статора. За концентрисани намотај ротора са N_R навојака са струјом (2.99) постављених дуж обима ротора на углу $\alpha = 2\pi/N_R$, навојна функција ротора се може изразити према (2.53) као

$$N^R(\theta_k) = \begin{cases} N_R \left(1 - \frac{\alpha}{2\pi}\right) = N_R \left(1 - \frac{1}{N_R}\right) = N_R - 1; & \text{за } -\frac{\pi}{N_R} \leq \theta_k \leq \frac{\pi}{N_R} \\ -N_R \frac{\alpha}{2\pi} = -N_R \frac{1}{N_R} = -1; & \text{за остало } \theta_k \end{cases} \quad (2.104)$$

Ако је ν ред просторног хармоника навојне функције статора, а h_m ред вишег хармоника роторске навојне функције, тада се, развојем функције $N^R(\theta_k)$ у Фуријеов ред, редом могу изрази хармонијска расподела навојне функције и МПС концентрисаног роторског намотаја

$$N_{h_m}^R(\theta_k) = \sum_{h_m=1}^{\infty} \frac{2N_R}{h_m\pi} \sin\left(h_m \frac{\pi}{N_R}\right) \cos(h_m \theta_k), \quad (2.105)$$

$$f_{v,h_m}^R(\theta_k, t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{h_m=-\infty \\ h_m \neq 0}}^{\infty} F_{v,h_m}^R \cos(s_v \omega_s t - h_m \theta_k), \quad (2.106)$$

где у циљу једноставнијег записа, важи да је $h_m = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, тј. да сваки хармоник реда h_m чине две осцилаторне функције вршних вредности F_{v,h_m}^R дате као

$$F_{v,h_m}^R = \frac{I_v^r N_R \sqrt{2}}{h_m \pi} \sin\left(h_m \frac{\pi}{N_R}\right) = [F_{v,h_m}^R]_{h_m > 0} = [-F_{v,h_m}^R]_{h_m < 0}. \quad (2.107)$$

Ако се намотај ротора подели у две навојка просторно померена за угао $2\pi/N_R$, струје које постоје у штаповима су исте вршне вредности и фазно померене за угао $2\pi v p/N_R$ услед просторног помераја штапова и вишеполности узроковане вишим просторним хармоницима статорске струје. Тада се за додатни навојак струја, представа навојне функције применом Фуријеовог реда и МПС могу представити изразима, редом као

$$i_{v,m=2}^r(t) = \sum_{v=1}^{\infty} I_v^r \sqrt{2} \cos\left(s_v \omega_s t - v p \frac{2\pi}{N_R}\right), \quad (2.108)$$

$$N_{k=2}^R(\theta_k) = \sum_{h_m=1}^{\infty} \frac{2N_R}{h_m \pi} \sin\left(h_m \frac{\pi}{N_R}\right) \cos\left[h_m \left(\theta_k - \frac{2\pi}{N_R}\right)\right], \quad (2.109)$$

$$f_{v,h_m,k=2}^R(\theta_k, t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{h_m=-\infty \\ h_m \neq 0}}^{\infty} F_{v,h_m}^R \cos\left[s_v \omega_s t + h_m \theta_k - (v p + h_m) \frac{2\pi}{N_R}\right]. \quad (2.110)$$

Сабирањем доприноса свих роторских штапова, Слика 2.14, добија се укупна МПС ротора

$$f_{v,h_m}^R(\theta_k, t) = \sum_{m=0}^{N_R-1} \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{h_m=-\infty \\ h_m \neq 0}}^{\infty} F_{v,h_m}^R \cos\left(s_v \omega_s t + h_m \theta_k - m(v p + h_m) \frac{2\pi}{N_R}\right). \quad (2.111)$$

Реакција кавезног намотаја на МПС постоји када је $|h_m| = |v|p$, или $|h_m| \pm v p = \pm k N_R$, где је $k = 0, 1, 2, 3 \dots$ [62]. Када је $|h_m| = |v|p$ добија се реакција на први хармоник МПС статора вршне вредност $F_{v,1}^R$, а за $|h_m| = \pm k N_R \pm v p$ роторски жлебни хармоници (РЖХ), према (2.107) вршних вредности $F_{v,rsh1}^R$ и $F_{v,rsh2}^R$, који су директна последица просторне расподеле штапова ротора, тј. $f_{v,h_m}^R(\theta_k, t) = f_{v,1}^R(\theta_k, t) + f_{v,rsh1}^R(\theta_k, t) + f_{v,rsh2}^R(\theta_k, t)$, где су

$$f_{v,1}^R(\theta_k, t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{v,1}^R \cos(s_v \omega_s t - v p \theta_k). \quad (2.112)$$

$$f_{v,rsh1}^R(\theta_k, t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{v,rsh1}^R \cos(s_v \omega_s t + (k N_R - v p) \theta_k). \quad (2.113)$$

$$f_{v, rsh2}^R(\theta_k, t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{v, rsh2}^R \cos(s_v \omega_s t - (kN_R + vp)\theta_k). \quad (2.114)$$

Циљ анализе је свести све анизотропије на статорску страну како би се разматрали утицаји посматрајући линијски спектра струје статора. Свођење хармоника МПС ротора на статорски координатни систем се постиже уважавајући $\theta_k = \theta - \theta_m$ и (2.98), што резултује изразима

$$f_{v,1}^R(\theta, t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{v,1}^R \cos(\omega_s t - vp\theta), \quad (2.115)$$

$$f_{v, rsh1}^R(\theta, t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{v, rsh1}^R \cos \left[\left(1 - \frac{kN_R}{p}(1-s) \right) \omega_s t + (kN_R - vp)\theta \right], \quad (2.116)$$

$$f_{v, rsh2}^R(\theta, t) = \sum_{\substack{v=-\infty \\ v \neq 0}}^{\infty} F_{v, rsh2}^R \cos \left[\left(1 + \frac{kN_R}{p}(1-s) \right) \omega_s t - (kN_R + vp)\theta \right]. \quad (2.117)$$

Полазећи од израза за струју роторских штапова (2.101) и навојних функција намотаја ротора (2.105), (2.109), МПС ротора као и вршне вредности хармоника су описане редом

$$f_{\{h_i\}, m, h_m}^R(\Omega_m, \theta, t) = \sum_{i=1}^7 \sum_{\{h_i\}} \sum_{m=0}^{N_R-1} \sum_{\substack{h_m=-\infty \\ h_m \neq 0}}^{\infty} F_{\{h_i\}, h_m}^R \cos \left\{ (p_{h_i} \Omega_m - \omega_{h_i})t - smh_m\theta + (p_{h_i} + h_m) \frac{2\pi}{N_R} m + \varphi_{h_i}^m \right\}, \quad (2.118)$$

$$F_{\{h_i\}, h_m}^R = \frac{2N_R}{h_m \pi} \sin \left(h_m \frac{\pi}{N_R} \right) \frac{\hat{B}_{h_i}^s L r_r}{|Z_m|} (\omega_{h_i} - p_{h_i} \Omega_m) = [F_{\{h_i\}, h_m}^R]_{h_m > 0} = [-F_{\{h_i\}, h_m}^R]_{h_m < 0}. \quad (2.119)$$

где је $\varphi_{h_i}^m = \varphi_{h_i} - \varphi_m$. Дати изрази уважавају раније уведене дисторзије МПС статора као и расподелу намотаја ротора. Представљени израз описује промену МПС ротора у зазору и у времену. Како реакција кавезног намотаја постоји ако је $|h_m| \pm vp = \pm kN_R$, где је $k = 0, 1, 2, 3, \dots$, полазећи од (2.118) може се изразити укупна МПС роторског намотаја која постоји у зазору и то сведена на координатни систем статора као,

$$f_{\{h_i\}, h_m}^R(\theta, \theta_m, t) = \sum_{i=1}^7 \sum_{\{h_i\}, h_m} F_{\{h_i\}, h_m}^R \cos [(\omega_{h_i} + N_R h_m \Omega_s)t - (p_{h_i} + N_R h_m)\Omega_m t - \varphi_{h_i}^m]. \quad (2.120)$$

2.3.9 Линијски спектар струје статорског намотаја

МПС ротора (2.120) се састоји од хармоника који настају услед дисторзија МПС статора и расподељеног намотаја. Уважавајући (2.96), (2.97), (2.120) и да је $h_m = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

хармоници у (2.120) су описани електричном угаоном учестаношћу $\omega_R = \omega_{h_i} + N_R h_m \Omega_s$ и ефективним бројем полова $p_R = p_{h_i} + N_R h_m$. МПС ротора интерагује са променљивом ПРМП, услед постојања жлебова на статору и ротору, засићења на путу магнетског флукса и ексцентрицитета на исти начин као раније МПС статора,. Вектор магнетске индукције ротора се, уважавајући претходне закључке и (2.80), (2.84), (2.89), (2.90), може изразити као

$$B_{\{h_u\}}^R(\theta, \theta_m, t) = f_{\{h_i\}, h_m}^R(\theta, \theta_m, t)(\Lambda_0 + \lambda_{slot} + \lambda_z + \lambda_{se} + \lambda_{de}) = \sum_{u=1}^{13} \sum_{h_u} \hat{B}_{h_u}^R \cos(\omega_{h_u} t - p_{h_u} \theta + \varphi_{h_u}) \quad (2.121)$$

$$\hat{B}_{h_u}^R = [\hat{B}_{h_u}^R]_{h_u < 0} = [-\hat{B}_{h_u}^R]_{h_u > 0} = \begin{cases} F_{\{h_i\}, h_m}^R \Lambda_0 & \text{за } h_u = h_s^r = 0, h_u = h_r^r = 0, \\ F_{\{h_i\}, h_m}^R \hat{\lambda}_{rs}/4 & \text{за } h_u = h_s^r \neq 0, h_u = h_r^r \neq 0, \\ F_{\{h_i\}, h_m}^R \hat{\lambda}_z/4 & \text{за } h_u = h_z^r \neq 0, \\ F_{\{h_i\}, h_m}^R \hat{\lambda}_{h_{se}}/2 & \text{за } h_u = h_{se}^r \neq 0, \\ F_{\{h_i\}, h_m}^R \hat{\lambda}_{h_{de}}/2 & \text{за } h_u = h_{de}^r \neq 0, \end{cases} \quad (2.122)$$

$h_u = \{q, v, h_s, h_r, h_z, h_{se}, h_{de}, h_m, h_s^r, h_r^r, h_z^r, h_{se}^r, h_{de}^r\}$, где је фазни став произвољног хармоника φ_{h_u} . Ширина спектра МПС статора је описана са (2.94)-(2.97), а хармоници који постоје услед интеракције МПС ротора и променљиве ПРМП налазе се у опсезима датим са $\{h_m, h_s^r, h_r^r, h_z^r, h_{se}^r, h_{de}^r\} \in (-\infty, 0) \cup (0, +\infty)$. Применом идентичног аналитичког извођења као раније код МПС статора, може се показати да при интеракцији МПС (2.120) са променљивом ПРМП услед засићења (2.84) настају хармоници реда $h_z^r = 1, 2, 3 \dots$ са бројем пари полова и на учестаности $p_R \pm 2ph_z^r$ и $\omega_R \pm 2h_z^r \omega_R$, респективно. Промене ПРМП на путу МПС ротора услед постојања жлебова на статору и ротору уносе дисторзије у виду четири хармоника, описане са $p_R \pm h_s^r N_S \pm h_r^r N_R$ пари полова и са угаоним брзинама $\omega_R \pm h_r^r N_R \Omega_m$, где су са h_s^r, h_r^r индекси редова просторних хармоника у индукцији ротора услед ожљебљења статора и ротора респективно. Као раније са (2.93) – (2.97), може се описати аналитична зависност броја полова и угаоне учестаности виших хармоника индукције ротора уважавајући статички и динамички ексцентрицитет, респективно са индексима хармоника h_{se}^r и h_{de}^r , као

$$\omega_{h_u} = [\omega_{h_u}]_{\substack{q \neq 0 \\ v \neq 0}} = \begin{cases} \omega_R & \text{за } h_u = h_s^r = 0, h_u = h_r^r = 0, \\ \omega_R \pm h_r^r N_R \Omega_m & \text{за } h_u = h_s^r \neq 0, h_u = h_r^r \neq 0, \\ \omega_R \pm 2h_z^r \omega_R & \text{за } h_u = h_z^r \neq 0, \\ \omega_R & \text{за } h_u = h_{se}^r \neq 0, \\ \omega_R \pm h_{de}^r \Omega_m & \text{за } h_u = h_{de}^r \neq 0, \end{cases} \quad (2.123)$$

$$p_{h_u} = [p_{h_u}]_{\substack{q \neq 0 \\ v \neq 0}} = \begin{cases} p_R & \text{за } h_u = h_s^r = 0, h_u = h_r^r = 0, \\ p_R \pm h_s^r N_S \pm h_r^r N_R & \text{за } h_u = h_s^r \neq 0, h_u = h_r^r \neq 0, \\ p_R \pm 2ph_z^r & \text{за } h_u = h_z^r \neq 0, \\ p_R \pm h_{se}^r & \text{за } h_u = h_{se}^r \neq 0, \\ p_R \pm h_{de}^r & \text{за } h_u = h_{de}^r \neq 0, \end{cases} \quad (2.124)$$

Коначно, укупна просторна расподела магнетске индукције у зазору $B_h^T(\theta, \theta_m, t)$ добија се сабирањем вектора магнетске индукције статора (2.93) и ротора (2.121), уважавајући да у ЕМП учествују само хармоници који испуњавају услове (2.67) и $|h_m| \pm vp = \pm kN_R$, као

$$B_h^T(\theta, \theta_m, t) = B_{\{h_i\}}^S(\theta, t) + B_{\{h_u\}}^R(\theta, \theta_m, t) = \sum_h \hat{B}_h^T \cos(\omega_h t - p_h \theta + \varphi_h), \quad (2.125)$$

где важи релација између индекса $h = h_u$ и где су \hat{B}_h^T , ω_h , p_h , φ_h редом вршна вредност, електрична угаона учестаност, ефективни број пари полова и фазни став хармоника насталог услед моделираних анизотропија описани изразима (2.93)-(2.97), (2.121)-(2.124). Полазећи од (2.125) могу се формирати општи изрази за ефективни број пари полова и електричну угаону учестаност виших хармоника укупног вектора магнетске индукције у зазору као

$$\omega_h = (qp + N_R h_m \pm 2h_z^r N_R h_m \pm 2h_z p) \Omega_s + (\pm h_r^r N_R \pm h_{de}^r \pm h_r N_R \pm h_{de}) \Omega_m, \quad (2.126)$$

$$p_h = (v \pm 2h_z \pm 2h_z^r) p + (\pm h_s \pm h_s^r) N_S + (h_m \pm h_r \pm h_r^r) N_R \pm h_{se}^r \pm h_{de}^r \pm h_{se} \pm h_{de}. \quad (2.127)$$

Хармоници са суперскриптом “ r ” означавају хармонике који постоје у индукцији ротора, а са “ s ” хармонике у индукцији статора. Дати изрази уважавају несавршеност напајања. Број пари полова и угаона учестаност хармоника који потиче од произвољне анизотропије добија се из датих израза постављањем на нулу индексе за анизотропије који нису од интереса.

Услед реакције ротора долази до успостављање међусобног флукса у зазору машине који обухвата намотаје статора и ротора. Свака компонента индукција $B_h^T(\theta, \theta_m, t)$ потиче од просторног хармоника реда v намотаја статора. Како линије индукције $B_h^T(\theta, \theta_m, t)$ секу просторно распоређен намотај статора, свака компонента индукције је спрегнута са сваким вишим хармоником навојне функције статора. За потребе анализе ове спреге, хармоници навојне функције статора су сада описани индексом $h_v = 1, 3, 5 \dots$. За унутрашњи пречник статора D_S , међусобни флуks $\psi_{h,n}$, који постоји услед интеракције индукције $B_h^T(\theta, \theta_m, t)$ са фазом n статорског намотаја, описан је сумом свих хармоника флуksа ψ_{h,n,h_v} који настају услед спреге индукције $B_h^T(\theta, \theta_m, t)$ са просторним хармоникима навојне функције h_v (2.61), као

$$\psi_{h,n}^S = \sum_{h_v=1}^{\infty} \psi_{h,n,h_v} = \sum_{h_v=1}^{\infty} \int_{\theta}^{\theta+2\pi} N_{n,h_v}(\theta_y) \int_{\theta_y}^{\theta_y+\pi/p_h} \frac{D_S}{2} B_h^T(\theta_x, t) d\theta_x d\theta_y. \quad (2.128)$$

Хармоник индукције $B_h^T(\theta, \theta_m, t)$ учествује у формирању међусобног флуksа ако и само ако је $h_v p = p_h$. Тада је флуks (2.128) различит од нуле, а хармоника флуksа ψ_{h,n,h_v} је дат изразом

$$\psi_{h,n,h_v}(t) = -\hat{\psi}_{h,n,h_v} \hat{B}_h^T \sin\left(\omega_h t + h_v n \frac{2\pi}{3} + \varphi_{\psi}\right); \quad \hat{\psi}_{h,n,h_v} = \frac{2c_p c_t D_S N_N}{p_h h_v p}; \quad (2.129)$$

где је $\varphi_{\psi} = \varphi_{h_v} - \varphi_h$. Уважавајући (2.67), (2.127), $h_v p = p_h$, $|h_m| \pm v p = \pm k N_R$, може се написати општи услов за успостављање ЕМП из угла првог и виших хармоника флуksа као

$$\frac{h_v}{2} = p \left(\frac{q}{2} - ni \right) \pm h_z \pm h_z^r + \frac{\pm h_s \pm h_s^r}{2p} N_S + \frac{h_m \pm h_r \pm h_r^r}{2p} N_R \pm \frac{h_{se}^r}{2p} \pm \frac{h_{de}^r}{2p} \pm \frac{h_{se}}{2p} \pm \frac{h_{de}}{2p}. \quad (2.130)$$

Хармоници флуksа представљени са (2.128) индукују ЕМС у фазним намотајима статора. Први и виши хармоници ЕМС статора који настају услед реакције ротора су функција брзине

обртања, оптерећења и конструкционих параметара машине, броја пари полова, жлебова, итд. Први и виши хармоници ЕМС индукују први и више хармонике струје намотаја статора. Дакле, изобличења флукса у зазору осликавају се у ЕМС која диктира хармонијска изобличења струје статора укључујући роторске жлебне (РЖХ) и статорске жлебне хармонике (СЖХ), хармонике услед засићења, итд. Укупна ЕМС статора, и струје које настају услед хармоника који чине ЕМС, за произвољну фазу n дате су редом изразима

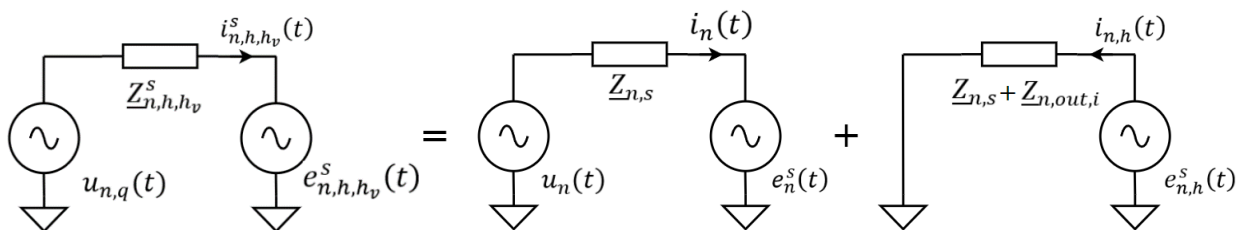
$$e_{n,h,h_v}^s(t) = -\frac{d\psi_{h,n,h_v}}{dt} = \hat{e}_{n,h,h_v}^s \cos\left(\omega_h t + h_v n \frac{2\pi}{3} + \varphi_\psi\right); \quad \hat{e}_{n,h,h_v}^s = \frac{\hat{\psi}_{h,n,h_v}}{\omega_h}, \quad (2.131)$$

$$i_{n,h,h_v}^s(t) = \hat{i}_{n,h,h_v}^s \cos\left(\omega_h t + h_v n \frac{2\pi}{3} + \varphi_\psi - \varphi_{n,h_v}\right); \quad \hat{i}_{n,h,h_v}^s = \frac{\hat{e}_{n,h,h_v}^s}{\hat{Z}_{n,h,h_v}^s}, \quad (2.132)$$

где је \hat{Z}_{n,h,h_v}^s модуо укупне импеданса фазе n статорског намотаја $\underline{Z}_{n,s}$ и импедансе излаза инвертора $\underline{Z}_{n,out,i}$ на учестаности посматраног хармоника $\{h, h_v\}$, где је $\underline{Z}_{n,h,h_v}^s = \underline{Z}_{n,s} + \underline{Z}_{n,out,i}$.

ЕМС (2.131) чине хармоници који су у синхронизму са напонским извором и хармоници чија се учестаност мења са променом брзине или клизања [126]. Напонски извор, инвертор, као што је показано у потпоглављу 2.1, генерише жељени напонски сигнал (2.18), али и нежељене више хармонике (2.19). На основу пружене анализе, може се закључити да први хармоник напајања генерише жељени први хармоник ЕМС, као и нежељене хармонике услед анизотропија у АМ. Сваки виши хармоник напајања такође генерише више хармонике услед анизотропија. ЕМС (2.131) се може представити као збир првог хармоника, који настаје услед првог хармоника напајања где су занемарене све анизотропије $e_n^s(t)$, и свих осталих хармоника $e_{n,h}^s(t)$, тј. $e_{n,h,h_v}^s(t) = e_n^s(t) + e_{n,h}^s(t)$. На исти начин, полазећи од (2.132) укупна струја статора се може представити као збир првог и осталих хармоника као $i_{n,h,h_v}^s(t) = i_n(t) + i_{n,h}(t)$. Струја $i_{n,h}(t)$ потиче од анизотропија АМ и то РЖХ, СЖХ, засићења, ексцентрицитета, али и од несавршености инвертора. Представљени динамички модел АМ заснован на ОТЕМ се може проширити уважавајући (2.131). Применом суперпозиције могу се формирати две заменске шеме приказане на Слици 2.15. У две шеме фигуришу две ЕМС које представљају наведене групе хармоника. Прва шема је модел АМ заснован на ОТЕМ који уважава хармоник напајања са којим је ЕМС $e_n^s(t)$ у синхронизму. У другој шеми напајање је моделирано кратком везом и импедансом излаза инвертора $\underline{Z}_{n,out,i}$, која увећава фазну импедансу АМ $\underline{Z}_{n,s}$. ЕМС $e_{n,h}^s(t)$ чине виши хармоници који генеришу више хармонике струје статора $i_{n,h}(t)$.

Позиција виших хармоника у спектру статорске струје зависи од механичке брзине обртања ротора и других наведених параметара. Код исправне машине [62], хармоници струје $i_{n,h}(t)$ се могу поделити на временске хармонике који настају услед нелинеарности прекидача [22], мртвог времена [47], *PWM* [6] и просторне хармонике који настају услед просторне расподеле МПС статора и ротора [102], промена дужине зазора услед ожљебљења статора и ротора, засићења, итд. У присуству квара постоје хармоници у струји услед прелома штапова ротора,



Слика 2.15. Проширени модел АМ заснован на анизотропијама.

квара на лежајевима, ексцентрицитет ротора [80] итд. Хармоници струје су малих вршних вредности па се по потреби могу и изоставити из дате анализе при прорачуну МПС статора. Виши хармоници струје садрже податке о стањима у АМ, тј. брзини, zasiћењу, квару, итд. За потребе синтезе *sensorless* алгоритама, а посебно код алгоритама заснованих на *MCSA* приступу, од посебног интереса су учестаност и број пари полова који су у вези са једном од анизотропија, описани са (2.126) и (2.127). Наведени подаци у највећем броју случајева једнозначно описују позицију хармоника од значаја у линијском спектру статорске струје.

Вршна вредност хармоника опада са порастом реда хармоника. Стога, синтеза алгоритама заснованих на *MCSA* приступу се чини на основу првих хармоника анизотропија. Они настају услед првог временског хармоника струје статора учестаности $\omega_s = 2\pi f_s$, а може их бити два или више [62]. Главни хармоници услед анизотропија постоје на учестаностима $f_A = h_a \cdot f_s$ где је h_a ред хармоника анизотропије $f_A = \{f_{SSH}, f_{RSH}, f_{sat}, f_{se}, f_{de}, f_{lom}, f_{lez}, f_{s,v}, f_{r,v}\}$, као у Табели 2.1. Лом штапова се испољава са две компоненте у спектру струје на учестаностима у Табели 2.1. [79], [81]. Хармоници услед квара на лежајевима се јављају на учестаностима који су функција учестаности првог хармоника струје статора и једне од карактеристичних вибрационих учестаности f_v . Квар на лежајевима се такође може детектовати анализом хармоника услед ексцентрицитета [81]. Када постоје и статички и динамички ексцентрицитет у АМ, пожељно је за оцену положаја хармоника услед ове анизотропије користити израз из Табеле 2.1. наведен као комбиновани ексцентрицитет. Ово је исто пожељно када се у ЕП налази АМ са затвореним жлебовима, као и код АМ са специфичним бројем роторских жлебова [88]. Дизајном АМ се потискују нижи хармоници у спектру, на учестаностима $f_{s,v}, f_{r,v}$, који настају услед навојних функција статора и ротора. Од преосталих хармоника, највећу вршну вредност имају хармоници услед променљиве ПРМП и навојних функција, статорски жлебни хармоници f_{SSH} (енгл. *Stator Slot Harmonics – SSH*), роторски жлебни хармоници f_{RSH} (енгл. *Rotor Slot Harmonics – RSH*) и хармоници услед zasiћења f_{SAT} (енгл. *saturation harmonics*) [113].

Табела 2.1. Ред хармоника у струји статора услед анизотропија.

Анизотропија	Ред хармоника [h_a]	Бројач
Статорски жлебни хармоници [f_{SSH}]	$1 \pm k \frac{N_s}{p}$	$k = 1,2,3 \dots$
Роторски жлебни хармоници [f_{RSH}]	$1 \pm k N_R \frac{1-s}{p}$	$k = 1,2,3 \dots$
Расподељен намотај [$f_{s,v}, f_{r,j}$]	$1 \pm 6k; 1 \pm 6j$	$k = 1,2,3 \dots$ $j = 1,2,3 \dots$
Засићење [f_{sat}]	$3 \pm \frac{N_R}{p} (1-s)$	
Статички ексцентрицитет [f_{se}]	$k N_R \frac{1-s}{p} \pm 1$	$k = 1,2,3 \dots$
Динамички ексцентрицитет [f_{de}]	$(k N_R \pm h_{de}) \frac{1-s}{p} \pm 1$	$k = 1,2,3 \dots$ $h_{de} = 1,2,3 \dots$
Комбиновани ексцентрицитет [f_{ke}]	$k \frac{1-s}{p} \pm 1$	$k = 1,2,3 \dots$
Лом роторских шипки [f_{lom}]	$1 \pm 2ks$ или $k(1-s) \pm s$	$k = 1,2,3$ или $k = 1,3,5, \dots$
Квар на лежајевима [f_{lez}]	$\left 1 \pm k \frac{f_v}{f_s} \right $	$k = 1,2,3 \dots$

Интермодулација просторних хармоника услед навојне функције статора и променљиве ПРМП при засићењу ствара трећи хармоник индукције [62]. Код АМ везане у звезду без присуства нултог проводника, потенцијал звездишта (2.12) је доминантно одређењем хармоницима услед засићења, СЖХ и РЖХ, док нулте компоненте струја не постоје у намотајима и спектру. Иако хармоници умношка тројке не постоје у укупној МПС или флуks, мерењем фазних величина могу се применити неки од *sensorless* алгоритама. Оцена брзине може се остварити праћењем броја пролазака кроз нулу потенцијала звездишта, тј. трећег хармоника напона. Ако је статор АМ везан у троугао тада се може анализирати и спектар струје статора без мерења напона.

Вршна вредност хармоника који настају услед навојних функција статора и ротора према (2.80)-(2.82) зависи од геометрије роторског и статорског жлеба (димензија, колико је жлеб искривљен и отворен ка зазору), дубине укопавања спољашњег или унутрашњег намотаја, броја и односа броја статорских и роторских жлебова, итд. [113]. РЖХ често имају највеће вршне вредности од свих хармоника у спектру струје и често су основа *sensorless* алгоритама. Тада је пожељно да АМ има отворене или полуотворене неискривљене жлебове и да важе релације $N_S \pm N_R = 2p$, $N_R > N_S$ [115]. Наведене активности увећавају вршну вредност РЖХ, која такође расте са номиналном снагом машине [111]. Вршна вредност РЖХ је испод 50 mA за АМ снаге до неколико киловата. Јачина РЖХ опада при нижим оптерећењима и брзинама [62], [115], при нижим N_R [116], и ако су роторски жлебови искривљени [117]. Јачина РЖХ не зависе од дизајна електричног кола, просторне и тетивне расподеле намотаја. При нижим учестаностима првог хармоника струје статора, нпр. од 0,5 Hz, јачина РЖХ постаје врло мала и готово га је немогуће детектовати независно од дизајна магнетског кола, радне тачке ЕП или резолуције АД конвертора. Код *sensorless* алгоритама заснованих на РЖХ користе се главни жлебни хармоници (ГЖХ). АМ може да генерише РЖХ ако и само ако је задовољен услов

$$N_R = 2p(3\gamma + \sigma) \quad (2.133)$$

тј. ако је N_R/p паран број, где је γ је природан број [62]. Бројач σ дефинише који ГЖХ постоји. За $\sigma = -1$ у изразу за f_{RSH} у Табели 2.1. се користи знак плус да би се добио хармоник који постоји у АМ. Ако је $\sigma = +1$ користи се минус знак, док за $\sigma = 0$ постоје оба ГЖХ у машини. Постоји само један ГЖХ ако N_R није целобројни умножак броја три, што се обично ради да би се смањила бука и вибрације код АМ. Непознато N_R се може добити применом инверзног *senosrless* алгорита за оцену брзине [114]. Динамика промене учестаности РЖХ, али и других анализираних хармоника, одређена је динамиком промене оптерећења, референце брзине, пропусним опсегом и функцијом осетљивости регулационе петље по брзини.

2.4 Алгоритми за оцену брзине обртања вратила

Анизотропије се могу користити за низ потреба у ЕП. У наставку, разматрају се *sensorless* алгоритми за оцену брзине обртања асинхроне машине који су услед врло широке примене од 1979. године предмет истраживања [127]. Временом су развијена решења за оцену брзине обртања вратила и код синхроних [128], прекидачких-релуктантних машина [130], итд. До сада публиковани радови који предлажу технике за оцену брзине обртања код трофазних АМ могу се поделити у две групе. Прву групу чине приступи који уважавају одзив АМ у појасу основних учестаности. Другу групу чине методе које се заснивају на анизотропијама машине. Обе групе метода се могу реализовати са или без додавања виших хармоника, сходно потребама. У овом делу поглавља анализираће се до сада публикована решења. Такође, указаће се на потребу и простор за синтезу новог алгорита за оцену брзине, као и придруженог алгорита управљања.

2.4.1 Алгоритми засновани на моделу АМ у појасу основних учестаности

Прву групу чине приступи који уважавају одзив АМ у појасу основних учестаности, уз претпоставку о простопериодичној расподели магнетске индукције у зазору занемарујући просторне хармонике и друге секундарне појаве. Поменуте методе се примењују као структуре у отвореној (енгл. *open-loop*) или затвореној (енгл. *closed-loop*) спрези, тј. као естиматори или опсервери стања. Структуре су засноване динамичком моделу АМ према ОТЕМ и индукованом ЕМС статорског намотаја. Брзина се код ових метода оцењује, углавном, на основу положаја роторског флуksа. Постоје четири основна типа структуре естиматора за оцену флуksева и то:

- Естиматор заснован на мерењу струје намотаја статора и брзине ротора;
- Естиматор (енгл. *full-order estimator*) заснован на мерењима напона статора и брзине;
- Естиматор заснован на мерењу величина на прикључним крајевима статора;
- Естиматор (енгл. *cancellation method*) заснован на флуksевима статора [130].

Прве две групе естиматора су примењују ЕП са давачима, као подршка основном систему. Четврта група естиматора се углавном користи код прекидачких-релуктантних ЕП. Трећа група естиматора има велику примену код СМ и АМ због своје једноставности. За потребе ових естиматора, роторске величине се представљају у стационарном статорском координатном систему полазећи од резултата Кларкине трансформације (2.36)-(2.39) и применом Паркове трансформације у супротном смеру од смера обртања ротора као (2.134). Тада је електрични подсистем машине моделиран системом једначина

$$\underline{i}_{\alpha\beta R}^S = i_{\alpha R}^S + j i_{\beta R}^S = \underline{i}_{\alpha\beta R} \cdot e^{j\theta_m} \quad (2.134)$$

$$\underline{u}_{\alpha\beta S} = R_s \cdot \underline{i}_{\alpha\beta S} + \frac{d\underline{\psi}_{\alpha\beta S}}{dt} \quad (2.135)$$

$$0 = R_R \cdot \underline{i}_{\alpha\beta R}^S + \frac{d\underline{\psi}_{\alpha\beta R}^S}{dt} - j\omega_m \cdot \underline{\psi}_{\alpha\beta R}^S \quad (2.136)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\psi}_{\alpha S} \\ \underline{\psi}_{\beta S} \\ \underline{\psi}_{\alpha R}^S \\ \underline{\psi}_{\beta R}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_S & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_S & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_R & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha S} \\ i_{\beta S} \\ i_{\alpha R}^S \\ i_{\beta R}^S \end{bmatrix} \quad (2.137)$$

Као у поглављу 2.2, напони, флуksеви и струје су представљене комплексном нотацијом, као на пример роторске струје (2.134), где суперскрипт “S” означава величину сведену на страну статора. Управљачке и променљиве стање су тригонометријске функције, али матрицу индуктивности (2.136) чине константни параметри па је модел погодан за потребе детекције положаја роторског флуksа [22]. Индукована ЕМС се може измерити уградњом мерних намотаја у намотај статора, или оценом на основу терминалних величина статора. Потом се најпре из (2.135) одређују флуksеви статора, а затим из (2.137) и флуksеви ротора редом као

$$\underline{\psi}_{\alpha\beta S}(t) = \int \left(\underline{u}_{\alpha\beta S}(t) - R_s \underline{i}_{\alpha\beta S}(t) \right) dt, \quad \underline{\psi}_{\alpha\beta R}^S = \frac{L_R}{L_m} \left(\underline{\psi}_{\alpha\beta S} - L_{ekv} \underline{i}_{\alpha\beta S} \right). \quad (2.138)$$

Аргумент роторског флуksа $\underline{\psi}_{\alpha\beta R}^S$ представља положај роторског флуksа у простору који садржи податак о механичкој брзини обртања. Прорачун ЕМС и роторског флуksа на основу

(2.138) је осетљив на несавршености инвертора које су моделоване у потпоглављу 2.1. као и на промене отпорности намотаја статора. Наведени феномени су поремећаји у струјама и напонима, u_z и i_z моделирани са (2.17), који смањују тачност у оцени и модификују (2.138) у

$$\psi_{\alpha\beta S}(t) = \int \left(u_{PWM}(t) - \Delta u(t) - u_{PS}(t) - r_{ekv} i_{\alpha\beta S}(t) \right) dt = \int u_{\alpha\beta S,q}(t) dt. \quad (2.139)$$

Грешку која настаје услед несавршености акумулише интегратор естиматора. При малим брзинама долази до значајног одступања излазног сигнала ЕМС и до нестабилности система. Грешка се смањује применом несавршеног интегратора [22], НФ филтра са кашњењем првог реда τ_{err} пресечне учестаности у опсегу око 2 Hz и коначним DC појачањем, над (2.135) као

$$\tau_{err} \frac{d\psi_{\alpha\beta S}(t)}{dt} + \psi_{\alpha\beta S}(t) = \tau_{err} u_{\alpha\beta S,q}(t). \quad (2.140)$$

Метода [22] је једноставна, даје прихватљиву тачност на већим брзинама и пружа очување оцене брзине при проласку кроз нулу уз довољни велики пропусни опсег промене брзине. Ипак, не омогућава дуготрајан рад при малим брзинама. Наиме, НФ филтар се понаша као интегратор за сигнале на учестаностима много већим од пропусног опсега филтра, док у нижем делу спектра негативна повратна спрега стабилише излаз интегратора. При малим брзинама при учестаности статорске струје испод пресечне учестаности НФ филтра губи се слабљење и фазни померај, па систем постаје нестабилан. Како би се повећала робусност и поузданост оцене брзине уместо несавршеног интегратора могу се користити сатуратори за ограничење вредност интегратора на вредност номиналног флуksа [131]. Ограничавање флуksа узрокује да се таласни облик МПС статора изобличава два пута током периоде првог хармоника струје статора. Изобличења доводе до значајних валовитости момента, која могу угрозити рад ЕП.

Присуство несавршеног интегратора (2.140) уноси дисторзије у фреквенцијском одзиву система за мерење што утиче и на надређене регулационе петље. Дисторзије се реконструишу генерисањем референтног вектора флуksа ротора у функцији оптерећења [132]. Референтни вектор флуksа се трансформише у статорски координатни систем и пропушта кроз филтер са истом временском константом τ_{err} , а затим додаје на вектор флуksа из (2.140), односно

$$\psi_{\alpha\beta S}(s) = \frac{u_{\alpha\beta S,q}(s)}{s} = \frac{u_{\alpha\beta S,q} \tau_{err} s + 1}{s \tau_{err} s + 1} = \frac{\tau_{err} u_{\alpha\beta S,q}(s)}{\tau_{err} s + 1} + \frac{\psi_{REF}(s)^*}{\tau_{err} s + 1} = \psi_1(s) + \psi_2(s). \quad (2.141)$$

Овако се роторски флуks добија из две компоненте. Прва компонента потиче од (2.140) и одређује вредност оцењеног роторског флуksа на вишим брзинама. Друга компонента флуksа се користи на нижим брзинама и добија се предиктивним дејством (енгл. *feed-forward*) из референце роторског флуksа. Прелаз са употребе једне на употребу друге компоненте је одређено пропусним опсегом филтра. Овај приступ пружа робусност и стабилност система на најнижим брзинама, али није могуће применити алгоритме за регулацију момента силе попут векторског управљања [133]. Наиме, како се позиција роторског флуksа одређује излазима регулатора брзине и референци регулатора струје, постоји грешка у оцени угла роторског флуksа и није могуће исправно позиционирати d - q систем.

Постоји велики број решења који акумулисање грешке у интегратору решава применом алгоритама за компензацију несавршености у (2.17), односно (2.139) [22], [38], [45], [67], [129], [130], [131], [133], итд. Шема која обухвата компензације несавршености представљене у

потпоглавља 2.1. дата је на Слици 2.16. Тада је, под претпоставком идеално остварених компензација, могуће користити идеални интегратор за прорачун флуkseва статора као у (2.139). Ако се претпостави да се полазећи од (2.17) изобличења напона на прикључцима АМ могу поделити на поремећаје у виду једносмерних и наизменичних напона

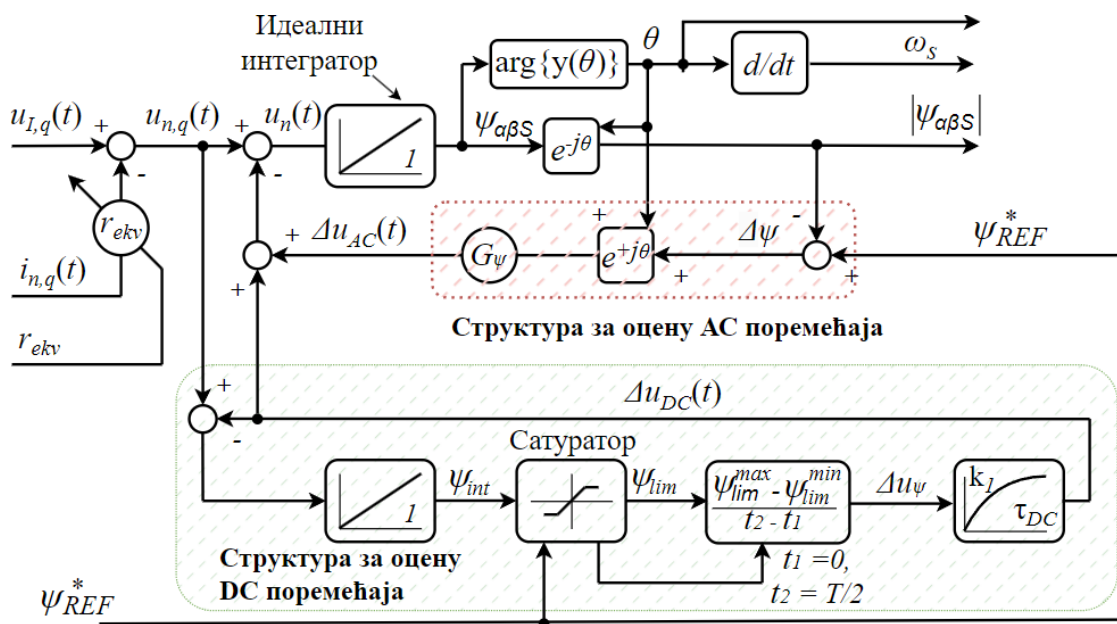
$$u_{n,q}(t) = u_{l,q}(t) - r_{ekv}i_{n,q}(t) = u_n(t) + \Delta u_{DC}(t) + \Delta u_{AC}(t) - r_{ekv}i_{n,q}(t). \quad (2.142)$$

Једносмерне компоненте које постоје у мереним величинама доприносе напонском раздешењу АД конвертора и неравномерном појачању по каналима, а после трансформација струја у обртни систем постају АС компоненте на учестаности првог хармоника струје. Неприлагођена појачања у САР појачавају ове компоненте и доводе до елиптичног облика трајекторије струјног вектора и вектора флукса. Тада, 5% напонског раздешења ствара пулсације момента силе од 6% номиналне вредности, а у граничном случају долази до zasiћења или нестабилности [45]. Компензација наведених поремећаја спроводи се као на Слици 2.16. Применом савршеног интегратора добија се флуks $\psi_{int}(t)$, над којим се примењује сатуратор, $\psi_{lim}(t)$, како би се спречио испад из стабилности. Напонска раздешења на улазима АД конвертора се апроксимирају дељењем средњег одступања флуksа $\psi_{lim}(t)$ од референтног флуksа $\psi_{REF}^*(t)$ са трајањем његове полупериоде. Добијена оцењена грешка се преко НФ филтра користи у повратној спрези за корекцију поремећаја. Наизменичне компоненте $\Delta u_{AC}(t)$ су раније описане са (2.17) и чине их доминантно хармоници услед мртвог времена, нелинеарности прекидача и *PWM*. Аналитички, компензације се спроводе изразима

$$\Delta u_{AC}(t) = G_\psi [\psi_{REF}^*(t) - \psi_{\alpha\beta S}(s)] e^{j\theta}, \quad (2.143)$$

$$\Delta u_{DC}(t) = \frac{2k_l}{\tau_{DC}} \int \frac{\psi_{lim}^{max} - \psi_{lim}^{min}}{T} dt, \quad (2.144)$$

где је k_l константа у опсегу од 0,4 од 0,8. Структура компензује феномене који настају са променом температуре у ЕП и који имају спору динамику промене. Дакле, из угла синтезе САР пропусни опсег ових структура је релативно низак.



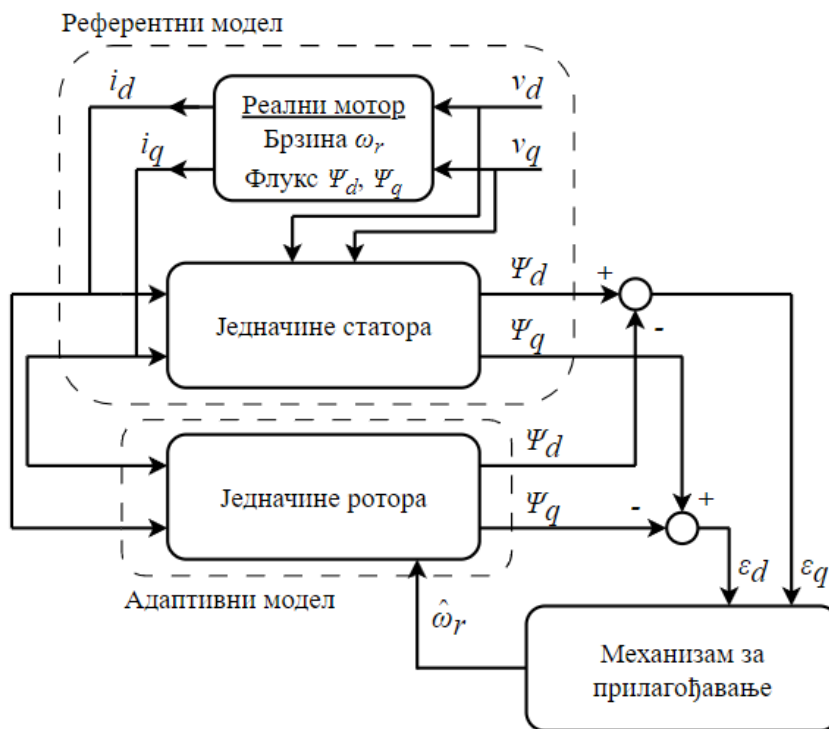
Слика 2.16. Естиматор статорског флуksа са идеалним интегратором.

Примењују се и засебне методе за компензацију мртвог времена [42], [43], додатни естиматори за оцену отпорности статора [131], итд. Погодно компензовање свих несавршености омогућава употребу савреног интегратора за оцену статорског флуksа из ЕМС чиме се смањује кашњење оцене и пружа већи пропусни опсег регулационих петљи са теоријском грешком у оцени брзине у вредности од једне половине номиналног клизања [45].

Поред естиматора, методе засноване на моделу АМ у појасу основних учестаности се примењују као структуре у затвореној спрези, тј. као опсервери стања. Примена опсервера увећава робусност процеса оцене брзине на одступање у параметрима модела и присуство шума у систему. У погледу ове примене, опсервер чине три целине и то: опсервирање ЕМС или флуksа, демодулација сигнала грешке, праћење позиције или брзине вратила. Опсервер се састоји од два естиматора и регулатора који реагује на сигнал грешке између мерених и оцењених величина чиме увећава робусност и квалитет процеса оцене. У литератури се налази већи број опсервера заснованих на редувантности динамичког модела АМ (2.42)-(2.45), тј. на чињеници да се исто стање може проценити употребом два различита естиматора који користе различиту групу улазних променљивих (енгл. *Model Reference Adaptive System – MRAS*) [241]. Структура естиматора флуksа статора (2.138) као улазне параметре користи мерене струје и напоне статора и назива се референтни модел јер не зависи од брзине. Адаптивни модел зависи од брзине и добија се полазећи од једначине напонске равнотеже роторског намотаја (2.136), где су улази измерена статорска струја и оцењена брзина обртања [133]. *MRAS* се реализује као векторски закључана петља где је референтни вектор флуksа флуks статора, док се вектор флуksа из адаптивног модела помера контролисано са оцењеном брзином ротора. Оба модела резултују истом променљивом стања, флуksом. Поређењем резултата адаптивног и референтног модела добија се сигнал пропорционалан синусу угла грешке e између два излазна вектора, као на Слици 2.17. Сигнал грешке је улаз за адаптивни механизам, структуре фазно спрегнуте петље или пропорционално-интегралног (ПИ) регулатора. На излазу адаптивног механизма је оцењена брзина која прилагођава адаптивни модел. Дејство регулатора у адаптивном механизму сигнал грешке опада и брзина се приближава реалној, а роторски флуksеви из адаптивног и референтног модела се преклапају у простору. На овај начин се поред брзине и флуksа ротора могу оценити и друга стања у ЕМ попут ЕМС, струје статоре [22], струје магнећења [137], реактивне снаге [45], статорска отпорност [131], роторска временска константа [134], итд. Једновременом применом више *MRAS* опсервера могуће је извршити оцену већег броја стања и параметара [134].

Нелинеарни опсервер потпуног реда (енгл. *Full-Order observer*) пружа једновремену оцену вектора статорске струје и роторског флуksа [131]. Поређењем мерене и оцењене струје статора добија се одступање у моделованој отпорности статорског намотаја. Опсервер потпуног реда се користи и за оцену једносмерних компоненти, тј. напонских раздешења на улазима АД конвертора анализом осцилација у роторском флуksу и брзини [242]. Улаз у адаптивни механизам је производ оцењеног флуksа ротора и грешке у оцењеној струји статора, а излаз је оцењена брзина вратила која адаптира систем. Појачања регулатора су комплексне вредности и зависе од оцењене угаоне брзине обртања. Синтеза регулатора се може извршити тако да се постигне брже потискивање грешке, већа робусност на шуме итд. [135]. Усваја се претпоставка да грешка у оцени роторског флуksа брже опада од грешке у оцени струје.

Као и код естиматора, кумулативни ефекат грешака и кашњења у структури се огледа у оцењеној брзини. Оцењена брзина се користи у естиматору флуksа, па грешка у оцени брзине чини да се вредности осталих променљивих прогресивно нарушавају. Ово се спречава употребом адаптивног модела, роторских једначина, у синхроно-обртном систему (2.42)-(2.44), тј. клизајућег опсервера (енгл. *Sliding mode observer - SMO*). Адаптивни модел је сада у обртном систему у поређењу са опсервером потпуног реда. Трансформација се спроводи користећи аргумент првог извода оцењеног роторског флуksа који је резултат статорског модела [136], [137], [138]. Адаптивни модел тада други извод оцењеног роторског флуksа.



Слика 2.17. Опсервер заснован на редундантности динамичког модела АМ.

Ако је флуks по q оси једнак нули, тада је роторски модел независан од брзине или клизања, самим тим и робусан на грешке у оцени брзине, клизања и на појаву једносмерних компонената, али је осетљив на промене у параметрима модела. Други извод оцењеног роторског флуksа се користи за оцену вектора статорске струје која се прослеђује на ПИ или хистерезисни нелинеарни прекидачки регулатор [138]. Компензацијом нелинеарности и једновременом применом вишеструких *MRAS* система са издвојеним опсервером оптерећења могуће је остварити *sensorless* регулацију у затвореној спреси у присуству оптерећења до веома ниских брзина, при учестаности струје статора од 2 Hz [45]. Решења заснована на неуралним мрежама и Луенберговом опсерверу потпуног реда [139], као и са Калмановим филтром и адаптивним опсервером флуksа у обртном координатном систему [140], пружају добро понашање у погледу оцене брзине, чак и у присуству оптерећења. Ипак, главна мана ових метода се огледа у унетим кашњењима при процесу оцене која знатно отежавају употребу оцењене брзине за потребе регулације. Наиме, опсервер уноси кашњење у САР па је неопходно анализирати стабилност опсервера и надређених структура у којој се опсервер налази. Синтеза регулатора у опсерверу је тада одређен параметрима модела и шумом у систему.

Методe за оцену брзине засноване на моделу АМ у појасу основних учестаности се ослањају на ЕМС. Њихова примена је ограничена због незадовољавајућег одзива у области малих брзина, при малим учестаностима статорске струје, када ЕМС тежи нули а АМ постаје неопсервабилни система [141]. Опсервери показују нешто боље, али недовољно добро понашање. Опсервери брзине, а посебно естиматори, су осетљиви на промене параметара модела АМ и шуме. Поуздан рад захтева да се једновремено оцењују променљиве стања, параметри модела, поремећаји, нелинеарности, итд. Неопходно је начинити компензацију нелинеарности инвертора попут мртвог времена, прекидача, вишеструке проласке струје кроз нулу, *PWM* шум, промену отпорности у колу са температуром, напонска раздешења на улазима АД конвертора, итд. Додатно, током рада ЕП могу се јавити и додатни феномени, у виду високо-фреквентног шума, и угрозити рад опсервера или естиматора [22]. При малим брзинама наведене нелинеарности постају значајне и ограничавају употребу естиматора или опсервера. Тачност у оцени брзине и најнижа брзина на којој се могу користити опсервери, а посебно

естиматори, је одређена квалитетом начињених компензација и квалитетом моделирања ЕП. Ипак, рад при малим брзинама је код опсервера веома угрожен као и код естиматорских структура. Дакле, главни недостаци прве групе метода су [22], [139], [141]:

- Осетљивост на промене параметара модела машине;
- Лош рад при малим брзинама;
- Неопходне компензације нелинеарности инвертора;
- Лоша оцена брзине током прелазних процеса.

2.4.2 Алгоритми засновани на анизотропијама у АМ

Другу групу чине методе које се заснивају на анизотропијама у АМ. Анализа у потпоглављу 2.3. је показала да у АМ постоје хармоници који садрже податак о механичкој брзини. На основу аналитичке анализе, сумиране у Табели 2.1, брзина обртања се може оценити анализом спектра струје статора. Оцењена брзина се може користити у ЕП за потребе заштите, надзора, регулације, итд. Брзина се може оценити анализом хармоника услед засићења [143], ексцентрицитета ротора [62], роторских жлебних хармоника [8], индуктивности расипања [142], механичких вибрација [144], интермодулација између наведених анизотропија [145], или прелома роторских штапова [152]. Као што је показано, анизотропије су изразито нелинеарне, па се за потребе *sensorless* алгоритма не може једновремено користити више анизотропија. У пракси се за потребе оцене брзине користе анизотропије услед засићења и РЖХ. Остале анизотропије се испољавају при настанку квара или услед неправилног рада АМ, па нису погодне за примену у трајном раду или код *sensorless* ЕП високих перформанси [62].

Обе групе метода, засноване на анизотропијама и моделу АМ према ОТЕМ, се заснивају на постојању ЕМС, па је трајни *sensorless* рад на нултој брзини без присуства оптерећења могућ само уз додавање виших хармоника у струји статора (енгл. *high-frequency signal injection*) [158]. Овај концепт се примењује код обе групе метода. Боље динамичко понашање и тачност оцене у устаљеном стању око нулте брзине се постиже додавањем виших хармоника код решења заснованих на анизотропијама [45]. Брзина и роторски флуks се оцењују анализом индукованих струја услед додатих хармоника [152]. Треба напоменути да *PWM* хармоници зависе од оптерећења и не представљају симетричан систем напона па се не могу искористити за ове потребе [6], осим у специфичним реализацијама модулатора [154].

Виши хармоници се могу додати инвертором или додатним хардвером. Учестаност додатних хармоника се бира на основу дозвољеног површинског ефекта у проводницима и гвожђу, ширине спектра у односу на хармонике који настају радом инвертора, према првог хармонику МПС, хардверским ограничењима генератора сигнала [142], [143] [159]. При додавању виших хармоника потребно је посматрати АМ погодном заменском шемом. На вишим учестаностима доминира расипна индуктивност статора, док се остали параметри шеме могу занемарити [45], [142], [159]. Знатно увећање учестаности додатних хармоника умањује квалитету сигнала од интереса, а доводи до промене односа расипних индуктивности статора и ротора, до валовитости момента силе, увећане акустичне буке и снаге губитака у бакру, а посебно у гвожђу [143]. Изражени површински ефекти настају у роторском намотају на учестаностима око 100 Hz, док у гвожђу ротора у опсегу од 400 Hz до 2 kHz зависно од дебљине лимова [145]. Из наведених разлога, у пракси је учестаност додатних хармоника у опсегу од 3 kHz.

Додавање хармоника се најчешће чини код индиректних метода за оцену флуksа и брзине ротора у реалном времену заснованих на мерењу променљиве реактансе услед засићења или расипних индуктивности у АМ (енгл. *Indirect Flux Detection by Online Reactance Measurement - INFORM*). Додавање хармоника се може и не мора користити код метода заснованих на РЖХ [152]. Решења заснована на *INFORM* приступу и индуктивностима расипања [45], [142], [145],

или засићењу [133], [143], [147], омогућавају трајни рад *sensorless* ЕП на нултој брзини са или без присуства оптерећења на вратилу. Код техника заснованих на расипним индуктивностима хармоници се додају у горњем делу спектра [146], док методе засноване на засићењу немају ограничења у том погледу [118]. Технике засноване на детекцији засићење на главном путу флуksа налазе посебну примену код АМ са затвореним жлебовима [119], [120], [121], [122]. Оцењена брзина решењима које рад заснивају на хармоницима засићења се може употребити и за потребе регулације у ЕП [119], као и за потребе векторског управљања [150], [151].

Алгоритми засновани на додавању виших хармоника доводе до валовитости момента силе и брзине [154], [155], увећаних губитака [156], електромагнетских сметњи [154], акустичне буке, вибрација и механичких напрезања [157], увећаних прескока у напону једносмерног међукола и значајног умањења пропусног опсега у регулацији струје и брзине [115], као и до других недостатака које карактеришу систем са присуством засићења [49]. Односно, примена ових алгоритама је пожељна на брзинама око нуле, али доводи до свеобухватно лошијег и ограниченог понашања ЕП у трајном раду. Интермодулација додатих хармоника и хармоника анизотропије умањује робусност решења и по правилу захтева сложенију обрада сигнала са нижом резолуцијом у оцени брзине и позиције вратила [158]. Зато је често захтевана компензација виших хармоника који настају услед интермодулација како би алгоритам у ширем опсегу радних брзина и оптерећења са прихватљивом тачношћу пружао податак о брзини вратила [145], [148]. Оцена положаја роторског флуksа тада зависи од начина на који је уважено оптерећење у алгоритму, тј. клизање, као и од, по потреби, примењених компензација нелинеарности инвертора [156]. По правилу ове методе имају одсуство универзалности јер се њихова синтеза спроводи за одређену ЕМ у погону [159], [160].

Наведени недостаци, а посебно у погледу акустичне буке, се могу смањити прилагођењем јачине и учестаности хармоника струје који се додаје у спектру. Анализом расподеле енергије спектра у [153], показано је да се бука може умањити додавањем хармоника на нивоу полупериоде првог хармоника струје (енгл. *Half-period-switch pseudo high-frequency injection*), а не на нивоу целе периоде (енгл. *Full-period-switch pseudo high-frequency injection*) или додавањем хармоника константне учестаности (енгл. *Fixed-frequency high-frequency injection*).

Због наведених недостатака, у наставку дисертације разматраће се употреба анизотропије РЖХ за потребе оцене брзине обртања ротора, и то код трофазне АМ са кавезним ротором. Алгоритми засновани на РЖХ не зависе од параметара машине и пружају велику тачност у оцени брзине, значајно већу од других решења [144]. Обично се користе за детекцију квара мотора [62] [142], естимацију температуре [161], [115], и за утврђивање промена у параметрима током рада [134]. Решења заснована на РЖХ су пожељна за *sensorless* ЕП високих перформанси, а према до сада публикованим радовима, примењују се у фреквенцијском или временском домену. Независно од приступа, циљ је оценити положај РЖХ у спектру струје статора према Табели 2.1. После детектовања РЖХ, једноставним прорачуном се израчунава механичка брзина. Изрази за механичку брзину и учестаност РЖХ у функцији параметара АМ и радног режима, учестаности и клизања, дати су редом као

$$f_{RSH_{1,2}} = \left(N_R \frac{1-s}{p} \pm 1 \right) f_{FUND}, \quad (2.145)$$

$$n_{FB} = n_{EST} = \frac{60}{N_R} \cdot (f_{RSH_{1,2}} \mp f_{FUND}) = \frac{60}{2 \cdot \pi} \frac{\Delta\theta_{EST}}{T_{REG}}, \quad (2.146)$$

где је f_{FUND} учестаност првог хармоника линијске струје намотаја статора, T_{REG} периода регулације брзине, n_{EST} естимирана брзина обртања вратила дата у обртајима по минути.

Технике у фреквенцијском домену, брза и дискретна Фуријеова трансформација (енгл. *Fast Fourier Transform – FFT, Discrete Fourier Transform – DFT*), значајно отежавају примену у реалном времену. Трансформација поворке одбирака у фреквенцијски домен захтева додатни меморијски простор и скопчана је са грешкама у оцени брзине у устаљеном стању услед коначне резолуције [116] у одређивању спектра. Тачност алгоритма се може побољшати применом сложенијих алгоритама и већег броја одбирака, што увећава време извршавања алгоритма и унета транспортна кашњења. Структуре за оцену брзине засноване на поменутих техникама тешко се примењују у регулацији брзине и струје и углавном се користе за оцену брзине обртања у области већих брзина [162]. Техника у фреквенцијском домену под именом *Chirp-Z* трансформација захтева мањи броја одбирака од раније поменутих метода и омогућује већу тачност при оцени брзине. Ипак, податак о брзини обртања ротора добија се на сваких 726 ms [163]. Пронијева метода (енгл. *Prony's short-time least-square method*) заснована на суми квадрата одступања умањује кашњење при оцени брзине користећи исти део одбирака при узастопним извршавањима алгоритма [164]. Код ове методе је редуковано кашњење и захтеви за математичким прорачунима, али грешка у оцени брзине обртања значајно расте са падом учестаности статорске струје. Оцена брзине заснована на анализи максималне коваријансе користи корелациону функцију између улазног зашумљеног и референтног сигнала [165]. Предложена структура је примерена потребама оцене брзине обртања у устаљеном стању, или при малим променама брзине око брзине устаљене вредности. Алгоритам класификације сигнала (енгл: *Multiple signal classification – MUSIC*) омогућује велику тачност у оцени брзине уз транспортна кашњења која расту са димензијама аутокорелационе матрице [75]. Метода се примењује за детекцију кварова и оцену брзине обртања ротора у устаљеном стању.

Према до сада публикованим радовима, за потребе оцене брзине обртања у реалном времену погодније су технике у временском домену које најчешће не захтевају додатни меморијски простор и пружају грешку у устаљеном стању испод 0,5% [144]. Велика тачност оцене брзине у устаљеном стању може се остварити применом алгоритма детекције проласка кроз нула (енгл: *zero-crossing*) [166] и алгоритма претраге максимума (енгл: *peak detection*) [167]. Код поменутих метода, положај РЖХ у спектру добија се на основу обрађених сигнала измерених електромоторних сила. Примена ових метода је сложена јер тражи примену напонских давача и преправку машине уградњом додатних спољашњих или унутрашњих намотаја. Ови алгоритми су испитани само у устаљеним стањима. Структура за оцену брзине са филтрима линеарне фазе и детектором фреквенције користи се за оцену брзине обртања у устаљеном стању [168]. Детектор користи први извод фазе РЖХ, где се износ извода процењује коришћењем диференце једначине четвртог реда и интерполације Лагранжовим полиномима. Методу карактеришу захтев за додатном меморијом и док је један од недостатака присуство виших хармоника у сигналу оцењене брзине обртања ротора.

Структура за оцену брзине може се начинити коришћењем адаптивних дигиталних филтара и рекурзивних алгоритама (енгл. *recursive maximum likelihood - RML*) за потребе детекције РЖХ [169]. Учестаност РЖХ се одређује путем диференце једначине којом је описан филтар непропусних опсега учестаности другог реда. Предложено решење значајно умањује пропусни опсег у *sensorless* регулацији брзине на свега 0,5 Hz због реализованог филтрирања сигнала. Већи пропусни опсег може се постићи спрегом адаптивних дигиталних филтара линеарне фазе, Писаренкове методе и *MCA EXIN* рекурзивних неуралних мрежа [170]. Сложеност описаног решења захтева велико заузеће меморије и једновремену примену три процесора што значајно усложњава и поскупљује уградњу, смањује поузданост и доводи у питање оправданост примене. Структуре засноване на алгоритмима фазно спрегнуте петље, ФСП (енгл: *Phase-Locked Loop*) омогућавају минимално кашњење у оцени брзине. Прихватљиву тачност оцењене брзине постижу обрадом сигнала на излазу фазног детектора употребом филтара [171], [172] или неуралних мрежа [173]. Структуре засноване на ФСП могу да обављају оцену брзине током прелазних процеса, али по цену компромиса између тачности и кашњења [171], [173].

Табеларни приказ најзначајнијих метода у до сада публикованим радовима дат је у Табели 2.2. У радовима где су перформансе јасно истакнуте од стране аутора, исте су представљене у Табели. За решења где нису јасно истакнуте перформансе, кашњења су дефинисана као разлика између успона мерења брзине и времена успона оцењене брзине. Тачност метода у спектралном домену је дефинисана фреквенцијском резолуцијом, а за методе у временском домену као максимална девијација оцењене од мерене брзине. До сада је највећи број публикованих метода коришћен и дизајниран за потребе оцене брзине у устаљеном стању, за потребе надзора и дијагностике система. Решења која су до сада показала најбоље резултате у устаљеном стању представљена су и у Табели 2.2. и означене су ознаком „У“ у колони која описују радне режиме при којима су аутори публикованих решења представили резултате. Методе које су коришћене за потребе оцене брзине током прелазних процеса, односно током радних режима приликом којих механичка брзина вратила доживљава екскурзије и промене, а које користе РЖХ за своје потребе, означене су ознаком „П“ у Табели. До сада публиковане методе, генерално имају додатне хардверске и софтверске захтеве при имплементацији у пракси које су означене знаком „+“ у табели. Захтеви могу бити исказани у погледу захтеване меморије, матрице података (енгл. *look-up tables*), захтевима за модификацијом машине или инвертора, додатним процесорима, додатним давачима, поготову напонских, итд. У случају да решење нема хардверске или софтверске захтеве, означено је са „Н“ у Табели.

Може се закључити да методе засноване на РЖХ омогућавају прихватљиву тачност у оцени брзине, да не зависе од параметара АМ и да се могу применити без неумерених захтева за меморијом. Ипак, ове методе се тренутно доминантно користе за надзор и дијагностику система у устаљеном стању. Њихова примена углавном захтева преправку машине, напонске даваче и друге хардверске модификације или софтверске захтеве. Решење које је нашло примену за потребе *sensorless* управљања, захтева једновремену примену више процесорских јединица, при чему остварује лоше понашање у поређењу са другим *sensorless* решењима.

Табела 2.2. Поређење релевантних естиматора брзине заснованих РЖХ у литератури.

Структуре естиматора брзине	Кашњење [ms]	Грешка у устаљеном стању [%]	Најнижа радна учестаност струја статора [Hz]	Радни режими	Хард. захтеви	Софт. Захтеви
Ferrah [116]	3000	2	5	У	Н	+
Hurst [175]	1250	0,2	3	У	Н	+
Aiello [176]	250	0,6	20	П	Н	+
Sahraoui [164]	530	6	17	У	Н	+
Bellini [70]	250	0,0025	40	У	Н	+
Keysan [166]	-	0,7	5	У	+	Н
Ishida [165]	>200	0,3	6.7	У	++	Н
Ferrah [169]	>100	0,2	5	П	Н	+
Zinger [174]	>200	6	5	П	Н	Н
Ye [172]	10	0,26	2	П	+	++
Luecke [173]	40	1,5	5	П	Н	Н
Petric [171]	30	8,2	5	П	Н	Н
Milic [8]	7-52	0,04-0,117	2	П	Н	Н

Дакле, постоји јасна потреба за естиматором брзине заснованим на РЖХ који се може користити за потребе *sensorless* регулисаних ЕП високих перформанси уместо давача на вратицу и који се може применити без хардверских или софтверских захтева или измена у ЕП, тј. без додатних намотаја у АМ, давача, хардвера за обраду података, додатних хармоника, матрица података, итд. До сада публикована решења су нелинеарна, и према најбољем сазнању аутора дисертације, до сада није анализирано динамичко понашање естиматора брзине, као елемента САР у повратној грани. Такође, према најбољем сазнању аутора до сада нису дати аналитички модели који описују динамичко понашање естиматора и који се могу употребити за потребе синтезе *sensorless* дигиталног алгоритма управљања по брзини у затвореној спреси.

Структура за оцену брзине заснована на РЖХ представљена у наредном поглављу нема захтеве или измене у погледу хардвера или софтвера. Да би се оправдала употреба естиматора за оцену брзине уместо давача, синтеза естиматора и алгоритама за прорачун параметара естиматора и регулатора брзине у четвртном поглављу је извршена уз уважавање потребе да се естиматор усклади са захтевима петљи за регулацију струје и брзине. Решење у наставку дисертације је описано линеарним моделом и омогућава линеарно понашање у готово целом опсегу радних режима. Да би се ове тврдње верификовале, развијени естиматор брзине заснован на РЖХ и методологија за прорачун параметара надређених регулатора су успешно експериментално тестиран у широком опсегу брзина и оптерећења у петом поглављу. Решење представљено у дисертацији даје најбољу тачност уз најмање кашњење у поређењу са другим публикованим решењима у области, и то у целом опсегу радних брзина. При 2 Hz учестаности струје статора, естиматор пружа тачност од 0,1167% са кашњењем од 50 ms. За учестаности преко 40 Hz, кашњење од 5 ms са тачношћу од 0,04% се може гарантовати. Нешто већа кашњења од 25 ms постоје за радне учестаности ниже од 5 Hz. Поуздан и робустан рад се може остварити до учестаности првог хармоника струје статора од 2 Hz, у поређењу са другим методама које су оцену брзине оствариле до 5 Hz. Развијени алгоритми за оцену брзине и *sensorless* регулацију ЕП се могу успешно реализовати на било ком ДСП или *FPGA* и на било којој АМ која има способност да генерише РЖХ, без губитка општости.

2.5 Закључци другог поглавља

У оквиру поглавља изведени су модели за потребе анализе и синтезе *sensorless* алгоритама за оцену брзине обртања и алгоритама управљања. Моделиране су нелинеарности инвертора које доминантно утичу на рад *sensorless* регулационих система. Изведен је модел АМ у појасу основних учестаности. Затим су анализиране и аналитички описане анизотропије које уносе изобличења у ЕМС статора. Хармоници који постоје у спектру струје статора услед изобличене ЕМС су аналитички описани и коментарисани. На основу спроведене анализе, дате су примене наведених анизотропија у вези са *sensorless* алгоритмима у пракси.

У последњем делу поглавља дат је преглед стручне и научне литературе у области алгоритама за оцену брзине вратила код трофазне асинхроне машине. Разматрани су алгоритми засновани на динамичком моделу АМ у појасу основних учестаности, као и методе засноване на анизотропијама. На основу анализе публиковане литературе, изведени су закључци да методе засноване на РЖХ омогућавају прихвативу тачност у оцени брзине, да не зависе од параметара машине и да се могу реализовати без хардверских или софтверских захтева, у поређењу са другим публикованим решењима. Указано је да се тренутно методе засноване на РЖХ доминантно користе за надзор и дијагностику система у устаљеном стању као и да њихова примена углавном захтева модификације и додатке у погледу хардвера или софтвера. Изведени су аргументи који указују на простор у области и потребу за развојем новог алгоритма за оцену брзине и придружене методологије за синтезу регулатора брзине за потребе *sensorless* регулисаних погона високих перформанси.

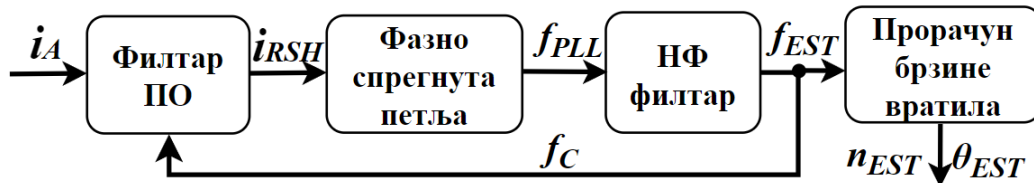
3 Естиматор брзине заснован на РЖХ

Циљ поглавља је извршити синтезу естиматора брзине заснованог на РЖХ који се може користити за потребе *sensorless* дигиталног управљања по брзини и моменту силе високих перформанси, као и за потребе поузданог надзора и дијагностике система. Односно, који се може користити унутар *sensorless* регулационих петље по струји (РС) и петље по брзини (РБ) уместо давача позиције. За ове потребе, естиматор се мора понашати слично традиционалном давачу позиције у широком опсегу очекиваних радних брзина и оптерећења. У претходном поглављу представљени су услови који морају да буду испуњени како би АМ могла да генерише главне РЖХ. Дата је и аналитичка зависност учестаности и вршне вредности РЖХ у функцији радних режима, као и на који начин се РЖХ могу детектовати у спектру струје статора и употребити за потребе оцене брзине обртања. У овом поглављу је представљена нова и оригинална структура за оцену брзине обртања заснована на фазно спрегнутој петљи (ФСП) (енгл. *Phase-Locked Loop – PLL*), роторским жлебним хармоницима и адаптивним дигиталним филтрима (АДФ). У поглављу је прво представљена је структура за оцену брзине (естиматор, енгл. *estimator*) и дефинисани су критеријуми за пројектовање параметара структуре у погледу жељеног понашања и стабилности. Извршена је синтеза структуре и њеног линеарног модела. За потребе анализе и синтезе коришћени су симулациони модели развијени у софтверском пакету *MATLAB – Simulink*. При синтези структуре, дизајниран је адаптивни дигитални филтар пропусник опсега учестаности (ПО) (енгл. *Band-Pass Filter – BPF*), ФСП и на крају излазни адаптивни дигитални ниско-фреквентни филтар (НФ) (енгл. *Low-Pass Filter – LPF*). Пројектовани естиматор брзине је на крају поглавља испитан из угла статичког и динамичког понашања. Дата је и линеарна анализа стабилности и анализа осетљивости на промене параметара естиматора.

3.1 Структура естиматора за оцену брзине обртања вратила

Према потпоглављу 2.4. може се рећи да решења за оцену брзине, тј. положаја хармоника у спектру струје статора, генерално могу бити веома сложена. У циљу постизања веће универзалности и робусности методе, структуру за оцену брзине (у наставку као естиматор) у дисертацији чине структура за оцену учестаности хармоника, улазно-излазни филтри и алгоритам за прорачун параметара, док структуре за компензацију несавршености система, за додавање сигнала за побуђивање и друге које се могу пронаћи у до сада публикованим решењима нису коришћене. Према потпоглављу 2.4. детекцију произвољног хармоника у спектру струје статора могуће урадити преко алгоритама за детекцију проласка кроз нулу и за детекцију максимума, методе засноване на Пизаренко алгоритму, ФСП, преко неуралних мрежа, оптимизационих метода заснованих на специјалној употреби Калмановог филтра, итд. Како је анализом литературе показано да може да пружи мала кашњења у оцени брзине, ФСП је одабрана за методу детекције учестаности РЖХ. Структура ФСП је предмет расправе у потпоглављу 3.4. Да би се обезбедила велика тачност оцењене учестаности РЖХ и увећала робусност ФСП, сигнал мерене струје се филтрира тако да се ослабе нежељени хармоници у околини РЖХ. Улазни филтри у естиматору имају улогу да селективно утичу на фазу и амплитуду улазног сигнала при сваком радном режиму (брзини и оптерећењу), тако да сигнал на улазу у ФСП има спектар који садржи малу количину шума која може да нашкоди детекцији РЖХ. Према (2.145), учестаност и вршна вредност РЖХ се мењају са променом брзине и

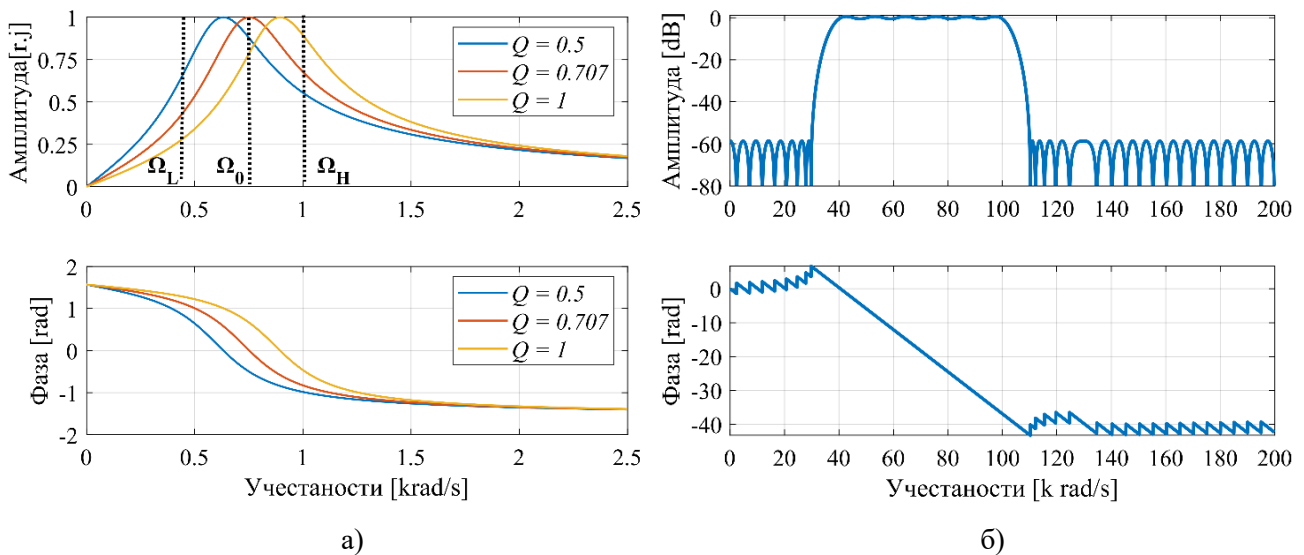
оптерећења на вратилу, па се филтар ПО намеће као интуитивно решење. После филтрације сигнала, излаз филтра ПО се доводи на ФСП која оцењује учестаности РЖХ. Излазни НФ филтри слаби нежељене компоненте у спектру које настају услед рада ФСП и несавршености филтра ПО. Оцењена учестаност РЖХ се путем (2.146) користи за прорачуна брзине вратила АМ као и за адаптацију централне учестаности филтра ПО, као на Слици 3.1. У наставку се разматрају могуће структуре филтара и захтеви које естиматор брзине треба да задовољи.



Слика 3.1. Структура естиматора РЖХ заснована на ФСП и улазно-излазним филтрима.

Код филтра ПО, опсег пуштања (пропусни опсег, енгл. *pass-band*, *bandwidth*) је дефинисан горњом и доњом пресечном учестаношћу, $\Delta\Omega = \Omega_H - \Omega_L$, као на Слици 3.2а. У идеалном случају, спектар сигнала на улазу у ФСП треба да садржи само сигнал РЖХ, а сви остали хармоници треба да се налазе ван опсега пуштања у сваком радном режиму. У опсегу пуштања је пожељно да амплитудна карактеристика филтра буде равна и да не уноси слабљење РЖХ, а да у непропусном опсегу (енгл. *stop band*) карактеристика буде монотона и да слабљење буде што веће. Филтар ПО представља комбинацију НФ и филтра пропусника високих учестаности, ВФ (енгл. *High-Pass Filter*) са карактеристичним полиномом другог реда у општем случају, где сваки филтар дефинише једну пресечну учестаност опсега пуштања. Стрмина прелазне области, селективност филтра, одређена је параметрима и редом филтра. Већи ред филтра доводи до веће стрмине амплитудне карактеристике и дужег времена одзива. Опсег пуштања филтра ПО је инверзно пропорционалан трајању временског одзива, па велико сужавање може узроковати неприхватљива кашњења у погледу захтева РС и РБ. Како је циљ да се естиматор брзине користи за РС и РБ, потребно је начинити компромис између временског и фреквентног одзива филтра. Адекватно филтрирање у свим радним режимима захтева да се централна учестаност филтра, $\Omega_0 = 2\pi f_C$, мења у времену са променом учестаности РЖХ, тј. структура филтра мора да буде адаптивне природе. Избор структуре филтра и адаптивне критеријумске функције која се примењује у процесу адаптације имају кључни утицај на рад естиматора брзине и наређених РС и РБ. Динамика промене централне учестаности утиче на кашњење које филтар уноси над улазним компонентама сигнала. Кашњење је дефинисано фазном карактеристиком $\varphi(\Omega)$ или групним кашњењем, тј. негативним првим изводом фазне карактеристике, $\tau(\Omega) = -d\varphi(\Omega)/d\Omega$. Нелинеарни филтри имају фреквенцијски зависне фазне карактеристике, Слика 3.2а, и линеарно понашање се може разматрати само у околини радне тачке. Филтри код којих постоји линеарна веза у фази улазних и излазних сигнала називају се линеарним и имају константно групно кашњење $\tau(\Omega) = \tau_0$ као на Слици 3.2б, а фазна карактеристика се може представити линеарном функцијом учестаности $\varphi(\Omega) = -\Omega\tau_0$.

Пројектовање филтра подразумева одабир структуре филтра и методе за прорачун параметара која обезбеђује жељени фреквенцијски одзив (енгл. *frequency response*). Захтеви за адаптивном структуром филтра и у погледу робусности дигиталних система наведени у првом поглављу, условљавају употребу дигиталних филтара. Као што је показано у потпоглављу 2.4. неуралне мреже се могу употребити за потребе филтрације. Ипак, њихова примена не доприноси значајном увећању перформанси ЕП при чему онемогућава употребу естиматора у РС или РБ без додатних хардверских улагања. Из наведених разлога, у наставку се неће разматрати примена неуралних мреже.



Слика 3.2. Филтар ПО: а) нелинеарни у функцији параметра Q ; б) линеарни филтар.

Дигитални филтри (ДФ) обављају математичке операције над дискретизованим сигналом и као резултат дају тренутну вредност сигнала на излазу филтра. Имају широку примену од обраде звука, слике, говора, па до ЕП. У ЕП се користите код прекомерног одабирања (енгл. *oversampling*, *N-point moving-average*), при усредњавању мереног сигнала са давача на нивоу једне периоде регулације (енгл. *2-point moving-average*), за компензацију механичког резонатора, поништавањем резонантних полова, или других несавршености у ЕП чиме се дозвољава шири опсег дозвољених појачања и унапређује понашање ЕП. При синтези ДФ потребно је обратити пажњу на учестаност одабирања, фреквенцијски и временски одзив, ред филтра, утицај операције одстрањивања (енгл. *truncation*), осетљивост дизајна на коначну тачност представљања података дигиталним речима, утицај примењене прозорске функције (енгл. *window function*), итд. Захтеви при пројектовању ДФ су иста дужина прелазне области код пресечних учестаности и примена истих апроксимација код синтезе непропусног и пропусног опсега. Подела ДФ према структури се врши према трајању импулсног одзива филтра у присуству Дираковог импулса на улазу, на филтре коначног или бесконачног трајања одзива. Обе структуре се могу користити за дизајн било које од четири основне групе филтара.

Филтри коначног трајања импулсног одзива (енгл. *Finite Impulse Response - FIR, transversal feedforward, non-recursive*,) имају излаз који је функција садашњих и претходних вредности улазног сигнала и који не зависи од излазних сигнала. После довођења екстерне побуде у тренутку kT , где је T периода одабирања, одзив има коначно трајање (меморију) у периоду $[kT \dots (k+n)T]$. Структура филтра је нерекурзивна и дата изразима, у дискретном и z домену, као

$$y[n] = a_0x[n] + a_1x[n-1] + \dots + a_Nx[n-N] = \sum_{i=0}^N a_i x[n-i] \quad (3.1)$$

$$W_{FIR}(z) = a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_Nz^{-N} \quad (3.2)$$

где је $N = M - 1$ ред филтра. FIR филтар (3.2) може имати парну или непарну дужину M . Филтар се формира као каскадна веза основних блокова (енгл. *Lattice*) при чему је сваком блоку придружен један коефицијент a_i ($i = 1 \dots M$), као на Слици 3.3а. Коефицијенти a_i имају вредности одбирка импулсног одзива у i -том дискретном тренутку одабирања сигнала.

Предности *FIR* структуре у поређењу са филтрима бесконачног трајања одзива јесу коначна меморија, безусловна стабилност јер садржи само нуле $z = 0$ вишеструкости M , флексибилност

за обликовање линеарне фазне или амплитудне карактеристике са теоријски бесконачним слабљењем на жељеним учестаностима. Линеарна фазна карактеристика се постиже симетричним вредностима коефицијената, тј. да први и последњи члан имају исту вредност, затим други и претпоследњи, итд. Број коефицијената може бити паран или непаран, а њихова расподела симетрична или асиметрична, па постоје четири могућности за дизајн линеарних филтара са различитим ширинама прелазне области. За паран број коефицијената потребно је испунити услов $h[n] = \pm h[M - 1 - n], n = 0, 1, \dots, M - 1$; а за непаран асиметрични филтар, услов $h[0.5(M - 1)] = 0$. Асиметрични филтри дају негативно одступање у фази и нулто појачање за једносмерну компоненту па се не могу користити за дизајн НФ филтара. Код линеарних филтара кашњење улазног сигнала износи N одбирака, док када није целобројна вредност потребно је извршити интерполацију кашњења. Односно, кашњења су предвидива, и могу се компензовати, па линеарни филтри налазе примену у естиматорима брзине [168].

FIR филтри се пројектују у z домену на основу жељеног фреквенцијског одзива филтра и жељених вредности одбирака импулсног одзива филтра применом Фуријеове трансформације. Како је импулсни одзив жељеног филтра бесконачног трајања и није каузалан, трајање одзива се ограничава применом прозорске функције и померањем импулсног одзива у десно како би се постигла каузалност (енгл. *Window & Truncation methode*). Одстрањивање ограничава број децимала десно од зареза, део спектра, што узрокује високофреквентне дисконтинуитете и дисторзије спектра (енгл. *frequency side lobes*). Иако се овако умањује шанса за настанак лажних ликова, ове акције подразумевају конволуцију идеалног импулсног одзива филтра и прозорске функције, тј. размазивања фреквенцијског одзива филтра, и спору конвергенцију Фуријеовог реда услед дисконтинуитета при преласку са пропусног на непропусни део опсега учестаности. Односно, резултат је мања селективност филтра и постоје нежељене Гибсове осцилација у непосредној околини пресечне учестаности филтра (енгл. *crossover frequency*) у виду главних и бочних лукова у спектру (енгл. *main and side lobes*), Слика 3.26.

Понашање филтра диктира одабир прозорске функције (*Hanning, Hamming, Blackman*, итд.) којом се постиже скраћење Фуријеовог реда. Одабир прозора утиче на дисконтинуитете, ширину прелазне области, слабљење у непропусном опсегу, на ширину и вршну вредност нежељених осцилација. Реализација филтра са већим бројем коефицијената или у каскади смањује валовитост карактеристике, доприноси селективности, али продужава трајање временског одзива. Велики број техника за дизајн *FIR* филтара се заснива на оптимизацији жељеног параметра формирањем критеријумске функције. Ове функције код *FIR* филтара имају један минимум који је тада и глобални. Методе су засноване на прекомерном одабирању, сукцесивној примени линеаризације и смањења узроковања (енгл. *decimation*), и свођењем на жељени ред филтра (енгл. *Frequency sampling*) [177]. Често се користи Ремезов алгоритам (енгл. *Remez Design*) који омогућава прецизно дефинисање граница појединих опсега и независно задавање појачања у непропусном и пропусном опсегу [178]. Нумеричке методе дају минимални ред линеарног филтра уз жељене валовитости одзива (енгл. *Optimum equiripple linear phase design, Park-McClellan algorithm*) [179], формирањем пондерисане суме грешака између жељеног и дизајнираног фреквенцијског одзива филтра путем оптимизације најмањег средњег квадрата одступања (енгл. *Least Mean Squares Error – LMSE*). *FIR* филтри се користе као адаптивни дигитални филтри (АДФ) због стабилности и једноставне анализе. Ипак, њихова примена је тада ограничена у погледу броја захтеваних коефицијената филтра и броја итерација потребних за конвергирање прорачуна. Ако се занемари употреба сложених или више процесорских платформи у једновременом раду, примена *FIR* филтара унутар естиматора РЖХ би унела превелико кашњење услед адаптивног прорачуна великог броја коефицијената и отежала употребу естиматора унутар РС и РБ. Због једноставније структуре, за дизајн НФ филтра и филтра ПО користиће се АДФ са структуром бесконачног трајања одзива (енгл. *Infinite Impulse Response – IIR, recursive*), описана изразима у дискретном и z домену редом као

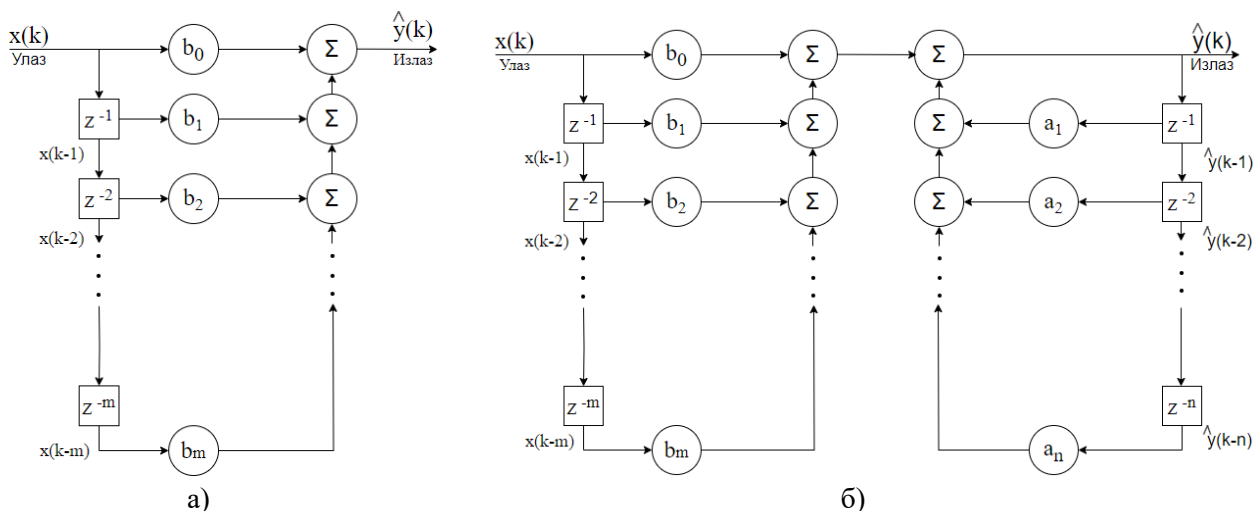
$$y[p] = a_0x[p] + a_1x[p - 1] + \dots + a_mx[p - m] - (b_1y[p - 1] + b_2y[p - 2] + \dots + b_ny[p - n]) = \sum_{i=0}^m a_ix[n - i] + \sum_{j=0}^k b_jy[n - j], \quad (3.3)$$

$$W_{IIR}(z) = \frac{a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_mz^{-m}}{1 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2} + \dots + b_nz^{-n}}, m \leq n, \quad (3.4)$$

где је n ред филтра. Код *IIR* филтара одзив је функција садашњих и претходних вредности улазног сигнала и претходних вредност излазног сигнала, као на Сlici 3.3б. Рекурзиван је и импулс доведен у тренутку kT и утиче на излаз филтра у интервалу $[kT... \infty)$. Захтева мање коефицијената од *FIR* филтара, тј. *IIR* филтри са неколико параметара могу имати боља својства од *FIR* филтара са знатном већим бројем параметара. Оптимизација критеријумске функције сада подразумева ажурирање мањег броја параметара, $m + n$, али могу настати проблеме и погледу стабилности филтра и дефинисања главног екстремума. У раду током адаптације параметара филтра, полови филтра се могу наћи изван јединичног круга и довести до нестабилности. Такође, критеријумска функција може имати више локалних минимума, када се процес оптимизације може завршити у локалном, а не глобалном минимуму. Динамички одзив филтра зависи од положаја полова у z равни, а потребан и довољан услов за стабилност филтра јесте да се полови налазе унутар јединичног круга $|z| = 1$ [194].

За одабрану адаптивну дигиталну *IIR* структуру филтара у естиматору, потребно је одабрати методу за дизајн параметара филтра. Традиционални приступ пројектовања *IIR* филтара заснива се пројектовању аналогног филтра у s домену и дискретизацији функције преноса, али се може пројектовати и директно у дискретном домену. Нека је $\Omega = T\omega$, где је ω дигитална, а Ω аналогна угаона учестаност и нека је на улазима АД конвертора примењен НФ филтри против лажних ликова (енгл. *anti-aliasing*) који ограничава спектар улазног сигнала. Тада ако су испуњени услови по теорему одабирања, уведени у потпоглављу 2.1, тада ће се ДФ у Никвистовој области $|\Omega| < \pi/T$ понашати готово идентично као и жељени филтар у s домену. Сходно томе, методе за дизајн филтара се могу поделити у три групе:

- 1) Класичне методе: Батервортова (енгл. *Butterworth*), Чебишевљева (енгл. *Chebyshev*), инверзна Чебишевљева (енгл. *inverse Chebyshev, Type II*), елиптична (енгл. *Cauer, Elliptic approximation*), Беселова (енгл. *Bessel*), Гаусова апроксимација, итд.;
- 2) Оптималне методе: Винерова (енгл. *Wiener Filter*) и Калманова (енгл. *Kalman filter*);
- 3) Методе за адаптивно подешавање параметара.



Слика 3.3. Структуре ДФ: а) *FIR* филтар; б) *IIR* филтар.

Батервортов филтар је апроксимација савршене амплитудне карактеристике НФ филтра (енгл. *maximally flat filter*) и најбољи компромис између временског и фреквенцијског одзива на рачун релативно дугог прелазног процеса [180]. Представља Чебишевљева има јединично појачање једносмерне компоненте и велику селективност, уз осцилације у пропусном и непропусном опсегу [181]. Карактеристика није монотона, а број и амплитуда осцилација је одређена редом филтра. Прве две методе имају добро понашање у непропусном опсегу, али по цену широке прелазне области. Батервортов, Чебишевљев и Беселов филтар немају нуле [182], а реализују се путем истих структура, са истим или сличним бројем коефицијената, користећи табеларне изразе за прорачун параметара. Инверзни Чебишевљев филтар се изводи тако што се од Чебишевљевог одузме јединица и инвертује учестаност као $\Omega = 1/\Omega_x$ [183]. Користи се када су потребни филтри вишег реда. Пружа монотону карактеристику са присуством нуле у функцији преноса, осцилацијама у одзиву и мањим слабљењем у непропусном опсегу у поређењу са претходним методама. Инверзна и елиптична апроксимација се реализују помоћу истих структура. Елиптична даје највећу селективности, најужу прелазну област, а постиже се равномерном расподелом грешке апроксимације у пропусном и непропусном опсегу [184]. Додавање нула узрокује највеће пригушење за дефинисан број полова функције преноса. Као последица, има се слабији временски одзив са присуством осцилација у целом опсегу учестаности. У наставку је дато грубо поређење класичних апроксимација и линеарног *FIR* филтар према битним перформансама из угла примене [168], [180], [181], [182], [183], [184]:

- Најкраће трајање временског одзива редом имају Беселов, линеарни *FIR* филтар, Гаусов, Батервортов, инверзни, Чебишевљев, елиптични, при чему линеарни *FIR* филтар има нешто већи прескок амплитудне карактеристике од Беселовог филтра;
- Најбољу линеарност фазне карактеристике пружају редом линеарни *FIR* филтар, Беселов, Батервортов, инверзни, Чебишевљев, елиптични;
- Највећу селективност има елиптични, па инверзни, Чебишевљев, Батервортов, Беселов;
- Најзаравњенију амплитудну карактеристике у делу спектра око нулте учестаности имају Батервортов, инверзни, Чебишевљев, елиптични;
- Највеће слабљење у горњем делу опсега пуштања имају елиптични, Чебишевљев, Батервортов, инверзни;
- Највеће слабљење у непропусном опсегу имају Чебишевљев, Батервортов, инверзни, линеарни *FIR* филтар, Беселов, елиптични;
- Највећи Q фактор и најмању валовитост амплитудне карактеристике у непропусном и пропусном опсегу пружају редом Батервортов, инверзни, Чебишевљев, линеарни *FIR* филтар, елиптични.

При пројектовању филтра дефинишу се захтеви у фреквенцијском домену попут појачања једносмерне компоненте, осцилација или слабљења у пропусном и непропусном опсегу, граничне учестаности пропусног и непропусног опсега на ниским и високим учестаностима, групно кашњење, фактор добротe Q доминантног пара полова најближег имагинарној оси, итд. За потребе пројектовања аналогних филтара, свака класична метода има своје предложене електричне шеме и нормализоване табличне изразе. На основу улазних захтева, произвољни аналогни филтар се реализује тако што се прво дизајнира нормализовани НФ филтар, затим се одреде апсолутне вредности параметара филтра на основу импедансе улаза и излаза и реда филтра, после чега се пресечна учестаност филтра скалира на жељену вредност. Потом се НФ филтар конвертује у жељени филтар заменом пасивних елемената у колу сходно одабраној методи различитим комбинацијама елемената [182]. На пример, за филтре без нула у функцији преноса сваки кондензатор у НФ филтру се мења паралелном везом кондензатора и калема. Одзив оваквог филтра неће имати осцилације или дисторзије у фреквенцијском одзиву. Добијени аналогни филтар се по потреби може дискретизовати.

Пројектовање оптималних филтара из друге групе метода се заснива на познавању статичких својстава сигнала који се филтрира. У пракси ови подаци најчешће нису доступни

или се параметри мењају у времену, па је оптимално решење тешко оствариво. Винеров оптимални филтар је описан функцијом преноса са комплексним коефицијентима за случај стационарног улазног сигнала. Критеријуми за оптимизацију се заснивају на минимизацији *LMS* грешке између тренутног излаза из филтра и жељеног одзива филтра у фреквенцијском домену. Стационарност стохастичког сигнала на улазу за потребе преласка у фреквенцијски домен се постиже применом варијационог рачуна што у пракси отежава примену због сложености [185]. Калманов филтар је рекурзивни нумерички алгоритам који се користи када улазни сигнал није стационаран и настао пуштањем случајног сигнала кроз линеарни временско-инваријантни систем [186]. Филтром се генерише процена немерљивог вектора стања у дискретном тренутку kT , на основу доступне процене вектора стања у тренутку $(k-1)T$, и прикупљеног мерења сигнала у посматраном тренутку (kT) . Описан је моделом вектора стања у виду векторске линеарне диференцијалне или диференцне једначином првог реда и алгебарском једначином излаза система која описује механизам мерења излазног сигнала уважавајући тачност давача у виду додатног шума. Излазни сигнал се генерише као линеарна комбинација вектора стања на коју је додат шум мерења. Предности Калмановог филтра у односу на Винера су решавање оптимизационог рачуна у временском домену, нема захтева за стационарношћу случајних сигнала и рачунски је доста једноставније решење, због чега се може користити за потребе естиматора брзине и *sensorless* ЕП ограниченог понашања [128].

Примена наведених метода у реалном времену подразумева употребу додатних матрица коефицијената и додатне меморије, или примену сложених математичких алгорита за потребе прорачуна коефицијената. Дакле, или постоје захтеви за употребу снажнијег процесора или су кашњења процена оцена превелика, а подешавање параметара ДФ се извршава применом адаптивног алгорита. Адаптивни алгоритми се често користе за идентификацију система када је резултат адаптације АДФ инверзни линеарни динамички модел непознатог система, а каскадна веза познатог АДФ и непознатог система транспортно кашњење. Користе се и за линеарну предикцију сигнала на основу постојећих одбирака истог сигнала, за поништавање интерференције где се примарни сигнал састоји од интерференције и корисног сигнала као код активне контроле буке, итд. Адаптивни алгоритми са неограниченом меморијом се користе за обраду стационарних сигнала и уважавају све претходне вредности анализираних сигнала и дају средњу процену понашања система у наредном временском периоду. У естиматору се нестационарност у погледу филтра ПО категоризује у односу на промену статичких својстава улазног сигнала РЖХ, референтног сигнала централне учестаности филтра или оба једновремено. За анализу нестационарних сигнала, као што је сада случај, потребно је користити алгоритам са ограниченом меморијом који пружа праћење промена вредности променљивих, при чему се не нарушава квалитет оцене у стационарном режиму.

Адаптивни процес чине процес обраде улазног сигнала и процес адаптације параметара функције преноса филтара. Адаптивни алгоритам полази из претходно дефинисаних почетних услова који не морају бити усклађени са окружењем, као што је иницијализација ЕП при пуштању у рад. Током рада, алгоритам треба да (1) према тренутном радном режиму ЕП оцени статичке особине сигнала на основу временских секвенци одбирака улазног, излазног и референтног сигнала, да (2) адаптира функцију преноса филтара тако да се минимизује нека критеријумска функција и да (3) у стационарном стању филтри конвергирају ка оптимуму. Како коефицијенти адаптивног филтра ПО зависе од сигнала РЖХ, филтар се може сматрати линеарним динамичким системом само када се излазни сигнал може изразити као линеарна комбинација одбирака сигнала РЖХ. Критеријумска функција, одређена за конкретну примену АДФ у функцији жељеног одзива филтра, се оптимизује најчешће применом две групе метода.

Прву групу метода чине оптимизације засноване на најмањем квадрату одступања где се прво мерења у ЕП групишу, а потом одједном обрађују. Може се постићи брже конвергирање алгорита, оптимизацијом корака извршавања прорачуна у времену (енгл. *Conjugate gradient based Complex Block LMS*) [187], или већа тачности у устаљеном стању, моделирањем односа

сигнала комплексних вредности (енгл. *augmented complex LMS*) [188], у поређењу са традиционалним комплексним *LMS* алгоритмима [189]. Стохастички градијенти метод је апроксимација Винеровог филтра, и најбрже минимизује средњу вредност квадратне грешке одступања (енгл. *Widrow-Hoff LMSE*) [190]. Посматра се први извод грешке у функцији параметара филтра и бирају се коефицијенти који најбрже доводе до оптималног решења. Мане овог приступа су зависност положаја криве у простору од нестационарног шума што представља проблем ако је велика динамика промене грешке у времену, што је случај са РЖХ. Такође, ако је оцењени сигнал пропорционалан шуму, излаз оптимизације је једнак нули и оптимизација никада не достиже до коначне вредности већ осцилује око оптималне тачке.

Другу групу методе чине решења заснована на рекурзивној оптимизацији суме квадрата (енгл. *Recursive least squares - RLS*), где се значајно смањује комплексност прорачуна и постиже брже конвергирање у поређењу са *LMS* методама, а тако и мање кашњење процеса оцене брзине [191]. *RLS* технике претпостављају да су случајни процеси у систему расподељени по Гаусовој расподели. Дакле, више су осетљиве на почетне услове и на одступања стварне од претпостављене расподеле поремећаја. Детекција РЖХ и оцена брзине за потребе надзора и дијагностике ЕП може се постићи робуснијим методама заснованим на примени методологије апроксимативне максималне веродостојности (енгл. *approximate maximum likelihood*), са додатним тежинским факторима заборављања (енгл. *Weighted Recursive Least Squares*) [192], модификацијама коваријационе матрице [193], итд. Ипак, као што је показано у потпоглављу 2.4, естиматори засновани на овим методама нису погодни за детекцију РЖХ током прелазних процеса и за потребе РС и РБ. За потребе синтезе естиматора који се може употребити у РС и РБ високих перформанси, критеријумска функција треба да пружи оптимални однос између минималне енергије излазног сигнала (максималног *SNR*) и унетог транспортног кашњења уважавајући физичка ограничења у ЕП. У наставку, уводе се физичка ограничења ЕП и жељено понашање естиматора које, у суштини, чине критеријумску функцију.

3.2 Критеријуми за синтезу естиматора брзине

На основу представљене структуре за оцену брзине, битне особине адаптивног естиматора које учествују и у формирању критеријумске функције су:

- Брзина конвергенције, број итерација потребан адаптивном алгоритму да конвергира ка оптималном под претпоставком да је побуда стационарна током рада алгоритма;
- Комплексност и рачунарска ефикасност алгоритма из угла трајања прорачуна, број рачунских операција у свакој итерацији алгоритма и величина захтеване меморије;
- Тачност у оцени брзине обртања у устаљеном стању и током прелазних процеса, односно вредност одступања од оптималног решења после конвергирања алгоритма;
- Динамичко понашање у поређењу са традиционалним давачима у широком опсегу брзине и оптерећења, при чему динамика естиматора не треба да усложњава захтеве који регулатор брзине мора да задовољи, тј. да се брзинска петља може пројектовати са једноставном структуром регулатора брзине;
- Дефинисан опсег радних режима у оквиру којих се може гарантовати линеарна стабилност естиматора при промени нестационарних улазних сигнала;
- Могућност да се брзина оцењује у великом опсегу брзина и оптерећења као и да подржи рад при малим и нултим брзинама као и при проласцима кроз нулу;
- Пропусни опсег *sensorless* регулационе петље по брзини;
- Осетљивост на промене параметара АМ, инвертора, оптерећења, референце брзине;
- Нумеричка стабилност при извршавању алгоритма са аритметиком са коначном дужином речи;

- Финансијска оправданост примене естиматора уместо давача, тј. практична примена алгоритма мора да буде једноставна и јефтина;
- Пожељено је да алгоритам буде модуларан и погодан за паралелизацију.

Већи број наведених захтева је међусобно сукобљен, посебно захтеви тачности и кашњења процеса оцене. Главни критеријуми за дизајн потичу из услова стабилности естиматора. Неопходно је дизајнирати делове естиматора тако да њихове доминантне временске константе обезбеде стабилан рад при дефинисаним радним режимима. Да би се смањило кашњење оцењене у односу на реалну физичку промену брзине, временска константа НФ филтра мора да има вредност мању или једнаку вредности механичке временске константе која је одређена инерцијом АМ и механичког оптерећења, дизајном регулационе петље по брзини и динамиком промене оптерећења. Ово је уједно и најнижи пропусни опсег естиматора. Највиши пропусни опсег је одређен пропусним опсегом ФСП, који је ограничен постојањем нежељених компонента у спектру оцењеног сигнала. Да би се обезбедила стабилност естиматора, потребно је да временски одзив ФСП буде бржи од временског одзива филтра ПО, и да се ограничи брзина промене централне учестаности филтра ПО. Брзина промене мора да буде таква да се омогући филтру ПО да уђе у устаљено стање пре наредне промене учестаности РЖХ. Тада, излазни НФ филтар пружа филтрирање оцењеног сигнала и прилагођава брзину промене централне учестаности филтра ПО тако да се промена централне учестаности филтра дешава по споријој динамици. Увећање временске константе НФ филтра пружа већу тачност, увећава кашњење естиматора и ограничава дозвољену брзину промене учестаности РЖХ која не угрожава естиматор у погледу стабилности. Дакле, критеријумска функција за адаптацију параметара естиматора добија се као компромис између кашњења, тачности и динамике одзива оцењене учестаности РЖХ. Може се закључити да је главна променљива стања у систему фаза РЖХ, θ_{RSH} , и да је динамику филтра ПО неопходно уважити при формирању критеријума за дизајн. Наведене зависности се могу груписати у форми неједнакости (к-1) као

$$\tau_{MEH} > \tau_{LPF} > \tau_{BPF} > \tau_{PLL}. \quad (3.5)$$

Такође, неопходно је испунити и критеријуме за стабилност ФСП. Динамичка стабилност ФСП је одређена структуром и појачањима петље. Одскочна (енгл. *step*) промена учестаности РЖХ није могућа јер би захтевала тренутну промену брзине и кинетичке енергије акумулисане у обртним масама. Релативна промене учестаности РЖХ на улазу у ФСП у односу на излазни сигнал се може апроксимирати динамиком рампе. Тада је критеријум стабилности ФСП (к-2)

- да угаона учестаност РЖХ буде увек унутар опсега држања и закључавања;
- да нагле промене учестаности РЖХ буду увек мање од опсега напуштања;
- да брзина промене учестаности РЖХ буде мања од ω_n^2 , где је ω_n природна учестаност ФСП [194].

Естиматор је стабилан ако и само ако су задовољени критеријуми за стабилност филтра ПО (к-1) и ФСП (к-2). Брзина промене учестаности РЖХ може се добити применом првог извода над (2.145) и познавањем вредности механичког убрзања, промене учестаности f_{FUND} и граничног пропусног опсега РБ који је дефинисана критеријумом (к-1). Да би се задовољили критеријуми (к-1) и (к-2), али и увећала робусност естиматора у трајном раду, на Слици 3.4. је дата унапређена структура естиматора представљеног на Слици 3.1. Оцењена учестаност РЖХ, f_{RSH} , на излазу НФ филтра се користи за адаптацију централне учестаности филтра ПО и за потребе прорачуна брзине и позиције вратила АМ. Поред адаптације централне учестаности у функцији учестаности РЖХ f_{RSH} , адаптира се и опсег пуштања филтра ПО у функцији учестаности првог хармоника струје статора f_{FUND} . Над излазним сигналом филтра ПО примењује се нормализација вршне вредности сигнала у функцији јачине I_m и учестаности f_{FUND} првог хармоника струје статора. Овако се додатно увећава робусност, смањује шум

естимације и максимизира динамичко понашање ФСП. ННФ филтар је реализован као АДФ код којег се временска константа филтра адаптира са променом f_{FUND} . Дакле, параметри АДФ се мењају у функцији радних режима, брзине и оптерећења. Сматра се да се подаци за потребе адаптације параметара обезбеђују без кашњења, осим у случају ФСП где је потребно уважити динамику добијања података због сличних пропусних опсега регулационих петљи.

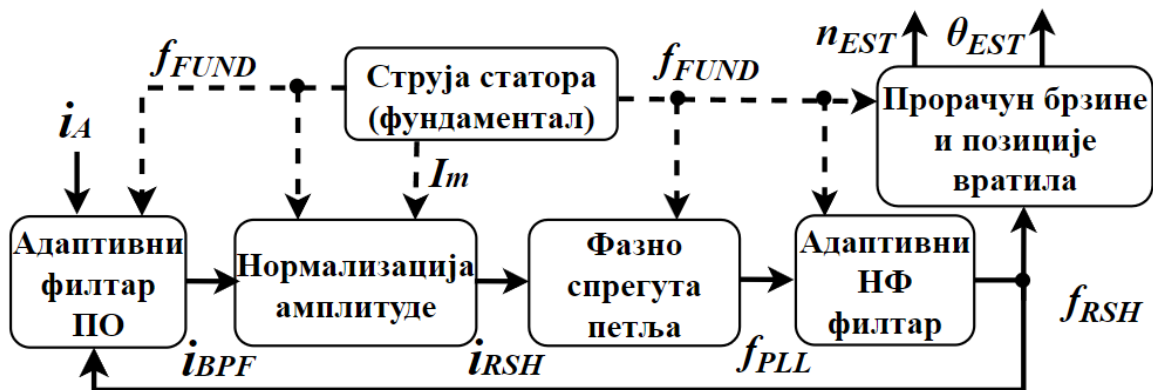
Представљена структура је сложена, нелинеарна и има ограничења. Да би се естиматор користио за потребе *sensorless* управљања АМ, механичка константа се дефинише према очекиваним радним режимима у функцији ограниченог пропусног опсега РБ. Ограничењем пропусног опсега се ограничава могућа брзина промене учестаности и фазе РЖХ, и умањује се ризик од уласка естиматора у нелинеарне режиме. Уз претпоставку апериодичног одзива петље РБ, временски одзив се може апроксимирати као систем са кашњењем првог реда са временском константом која је дата као функција пропусног опсега петље РБ као

$$\tau_{BW} \approx \frac{1}{2\pi f_{BW_{WREG}}} \geq \tau_{LPF} > \tau_{BPF} > \tau_{PLL}. \quad (3.6)$$

Параметри актуатора и механичког система су сада инхерентно укључени у критеријум (к-1). Робусност система на промене механичких параметара је осигурана у режимима рада без оптерећења, а за режиме са оптерећењем увешће се додатно ограничење у критеријуму (к-2) у наставку. На основу наведених битних особина адаптивног естиматора, анализе у потпоглављу 2.4. и Табеле 2.1, дизајн естиматора у наставку се заснива на следећим захтевима:

- I. Да је кашњење у оцени брзине мање од 50 ms у целом опсегу радних режима;
 - II. Да је грешка у оцени брзине у устаљеном стању мања од 0,2%;
 - III. Да је временски одзив естиматора адекватан у погледу синтезе регулатора брзине;
 - IV. Да постоји финансијска оправданости примене естиматора;
- Према критеријумима стабилности филтра ПО учестаности (к-1) и ФСП (к-2);

који индиректно чине критеријумску функцију. Улазни параметри за дизајн естиматора брзине су жељени пропусни опсег *sensorless* регулационе петље по брзини $f_{BW_{WREG}}$, број роторских жлебова N_R , број пари полова p и номинална учестаност АМ f_{NOM} . Максимална дозвољена промена референце по брзини инхерентно је ограничена дефинисањем параметара $f_{BW_{WREG}}$ и f_{NOM} као што је показано у наставку. Дакле, дизајн ФСП и ограничења унутар којих се мењају параметри ДФ се одређује према захтевима *sensorless* регулационе петље по брзини.



Слика 3.4. Структура естиматора РЖХ са ФСП и адаптивним дигиталним филтрима.

3.3 Синтеза адаптивног дигиталног филтра ПО учестаности

У наставку је извршена синтеза улазног адаптивног дигиталног филтра ПО учестаности. Ако је Ω_0 централна учестаности и $\Delta\Omega$ опсег пуштања тада се функција преноса филтра ПО у s домену се може изразити у функцији фактора добротe $Q = \Omega_0/\Delta\Omega$ као

$$W_{BPF}(s) = \frac{s \Delta\Omega}{s^2 + s \Delta\Omega + \Omega_0^2} = \frac{s}{\frac{1}{\Delta\Omega} s^2 + s + \frac{\Omega_0^2}{\Delta\Omega}} = \frac{s}{\frac{1}{\Delta\Omega} s^2 + s + Q\Omega_0}. \quad (3.7)$$

Постизање жељеног Q фактора захтева или већи број бита у дигиталној речи или квалитетније компоненте у аналогној техници, са мање губитака и мањом толеранцијом. Већи Q фактор даје већи опсег пуштања уз мању резерву стабилности. Често се одабиром $Q = 0,707$ прави компромис између стабилности и брзине одзива. Ако је $Q > 0,707$ одзив филтра ће имати прескок, а за $Q < 0,707$ смањује се опсег пуштања и селективност филтра као на Слици 3.2а.

Затим је потребно извршити дискретизацију филтра уважавајући раније наведене захтеве. Одабир методе за дискретизацију је диктиран применом и утиче на фреквенцијски и временски одзив. Опсег аналогних учестаности од $-\infty$ до $+\infty$ се пресликава у опсег дигиталних учестаности од $-\pi$ до π . Веза између две променљиве је нелинеарна, што узрокује дисторзије у одзивима. Што је ближа највиша компонента у спектру улазног сигнала Никвистовој учестаности, у тој мери доживљава већа изобличења, пре свега фазне карактеристике (енгл. *warping*). Ако је већа од Никвистове учестаности, настаје пресликавања компоненте у доњи део спектра од значаја. Од интереса је да се после дискретизације система из s у z домен очува фреквенцијски одзив система, а посебно у околини пресечне учестаности. Методе за дискретизацију се заснивају или на нумеричкој апроксимацији интеграла у временском домену (енгл. *Euler integration or trapezoidal integration method*) или на инваријантности динамичког одзива када се постижу исти временски и фреквенцијски одзиви при одскочној, рампа или импулсној побуди ако је време одабирања довољно мало у односу на временску константу система у s домену. Метода пресликавања (енгл. *Matched Pole-Zero*) даје исте математичке вредности полова уз различите вредност нула и појачања, индивидуалним прорачуном полова и нула сменом $z = e^{sT}$. По потреби се прилагођава појачање једносмерне компоненте, додају или одстрањују нуле у бесконачности, како би се добила функција преноса код које важи да је $N_z = N_p - 1$, где је N_z број нула и N_p број полова. Ова метода нарушава импулсни одзив система и не могу се постићи исти фреквенцијски и временски одзиви система.

Инваријантност одскочног одзива се постиже методом задржавања нултог реда (енгл. *Zero-order hold – ZOH*), а по рампи методом задржавања првог реда (енгл. *First-order hold – FOH*). Методе се темеље на реконструкцији континуалне функције само нултим, или нултим и првим чланом Тејлоровог реда. Метода нултог реда физички описује ефекте ДА конверзије, задржавајући сваку вредност одбирка на константној вредности у трајању од једне периоде одабирања. Метода задржавања првог реда пружа добро поклапање одзива у континуалном и дискретном домену ако се улаз у систем мења динамиком рампе, чак и боље од методе задржавања нултог реда. За функцију преноса $W(s)$ у s – домену, еквивалентна функција преноса у z - домену применом *ZOH* методе је дата као

$$W_{ZOH}(z) = (1 - z^{-1})Z \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{W(s)}{s} \right\} \right\}. \quad (3.8)$$

Импулсна трансформација пружа инваријантност по импулсном одзиву. Вредности нула функције преноса су најближе реалним вредностима и ова метода се често користи за пројектовање *IIR* филтара. Функција преноса у z - домену добија се применом инверзне Лапласове и z трансформације над функцијом у s - домену, $W_{IMP}(z) = Z\{\mathcal{L}^{-1}\{W(s)\}\}$. Овом трансформацијом се не моделују ефекти кола задршке, које се тада моделира засебном функцијом преноса. Ојлерова метода нумерички апроксимира извод у диференцијалним једначинама. Применом Тејлоровог реда и операције занемарења у посматраној тачки формира се нумерички интегратор који врши предикцију трајекторије. Може се применити сходно потребама на два начина. Ако је тренутна вредност излаза апроксимирана функцијом само претходних вредности тада се назива експлицитном, $s = (z - 1)/T$ (енгл. *forward Euler*), а ако се користе и садашње вредности тада је имплицитна, $s = (1 - z^{-1})/T$ (енгл. *backward Euler*).

За потребе дискретизације филтара и регулатора користити се и билинеарна, Тастинова трансформација (енгл. *Trapezoidal Integration, Tustin*). Решавањем диференцијалне једначине и посматрањем површина испод таласног облика променљиве од значаја, у дискретни домен се прелази нумеричком апроксимацијом континуалног интеграла трапезоидном формулом на интервалу дискретизације од $(k - 1)T$ до kT . Потом се примењује z трансформација над добијеним изразом, пресликавањем $j\omega$ осе на једну револуцију јединичне кружнице у z равни функцијом $z = e^{sT}$, над којом се затим примењује линеаризација првог реда. Наведени кораци резултују инваријантним изразима за директну и инверзну билинеарну трансформацију

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad \text{и} \quad z = \frac{1 + \frac{T}{2}s}{1 - \frac{T}{2}s}. \quad (3.9)$$

Билинеарна пружа инваријантност на одскочну побуду и фреквенцијски одзив система са знатно мањим дисторзијама у поређењу са другим методама. Да би се остварила дисторзија мања од 3%, потребно је да однос учестаности одабирања и сигнала од значаја буде већи од 10, тј. већа од 20 за Ојлерове трансформације. Овом методом се може отклонити изобличење фреквенцијског одзива, што је мана импулсно-инваријантне методе, применом нелинеарне компресије фреквенцијске осе (енгл. *frequency pre-warping*). Овако се компензују дисторзије фазне и амплитудне карактеристике на посматраној учестаности или у опсегу до учестаности опсега пуштања. Ако је учестаност одабирања значајно већа од опсега учестаности улазног сигнала, ову активност није потребно спроводити. Приликом спецификације *IIR* филтра углавном се дефинишу четири учестаности, границе пропусног и непропусног опсега. Идеално преклапање одзива на свим учестаности није могуће постићи. Зато се углавном бирају доминантни полови система и врши се компензација, компресија нелинеарности фазе, у радној тачки. Ако је Ω аналогна, $\tilde{\Omega}$ дигитална угаона учестаност филтра, тада је $s = j\Omega$, $z = e^{j\omega}$, где је $\omega = \tilde{\Omega} \cdot T$ нормализована угаона учестаност ДФ. Нелинеарна зависност између дигиталне и аналогне учестаности филтра у функцији фактора Q се може извести из (3.9) као

$$j\Omega = \frac{2}{T} \frac{e^{j\omega} - 1}{e^{j\omega} + 1} = \frac{j2}{T} \frac{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega}{2}\right)} = \frac{j2}{T} \tan\left(\frac{\omega}{2}\right) = \frac{j2}{T} \tan\left(\tilde{\Omega} \frac{T}{2}\right) \rightarrow \frac{1}{\Delta\Omega} = \frac{Q}{\Omega_0} = Q \frac{T \cos\left(\frac{\omega_0}{2}\right)}{2 \sin\left(\frac{\omega_0}{2}\right)}, \quad (3.10)$$

где је ω_0 нормализована централна учестаности ДФ. Ако се изрази (3.9) и (3.10) уваже у (3.7), сређивањем израза добија се прототип дигиталног *IIR* филтра ПО учестаности као

$$W_{BPF}(z) = \frac{\frac{\sin(\omega_0)}{2Q + \sin(\omega_0)}(1 - z^{-2})}{1 - \frac{4Q \cos(\omega_0)}{2Q + \sin(\omega_0)}z^{-1} + \frac{2Q - \sin(\omega_0)}{2Q + \sin(\omega_0)}z^{-2}} = \frac{r_0(1 - z^{-2})}{1 + r_1z^{-1} + r_2z^{-2}} \quad (3.11)$$

Функцију (3.11) је потребно упростити за потребе имплементације на ДСП и да би се смањио број нумеричких операција. Ако је $\Delta\omega$ нормализовани опсег пуштања ДФ, тада се однос Q фактора аналогног и q фактора дигиталног филтра, $q = \omega_0/\Delta\omega$, може изразити као

$$\frac{Q}{q} = \frac{\frac{\Omega_0}{\Delta\Omega}}{\frac{\omega_0}{\Delta\omega}} = \frac{\Omega_0}{\omega_0} \frac{1}{\frac{\Delta\Omega}{\Delta\omega}} = \frac{1}{\omega_0 T} \frac{2 \sin\left(\frac{\omega_0}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega_0}{2}\right)}. \quad (3.12)$$

Под оправданом претпоставком да је дисторзија фреквенцијског одзива у близини централне учестаности занемарива, може се начинити апроксимација односа Q/q као

$$\frac{\Delta\Omega}{\Delta\omega} \approx \left. \frac{d\left(\frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega}{2}\right)\right)}{d\omega}\right|_{\omega=\omega_0} = \frac{2}{T} \frac{1}{\cos\left(\frac{\omega}{2}\right)^2} \frac{1}{2} \Bigg|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{T} \frac{1}{\cos\left(\frac{\omega_0}{2}\right)^2}, \text{ тј.} \quad (3.13)$$

$$\frac{Q}{q} = \frac{1}{\omega_0 T} \frac{2 \sin\left(\frac{\omega_0}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega_0}{2}\right)} \frac{1}{\frac{1}{T} \frac{1}{\cos\left(\frac{\omega_0}{2}\right)^2}} = \frac{\sin(\omega_0)}{\omega_0} \rightarrow Q = q \frac{\sin(\omega_0)}{\omega_0} = \frac{\omega_0 \sin(\omega_0)}{\Delta\omega \omega_0} = \frac{\sin(\omega_0)}{\Delta\omega}. \quad (3.14)$$

Функције преноса дигиталног *IIR* филтра ПО у z – домену се може упростити као

$$r_0 = \frac{\sin(\omega_0)}{2Q + \sin(\omega_0)} = \frac{\sin(\omega_0)}{2 \frac{\sin(\omega_0)}{\Delta\omega} + \sin(\omega_0)} = \frac{\Delta\omega}{2 + \Delta\omega}, \quad (3.15)$$

$$r_1 = -\frac{4Q \cos(\omega_0)}{2Q + \sin(\omega_0)} = -\frac{4 \frac{\sin(\omega_0)}{\Delta\omega} \cos(\omega_0)}{2 \frac{\sin(\omega_0)}{\Delta\omega} + \sin(\omega_0)} = -\frac{4 \cos(\omega_0)}{2 + \Delta\omega}, \quad (3.16)$$

$$r_2 = \frac{2Q - \sin(\omega_0)}{2Q + \sin(\omega_0)} = \frac{2 \frac{\sin(\omega_0)}{\Delta\omega} - \sin(\omega_0)}{2 \frac{\sin(\omega_0)}{\Delta\omega} + \sin(\omega_0)} = \frac{2 - \Delta\omega}{2 + \Delta\omega}, \quad (3.17)$$

$$W_{BPF}(z) = \frac{r_0(1 - z^{-2})}{1 + r_1z^{-1} + r_2z^{-2}} = \frac{\alpha_{BPF}(1 - z^{-2})}{1 + (\alpha_{BPF} - 1)\beta_{BPF}z^{-1} + (1 - 2\alpha_{BPF})z^{-2}}. \quad (3.18)$$

Функција преноса *IIR* филтра ПО је дата у функцији два коефицијента. Параметар α_{BPF} је функција опсега пуштања филтра $\Delta\omega$ и дефинисан је као

$$\alpha_{BPF} = \frac{\Delta\omega}{2 + \Delta\omega} = \frac{\Delta\Omega \cdot T_{EST}}{2 + \Delta\Omega \cdot T_{EST}}, \quad (3.19)$$

где је T_{EST} периода извршавања алгоритма за оцену брзине. Параметар β_{BPF} се адаптира са променом излаза НФ филтра, променом учестаности РЖХ, f_{RSH} . Уважавајући механизам за нелинеарну компресију фреквенцијске осе (3.10), параметар β_{BPF} је описан као

$$\beta_{BPF} = 2 \cos(\omega_0) = 2 \cdot \cos(2\pi \cdot f_{RSH} \cdot T_{EST}). \quad (3.20)$$

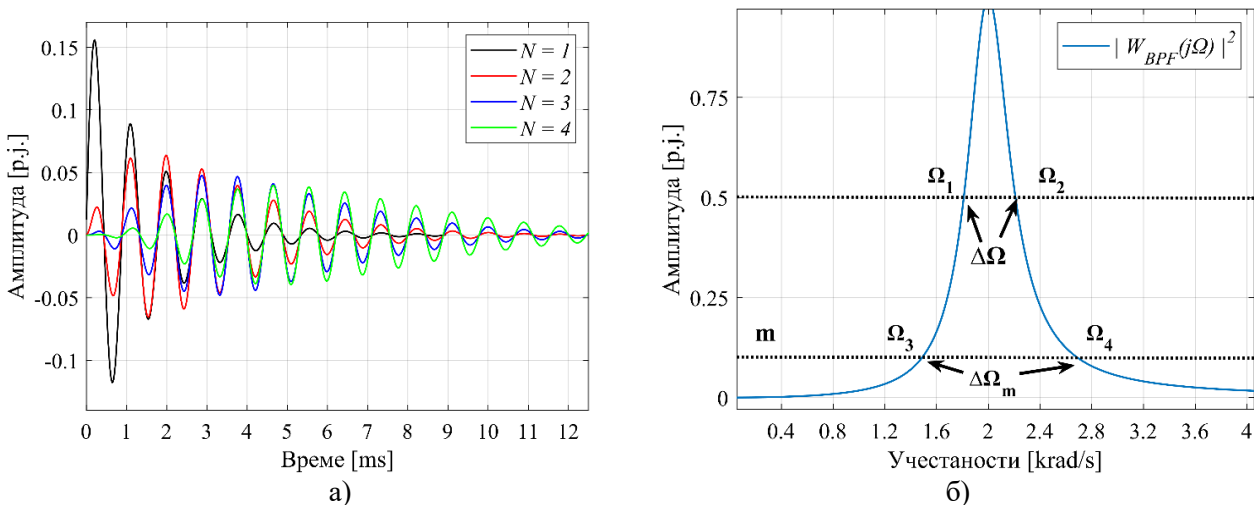
Параметри филтра ПО учестаности се дизајнирају према захтевима (I) и (II) да би се остварило филтрирање великог квалитета мерених струја уз минимално унето кашњење. Параметар α_{BPF} одређује временску константу филтра, па њихов одабир директно утиче на стабилност система. Ово се јасније може уочити ако се применом инверзне Лапласове трансформације над (3.7) одреди временски одзив филтра као

$$h_{BPF}(t) = 2ae^{-at} \left[\cos(\sqrt{b - a^2} t) - \frac{a}{\sqrt{b - a^2}} \sin(\sqrt{b - a^2} t) \right], \quad (3.21)$$

$$a = \frac{\Delta\Omega}{2}, \quad b = \Omega_0^2, \quad \text{где је } \tau = \frac{2}{\Delta\Omega}. \quad (3.22)$$

Понашање филтра се може унапредити увећањем броја каскада. Различити број каскада N резултује другачијим амплитудно-фазним карактеристикама, односно постиже се мањи опсег пуштања филтра, већа селективност са увећаним трајањем одзива, Слика 3.5а. Дакле, параметри α_{BPF} и N заједно дефинишу временску константу филтра ПО, а њихов одабир директно утиче на стабилност система. Да би се аналитички описао утицај броја N на временски одзив филтра, посматраће се квадрат амплитудне карактеристике филтра (3.7),

$$|W_{BPF}(j\Omega)|^2 = \frac{\Omega^2 \cdot \Delta\Omega^2}{\Omega^2 \cdot \Delta\Omega^2 + (\Omega^2 - \Omega_0^2)^2}. \quad (3.23)$$



Слика 3.5. а) Временски одзиви филтра ПО у функцији броја каскада при константном опсегу пуштања филтра; б) Квадрат амплитудне карактеристике филтра.

Према Слици 3.5б, Ω_1 и Ω_2 дефинишу опсег пуштања, Ω_3 и Ω_4 непропусни опсег, и важи даје $\Omega_0^2 = \Omega_1 \cdot \Omega_2 = \Omega_3 \cdot \Omega_4$, $\Delta\Omega = \Omega_2 - \Omega_1$, $\Delta\Omega_m = \Omega_4 - \Omega_3$. Угаоне учестаности које описују амплитудну карактеристику могу се изразити у функцији фактора Q и селективности филтра $K = \Delta\Omega_m / \Delta\Omega$, који дефинише ширину прелазне области и опсег пуштања, као

$$\Omega_{1,2} = \frac{\Omega_0}{2Q} \left(\sqrt{4Q^2 + 1} \mp 1 \right) \text{ и } \Omega_{3,4} = \frac{\Omega_0}{2Q} \left(\sqrt{4Q^2 + K^2} \mp K \right). \quad (3.24)$$

Параметар m , на Слици 3.5б, често представља улазни параметар за дизајн и диктира број захтеваних каскада. Полазећи од (3.23.), $|W_{BPF}(j\Omega)|^2$, параметар m може се одредити као

$$|W_{BPF}(j\Omega_{3,4})| = \frac{\Omega_{3,4}^2 \cdot \Delta\Omega^2}{\Omega_{3,4}^2 \cdot K^2 \cdot \Delta\Omega^2 + \Omega_{3,4}^2 \cdot \Delta\Omega^2} = m; \quad K = \sqrt{\frac{1}{m} - 1} > 1. \quad (3.25)$$

Филтар тежи идеалној карактеристици када K тежи јединици, тј. за $m = 0.5$. Да би се размотрио утицај броја каскада на селективност филтра, израз (3.25) се може изразити у функцији броја каскада N , када се добијају изрази за граничне учестаности филтра као

$$|W_{BPF}(j\Omega'_{1,2})|^2 = \sqrt[n]{0.5} = \frac{\Omega'_{1,2}{}^2 \cdot \frac{\Omega_0^2}{Q}}{\Omega'_{1,2}{}^2 \cdot \frac{\Omega_0^2}{Q_S} + \Omega'_{1,2}{}^2 \cdot \frac{\Omega_0^2}{Q}}, \quad (3.26)$$

$$|W_{BPF}(j\Omega'_{3,4})|^2 = \sqrt[n]{m} = \frac{\Omega'_{3,4}{}^2 \cdot \Delta\Omega^2}{\Omega'_{3,4}{}^2 \cdot \Delta\Omega_m^2 + \Omega'_{3,4}{}^2 \cdot \Delta\Omega^2} = \frac{\left(\frac{Q_S}{Q}\right)^2}{K_S^2 + \left(\frac{Q_S}{Q}\right)^2}, \quad (3.27)$$

где су $\Omega'_{(1,3),(2,4)}$ ефективне граничне учестаности каскадног филтра, а Q_S и q_S фактори добротe аналогног и дигиталног каскадног филтра. Однос фактора добротe за филтре у s – домену је

$$\frac{Q_S}{Q} = \frac{1}{\sqrt[n]{2} - 1}, \text{ где је } Q_S = \frac{\Omega_0}{\Delta\Omega'} = \frac{\Omega_0}{\Omega'_2 - \Omega'_1}. \quad (3.28)$$

Селективности каскадног филтра K_S је мања од селективност филтра са једном каскадом, $1 < K_S < K$, где је за $n = 1$, $K_S = K$. Селективности филтра K_S се може изразити као

$$K_S = \frac{\Delta\Omega'_m}{\Delta\Omega'} = \sqrt{\frac{m^{-n/2} - 1}{2^{n/2} - 1}}. \quad (3.29)$$

Применом механизма за компресију нелинеарност фазне карактеристике може се показати да је пројектована селективност каскадног филтра после примене билинеарне трансформације очувана и да не долази до нежељених дисторзија карактеристике, односно да важе релације

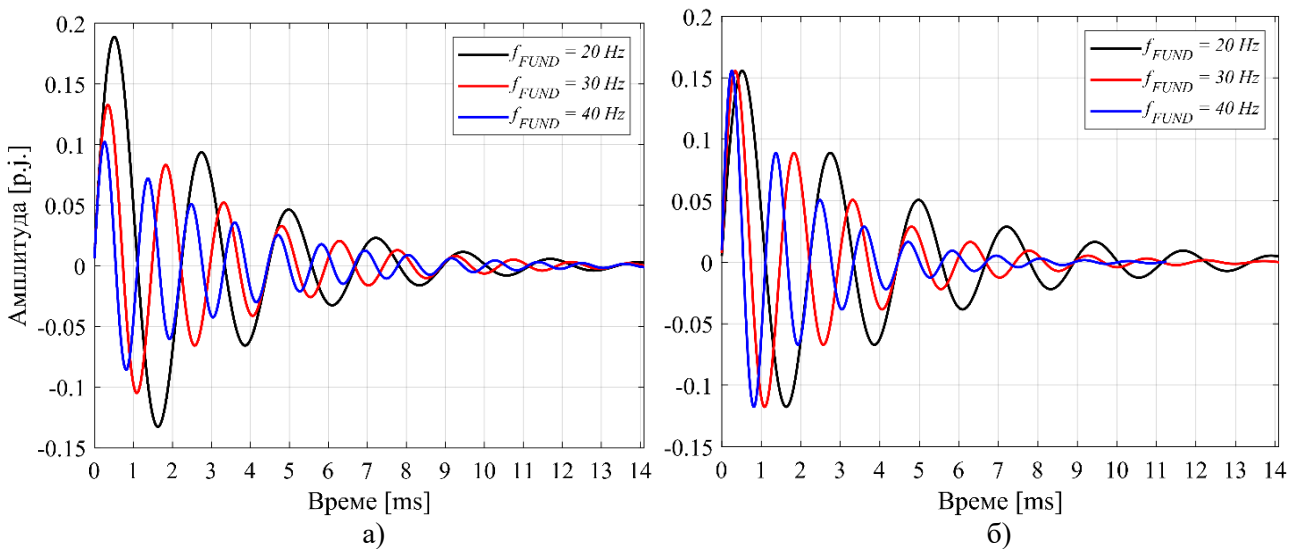
радног режима, као на Слици 3.7а. Ово је погодно за синтезу надређених регулационих петљи за РС и РБ. Недостатак константног опсега пуштања јесте што због променљивог спектралног растојања између суседних хармоника, филтар не пружа увек исту селективност, што умањује квалитет, а некада и ограничава примену ФСП. При малим брзинама, услед скупљања спектра на улазу у ФСП може постојати изражени први хармоник струје услед недовољног слабљења, док при великим брзинама константан опсега пуштања уноси велика кашњења [171], [195]. Зато се уводи концепт адаптивног опсега пуштања дефинисаног у функцији учестаности првог хармоника струје, тј. радног режима, као $f_{FUND}((v + 2) - (v - 2)) = 4f_{FUND}$.

Овако се постиже велико слабљење првог и потребно слабљење најближих хармоника РЖХ струје статора у свим радним режимима уз минимално кашњење, за сваку АМ која испуњава услов за стварање РЖХ (2.133). На Слици 3.7б. се може уочити и да су осцилације временског одзива филтар мање изражене. Параметар α_{BPF} се адаптира на промене учестаности f_{FUND} као

$$\alpha_{BPF} = \frac{\Delta\omega}{2 + \Delta\omega} = \frac{2\pi 4f_{FUND}T_{EST}}{2 + 2\pi \cdot 4f_{FUND}T_{EST}}; \Delta\omega = 2\pi 4f_{FUND}T_{EST} = 8\pi f_{FUND}T_{EST}, \quad (3.32)$$

где се адаптација параметра β_{BPF} виши као (3.20). Као последица (3.32) временска константа филтра је променљива, као што је приказано на Слици 3.7б. Ово се мора уважити при синтези алгоритма управљања и анализи стабилности система. Независно да ли је параметар α_{BPF} константан или променљив, v -ти хармоник је инхерентно унутар опсега пуштања филтра и узрокује интермодулацију са РЖХ унутар ФСП и настанак паразитних хармоника у нижем делу спектра. При малим брзинама ови хармоници се приближавају пропусном опсегу РБ и угрожавају рад система. Како би се предупредили наведени проблеми, пропусни опсег РБ је у дисертацији ограничен на $f_{BW_{WREG}}^{LIMIT} = 15 \text{ Hz}$, уважавајући критеријум (к-1), што је довољно за већи број индустријских примена. До сада су у литератури решења само концептуално указивала на могућност употребе РЖХ за потребе РБ, без детаљније анализе понашања ЕП и САР. Из наведеног, може се рећи да уведено ограничење не представља умањење употребне вредности естиматора РЖХ. Пропусни опсег се може увећати значајно у случају ниске вршне вредности v -тог хармоника, или применом додатних метода за његову компензацију.

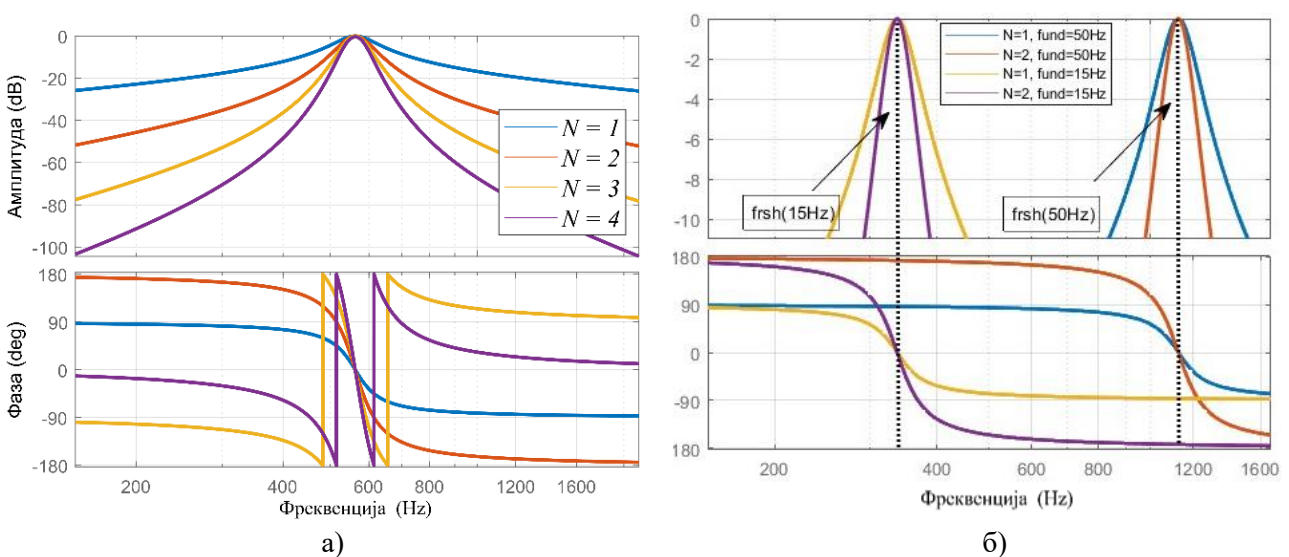
Применом аналитичких релација (3.28), (3.29) и инверзне Лапасове трансформације као у (3.21), може се показати да се ефективно трајања временског одзива увећава 1,37, 2, 2,35, 2,73 пута како број каскада у филтру расте са 2 на 5. Употребом симулационог модела генерисани су временски одзиви IIR филтра ПО у функцији броја каскада $N = \{1, 2, 3, 4\}$ при константном опсегу пуштања $\Delta\Omega = 2\pi \cdot 160 \text{ rad/s}$, и приказани на Слици 3.5а. Фреквенцијски одзиви филтра ПО у функцији броја каскада дати су на Слици 3.8а. при централној учестаности $f_C = 150 \text{ Hz}$ и истом опсегу пуштања. Може се уочити да филтар са једном каскадом не пружа довољно слабљење у жељеном делу спектра, док се транспортна кашњења увећавају значајно за $N \geq 3$. Примена више каскада није од практичне користи, како је циљ употребити естиматор за потребе РБ. Као компромис између критеријума (I) и (II) за број каскада је одабрано $N = 2$. Фреквенцијски одзиви дизајнираног филтра са адаптивним параметром α_{BPF} дати су на Слици 3.8б при учестаностима $f_{FUND} = 15 \text{ Hz}$ и $f_{FUND} = 50 \text{ Hz}$, односно према (2.145) на централним учестаностима редом $f_C = f_{RSH} \approx 345 \text{ Hz}$, и $f_{RSH} \approx 750 \text{ Hz}$. Опсега пуштања филтра се редукује са 200 Hz на 60 Hz како учестаност статорске струје f_{FUND} опада са 50 Hz на 15 Hz при $N = 1$, при чему се смањује и вредност параметра α_{BPF} . Параметар α_{BPF} се може увећати, тј. смањити кашњење филтра, на име редукованог опсега пуштања услед додатне каскаде или уважавајући садржај линијског спектра код произвољне АМ у функцији дизајна магнетског и електричног кола. Ове активности нису спроведе у циљу постизања универзалности решења.



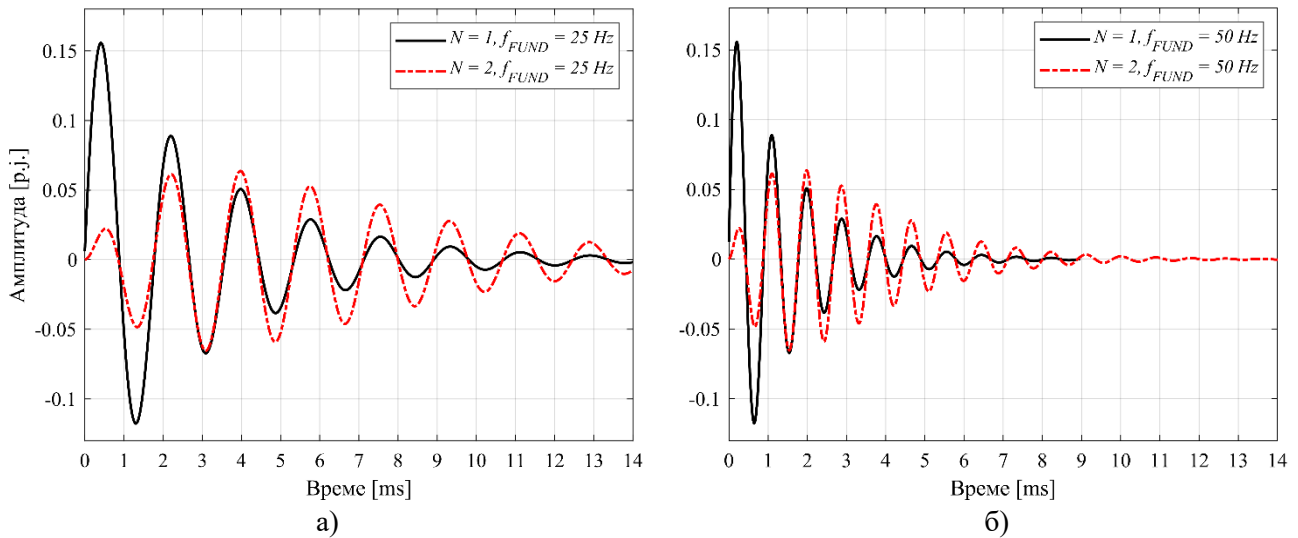
Слика 3.7. Временски одзив филтра ПО у функцији f_{FUND} са: а) константним параметром α_{BPF} ; б) са променљивим параметром α_{BPF} .

Временски одзиви филтара за $N = 1$ и $N = 2$, са параметром α_{BPF} у функцији f_{FUND} , приказани су при $f_{FUND} = 25$ Hz на Слици 3.9а. и при $f_{FUND} = 50$ Hz на Слици 3.9б. Може се уочити да временски одзив значајно краће траје на већим учестаностима што одговара раније изведеним аналитичким закључцима (3.21), (3.32). Такође, у погледу транспортних кашњења број одабраних каскада је прихватљив из угла естиматора и надређених регулационих система.

На Слици 3.10. приказани су одзиви филтра при промени учестаности РЖХ и при промени централне учестаности. Резултати су добијени путем каскадног симулационог модела датог на Слици 3.6. Сигнал на улазу филтра је РЖХ учестаности $f_{RSH} = 22,5f_{FUND}$, са додатим виши хармоници који се могу очекивати у реалности у околини РЖХ учестаности $f_v = v f_{FUND}$, где је $v = \{19, 21, 23, 25\}$ ред додатих хармоника. Овако се при прелазним процесима сви хармоници мењају истом динамиком. Јачина РЖХ има јединичну вредност док сви остали хармоници имају амплитуду вредности 0,2. На Слици 3.10а. црвеном бојом је приказан сигнал РЖХ, а црном укупни сигнал са додатим хармоницима. Да би се испитало понашање у целом опсегу очекиваних f_{FUND} , у $t = 0$ учестаност f_{FUND} има одскачну промену са 0 на 10 Hz, а затим у $t = 0,04$ s одскачну промену са 10 Hz на 50 Hz. Централна учестаност филтра у



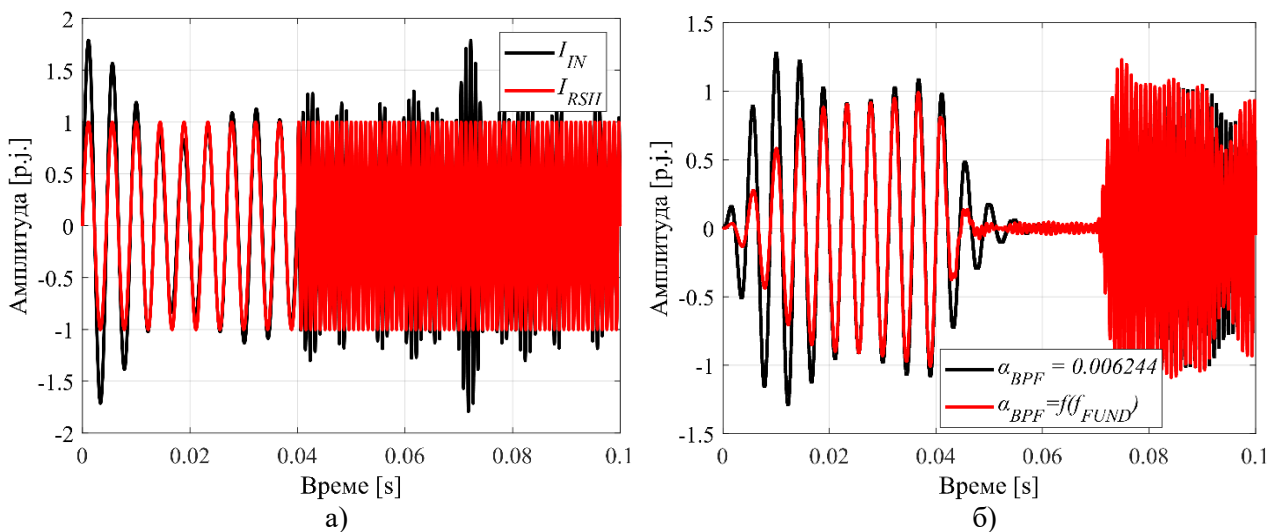
Слика 3.8. Фреквенцијски одзив филтра: а) у функцији броја каскада N ; б) при адаптивном α_{BPF} за две централне учестаности $f_{RSH} \approx 345$ Hz, $f_{RSH} \approx 750$ Hz.



Слика 3.9. Временски одзиви у функцији f_{FUND} , за: а) $f_{FUND} = 25$ Hz; б) $f_{FUND} = 50$ Hz.

тренутку $t = 0$ узима вредност $f_C = 10$ Hz, а у $t = 0,07$ s одсечно промену са 10 Hz на 50 Hz. Промена f_C се дешава са кашњењем од 0,03 s, како би се показао квалитет селективности филтра када су хармоници ван опсега пуштања, Слика 3.10б. На истој слици су приказани и одзиви филтра на оба поремећаја, при променама учестаности РЖХ и централне учестаности. Може се уочити и разлика у временским одзивима филтра када се α_{BPF} мења према (3.32), као и при константном $\alpha_{BPF} = 0,006244$ које је израчунато за $f_{FUND} = 25$ Hz. Као што је очекивано, филтар са константним α_{BPF} уноси мање кашњење на нижим учестаности, али уз мању селективност. При $f_{FUND} = 25$ Hz оба филтра пружају исто понашање. На већим учестаностима, при промени у $t = 0,04$ s, филтар са адаптивним α_{BPF} уноси знатно мања кашњења, при чему је очувана селективност филтра. Може се закључити да адаптација α_{BPF} са (3.32) пружа жељени компромис између селективности и кашњења у целом опсегу f_{FUND} .

На Слици 3.11. приказани су излази сваке од каскада филтра са адаптираним α_{BPF} при истом описаном тесту. Може се видети да додатна каскада, црвени сигнал, уноси кашњење. Ипак, знатно увећава селективност што се може видети у делу теста од 0,4 s до 0,7 s где важи да је $f_{RSH} \neq f_C$ и где у идеалном случају излаз филтра треба да буде нула. На Слици 3.11б. разматран је утицај периоде дискретизације на фреквенцијски одзив филтра у функцији централне учестаности. За произвољно одабран број роторских жлебова, $N_R = 44$, и број пари



Слика 3.10. а) Улазни тест сигнал; б) Временски одзиви филтра ПО на системске поремећаје са константним и променљивим α_{BPF} .

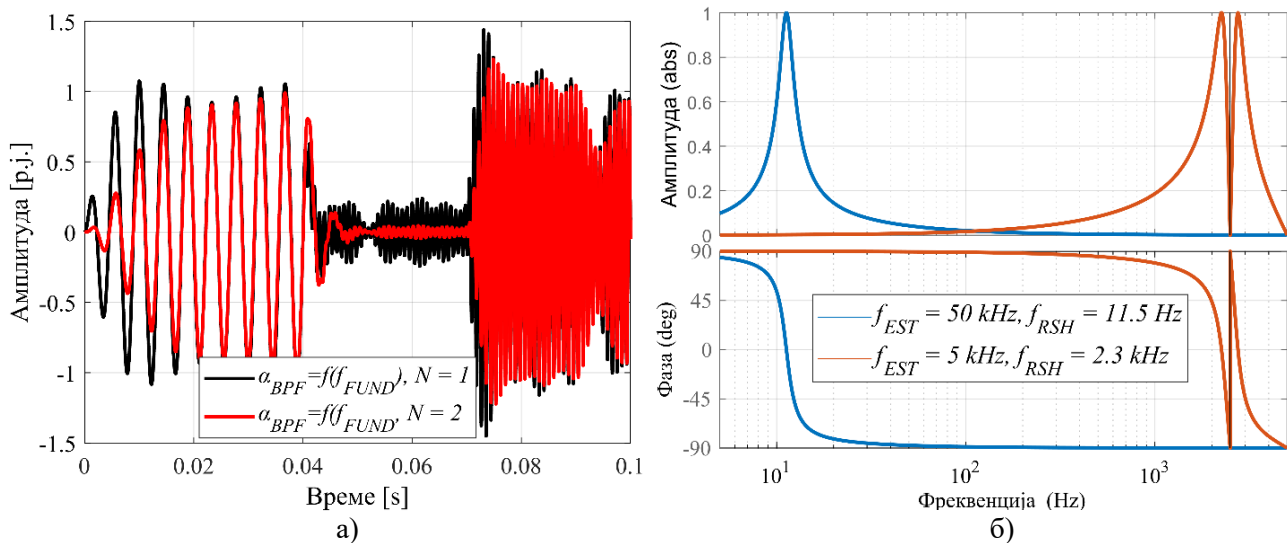
полова $p = 2$ посматрани су критични случајеви у погледу радног режима и периоде рада алгоритма, тј. плави одзив при $f_{EST} = 50 \text{ kHz}$ и $f_{FUND} = 0,5 \text{ Hz} \rightarrow f_{EST} \approx 11,5 \text{ Hz}$, црвени одзив при $f_{EST} = 5 \text{ kHz}$ и $f_{FUND} = 100 \text{ Hz} \rightarrow f_{EST} \approx 2,3 \text{ kHz}$. Први случај је критичан у погледу извршавања алгоритма, тј. временске сложености програма, где је за потребе реализације на располагању $20 \mu\text{s}$. Други случај се може јавити код примене естиматора са високобрзинским АМ. Може се уочити да се у целом опсегу радних брзина има жељено понашање филтра независно од периоде извршавања алгоритма. Дисторзије карактеристике се могу уочити само при највишим брзинама у близини Никвистове учестаности, када теоријски учестаност РЖХ може да узме вредност и преко 2 kHz . У оваквом случају, спорије извршавање алгоритма би угрозило понашање филтра и естиматора РЖХ.

Временска константа филтра $\tau_{BPF} = f(f_{FUND})$ описује промену фазе сигнала на излазу филтра при променама централне учестаности или учестаности улазног сигнала као на Слици 3.11а. За потребе дизајна НФ филтра, синтезе алгоритма управљања и анализе стабилности, неопходно је извести линеарни модел филтра и аналитички одредити τ_{BPF} . За естиматор на Слици 3.4. променљива стања од интереса је фаза РЖХ, θ_{RSH} . Функцију преноса по фази није могуће директно извести због множења између наведених променљивих у (3.31), али је могуће дати упрошћен аналитички модел применом анализе за мале сигнале. Заравњеност амплитудне карактеристике филтра дозвољава апроксимацију да амплитуде улазног и излазног сигнала остају исте при малим променама централне или учестаности улазног сигнала. Модел филтра по фази у s домену је пожељно направити у функцији дигиталних параметара IIR филтра како би се уважили ефекти дигиталне имплементације и олакшала употреба алгоритма у пракси.

Функција преноса филтра која уважава ефекте дигиталне имплементације у s - домену се може добити применом инверзне билинеарне трансформације (3.9) над прототипом (3.31) као

$$W_{BPF}^D(s) = \frac{\frac{8\alpha_{BPF}}{T_{EST}(1 - \alpha_{BPF})(2 + \beta_{BPF})} s}{s^2 + \frac{8\alpha_{BPF}}{T_{EST}(1 - \alpha_{BPF})(2 + \beta_{BPF})} s + \frac{4(2 - \beta_{BPF})}{T_{EST}^2(2 + \beta_{BPF})}} = \frac{\Omega_P s}{s^2 + \Omega_C s + \Omega_C^2}, \quad (3.33)$$

где су централна учестаност Ω_C и опсега пуштања филтра Ω_P дати у функцији учестаности f_{RSH} , почетно задатог опсега пуштања $\Delta\Omega$ и централне учестаности Ω_0 , описани као



Слика 3.11. а) Временски одзив филтра на системске поремећаје у функцији број каскада; б) Фреквенцијски одзив филтра у функцији периоде дискретизације и централне учестаности.

$$\Omega_P = \frac{8\alpha_{BPF}}{T_{EST}(1 - \alpha_{BPF})(2 + \beta_{BPF})} = \frac{2\Delta\Omega}{1 + \cos(\Omega_0 T_{EST})}, \quad (3.34)$$

$$\Omega_C = \frac{2}{T_{EST}} \sqrt{\frac{2 - \beta_{BPF}}{2 + \beta_{BPF}}} = \frac{2}{T_{EST}} \sqrt{\frac{1 - \cos(2\pi f_{RSH} T_{EST})}{1 + \cos(2\pi f_{RSH} T_{EST})}}. \quad (3.35)$$

Дигитална централна учестаности је мале вредности, нпр. $\omega_0 = (2\pi f_{RSH} T_{EST})^2 = 0,02088$ за тест дат на Слици 3.11а. при $f_{EST} = 50$ kHz и $f_{FUND} = 50$ Hz, $f_{EST} \approx 1,15$ kHz. За периоду извршавања алгоритма $T_{EST} = 50$ kHz, параметар Ω_C се може развити у Маклоренов ред. Ако се апроксимацијом уваже само прва два члана реда, тј. $\cos(x) \approx 1 - x^2/2$, добија се

$$\Omega_C \approx \frac{2}{T_{EST}} \sqrt{\frac{1 - \left(1 - \frac{(2\pi f_{RSH} T_{EST})^2}{2}\right)}{1 + \left(1 - \frac{(2\pi f_{RSH} T_{EST})^2}{2}\right)}} = 2 \sqrt{\frac{(2\pi f_{RSH})^2}{4 + (2\pi f_{RSH} T_{EST})^2}} \approx 2 \sqrt{\frac{(2\pi f_{RSH})^2}{4}} = 2\pi f_{RSH}. \quad (3.36)$$

У наставку су дате додатне анализе по питању утицаја ове апроксимације на стабилност естиматора. Полазећи од прототипа филтра (3.33) који уважава ефекте дигиталне примене може се извести модел филтра ПО по фази за одабрани дизајн са два филтра у каскади. Модел се добија суперпозицијом три радна стања. У устаљеном стању, фаза излазног сигнала $\theta_{BPF}(t)$ је једнака фази улазног сигнала $\theta_0(t)$, увећана за фазу унету деловањем филтра услед настанка поремећаја $\Delta\theta_b(t)$, $\theta_{BPF}(t) = \theta_0(t) + \Delta\theta_b(t)$. Ако у устаљеном стању важи $f_{RSH} = f_C$, тада је $\Delta\theta_b(t) = 0$. Затим су од интереса два случаја промене фазе излазног сигнала, услед промене централне учестаности филтра и услед промене учестаности улазног РЖХ, Слика 3.11а. Претпоставка је да су у почетном тренутку, при било каквом поремећају, централна учестаност и учестаност улазног сигнала РЖХ једнаке, тј. да током прелазних режима важи $\theta_{BPF}(t) = \theta_0(t) + \Delta\theta_b(t) = \Delta\theta_b(t)$. Ако је сигнал на улазу филтра $x(t) = X \exp(j\Omega_{IN}t)$, $\Omega_{IN} = 2\pi f_{IN}$, тада се амплитуда и фаза излазног сигнала $y(t) = Y \exp(j\Omega_{IN}t + j\theta_{BPF}(t))$ добијају из

$$X e^{j\Omega_{IN}t} \left[\frac{\Omega_P S}{S^2 + \Omega_P S + \Omega_C^2} \right]^2 = Y e^{j(\Omega_{IN}t + \theta_{BPF}(t))} = Y e^{j\theta_Y(t)}; \quad \Omega_{IN} = 2\pi f_{IN}; \quad (3.37)$$

где је $\theta_Y(t) = \Omega_{IN}t + \theta_{BPF}(t)$. Преласком из фреквенцијског у временски домен добија се

$$X \Omega_P^2 \frac{d^2 e^{j\Omega_{IN}t}}{dt^2} = Y \left(\frac{d^4 e^{j\theta_Y(t)}}{dt^4} + 2\Omega_P \frac{d^3 e^{j\theta_Y(t)}}{dt^3} + (2\Omega_0^2 + \Omega_P^2) \frac{d^2 e^{j\theta_Y(t)}}{dt^2} + 2\Omega_P \Omega_0^2 \frac{d e^{j\theta_Y(t)}}{dt} + \Omega_0^4 e^{j\theta_Y(t)} \right). \quad (3.38)$$

После сређивања (3.38), експоненцијални члан $e^{j(\Omega_{IN}t + \theta_{BPF}(t))}$ се може издвојити са десне стране једнакости, а обе стране једнакости поделити чланом $e^{j\Omega_{IN}t}$. Десна страна једначине се може представити као $Y \cdot \mathcal{H}(t) \cdot \exp(j\theta_{BPF})$. Ако се претпостави да се очекују мали поремећаји око тачке устаљеног стања, тада се може применити линеаризација преосталог експоненцијалног члана као $\cos \theta_{BPF} + j \sin \theta_{BPF} \approx 1 + j\Delta\theta_b$. Груписањем преосталих реалних и имагинарних чланова добијају се изрази

$$Re: X \cdot \Omega_p^2 = Y \cdot (Re\{\mathcal{H}\} \cos \theta_{BPF}(t) - Im\{\mathcal{H}\} \sin \theta_{BPF}(t)), \quad (3.39)$$

$$Im: 0 = Im\{\mathcal{H}\} \cos \theta_{BPF}(t) + Re\{\mathcal{H}\} \sin \theta_{BPF}(t) \rightarrow Im\{\mathcal{H}\} = -Re\{\mathcal{H}\} \cdot \Delta\theta_b(t). \quad (3.40)$$

Полазећи од (3.40), добијају се жељене функције преноса за формирање модела филтра које описују понашања филтра по фази при промени централне учестаности и учестаности сигнала РЖХ. Са претпоставком присуства малих поремећаја у систему, према анализи за мале сигнале (3.40) се може упростити применом наредних апроксимација: $\Omega^m \gg \Delta\dot{\theta}_b^m \approx 0$; $\Omega^m \gg \Delta\Omega^m \approx 0$; $\Omega^m \gg \Delta\Omega^m \Delta\dot{\theta}_b^m \approx 0$; $\Delta\theta_b^m \approx 0$; за $m \geq 2$. Ово резултује диференцијалном једначином четвртог реда по промени фазе излазног сигнала у функцији централне угаоне учестаности и опсега пуштања филтра, као и у функцији угаоне учестаности улазног сигнала, дате изразом

$$\Delta\theta_b^{\ddot{\ddot{}}}(t) + 3\Omega_{IN}\Delta\theta_b^{\ddot{\ddot{}}}(t) + 4\Omega_{IN}^2\Delta\theta_b^{\ddot{\ddot{}}}(t) + 2\Omega_P(3\Omega_{IN}^2 - \Omega_0^2)\Delta\theta_b^{\dot{}}(t) - [\Omega_{IN}^2(\Omega_{IN}^2 - 2\Omega_0^2 - \Omega_P^2) + \Omega_0^4]\Delta\theta_b(t) + 2\Omega_P\Omega_{IN}(\Omega_{IN}^2 - \Omega_0^2) = 0. \quad (3.41)$$

Ако се претпостави да су у почетном тренутку учестаност улазног сигнала РЖХ и централна учестаност филтра једнаке, тада при настанку промене учестаности улазног сигнала важи $\Omega_{IN} = \Omega_C + \Delta\Omega_{IN}$ и $\Omega_0 = \Omega_C$. Уважавањем датих једнакости у (3.41) и да је $\Delta\Omega_{IN}^n \approx 0$ за $n \geq 2$ примена Лапласове трансформације над (3.41) резултује функцијом преноса која описује одзив фазе излазног сигнала $\Delta\theta_b(t)$ при промени учестаности улазног сигнала $\Delta\Omega_{IN}$, дате са

$$W_{ph}^{IN}(s) = \frac{\Delta\theta_b(s)}{\Delta\Omega_{IN}(s)} = \frac{-4\Omega_P\Omega_C^2}{s^4 + 3\Omega_C s^3 + 4\Omega_C^2 s^2 + 4\Omega_P\Omega_C^2 s + \Omega_P^2\Omega_C^2}. \quad (3.42)$$

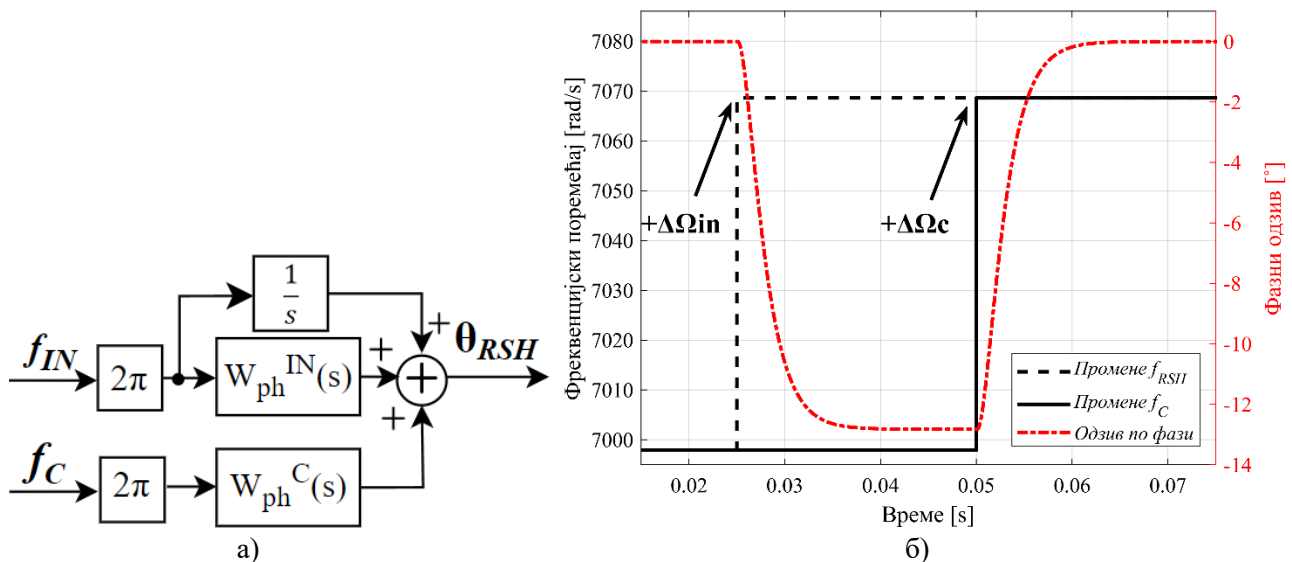
Функција преноса која описује одзив фазе излазног сигнала $\Delta\theta_b$ са променама централне учестаности $\Delta\Omega_C$, односно $W_{ph}^C(s) = \Delta\theta_b(s)/\Delta\Omega_C(s)$, може се добити пратећи идентичну процедуру, где при константној учестаности улазног сигнала важи $\Omega_0 = \Omega_C + \Delta\Omega_C$, $\Omega_{IN} = \Omega_C$. Резултат процедуре је идентична функција преноса супротног знака, $W_{ph}^{IN}(s) = -W_{ph}^C(s)$, тј.

$$W_{ph}^{IN}(s) = \frac{\Delta\theta_b(s)}{\Delta\Omega_{IN}(s)} = -W_{ph}^C(s) = -\frac{\Delta\theta_b(s)}{\Delta\Omega_C(s)} = \frac{b_1}{s^4 + b_2 s^3 + b_3 s^2 + b_4 s + b_5}. \quad (3.43)$$

Применом суперпозиције, уважавајући устаљено стање и функције преноса $W_{ph}^C(s)$ и $W_{ph}^{IN}(s)$, модел филтра ПО за мале сигнале који описује одзив фазе излазног сигнала на промене учестаности улазног сигнала или централне учестаности је дат на Слици 3.12а. Верификација аналитичког извођења може се урадити анализом филтра са једном каскадом, тј. за $N = 1$. Иста процедура за овакав филтар резултује диференцијалном једначином

$$\Omega_C^2 + 2\Omega_C\Delta\Omega + \Delta\Omega^2 - \Omega_C^2 - 2\Omega_C\Delta\dot{\theta}_b - \Delta\dot{\theta}_b^2 = \Delta\ddot{\theta}_b\Delta\theta_b + \Omega_P\Omega_C\Delta\dot{\theta}_b + \Omega_P\Delta\theta_b^2, \quad (3.44)$$

која представља паралелу (3.41) за филтар са $N = 2$. Тада се извођењем функција преноса при промени учестаности РЖХ и централне учестаности добијају функције



Слика 3.12. а) Модел филтра ПО за мале сигнале; б) Одзив линеарног модела на поремећаје.

$$W_{BPF}^{N=1}(s) = \frac{1}{s + \Omega_p/2} = \frac{\Delta\theta_b(s)}{\Delta\Omega_{IN}(s)} = -\frac{\Delta\theta_b(s)}{\Delta\Omega_C(s)}. \quad (3.45)$$

Може се закључити да модел (3.45) одговара динамици прелазног процеса раније изведеног временског одзива филтра (3.21), са истом формом временске константе (3.22), која сада уважава и дискретизацију. Одзив фазе изведеног модела филтра са две каскаде је дат на Слици 3.12б. за $f_{FUND} \approx 50$ Hz. У $t = 0,025$ s настаје одскочни поремећај од $\Delta\Omega_{IN} = 70$ rad/s, $\Delta f_{FUND} = 0,5$ Hz. Фаза излазног сигнала у устаљеном стању износи $\theta_{BPF} = -13^\circ$, што одговара фреквенцијском одзиву филтра за промену учестаности РЖХ на улазу филтра од $\Delta f_{IN} \approx 11$ Hz, Слика 3.8б. У $t = 0,05$ s, одскочни поремећај од $\Delta\Omega_C = 70$ rad/s је примењен, који резултује фазом $\theta_{BPF} = 0^\circ$ после прелазног процеса. Посматрајући Сliku 3.9б, за $N = 2$ и закључке изведене у погледу промене ефективног опсега пуштања филтра са већим бројем каскада (3.29), може се рећи да модел верно описује динамички филтра одзив по фази на мале поремећаје са временском константом τ_{BPF} која је једнака $2/\Omega_p$, за $N = 1$ и $2,74/\Omega_p$ за $N = 2$.

3.4 Синтеза фазно спрегнуте петље

У овом извршена је синтеза ФСП која се користи унутар естиматора за праћење РЖХ. ФСП у општем случају чине фазни детектор (ФД), филтар петље и напонско-контролисани осцилатор, НКО (енгл. *voltage-controlled oscillator*). Главне разлике у структурама ФСП се огледају у одабиру наведених елемената. Уједно, одабиром структуре елемената и вредностима појачања филтра петље, одређује се динамичко понашање ФСП. За ове потребе, поређено је шест структура ФСП највише заступљених у литератури [196], [197], и то:

- У синхронно - обртном систему (енгл. *Synchronous Reference Frame PLL – SRF*);
- Са филтром петље првог реда (енгл. *Lag PLL*);
- Са филтром петља убрзања-кашњења (енгл. *Lead-Lag PLL – LL PLL*);
- Општим интегратором другог реда (енгл. *Second Order Generalized Integrator – SOGI*);
- Двоструким општим интегратором другог реда (енгл. *Dual Second Order Generalized Integrator – DSOGI*);
- Са генерисањем закашњеног сигнала у износу од четвртине периоде сигнала, *T/4 PLL*.

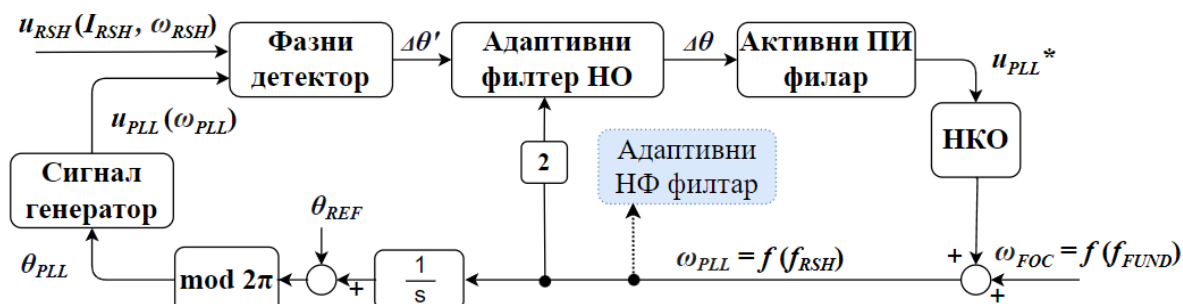
Структуре су поређене према максималној девијацији учестаности и потребном времену смирења, а резултати су дати у Табели 3.1. [196], [197]. *DSOGI* пружа најбоље понашање у

Табела 3.1. Поређење структура ФСП.

Структура ФСП	Девијација учестаности [%]	Време смирења [s]
$T/4$	1,2000	0,05
$SOGI$	0,3000	0,10
$DSOGI$	0,0509	0,08
SRF	0,4857	0,06
Lag	0,1392	0,06
$Lead-Lag$	0,1283	0,05

погледу оцене учестаности у устаљеном стању, али по цену најизражајнијег прескока. $LL-PLL$ једини пружа одзив без прескока и то са прихватљивим пропусним опсегом. Како су из угла примене на ДСП све анализиране структуре прихватљиве, за потребе оцене учестаности РЖХ је за основу изабрана $Lag-PLL$ структура, над којом су спроведене модификације. Наиме, структуру ФСП у овој дисертацији чине ФД, реализован као множач, и каскадна веза дигиталног адаптивног филтра непропусника учестаности (НО, енгл. *notch filter*) и активног ПИ филтра петље. Структура ФСП дата је на Слици 3.13. Циљ структуре је да на излазу генерише косинусни сигнал исте учестаности и фазе као улазни сигнал РЖХ уз минимално унето кашњење у надређене регулационе петље. Улазни сигнал РЖХ и излазни генерисани сигнал u_{PLL} доводе се на ФД који на излазу генерише фазну грешку пропорционалну фазном померају улазног и излазног сигнала $\Delta\theta = \theta_{PLL}(t) - \theta_{RSH}(t)$ која се прослеђује на ПИ филтар.

ПИ филтар генерише напонску команду u_{PLL}^* са циљем да грешку $\Delta\theta$ сведе на нулу. Напон u_{PLL}^* путем НКО постаје учестаност ω_{PLL} , приближно једнака учестаности улазног РЖХ, ω_{RSH} . Фаза излазног сигнала θ_{PLL} добија се применом интегратора над оцењеној учестаности ω_{PLL} . Сигнал генератор генерише сигнал u_{PLL} , учестаности ω_{PLL} и фазног става $\theta_{PLL} + \theta_{REF}$, где је θ_{REF} референца фазе која је сада нула, а користити се за управљање фазом излазног сигнала u_{PLL} према улазном сигналу u_{RSH} . Сигнал u_{PLL} се множи у ФД са улазним сигналом РЖХ. Када је $\Delta\theta$ једнако нули, излаз НКО је идеални простопериодични сигнал константне учестаности и фазе, а ФСП је у устаљеном стању. Одабрани ФД генерише нежељени хармоник у грешци $\Delta\theta$ на приближно двострукој учестаности улазног сигнала РЖХ. За потребе потискивања ове компоненте користи се адаптивни филтар НО. Централна учестаност филтра НО ω_{CN} се адаптира према двострукој оцењеној учестаности РЖХ на излазу ФСП, ω_{PLL} . Дата структура има један пар коњуговано комплексних полова, а карактеристични полином се може представити у функцији природне учестаности ω_n и фактора пригушења ξ . Током прелазних процеса излаз ФД је нехармонијски тригонометријски сигнал учестаности $\Delta\omega = \omega_{PLL}(t) - \omega_{RSH}(t)$, код којег једна полупериода траје дуже од друге. Овај сигнал изазива промену средње вредности напона u_{PLL}^* и фреквенцијску модулацију НКО, тј. промену ω_{PLL} . Девијација $\Delta\omega$ се мења у функцији појачања ПИ филтра у границама од $\Delta\omega_{min}$ до $\Delta\omega_{max}$, дозвољених из угла



Слика 3.13. Структура фазно спрегнуте петље.

стабилности. Са променом ω_{PLL} мења се учестаност сигнала на излазу сигнал генератора и временом грешка у фази $\Delta\theta$ тежи нули. Током овог процеса асиметрија у таласном облику сигнала на излазу ФД расте са смањењем $\Delta\omega$, излаз НКО осцилује око средње вредности и РЖХ се налази у области привлачења. Када се тренутна вредност излаза НКО, максимум осцилације $\omega_{PLL}(t)$, изједначи са тренутном вредношћу учестаности РЖХ на улазу, тј. када је $\omega_{PLL}(t) = \omega_{RSH}(t)$, РЖХ улази у област закључавања и петља се закључава у трајању једне периоде природне учестаности ФСП ω_n . Ако је девијација $\Delta\omega$ превелика тада не долази до закључавања петље и НКО модулише идеални простопериодични сигнал нулте средње вредности. Статичко и динамичко понашање и стабилност ФСП је одређено параметрима петље ω_n и ξ , појачањима НКО k_0 и ФД k_D , који дефинишу опсег држања $\Delta\omega_H$ (енгл. *hold-in range*), опсег привлачења $\Delta\omega_{PI}$ (енгл. *pull-in range*), опсег напуштања $\Delta\omega_{PO}$ (енгл. *pull-out range*) и опсег закључавања $\Delta\omega_L$ (енгл. *lock-in range*), где важи однос $\Delta\omega_H > \Delta\omega_{PI} > \Delta\omega_{PO} > \Delta\omega_L$. Параметре петље је потребно одредити тако да се обезбеди жељено динамичко понашање ФСП које је кључно за поуздан рад естиматора и његову примену за РБ и РС.

Област привлачења $\Delta\omega_{PI}$ се дефинише као област од централне до најдаље учестаности за коју ФСП може да се закључа, тј. највећа вредност грешке $\Delta\omega$. Област привлачења не мора да буде симетрична и мања је од опсега држања. Када РЖХ постоји у овој области, грешка $\Delta\theta$ почиње да опада и сигнал се приближава области $\Delta\omega_L$. Процес привлачења (енгл. *pull-in process*) је нелинеаран и дуго траје. Ако је грешка $\Delta\omega \geq 0,8 \cdot \Delta\omega_{PI}$, тада процеса привлачења траје теоријски бесконачно и ово се сматра трајним губитком синхронизације. Ако је $\Delta\omega < 0,8 \cdot \Delta\omega_{PI}$, трајање процеса привлачења је одређен ширином области $\Delta\omega_L$ и може се изразити као $T_p \approx (\pi \Delta\omega_{PP})^2 / (16\xi\omega_n^3)$, где је $\Delta\omega_{PP}$ вредност грешке при којој започине процес. Почетна синхронизација и процес привлачења се убрзавају додавањем скалиране учестаности ω_{FOC} на излаз НКО као што је приказано на Слици 3.13, где је $\omega_{FOC} = 2\pi f_{FUND}$ резултат рада алгоритма векторског управљања. Иако ово предиктивно дејство увећава робусност ФСП и дозвољава брже промене учестаност РЖХ, ова акција није уважена у критеријум за дизајн параметара петље (к-2) и користи се искључиво за потребе бржег процеса привлачења.

Када РЖХ постоји у опсегу држања $\Delta\omega_H$, ФСП је кондиционално стабилна и може да испрати мале и споре промене фазе РЖХ. Ширину опсега $\Delta\omega_H$ одређује одабир ФД. Када је ФД начињен као множач или ексклузивна ИЛИ (енгл. *OR*) логичка функција, максимална акумулисана грешка од $\pi/2$ се постиже на граници опсега $\Delta\omega_H$, што је статичко ограничење ФСП. Тада, најмањи поремећај доводи до трајног губитка стабилности ФСП. У првом случају је излаз ФД простопериодична, а у другом линеарна функција грешке. Када се за ФД користи ЖК бистабилно коло, грешка $\Delta\theta$ може да расте до π , а код фазно-фреквенцијског ФД до 2π . Опсег напуштања $\Delta\omega_{PO}$ је динамичко ограничење ФСП и дефинисан је максималном променом учестаности улазног сигнала која не доводи до откључавања ФСП. Ако се по напуштању области $\Delta\omega_{PO}$ и откључавања ФСП сигнал налази у области привлачења, $\Delta\omega < \Delta\omega_{PI}$, тада почиње процес привлачења сигнала ка области закључавања. Када сигнал уђе у опсег $\Delta\omega_L$, почиње брзи процес закључавања (енгл. *lock-in process*) који приближно траје $T_L \approx 2\pi/\omega_n$ [194]. За фактор $\xi < 1$, процес закључавања се одвија са осцилацијама. Рад ФСП се ограничава на најужи опсег закључавања $\Delta\omega_L$, где је излаз ФД приближно линеарна функција грешке $\Delta\theta$. Дакле, РЖХ треба да остане унутар $\Delta\omega_L$ при сваком радном режиму.

Може се закључити да је за потребе коришћења естиматора заснованог на ФСП унутар петљи РС и РБ од интереса максимизовати наведена четири параметра, а посебно $\Delta\omega_{PO}$ и $\Delta\omega_L$. За ове потребе, као и за анализу стабилности, потребно је извести линеарни модел ФСП. ФД уноси нелинеарност у петљу множењем сигнала РЖХ са сигналом на излазу сигнал генератора ФСП у функцији фазе θ_{PLL} . Ако се претпостави да је ФСП закључана и да остаје закључана без већих промена у фази РЖХ, тј. са малом фазном грешком $\Delta\theta = \theta_{RSH} - \theta_{PLL}$ тада се излаз

ФД може линеаризовати као $\sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta$. Под претпоставком да адаптивни филтра НО слаби други хармоник без да утиче на остатак спектра, улаз у ПИ филтар петље се може изразити као

$$i_{PD}(t) = i_{RSH}(t) \cdot i_{PLL}(t) = \frac{I_{RSH}}{2} [\sin((\omega_{RSH} + \omega_{PLL})t + \theta_{RSH} + \theta_{PLL}) + \sin((\omega_{RSH} - \omega_{PLL})t + \Delta\theta)] \approx \frac{I_{RSH}\Delta\theta}{2}. \quad (3.46)$$

Учестаност РЖХ се према (2.145) мења у опсегу од 0 до $f_{NOM}(N_R/p + 1)$ за произвољну АМ и одређује опсеге $\Delta\omega_{PI}$ и $\Delta\omega_H$, где је f_{NOM} номинална учестаност АМ. Динамика промене учестаности РЖХ диктира опсеге $\Delta\omega_L$ и $\Delta\omega_{PO}$. Динамику промене учестаности РЖХ на улазу ФСП одређују пропусни опсези и функције осетљивости петљи РБ и РС, динамика промене оптерећења, интензитет поремећаја на вратилу, интензитет и динамика промене референце брзине и променљива временска константа τ_{BPF} . Да би се смањила опасност од великих $\Delta\theta$ унутар ФСП и да систем постане нелинеаран, полазећи од (3.6), оствариве брзине промене учестаности РЖХ се ограничавају дефинисањем максималне вредности пропусног опсега петље по брзини, тј. доминанте временске константе ове петље, као

$$f_{BW_{WREG}} = \frac{f_{FUND}}{f_{NOM}} f_{BW_{WREG}}^{LIMIT}, \text{ одакле је } \tau_{BW} = \frac{f_{NOM}}{2\pi f_{FUND} f_{BW_{WREG}}^{LIMIT}}. \quad (3.47)$$

Највећа брзина промене учестаности РЖХ, где се може очекивати грешка $\Delta\theta \approx \pi/2$, се сада очекује на највећим брзинама и у области слабљења поља која није од интереса у дисертацији. Под овом претпоставком формиран је линеарни модел дат на Слици 3.14а. Према (3.46) појачање ФД зависи од јачине РЖХ, док су појачања ПИ филтра и НКО константе.

Према потпоглављу 2.3, јачина РЖХ је мала и зависи од радном режиму, дизајна магнетског кола, резолуције АД конвертора, несавршеног филтрирања филтра ПО, итд. Тренутне вршне вредности РЖХ утичу на ефективно појачања ФД, а и на понашање ФСП. Поуздан рад ФСП зато захтева велика појачања ПИ филтра, што смањују SNR на излазу ФСП. Просто линеарно скалирање појачања ПИ филтра са процењеном номиналном јачином хармоника значајно ограничава рад ФСП у присуству оптерећења на вратилу АМ [171]. Робустан рад и максимизација динамичких параметара се постиже нормализацијом јачине РЖХ, обезбеђујући да при сваком радном режиму РЖХ има јединичну вршну вредност. Према анализи датој у потпоглављу 2.3, јачина РЖХ се апроксимира као производ две полиномске функције четвртог реда у функцији параметара првог хармоника струје статора, вршне вредности I_m и учестаности f_{FUND} . Нормализација се реализује без употребе матрица параметара (енгл. *look-up tables*) множењем излаза филтра ПО са полиномским функцијама

$$i_{RSH}(t) = i_{BPF}(t) \cdot \sum_{i=0}^4 A_i \cdot I_m^i(t) \cdot \sum_{k=0}^4 B_k \cdot f_{FUND}^k(t), \quad I_m(t) = \sqrt{i_d^2(t) + i_q^2(t)}. \quad (3.48)$$

где коефицијенти зависе од АМ у ЕП и биће одређени експериментално у Поглављу V. При $I_{RSH} = 1$, појачање ФД је константно и износи $1/2$. Вредности параметара I_m и f_{FUND} , за потребе процеса привлачења и нормализације РЖХ, добијају се као резултат рада алгоритма векторског управљања. За ове потребе може се користити било која метода доступна у литератури без ограничавања употребе естиматора. Може се истовремено користити још једна ФСП, попут $DSOGI$ структуре која пружа детекцију учестаности и вршне вредности сигнала [196], или алгоритми за детекцију максимума или проласка кроз нулу, итд. Оно што је тада

потребно урадити, јесте ваљано уважити динамику додате структуре при дизајну појачања ФСП. Анализа утицаја несавршености компензације на рад ФСП је дата у потпоглављу 3.5.

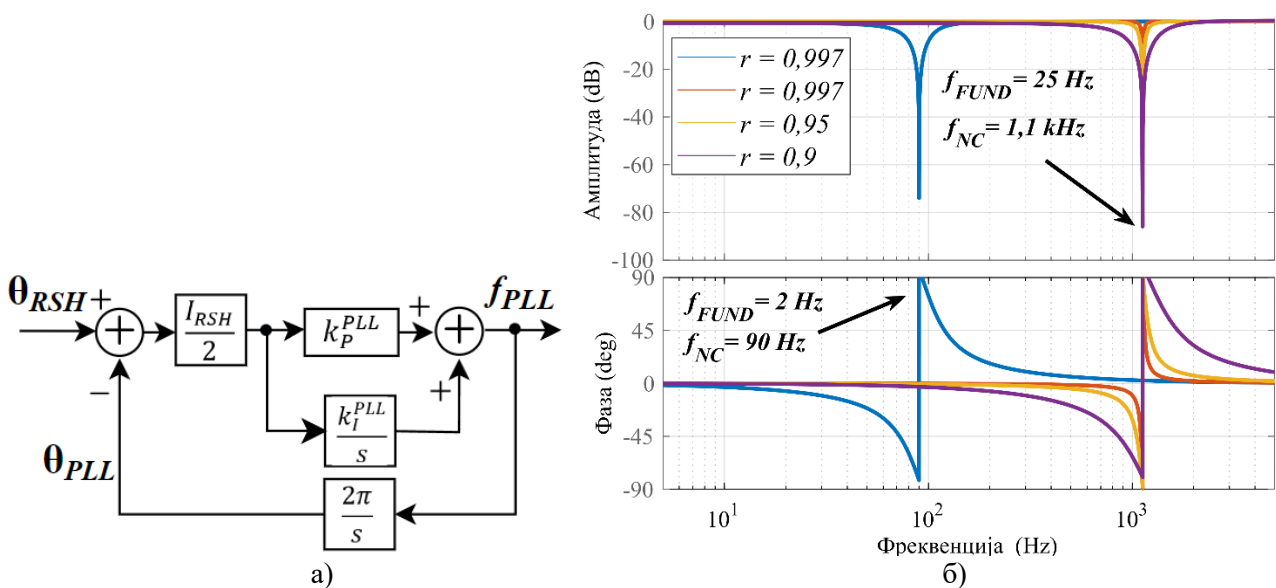
Линеарни модел на Слици 3.14а. је формиран са претпоставком да адаптивни филтар НО отклања високо-фреквентну компоненту, која настаје услед рада ФД, без да утиче на остатак спектра. Прототип функције преноса адаптивног *IIR* филтра НО у z - домену добијен је применом исте процедуре као за раније пројектовани *IIR* филтар ПО. Функција преноса је

$$W_{NOTCH}(z) = \frac{m_0 + m_1 z^{-1} + m_2 z^{-2}}{1 - n_1 z^{-1} + n_2 z^{-2}} = \frac{1 - 2 \cos(T_{EST} \omega_{CN}) z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2r \cos(T_{EST} \omega_{CN}) z^{-1} + r^2 z^{-2}}, \quad (3.49)$$

где коефицијент r дефинише селективности и слабљење филтра НО на учестаности ω_{CN} . Да би се избегло слабљење и кашњење једносмерне компоненте сигнала $\Delta\theta(\omega = 0)$ од интереса на учестаностима $f_{FUND} < 2$ Hz, изабран је $r = 0,997$. Фреквенцијски одзив *IIR* филтра НО је дат на Слици 3.14б. за две учестаности f_{FUND} и за различите вредности параметра r . Може се уочити да филтар ПО слаби нежељене компоненте и да не утиче на доњи део спектра и на временски одзив ФСП. На основу линеарног модела ФСП представљеног на Слици 3.14а. може се извести функција спрегнутог преноса ФСП

$$W_{PLL}(s) = \frac{\theta_{PLL}(s)}{\theta_{RSH}(s)} = \frac{k_D k_O k_P^{PLL} s + k_D k_O k_I^{PLL}}{s^2 + k_D k_O k_P^{PLL} s + k_D k_O k_I^{PLL}} = \frac{I_{RSH} \pi k_P^{PLL} s + I_{RSH} \pi k_I^{PLL}}{s^2 + I_{RSH} \pi k_P^{PLL} s + I_{RSH} \pi k_I^{PLL}}, \quad (3.50)$$

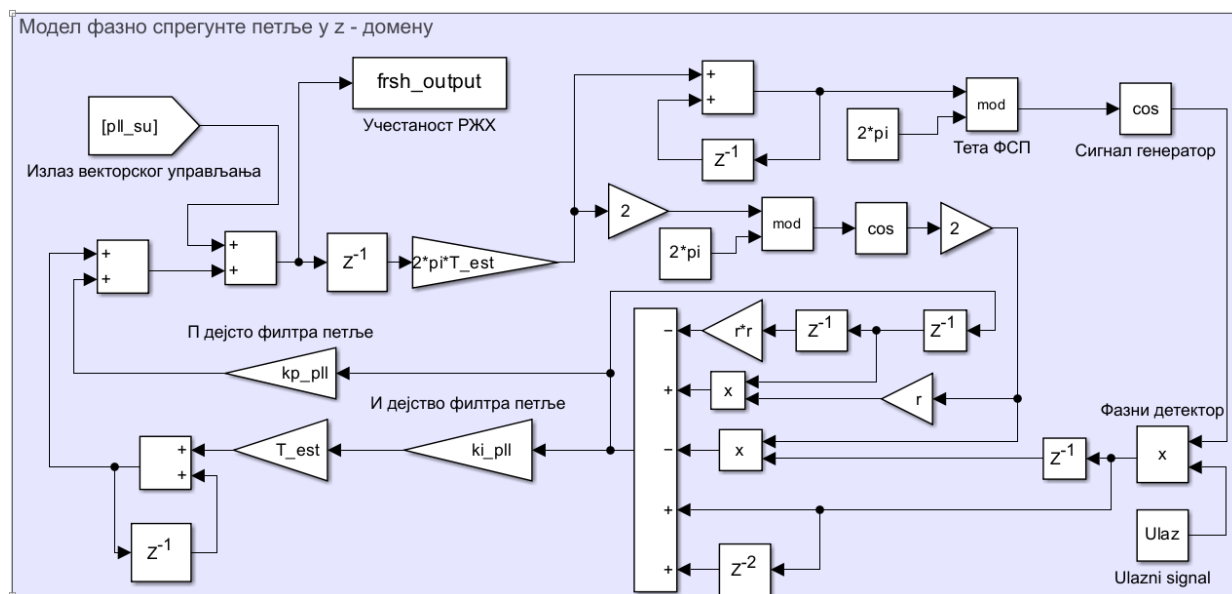
где су $k_P^{PLL} = 2\xi\omega_n k_R$ и $k_I^{PLL} = \omega_n^2 k_R$ појачања ПИ филтра, $k_R = (I_{RSH} \pi)^{-1}$. Појачања су за потребе даљих анализа дата у функцији I_{RSH} , који је у случају идеалне нормализације једнак јединици. За потребе анализе ФСП и синтезе параметара петље, на основу линеарног модела ФСП у s - домену развијен је симулациони модели дат на Слици 3.14а, а на основу нелинеарног модела на Слици 3.13. развијен је симулациони модел у z - домену приказан на Слици 3.15. Битни елементи ФСП су означени текстом на слици као и излаз ФСП, „Учестаност РЖХ“ који се прослеђује на НФ филтар у естиматору. Средишњи део модела на Слици 3.15 је модел адаптивног *IIR* филтра НО у z - домену, који је описан са (3.49).



Слика 3.14. а) Модел за мале сигнале ФСП; б) Фреквенцијски одзиви филтра НО.

Опсег држања $\Delta\omega_H$ се добија за учестаности при којој важи да је $\Delta\theta(t \rightarrow \infty) = \pi/2$. Полазећи од (3.50) и применом Лапласове теореме по коначној вредности грешке $\Delta\theta$, опсег $\Delta\omega_H$ износи $\Delta\omega_H = k_O k_D W_{PI}(0)/N_{NKO}$, где је N_{NKO} у општем случају фактор прескалирања учестаности НКО, а $W_{PI}(0)$ појачање једносмерне компоненте ПИ филтра. Структура ФСП за множаčem као ФД и ПИ филтром пружа бесконачно појачање једносмерне компоненте. У пракси је $\Delta\omega_H$ ограничено опсегом учестаности који покрива НКО, тј. половином радне учестаности извршавања алгоритма $0,5 \cdot f_{EST} = 25 \text{ kHz}$. Активни ПИ филтар пружа и теоријски бесконачно $\Delta\omega_{PI}$ где је и најмање нехармонијско понашање на излазу ФД довољно да НКО направи модулацију и закључа петљу [198]. Прихватљиво трајање процеса привлачења захтева да буде испуњен услов $\Delta\omega > 0,8\Delta\omega_{PI}$. Девијација учестаности на излазу НКО која РЖХ држи на граници области $\Delta\omega_L$ одређена је применом Лапласове теореме о коначној вредности када промена учестаности улазног сигнала РЖХ на улазу у функцију преноса (3.50) тежи $\Delta\omega_L$. Као резултат добија се $\Delta\omega_L = k_O \cdot k_D |W_{PI}(\Delta\omega_L)|/N = k_O k_D k_P/N \approx \pi I_{RSH} k_P^{PLL} = 2\xi\omega_n$, где је $W_{PI}(\Delta\omega_L)$ појачање филтра петље на учестаности $\Delta\omega_L$ [198]. Област $\Delta\omega_{PO}$ се не може аналитички изразити из линеарног модела ФСП, али је апроксимирана путем развијеног симулационог модела као $\Delta\omega_{PO} \approx 1,764 \cdot \omega_n (1 + \xi)$ Затим се одређују параметри ω_n и ξ који дефинишу пропусни опсег ФСП, који треба да буде довољно велики да ФСП буде распрегнута од осталих делова естиматора и којима се постиже критеријум стабилности (к-2).

Већи пропусни опсег омогућава брже промене учестаности РЖХ на улазу и мање кашњење. Превелико увећање пропусног опсега смањује SNR на излазу ФСП и намеће употребу излазног НФ филтра са већом временском константном чиме се укупно кашњење естиматора ефективно увећава. Према (к-1), фактор ξ се одређује потребним временом да грешка $\Delta\theta$ уђе у устаљено стање, и квалитетом одзива као компромис између раније дефинисаних критеријума (I), (II) и (III). Горњу границу параметра ω_n одређује SNR на излазу IIR филтра ПО и брзина извршавања алгоритма T_{EST} тако да девијације учестаности у устаљеном стању на излазу ФСП буду испод 0,5% према критеријуму (I) и уважавајући постојање излазног НФ. Доња граница за ω_n треба да обезбеди да је сваком радном режиму акумулисана грешка $\Delta\theta < \pi/2$ и да се РЖХ налази унутар области привлачења. Дакле, одређена је динамиком промене учестаности РЖХ и дефинише критеријум стабилности (к-2) уведен у потпоглављу 3.2. Тада је образложена апроксимација релативне промене учестаности РЖХ у односу на излазни сигнал рампом $f_{RSH}(t) = f_{RSH0} + \dot{f}_{RSH}t$, где је f_{RSH0} почетна вредност учестаности РЖХ, а $\dot{f}_{RSH} = df_{RSH}/dt$ [Hz/s] стрмина промене. Тада је поремећај на улазу ФСП описан променом фазе РЖХ као



Слика 3.15. Симулациони модел фазно спрегнуте петље у z – домену.

$$\theta_{RSH}(t) = 2\pi \left[\int_0^t f_{RSH0} d\tau + \int_0^t \dot{f}_{RSH} \tau d\tau \right] = 2\pi f_{RSH0} t + 2\pi \dot{f}_{RSH} \frac{t^2}{2} = \theta_{RSH0} + \pi \dot{f}_{RSH} t^2, \quad (3.51)$$

где је θ_{RSH0} фаза РЖХ у почетном тренутку. Ако се претпостави да промена учестаности РЖХ настаје током рада ФСП у устаљеном стању, тада важи да је $\theta_{RSH0} = \theta_{PLL0}$ и константни члан у изразу (3.51) не утиче на даљу анализу. Уважавајући (2.145), (2.146) и применом Лапласове трансформације, описује се динамика поремећаја као

$$\theta_{RSH}(s) = \frac{2\pi \dot{f}_{RSH}}{s^3} = \frac{2\pi}{s^3} \left(\frac{N_R}{60} \frac{dn_{meh}}{dt} \pm \frac{df_{FUND}}{dt} \right) = \frac{2\pi}{s^3} \left(\frac{N_R}{60} n_{meh} \dot{} \pm f_{FUND} \dot{} \right). \quad (3.52)$$

Брзина промене учестаности РЖХ \dot{f}_{RSH} одређена је пропусним опсегом петљи РС и РБ. Иако у устаљеном стању ПИ филтар обезбеђује праћење улазне учестаности без грешке, током праћења рампе постоји константна грешка. ФСП прати промену фазе $\theta_{RSH}(s)$ све док је акумулисана грешка $\Delta\theta < \pi/2$. Способност ФСП да задржи закључан улазни сигнал током прелазног процеса зависи од вредности брзине промене и трајања прелазног процеса. Граница стабилности се идентификује одређивањем потребне промене учестаности РЖХ која доводи до недозвољеног пораста фазе и настанка нелинеарности. Дакле, грешка по фази у устаљеном стању дефинише критеријум стабилности (к-2) и доњу дозвољену границу за одабир параметра ω_n и може се одредити када се поремећај (3.52) доведе на улаз система (3.50) као

$$\Delta\theta(s) = \theta_{RSH}(s)(1 - W_{PLL}(s)) = \frac{2\pi \dot{f}_{RSH}}{s(s^2 + I_{RSH}\pi k_P^{PLL}s + I_{RSH}\pi k_I^{PLL})}. \quad (3.53)$$

Користећи Лапласову теорему о коначној вредности, у устаљеном стању грешка $\Delta\theta$ износи

$$\left| \lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\theta(t) \right| = \left| \lim_{s \rightarrow 0} s\Delta\theta(s) \right| = \frac{2\pi |\dot{f}_{RSH}|}{I_{RSH}\pi k_I^{PLL}} = \frac{2\pi |\dot{f}_{RSH}|}{\omega_n^2} < \frac{\pi}{2}. \quad (3.54)$$

Минимална природна учестаност се сада израчунава према жељеном пропусном опсегу регулационе петље по брзини $f_{BW_{WREG}}$ и максималним променама референце брзине. Треба напоменути да је могуће краткотрајно остварити и веће брзине промене учестаности од дефинисаних условом (3.54), све док је акумулисана грешка $\Delta\theta$ на крају прелазног процеса мања од $\pi/2$. Ипак, због несавршеног *PIR* филтра ПО и начињених апроксимација, максимална дозвољена грешка $\Delta\theta$ се ограничава на $\pi/3$. Када грешка $\Delta\theta$ узима максималну вредност, излаз ФД није пропорционалан синусу грешке $\Delta\theta$ као $I_{PD} \approx \sin(\Delta\theta) \gg \Delta\theta$, па израз (3.54) постаје

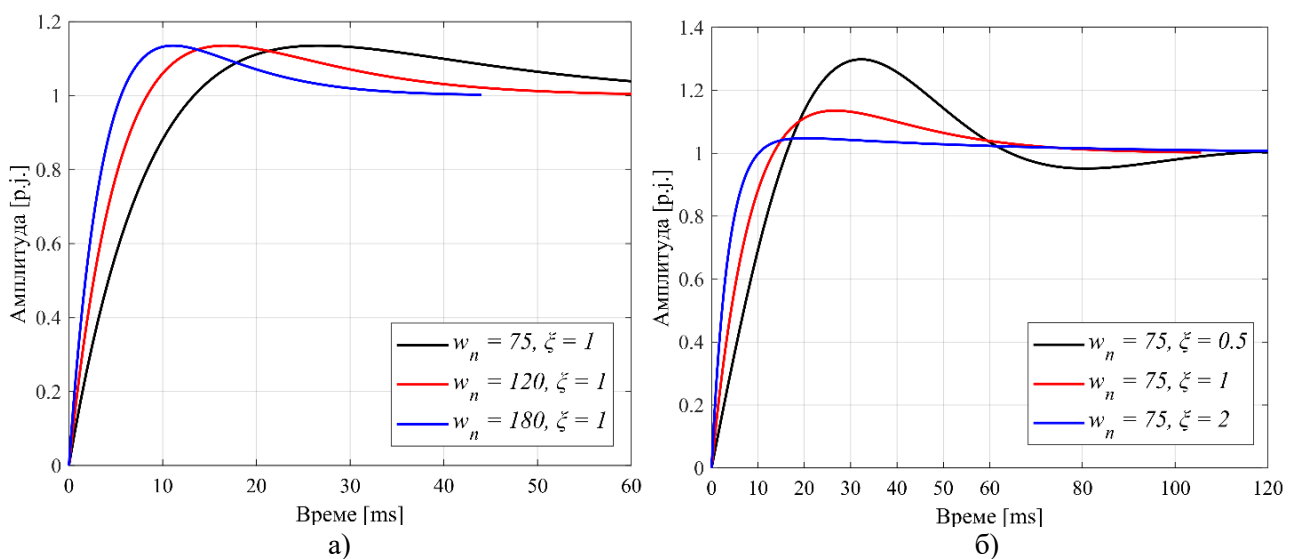
$$\frac{2\pi}{\omega_n^2} \left| \frac{d(f_{RSH}(f_{BW_{WREG}}))}{dt} \right| < \sin(\Delta\theta) \approx 0,866 < 1. \quad (3.55)$$

Услов $\omega_n > 70,5 \text{ rad/s}$ се добија за гранични пропусни опсег дефинисан у потпоглављу 3.3. од $f_{BW_{WREG}}^{LIMIT} = 15 \text{ Hz}$ са променом референце од 25 обр/мин, тј. 0,42 Hz са променом референце од 1000 обр/мин. У Поглављу V показаће се да због периоде извршавања алгорита не постоје ограничења за задавање референце брзине из угла практичне примене. За одабрано ω_n добијени услов (3.55) ограничава максималну дозвољену брзину промене учестаности РЖХ

на улазу у ФСП и представља критеријум стабилности ФСП (к-2). Анализа утицаја параметара ω_n и ξ на динамички одзив ФСП је извршена путем линеарног симулационог модела. На Слици 3.16а. приказан је утицај промене параметра ω_n при константном параметру ξ , док је обрнути случај разматран на Слици 3.16б. Повећање било код параметра увећава пропусни опсег. Увећање параметра ξ пригушује одзив ФСП, док увећање параметра ω_n увећава прескок.

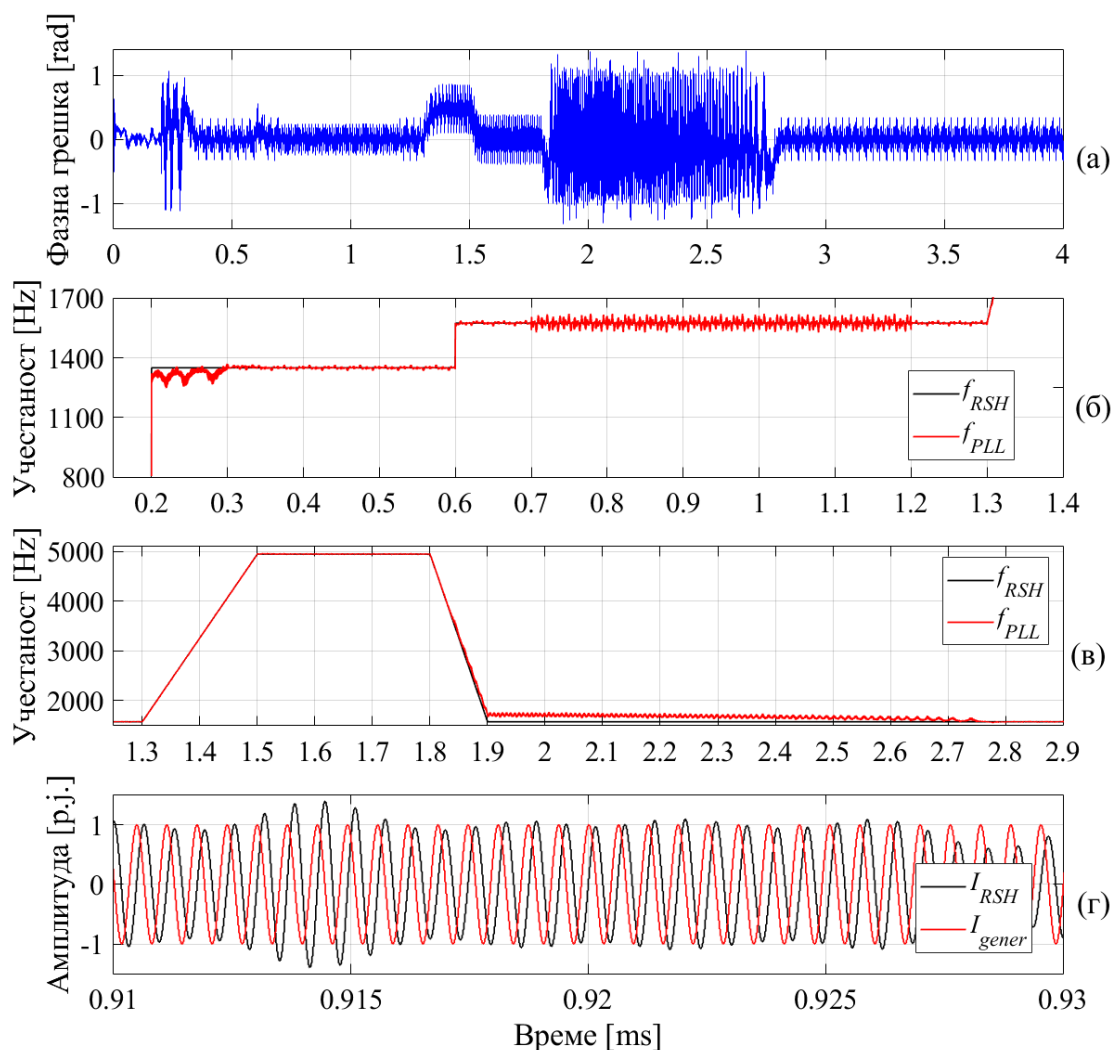
За детаљнија испитивања користити се развијени модел у z – домену приказан на Слици 3.15. Улазни сигнал у модел чине РЖХ и додатни виши хармоници који се могу очекивати у реалности у околини РЖХ. Учестаности хармоника су задате као $f_v = v f_{FUND}$, где је $v = \{19, 21, 23, 25\}$ ред додатих хармоника, и $f_{RSH} = 22,5 \cdot f_{FUND}$, чиме се постиже да се при прелазним процесима сви хармоници мењају по истој динамици. Амплитуда РЖХ има јединичну вредност док сви остали хармоници имају амплитуду вредности 0,1. На Слици 3.17. представљено је испитивање ФСП у устаљеном стању и током прелазних процеса. У почетном тренутку, параметри карактеристичног полинома имају вредности $\omega_n = 75 \text{ rad/s}$ и $\xi = 1$. После синхронизације у тренутку $t = 0,6 \text{ s}$ настаје одскачна промена учестаности f_{FUND} са 10 Hz на 60 Hz, тј. f_{RSH} са 225 Hz на 1350 Hz, као на Слици 3.17б. Може се уочити да због одскачне промена ове јачине РЖХ напушта област закључавања услед увећања грешке $\Delta\theta$, што је приказано на Слици 3.17а. Ипак, како девијација учестаности није превелика, РЖХ се релативно брзо ресинхронизује. У $t = 0,6 \text{ s}$ настаје тренутна промена учестаности f_{FUND} са 60 Hz на 70 Hz, тј. f_{RSH} са 1350 Hz на 1575 Hz, где ФСП остаје закључана и грешка $\Delta\theta$ има мању вредност. Занемарујући ефекте услед додатих виших хармоника, динамика одзива за наведена одабрана појачања петље одговара понашању линеарног модела у устаљеном стању и током прелазних режима, тј. резултатима приказаним на Слици 3.16.

У $t = 0,7 \text{ s}$ долази до увећања фактора пригушења на $\xi = 4$, а у $t = 0,9 \text{ s}$ до промене појачања на $\omega_n = 150 \text{ rad/s}$ и $\xi = 2$. Услед друге акције, ефективно гледано се k_p^{PLL} не мења, док се k_I^{PLL} увећава 4 пута. Може се видети на Слици 3.17б. да девијација оцењене учестаности РЖХ знатно расте са порастом k_p^{PLL} , пропусног опсега, док k_I^{PLL} због брзине извршавања алгоритма знатно мање утиче на шум естимације. У $t = 1,2 \text{ s}$ појачања су враћена на почетне вредности и може се уочити слабљење шума. Потом се f_{FUND} мења динамиком рампе, и то током интервала од $t = 1,3 \text{ s}$ до $t = 1,5 \text{ s}$ стрмином +750 Hz/s, а затим током интервала од $t = 1,8 \text{ s}$ до $t = 1,9 \text{ s}$ стрмином -1500 Hz/s. При овом тесту је излаз векторског управљања симулиран као $0,8 \cdot 22,5 \cdot f_{FUND}$. Овако се постиже ефективна динамика улазног сигнала РЖХ у ФСП од +750 Hz/s у првом интервалу и -1500 Hz/s у другом интервалу.



Слика 3.16. Динамичко понашање ФСП: а) промена параметра ω_n ; б) промена параметра ξ .

Апсолутна промена износи редом 17 kHz/s и -34 kHz/s као што је приказано на Слици 3.17в. Према (3.55) за одабрано $\omega_n = 75 \text{ rad/s}$, ФСП има способност да остане закључана са максималном дозвољеном брзином промене учестаности РЖХ од 767 Hz/s . При порасту учестаности брзином од 750 Hz/s у интервалу од $t = 1,3 \text{ s}$ до $t = 1,5 \text{ s}$, ФСП остаје закључана и грешка $\Delta\theta$ има пораст на око 0,9, што према (3.55) потврђује раније уведене претпоставке у погледу утицаја несавршеног филтра ПО на вредности грешке $\Delta\theta$. При смањењу учестаности око $t = 1,85 \text{ s}$, грешка $\Delta\theta$ прелази преко граничне вредности и ФСП се откључава. За разлику од поремећаја у $t = 0,2 \text{ s}$, сада поремећај траје дуже чиме се увећава акумулисана грешка и одступање РЖХ од области закључавања. Процес привлачења започиње у $t = 1,9 \text{ s}$ и траје $T_p \approx 0,9 \text{ s}$, после чега РЖХ улази у област закључавања, где се петља закључава за $T_L \approx 84 \text{ ms}$. Дуже трајање промене учестаности РЖХ ефективном динамиком од 1500 Hz/s , или више од тога, довело би до знатног увећања трајања процеса привлачења. На Слици 3.17а. дата је промене грешке $\Delta\theta$ на излазу филтра НО, у периоду трајања симулације од $t = 0 \text{ s}$ до $t = 4 \text{ s}$. Не коришћење адаптивног филтра НО при одабраним појачањима ПИ филтра доводи јако брзо до трајног губитка синхронизације. На Слици 3.17г. приказани су сигнали на улазу у ФД у устаљеном стању када је ФСП закључана, тј. РЖХ са додатим вишим хармоницима и излаз сигнал генератора. Закључује се да линеарни модел добро описује динамику ФСП у устаљеном стању и током прелазних режима при малим поремећајима. Утицаји поремећаја и несавршености филтра ПО на стабилност ФСП су добро описани са (3.55). На основу приложеног, изабрана је природну учестаност од $\omega_n = 75 \text{ rad/s}$ која испуњава услов (3.55), тј.



Слика 3.17 Испитивање ФСП: а) фазна грешка; б) одзиви у устаљеном стању и при прелазним процесима; в) одзив ФСП током праћења рампе на улазу; г) улази у ФД.

критеријум (к-2). Мала периода извршавања алгоритма дозвољава и знатно веће вредности, које нису усвојене како би се у наставку цео естиматор и *sensorless* регулациони систем испитивао у најгорим условима у погледу стабилности.

Из истог разлога, фактор пригушења од $\xi = 1$ је одабран како би се испунили захтеви првог критеријума стабилности (к-1) описаног са (3.6). Овако је обезбеђен пропусни опсег ФСП који пружа потребну брзину одзива грешке по фази $\Delta\theta$ при критичном случају минималне константе τ_{BPF} , тј. при $f_{FUND} = 50$ Hz. Изабрани параметри резултују пропусним опсегом ФСП од 55 Hz са пребачајем у одзиву од 14%, минималним шумом у излазном сигналу и максималном дозвољеном брзином промене учестаности РЖХ од 767 Hz/s.

3.5 Синтеза НФ филтра и анализа стабилности естиматора

НФ филтар на излазу ФСП петље адаптира пропусни опсег сигнала који мења централну учестаност филтра ПО и пружа довољно времена временском одзиву филтра ПО да се устали чиме се постиже стабилност естиматора. Додатно, НФ филтар потискује нежељене компоненте у спектру сигнала на излазу ФСП. НФ филтар уноси кашњење које утиче на понашање РБ и РС. Кашњење се може смањити структуром филтра са нулама у функцији преноса, применом предиктивног дејства, итд. Ипак, изабрана је традиционална структура у циљу једноставнијег линеарног модела естиматора. Применом билинеарне трансформације и исте процедуре као при извођењу *IIR* филтара ПО и НО, добија се прототип дигиталног *IIR* НФ филтра. Функције преноса филтра у s - домену и прототипа *IIR* филтра у z - домену, дате су редом као

$$W_{LPF}(s) = \frac{1}{\tau_{LPF}s + 1}, \quad (3.56)$$

$$W_{LPF}(z) = \frac{1 + z^{-1}}{1 + \frac{2\tau_{LPF}}{T_{EST}} + \left(1 - \frac{2\tau_{LPF}}{T_{EST}}\right)z^{-1}}. \quad (3.57)$$

Временска константа филтра τ_{LPF} се одређује из критеријума стабилности (к-1), (3.6), и као компромис између кашњења и девијације излазног сигнала, тј. критеријума (I) и (II). Ако се за ове потребе пропусни опсег филтра ПО апроксимира као раније Ω_C у (3.36), са $\Omega_P \approx 8\pi f_{FUND}$, тада се заменом (3.47) у критеријум стабилности (к-1) (3.6) добија неједнакост

$$\frac{f_{NOM}}{2\pi f_{FUND} f_{BW_{WREG}}^{LIMIT}} \geq \tau_{LPF} \geq \frac{2.74}{8\pi f_{FUND}} > \tau_{PLL}, \quad (3.58)$$

коју константа τ_{LPF} треба да задовољи. Временске константе филтра ПО и механичког система су дате у функцији учестаности првог хармоника струје статора f_{FUND} . Како би се постигло добро понашање у целом опсегу радних режима, потребно је адаптирати и константу τ_{LPF} према радном режиму ЕП. Временска константа НФ филтра је изражена у функцији f_{FUND} као $\tau_{LPF} = D/(2\pi f_{FUND})$, где се параметар D налази у опсегу

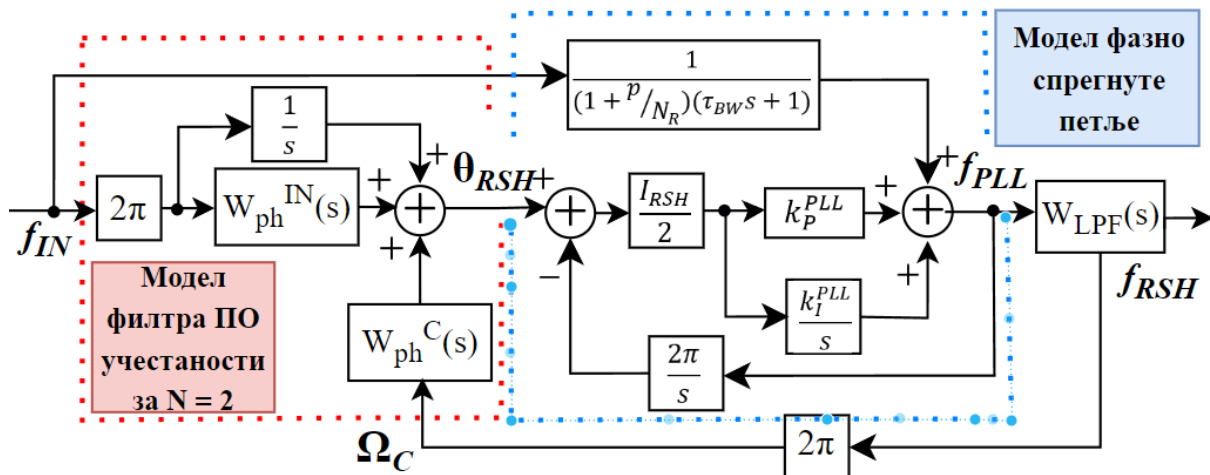
$$\frac{f_{NOM}}{2\pi f_{FUND} f_{BW_{WREG}}^{LIMIT}} \geq \frac{D}{2\pi f_{FUND}} \geq \frac{2.74}{8\pi f_{FUND}} ; \frac{f_{NOM}}{f_{BW_{WREG}}^{LIMIT}} \geq D \geq 0,685. \quad (3.59)$$

Параметар D се бира на основу анализе линеарне стабилности и понашања естиматора тако да се постигне баланс између кашњења и тачности у оцени учестаности РЖХ, тј. између критеријума (I) и (II). Анализа стабилности је неопходна да би се пружила робусност решења за потребе индустријске примене. Анализа је спроведена уз претпоставке о линеарности филтра ПО и ФСП. Периода извршавања алгоритма за оцену учестаности РЖХ и брзине је значајно већа од највише релевантне учестаности у спектру улазног сигнала па се анализа спроводи у s -домену. Уважавајући изведене линеарне моделе филтра ПО, ФСП и НФ филтра линеарни модел естиматора РЖХ је дат на Сlici 3.18. Ако се претпостави да је пропусни опсег регулационе петље по струји значајно већи од пропусних опсега дигиталних филтара, може се сматрати да се вредности учестаности f_{FUND} потребне за адаптацију параметара филтара добијају тренутно и без кашњења. Ова претпоставка не важи за ФСП због релативно ближих пропусних опсега. Динамика акције подршке унутар ФСП је апроксимирана функцијом преноса кашњења првог реда са појачањем једносмерне компоненте као

$$W_{FF}(s) = \frac{1}{(1 + p/N_R)(\tau_{BW}s + 1)}, \quad (3.60)$$

где је динамика РС и РБ апроксимирана кашњењем првог реда. Ово је прихватљиво јер присуство динамике вишег реда не утиче на положај доминантних полова и нула естиматора. Улазу у модел естиматора, учестаност РЖХ, се преко (3.60) сабира са излазом ПИ филтра у ФСП. Појачањем једносмерне компоненте моделира се највећа могућа грешка естиматора при оцени брзине која је одређена параметрима машине N_R и p .

Функција преноса естиматора са 6 нула и 8 полова, у функцији параметара f_{FUND} , I_{RSH} , f_{BW}^{LIMIT} , T_{EST} , дата је са (3.61). Зависности нула и полова у функцији параметара филтра ПО (3.43), ФСП (3.50), НФ филтра (3.56) и предиктивног дејства (3.60) дате су изразима (3.62)–(3.77). У трајном раду параметри I_{RSH} , f_{BW}^{LIMIT} , T_{EST} су константе. Дизајнирани естиматор брзине и модел дат на Сlici 3.18. не зависе од електричних параметара АМ и нелинеарности инвертора описаних са (2.19), за разлику од алгорита заснованих на модел АМ у појасу основних учестаности према ОТЕМ. Према потпоглављу 2.1. грешке у примењеном напону услед $\Delta R_s \cdot i_s(t)$, пада напона на прекидачима, мртвог времена, итд., постоје у нижем делу спектра. Ове компоненте се код представљеног естиматора потискују улазним адаптивним филтром ПО као и остале нежељене компоненте, па дизајн не пати од стандардних проблема који су у вези са *sensorless* алгоритмима и не захтева компензације несавршености.



Слика 3.18 Линеарни модел естиматора РЖХ за мале сигнале.

$$W_{EST}(s) = \frac{f_{RSH}(s)}{f_{IN}(s)} = \frac{\sum_{i=0}^6 s^i n_i}{\sum_{k=0}^8 s^k m_k}; \quad m_i, n_i = f(f_{FUND}, I_{RSH}, f_{BW_{WREG}}), \quad (3.61)$$

$$n_6 = 1 + \tau_{BW} I_{RSH} \pi k_P^{PLL} \quad (3.62)$$

$$n_5 = b_2 + I_{RSH} \pi [k_P^{PLL} + \tau_{BW} (b_2 k_P^{PLL} + k_I^{PLL})] \quad (3.63)$$

$$n_4 = b_3 (1 + \tau_{BW} p) + I_{RSH} \pi [k_I^{PLL} + (\tau_{BW} k_I^{PLL} + k_P^{PLL}) b_2] \quad (3.64)$$

$$n_3 = b_4 (1 + \tau_{BW} I_{RSH} \pi k_P^{PLL}) + I_{RSH} \pi [k_I^{PLL} (\tau_{BW} b_3 + b_2) + k_P^{PLL} (b_3 + \tau_{BW} b_1)] \quad (3.65)$$

$$n_2 = b_5 (1 + \tau_{BW} p) + I_{RSH} \pi [(\tau_{BW} k_I^{PLL} + k_P^{PLL}) (b_4 + b_1) + b_3 k_I^{PLL}] \quad (3.66)$$

$$n_1 = I_{RSH} \pi [b_5 (\tau_{BW} k_I^{PLL} + k_P^{PLL}) + (b_4 + b_1) k_I^{PLL}] \quad (3.67)$$

$$n_0 = b_5 I_{RSH} \pi k_I^{PLL} \quad (3.68)$$

$$m_8 = \tau_{LPF} \tau_{BW} \quad (3.69)$$

$$m_7 = \tau_{LPF} + \tau_{BW} (\tau_{LPF} (b_2 + I_{RSH} \pi k_P^{PLL}) + 1) \quad (3.70)$$

$$m_6 = (\tau_{LPF} + \tau_{BW}) (b_2 + I_{RSH} \pi k_P^{PLL}) + 1 + \tau_{LPF} \tau_{BW} (b_3 + I_{RSH} \pi k_I^{PLL} + b_2 I_{RSH} \pi k_P^{PLL}) \quad (3.71)$$

$$m_5 = (1 + \tau_{BW} b_2) (k_P^{PLL} + \tau_{LPF} k_I^{PLL}) I_{RSH} \pi + (b_2 + \tau_{BW} b_3) (I_{RSH} \pi k_P^{PLL} \tau_{LPF} + 1) + \tau_{BW} (b_4 \tau_{LPF} + I_{RSH} \pi k_I^{PLL}) + b_3 \tau_{LPF} \quad (3.72)$$

$$m_4 = (b_4 \tau_{LPF} + b_3) (1 + \tau_{BW} I_{RSH} \pi k_P^{PLL}) + \tau_{BW} (b_5 \tau_{LPF} + b_4) + I_{RSH} \pi [(b_2 + b_3 \tau_{LPF}) (\tau_{BW} k_I^{PLL} + k_P^{PLL}) + k_I^{PLL} (b_2 \tau_{LPF} + 1)] \quad (3.73)$$

$$m_3 = (b_5 \tau_{LPF} + b_4) (1 + \tau_{BW} I_{RSH} \pi k_P^{PLL}) + \tau_{BW} (b_5 + I_{RSH} \pi k_P^{PLL} b_1) + I_{RSH} \pi [k_I^{PLL} (b_3 \tau_{LPF} + b_2) + (b_4 \tau_{LPF} + b_3) (\tau_{BW} k_I^{PLL} + k_P^{PLL})] \quad (3.74)$$

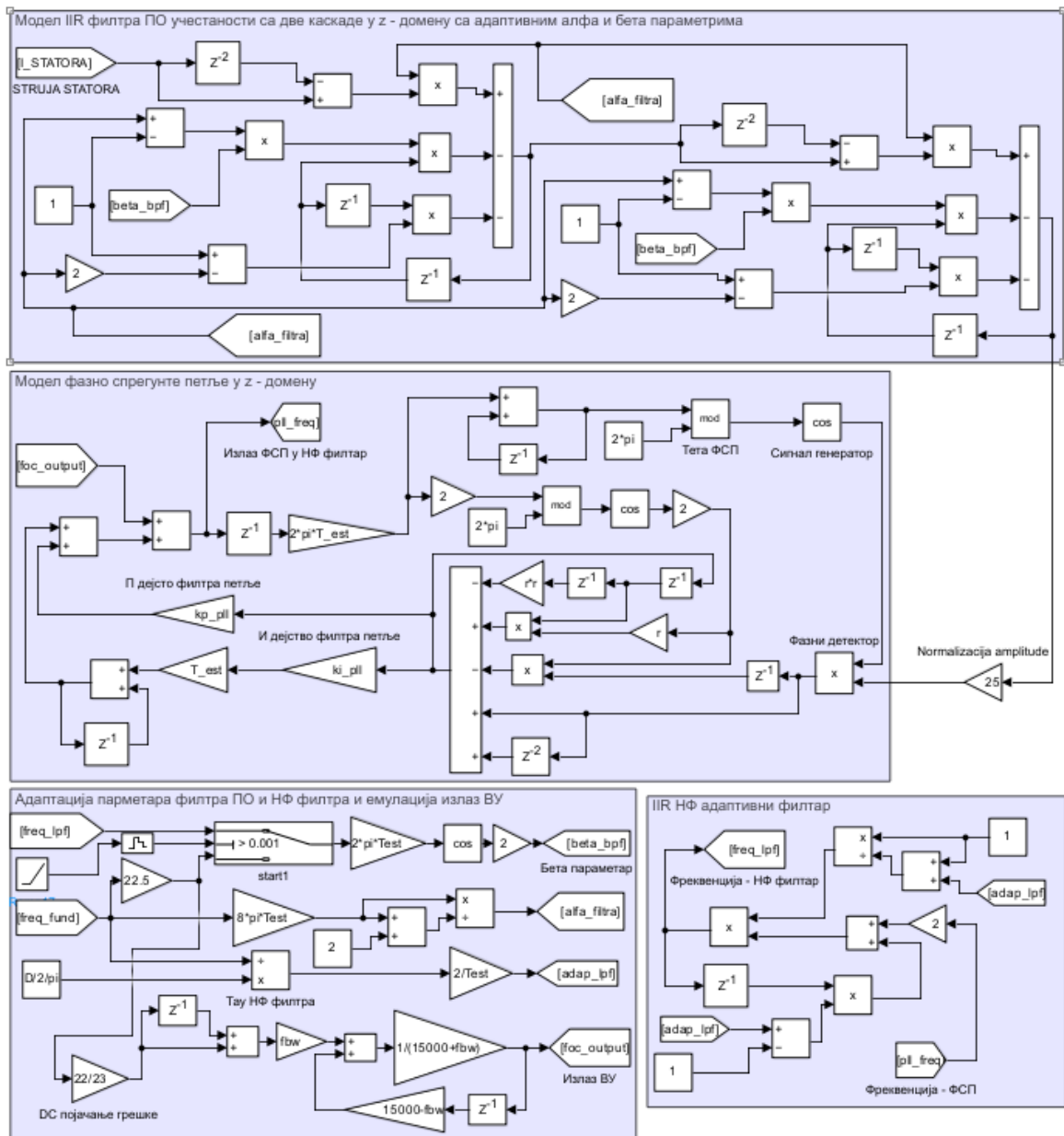
$$m_2 = I_{RSH} \pi [(b_5 \tau_{LPF} + b_4 + b_1) (\tau_{BW} k_I^{PLL} + k_P^{PLL}) + k_I^{PLL} (b_4 \tau_{LPF} + b_3)] + b_5 (\tau_{BW} I_{RSH} \pi k_P^{PLL} + 1) \quad (3.75)$$

$$m_1 = I_{RSH} \pi [k_P^{PLL} b_5 + k_I^{PLL} (b_5 (\tau_{LPF} + \tau_{BW}) + b_4 + b_1)] \quad (3.76)$$

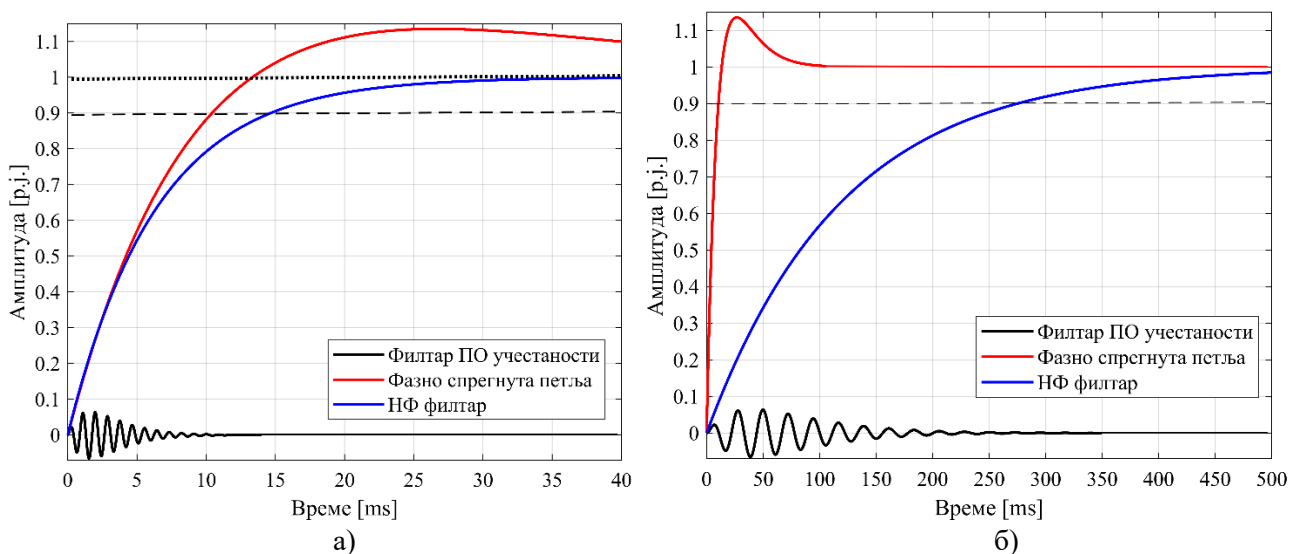
$$m_0 = b_5 I_{RSH} \pi k_I^{PLL} \quad (3.77)$$

На Слици 3.19. дат је развијени симулациони модел естиматора у z – домену који се састоји од представљених модела на Слицима 3.6. и 3.15, функције преноса IIR НФ филтра (3.57) са кораком извршавања од $T_{sym} = 0,25 T_{EST}$. Употребом развијених модела испитује се понашање естиматора током прелазних процеса, у устаљеном стању, стабилност естиматора, и на крају одређује параметар НФ филтра D . Одскочни одзиви подсистема естиматора дат је на Слици 3.20. за константу $D = 1$ и за вредности учестаности f_{FUND} од $f_{FUND} = 50$ Hz на Слици 3.20а. и за $f_{FUND} = 2$ Hz на Слици 3.20б. Одзиви подсистема имају жељени однос временских константи који задовољава критеријум ($\kappa-1$) у целом очекиваном опсегу радних брзина.

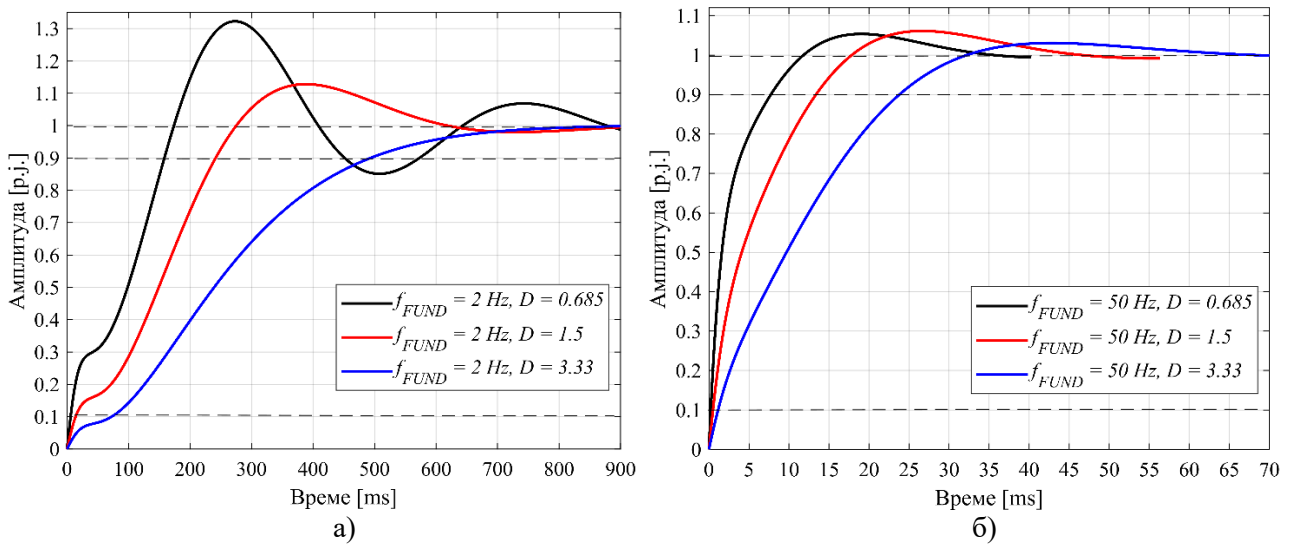
Одскочни одзиви естиматора су приказани у границама дозвољених вредности параметра D према (3.59) при $f_{FUND} = 2$ Hz на Слици 3.21а. и при $f_{FUND} = 50$ Hz на Слици 3.21б. Оба параметра утичу на временску константу НФ филтра, поготову f_{FUND} , динамички одзив естиматора и кашњење у оцени брзине. Време успона одскочног одзива естиматора опада са 150 ms на 7 ms када f_{FUND} расте са 2 Hz на 50 Hz при $D = 0,685$. Прескок постоји услед ФСП и ниског фактора пригушења. Може се рећи да се детекција РЖХ извршава током једне четвртине периоде хармоника при $D = 0,685$. Разматрајући граничне вредности параметра D ,



Слика 3.19. Симулациони модел естиматора РЖХ и брзине вратила у z – домену.



Слика 3.20. Одскочни одзиви подсистема у естиматору: а) при $f_{FUND} = 50$ Hz; б) при $f_{FUND} = 2$ Hz.



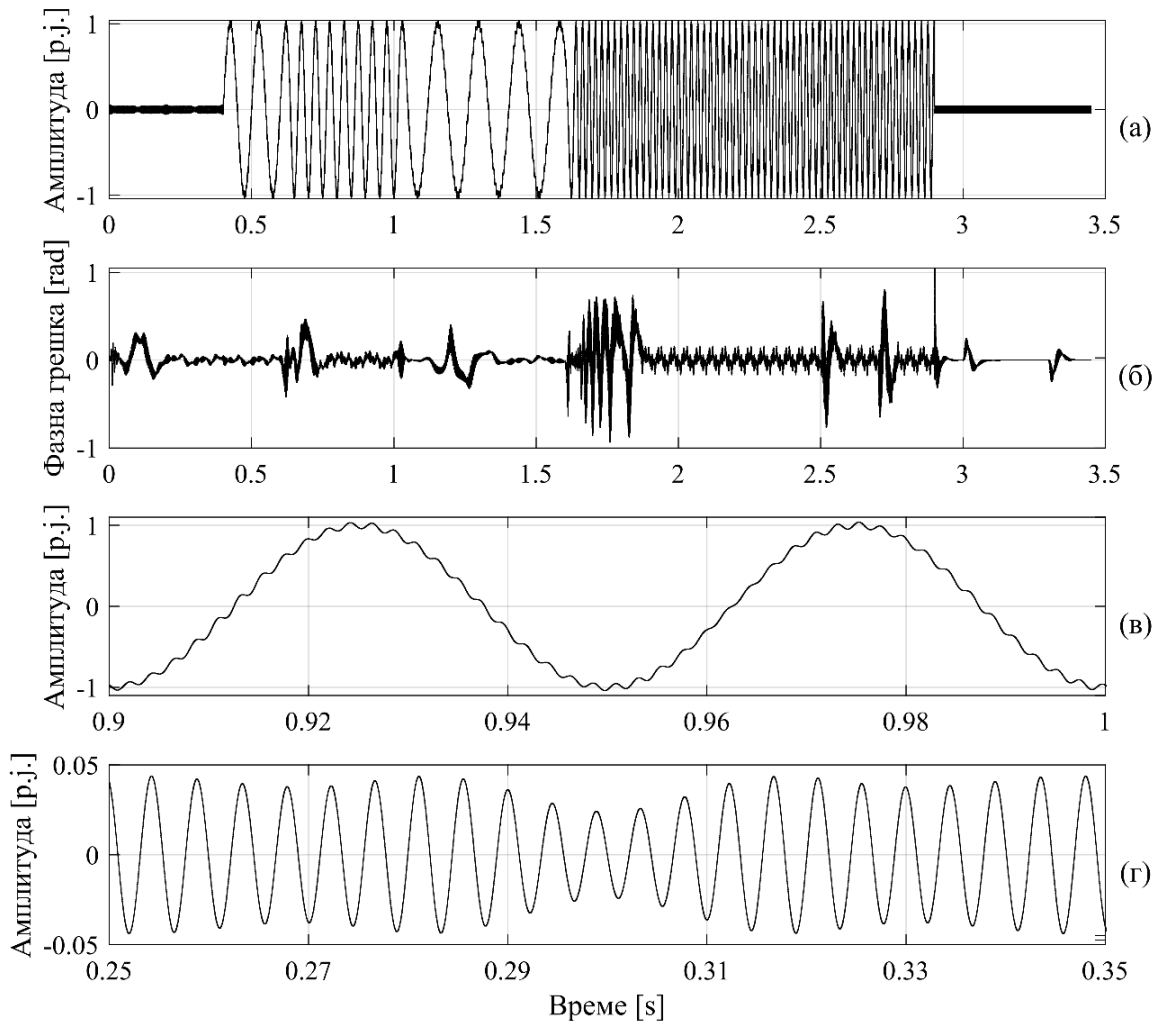
Слика 3.21. Одскочни одзиви естиматора у функцији D : а) при $f_{FUND} = 2$ Hz; б) при $f_{FUND} = 50$ Hz.

одзив без прескока се може остварити за $D = 3,3$, али по цену вишеструког увећања кашњења одзива, тј. са 7 ms на 24 ms са порастом параметра D са 0,685 на 3,33 при $f_{FUND} = 50$ Hz. Као компромис између кашњења и тачности у оцени брзине, критеријума (I) и (II), одабрано је $D = 1,5$. Према Слици 3.21, овако се допушта прескок у одзиву при чему је први хармоник струје при сваком радном режиму довољно удаљен од пропусног опсега естиматора. Кашњења у оцени брзине се за одбрано D мењају у опсегу од 14 ms до 240 ms са променом f_{FUND} у опсегу од 50 Hz до 2 Hz. За $I_{RSH} = 1$, $f_{BW_{WREG}}^{LIMIT} = 15$ Hz, $T_{EST} = 20$ μ s и $D = 1,5$ граничне вредности параметара у функцији преноса естиматора $W_{EST}(s)$ у функцији f_{FUND} , дате су у Табели 3.2.

У наставку је спроведена анализа динамичког и статичког понашања естиматора коришћењем симулационог модела естиматора у z - домену представљеног на Слици 3.19. и линеарног модела представљеног на Слици 3.18. Резултати анализу су представљени на Сликама 3.22, 3.23. и 3.24. Улазни сигнал у модел на Слици 3.19. чини први хармоник струје статора јединичне вршне вредности, РЖХ јачине 0,04 и додатни виши хармоници који се могу очекивати у реалности у околини РЖХ амплитуде 0,004. Учестаности хармоника су задате као $f_{RSH} = 22,5 f_{FUND}$, $f_v = v f_{FUND}$, где је $v = \{19, 21, 23, 25\}$ ред додатних хармоника, чиме се постиже да се при прелазним процесима сви хармоници мењају истом динамиком. Јачина РЖХ је нормализована множењем излаза друге каскаде филтра ПО константом 25, чиме је уважено и нежељено појачање суседних хармоника овим приступом. Утицаји несавршености нормализације биће испитани приликом анализе стабилности. Динамика промене улазног сигнала по учестаности и јачини је приказана на Слици 3.22а. Најпре се на улаз естиматора, доводи само РЖХ са околним вишим хармоницима, приказан Сликаом 3.22г. У $t = 0,4$ s се додаје први хармоник струје статора јединичне амплитуде као на Слици 3.22а. Укупни сигнал на улазу, први хармоник са РЖХ и другим вишим хармоницима приказан је на Слици 3.22в. Може се видети да у фазној грешци ФСП, Слика 3.22б, као и на излазу естиматора, Слика 3.23б. и 3.23в, да не постоји први хармоник струје, и да не постоји у систему чак ни на нижим брзинама дејством филтра ПО и НФ филтра. Од $t = 0,6$ s до $t = 0,65$ s, f_{FUND} расте динамиком 200 Hz/s, а затим истом динамиком опада од $t = 1$ s до $t = 1,065$ s, што се може видети са Сlike 3.24а. Скалирана вредност ове динамике, $f_{RSH} = 22,5 f_{FUND}$, представља улаз за линеарни модел приказан на Слици 3.18. Како је промена учестаности РЖХ 4,5 kHz, при овом тесту је излаз векторског управљања симулиран као $0,8 \cdot 22,5 f_{FUND}$ да би се објективно размотрили закључци у погледу стабилности естиматора. Овако се добија ефективна промена учестаности РЖХ од 0,9 kHz. На Слици 3.23б. приказана је промена референца РЖХ по динамици рампе ефективно увећане динамике сразмерно редом хармоника, и одзиви ФСП и НФ филтра, што је и излаз естиматора. Одзиви филтра ПО за сваку каскаду приказани су на

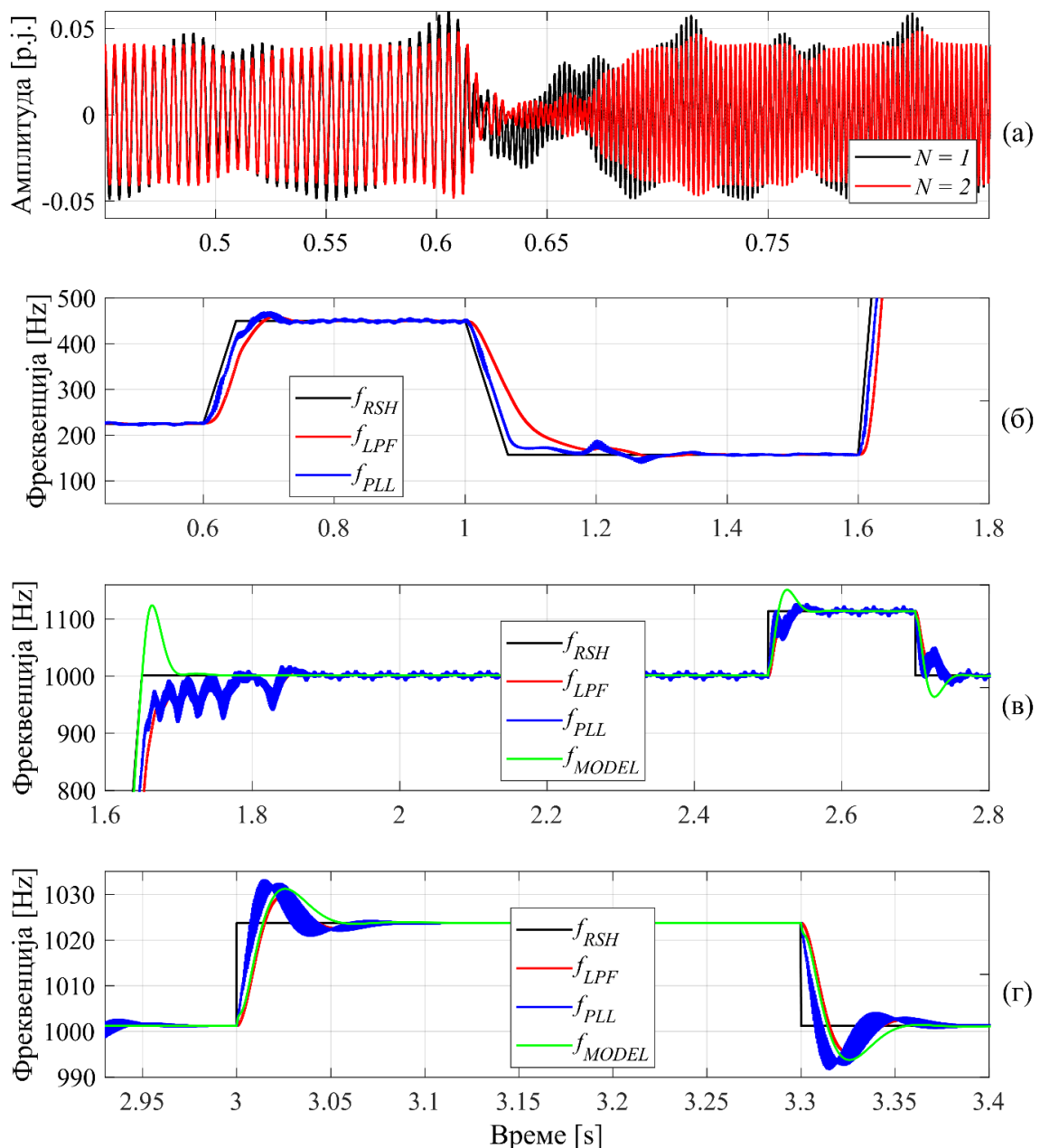
Табела 3.2. Опсег промене параметара функције преноса естиматора $W_{EST}(s)$ за $D = 1,5$.

Параметар	Вредности при $f_{FUND} = 2 \text{ Hz}$	Вредности при $f_{FUND} = 50 \text{ Hz}$
n6	176,4322	8,0173
n5	$156,3842 \cdot 10^3$	$170,7094 \cdot 10^3$
n4	$62,1321 \cdot 10^6$	$1,6165 \cdot 10^9$
n3	$2,1725 \cdot 10^9$	$336,22 \cdot 10^9$
n2	$37,4366 \cdot 10^9$	$642,1954 \cdot 10^{12}$
n1	$1,3591 \cdot 10^{12}$	$33,0356 \cdot 10^{15}$
n0	$1,1362 \cdot 10^{12}$	$449,7787 \cdot 10^{15}$
m8	$139,6045 \cdot 10^{-3}$	$223,3672 \cdot 10^{-6}$
m7	140,6466	4,8296
m6	$64,4777 \cdot 10^3$	$46,608 \cdot 10^3$
m5	$10,1908 \cdot 10^6$	$73,8382 \cdot 10^6$
m4	$705,0544 \cdot 10^6$	$41,4153 \cdot 10^9$
m3	$19,7876 \cdot 10^9$	$7,6428 \cdot 10^{12}$
m2	$210,4649 \cdot 10^9$	$806,7305 \cdot 10^{12}$
m1	$1,4948 \cdot 10^{12}$	$35,1831 \cdot 10^{15}$
m0	$1,1362 \cdot 10^{12}$	$449,7787 \cdot 10^{15}$



Слика 3.22. Испитивање естиматора: а) динамика промене сигнала на улазу у естиматор; б) излаз фазног детектора $\Delta\theta$; в) улазни сигнал са свим додатим хармоницима; г) РЖХ са вишим хармоницима.

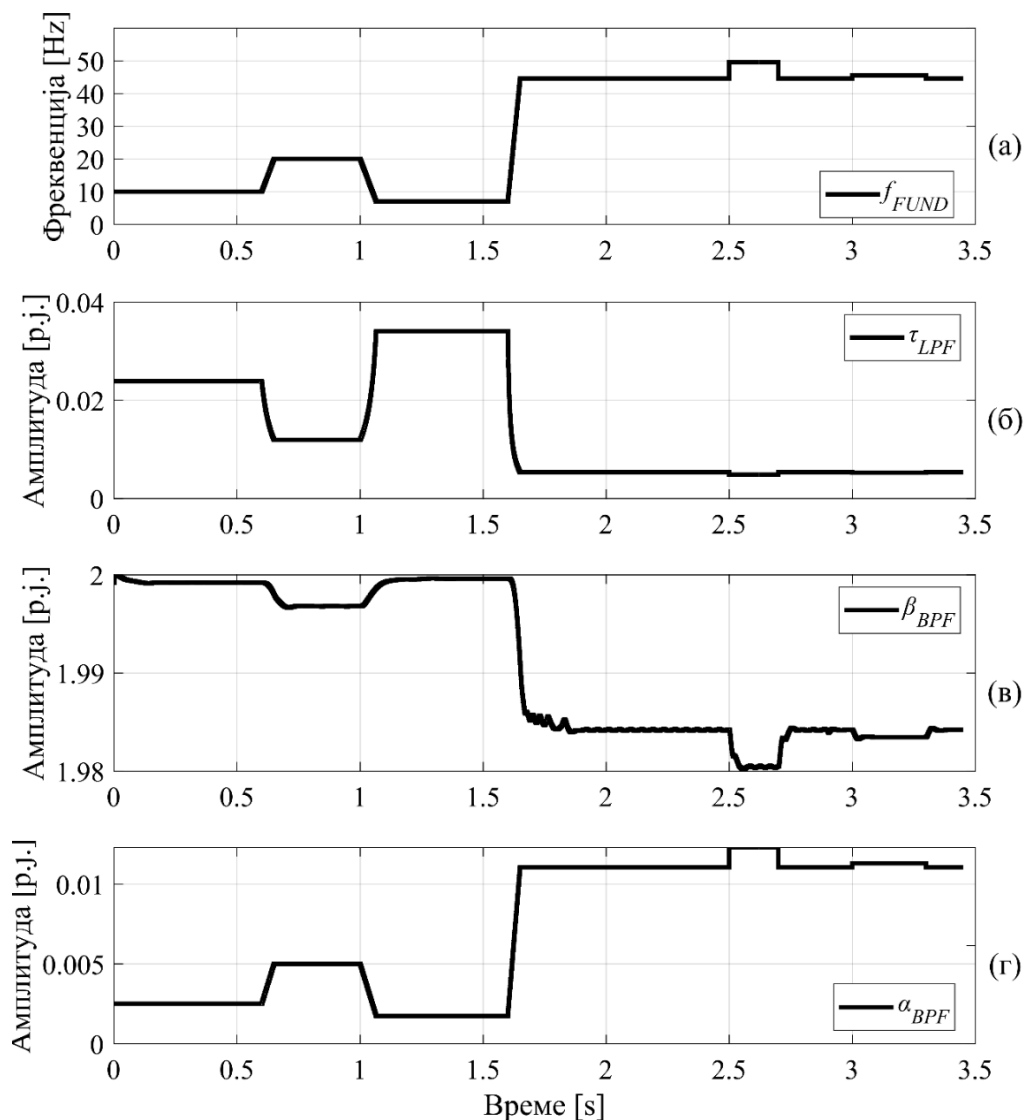
Слици 3.23а, и то у устаљеном стању пре настанка динамике, и током прелазног процеса. Може се уочити да у устаљеном стању не постоји утицај првог хармоника струје, а готово ни осталих суседних хармоника. Услед кашњења, током прелазних процеса постоји веће слабљење РЖХ. Током прелазног процеса, фазна грешка у ФСП је знатно мања од граничних вредности, Слика 3.22б, што је и очекивано како је ефективна динамика промене учестаности РЖХ у границама линеарног рада. Кашњење у праћењу рампе од око 40 ms при малим брзинама може се уочити на Слици 3.23б. Од $t = 1,6$ s до $t = 1,65$ s, f_{FUND} расте са динамиком од 760 Hz/s, а РЖХ 22,5 пута већом, што је уочљиво са Слика 3.23б, 3.23в. и Слика 3.24а. Поред референтне учестаности РЖХ и излаза подсистема естиматора, додатно је приказан и излаз раније изведеног линеарног модела. Ефективна промене учестаности РЖХ је $df_{RSH}/dt = (22,5 - 22,5 \cdot 0,8) \cdot 760 = 3,42$ kHz што је пет пут већа динамика промена од пројектоване. Као последица узима недозвољене вредности, Слик 3.22б, и РЖХ напушта област закључавања. Трајање поремећаја је сада релативно кратко, 50 ms, па се ФСП враћа у устаљено стање 130 ms по завршетку поремећаја. Дакле, естиматор остаје стабилан и при већим поремећајима од



Слика 3.23. Испитивање естиматора: а) излази на каскадама филтра ПО; б) статичко и динамичко испитивање; в) граница стабилности и одскачни одзиви; г) испитивање модела за мале сигнале.

пројектованих, ако је њихово трајање довољно кратко да фазна грешка у ФСП не достигне границу према (3.55). Услед увећане фазне грешке у ФСП, линеарни модел сада не описује добро динамику естиматора услед напуштања линеарног режима рада. У $t = 2,5$ s и $t = 2,7$ s настају одскачне промена учестаности $f_{FUND} = \pm 5$ Hz, тј. $f_{RSH} = \pm 22,5$ Hz, Слика 3.23в. Може се закључити да естиматор може да изнесе и одскачне промене учестаности ако је интензитет промене довољно мали, тј. да важи (3.55). Такође, при нижим поремећајима линеарни модел значајно боље описује динамику прелазног процеса естиматора, Слика 3.23в. Да би се детаљније испитао линеарни модел од $t = 2,9$ s, сигнал који постоји на улазима у моделе је само РЖХ без присуства првог хармоника струје и других виших хармоника, Слика 3.22а. Као резултат, грешка по фази у ФСП је једнака нули, Слика 3.22б. У $t = 3$ s и $t = 3,3$ s настају тренутне промене учестаности у износу $f_{FUND} = \pm 1$ Hz, тј. $f_{RSH} = \pm 22,5$ Hz, Слика 3.23г. Ефективна вредност промене уважавајући предиктивно деловање износи $\pm 4,5$ Hz. Може се закључити да линеарни модел естиматора веома добро представља динамику потпуног модела у z - домену током прелазних режима и у устаљеном стању при малим поремећајима, што уједно потврђује и оправдава начињене претпоставке.

Током спроведених тестова, девијације учестаности на излазу НФ су у жељеним границама испод 0,3% у устаљеном стању, а остварено је кашњење у оцени брзине од 7 ms при вишим учестаностима и око 50 ms на најнижим тестираним учестаностима. Може се рећи да је из



Слика 3.24. Испитивање естиматора: а) промене учестаности првог хармоника струје статора; б) промена параметра τ_{LPF} ; в) промена параметра β_{BPF} ; г) промена параметра α_{BPF} .

Табела 3.3 Промена параметара естиматора у функцији промене учестаности f_{FUND} .

Параметар естиматора брзине		При $f_{FUND} = 2 \text{ Hz}$	При $f_{FUND} = 50 \text{ Hz}$
Временска константа НФ филтра	τ_{LPF}	54,51 ms	2,18 ms
Параметар пропусног опсега	α_{BPF}	0,000502	0,01241
Параметар централне учестаности	β_{BPF}	1,999998	1,979242
Параметар стрмине филтра НО	r	0,997, константно	
Природна учестаност ФСП	ω_n	75 rad/s, константно	
Фактор пригушења ФСП	ζ	1, константно	
Број каскада филтра ПО	N	2, константно	

угла дизајна регулатора брзине, остварена динамика естиматора прихватљива. На Слици 3.22б. је представљена грешка у фази на излазу фазног детектора у ФСП током целог трајања теста. На Сликама 3.24а, 3.24б, 3.24в и 3.24г редом су приказане промене учестаности f_{FUND} и промене параметара за адаптацију улазних и излазних IIR дигиталних филтра τ_{LPF} , β_{BPF} , α_{BPF} током свих спроведених тестова у трајању испитивања. Опсежи промене параметара естиматора у функцији радних режима истакнути су у Табели 3.3.

Филтар ПО уводи позитивну повратну спрегу по променљивој стања у систему θ_{RSH} што може довести до нестабилности. Иако су елементи естиматора засебно стабилни, тј. функција преноса кружног појачања естиматора $L(s)$ (енгл. *loop gain transfer function*) нема полове који леже у левој полуравни (ЛПР) комплексног аргумента $s = \sigma + j\omega$, могуће је да при затварању повратне спреге по фази РЖХ θ_{RSH} систем постане нестабилан. Континуални линеарни систем са константним параметрима биће стабилан ако и само ако у њему ишчезава променљива стања прелазног режима када $t \rightarrow \infty$ и када без присуства побудног сигнала на улазу система почетни услови не избацују систем из стабилности. Тада одзив система у устаљеном стању диктирају само улазне променљиве система. Ако једна или више променљивих постају константе ограничених вредности систем је гранично стабилан, а ако попримају бесконачне вредности систем је нестабилан. За линеарни систем приказан на Слици 3.18. потребан и довољан услов за стабилност јесте да сви полови функције спрегнутог преноса имају негативне реалне делове, тј. да леже у ЛПР или унутар јединичног круга z равни у дискретној представи. Тада естиматор има способност да се врати у уравнотежено стање после престанка деловања поремећаја. У случају присуства нуле у десној полуравни (ДПР) систем је стабилан и неминимално фазни са додатним кашњењем и нежељеном динамиком временског одзива.

Утврђивање стабилности подразумева одређивање положаја полова функције спрегнутог преноса у s равни, тј. корене карактеристичне једначине. За ове потребе користе се алгебарски критеријуми Хурвица и Рауса (енгл. *Routh–Hurwitz criterion*) и фреквенцијски критеријуми Никвиста (енгл. *Nyquist stability criterion*), Михајлова (енгл. *Mikhailov stability criterion*), Бодеа (енгл. *Bode stability criterion*), итд. У дисертацији се користите Никвистов и Бодеов критеријум стабилности засновани на Кошијевој теореме аргумента (енгл. *Cauchy's argument principle*).

Нека је дата карактеристична функција $F(s)$ и нека се посматрају равни функције $F(s)$ и комплексног аргумента s . Нека постоји контура Γ у s – равни коју чине имагинарна оса и полукруг бесконачног полупречника, која заобилази сингуларитете функције $F(s)$ и на којој $F(s)$ нема нуле ни полове. Тада по Кошијевој теореме аргумента за један обилазак контуре Γ у равни аргумента s врх вектора $F(s)$ у својој равни начини $N - P$ обртаја око координатног почетка у истом смеру обиласка контуре Γ , где је N број нула (корена) и P број полова функције $F(s)$ који се налазе унутар контуре Γ . Прираштај аргумента функције $F(s)$ дуж контуре Γ је

$$\arg\{F(s)\} = -2\pi(N - P), \text{ за } \infty \geq \omega \geq -\infty. \quad (3.78)$$

Ако је систем $F(s)$ стабилан тада је број нула (корена) функције $F(s)$ једнак нули, $N = 0$. За реалне рационалне функције $F(s)$, са једнаким прираштајем аргумента дуж негативног и позитивног дела реалне осе, услов стабилности се може упростити као

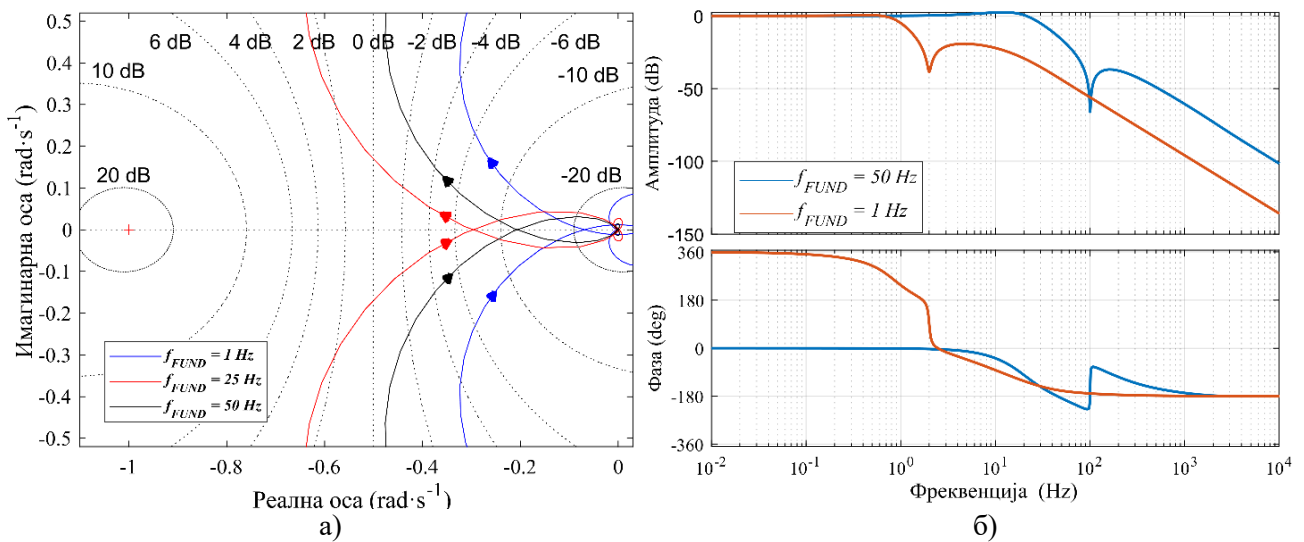
$$\arg\{F(s)\} = \pi P, \text{ за } \infty \geq \omega \geq 0. \quad (3.79)$$

Полазећи од (3.79), Никвистов критеријум омогућава да се анализира стабилности система у затвореној спрези на основу амплитудно-фазне фреквентне карактеристике система у отвореној спрези, $L(j\omega)$, тј. анализом Никвистове криве. Ако се посматра вектор $F(s) = 1 + L(j\omega)$ са почетком у критичној тачки $L(-1, j0)$ у $L(j\omega)$ равни, тада ако је систем у отвореној повратној спрези стабилан, потребан и довољан услов за стабилност система у затвореној спрези јесте да критична тачка лежи ван амплитудно-фазне карактеристике система $L(j\omega)$ [6]. Учестаност ω при којој Никвистова крива сече јединични круг одговара пресечној учестаности f_c система $L(j\omega)$ при којој се има јединично појачање и фаза од $-\pi + \varphi_m$, где је φ_m претек фазе. Учестаност ω при којој Никвистова крива сече реалну осу назива се претек појачања. Претечи појачања и фазе описују резерву стабилности за грешке у моделовању система, у виду појачања и транспортних кашњења респективно. Полупречник најмање кружнице са центром у критичној тачки која додирује Никвистову контуру је резерва стабилности $1/M_s$ описана са

$$M_s = \max_{\omega} \left| \frac{1}{1 + L(j\omega)} \right| \quad (3.80)$$

Бодеев критеријум је интерпретација Никвистовог критеријума и користи се у дисертацији јер су анализирани системи у отвореној спрези стабилни, са једном пресечном учестаношћу и немају изражене резонантне полове. Када нека од нула система лежи у ДПР овај критеријум се користи уз уважавање ефективне промене фазне карактеристике сходно броју нула у ДПР (3.79). Да би систем био стабилан према Бодеевом критеријуму, потребан услов је да претек фазе у пресечној учестаности буде већи од нуле. Претек фазе се користи и као компромис између стабилности и квалитета временског одзива. Већи претек фазе доводи до веће стабилности система, тј. до апериодичног, али и споријег одзива. Бодеев и Никвистов дијаграм естиматора дати су на Слици 3.25. за граничне радне режиме, $f_{FUND} = 1$ Hz и $f_{FUND} = 50$ Hz.

Може се видети да Никвистова крива не обухвата критичну тачку, а да претек фазе и претек појачања имају велике вредности, тј. дати дизајн естиматора је стабилан са великом резервом стабилности. Ипак, на Бодеевом дијаграму, Слика 3.25а. може се уочити присуство нуле у ДПР при $f_{FUND} = 1$ Hz. Из тог разлога, спроводи се анализа робусности система на промене параметара од значаја. Мапа полова и нула у комплексној равни за $f_{FUND} = 50$ Hz, $T_{EST} = 20$ μ s, $f_{BW_{WREG}}^{LIMIT} = 15$ Hz, $I_{RSH} = 1$, дата је на Слици 3.26а. Додатно су истакнути полови и нуле који доминантно утичу на динамички одзив система и који се разматрају у наставку. У слици унутар Слике 3.26а. дат је померај полова и нула са променом брзине извршавања алгоритма T_{EST} у опсегу од 10 kHz до 50 kHz. За прорачун параметара Ω_C и Ω_P нису коришћене апроксимације већ (3.24) и (3.25). Померај полова и нула је мали и опада при нижим f_{FUND} . Може се рећи да су раније начињене апроксимације у потпоглављу 3.3. оправдане. Тачност модела може бити угрожена за $f_{FUND} > 100$ Hz при $T_{EST} > 200$ μ s, као што је указано на Слици 3.11. због дисторзија у фреквенцијском одзиву дигиталних филтара услед брзине рада алгоритма. Тада се понашање представљеног естиматора не може гарантовати. Да би се умањили ефекти временске дискретизације и уважавајући циљану временску сложеност алгоритма, изабрана је

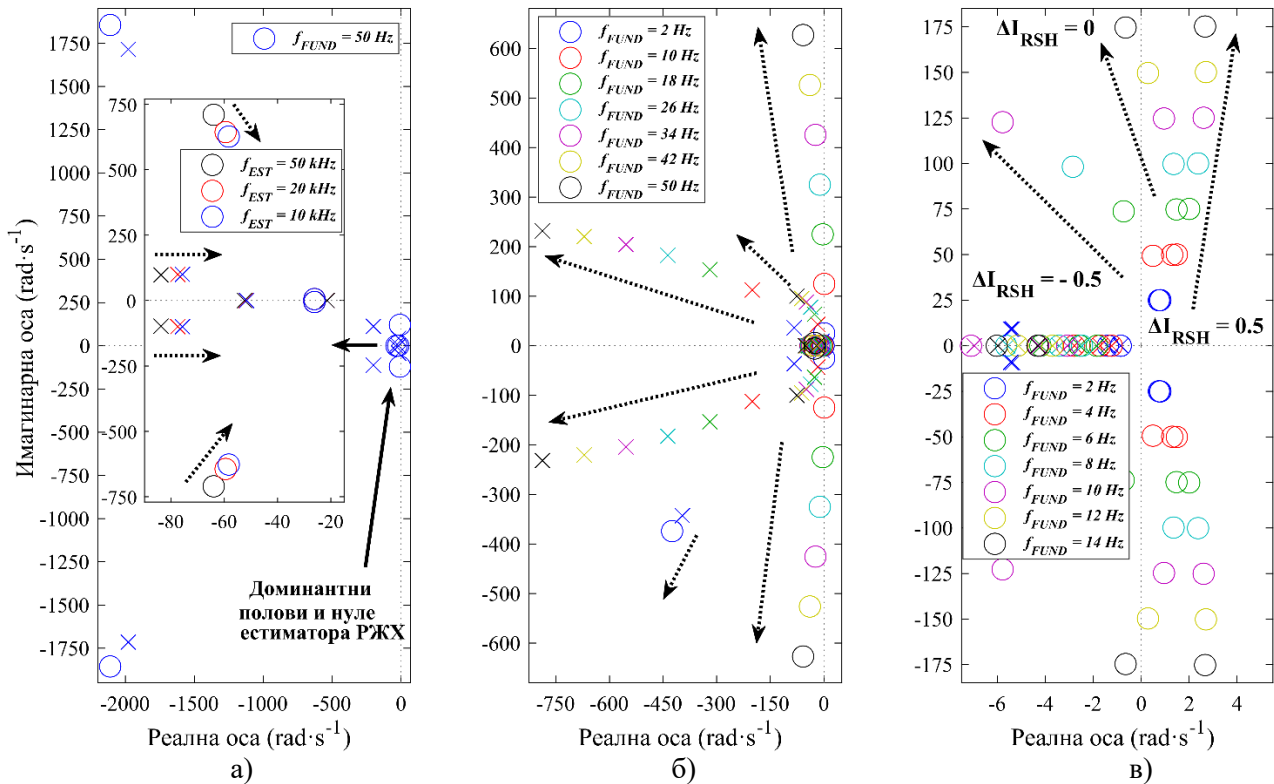


Слика 3.25. Испитивање стабилности: а) Никвистова крива; б) Бодеев фреквенцијски одзив.

брзина извршавања алгоритма од 50 kHz. Одабрана учестаност пружа већу тачности мерења РЖХ, умањује квантизациони шум који се јавља на улазу ФСП и чини оправданим раније уведене апроксимације при дискретизацијама филтара. Додатно, периода извршавања алгоритма оцене брзине од $T_{EST} = 20 \mu s$ пружа огромну универзалност у погледу примене, како не постоје суштински услови у погледу процесорске платформе. Померај доминантних полова у функцији f_{FUND} дат је на Слици 3.26б. за дефинисане радне услове. Стрелице указују на померај доминантних полова и нула естиматора са порастом учестаности. Полови остају у ЛПР, померајући се даље од координатно почетка са порастом брзине АМ. Јачина РЖХ опада са падом брзине, тј. учестаности f_{FUND} , и $W_{EST}(j\omega)$ је једнако нули за $f_{FUND} = 0$. Неке нуле се налазе близу имагинарне осе и систем присваја комплексне нуле у ДПР за $f_{FUND} < 13 \text{ Hz}$, као што је приказано на Слици 3.26в. Систем постаје неминимално фазни и постоје додатна транспортна кашњења у одзиву. Иако је аналитички модел стабилан и при $f_{FUND} = 1 \text{ mHz}$, где су комплексни полови близу границе стабилности, кашњење естиматора се значајно увећава, а пропусни опсег регулационих петљи се према (3.47) редукује да би се очувала стабилност.

Корисно је анализирати утицај несавршености у делу нормализације јачине РЖХ, тј. грешку нормализације, на динамичко понашање естиматора. Утицај одступања у нормализацији јачине РЖХ на улазу у ФСП на одзив естиматора дат је на Слици 3.26в. Може се видети да позитивна грешка у компензацији амплитуде доводи до испољавања ефекта неминималне фазе на нижим учестаностима, брзинама, и ефективног увећања кашњења естимације. Ови ефекти су изражени на нижим учестаностима f_{FUND} , а најнижа учестаност при којој ће овај феномен бити изражен зависи од вредности максималне грешке нормализације. Максимална промена јачине РЖХ диктира област брзина у којој се комплексне нуле могу наћи у ДПР. Ако улазни сигнал у ФСП има амплитуду чија је вредности $I_{RSH} < 0,5$ после нормализације, комплексне нуле ће бити у ДПР за $f_{FUND} < 5 \text{ Hz}$, док за $I_{RSH} > 1,5$ комплексне нуле ће бити у ДПР за $f_{FUND} < 25 \text{ Hz}$, тј. на већим брзинама. Систем ће остати стабилан, али овај феномен доводи до додатних кашњења који се морају уважити при дизајну *sensorless* петљи за дигиталну регулацију брзине и струје, РБ и РС.

На Слици 3.27а. разматран је случај када не би важило ограничење (3.47), тј. када пропусни опсег РБ није у функцији f_{FUND} већ засебно дефинисан параметар. Анализа је спроведена при константној $f_{FUND} = 25 \text{ Hz}$, са променама пропусног опсега f_{BWwreg} од 0,1 Hz до 5,5 Hz. Промена овако дефинисаног константног пропусног опсега РБ утиче на положај нула, а незнатно на положај полова система у околини координатног почетка. На Слици 3.27б. је приказан комбиновани утицај промене I_{RSH} и произвољно задатог f_{BWwreg} при $f_{FUND} = 5 \text{ Hz}$

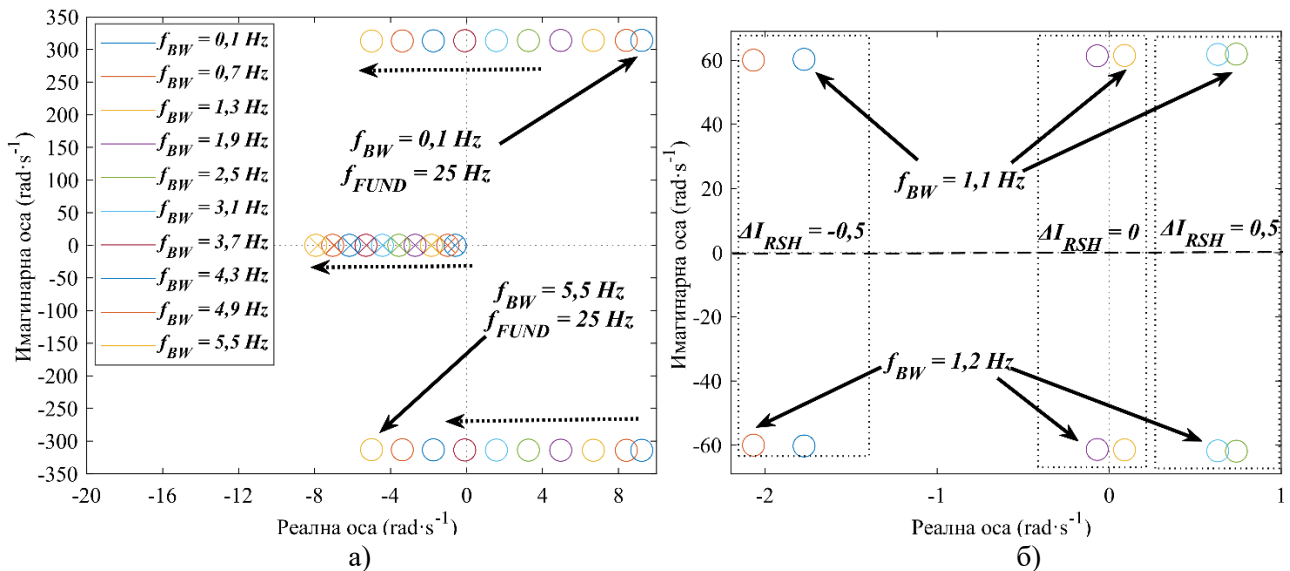


Слика 3.26. Испитивање робустности: а) положај полови и нула у s - равни; б) положај полови и нула са променом f_{FUND} ; в) понашање система немиминалне фазе.

на понашање система у погледу нула у околини имагинарне осе. Понашање система постаје доста сложено, а резултат је да се систем у ширем опсегу радних учестаности f_{FUND} понашања као немиминално фазни. Ако је пропусни опсег петље РБ $f_{BWwreg} \leq 1 \text{ Hz}$, постоји опасност да постоје нуле у ДПР независно од радне брзине.

Увећањем пропусног опсега, нуле а посебно нуле система се померају у ЛПР даље од координатног почетка. Ово представља још један разлог, поред жеље да се очува линеарност система у погледу ФСП и филтра ПО, да се параметри естиматора и надређених регулационих петљи дизајнирају на основу ограничења (3.47). Природа система са немиминалном фазом, тј. корекција фазе система, може се остварити применом свепропусног филтра јединичне амплитуде групишући нуле из ДПР и половине који су њихова слика у ЛПР. Односно, представљањем немиминално фазног естиматора као производ минималног фазног естиматора и свепропусног филтра. Тада минимално фазни естиматор задовољава захтеве у погледу амплитуде а свепропусни филтар у погледу фазе. Ова разматрања нису обухваћена дисертацијом и биће један од праваца даљих истраживања.

На нижим учестаностима f_{FUND} , ЕМС (2.131) опада, а последично и јачина РЖХ. Детекција РЖХ је веома захтевна, независно да ли се користе методе у фреквенцијском или временском домену, при учестаностима статорске струје испод 0,5 Hz, при малим брзинама, што је главни недостатака употребљене анизотропије. Показано је да пројектовани естиматор добро прати промене учестаности РЖХ при убрзању, кочењу, одскочним променама учестаности, итд., Слика 3.23. Опсег радних режима при којима се може користити естиматор РЖХ је дефинисан учестаношћу првог хармоника струје статора f_{FUND} , а не брзином обртања вратила. Стабилна оцена брзине се може остварити на нултој брзини ако је момент оптерећења довољно велики тако да клизање задовољава услов $f_{FUND} = f_{SLIP} \geq f_{LIMIT}$, где је f_{LIMIT} најнижа учестаности при којој се РЖХ представља са минималним бројем квантизационих нивоа АД конвертора који не угрожава тачност оцене РЖХ и брзине.



Слика 3.27. Утицај промене слободног параметра $f_{BW_{wreg}}$ приказане у s - равни: а) на доминантне нуле и полове естиматора; б) на опсег неминимално фазног понашања естиматора.

Да би могла да се гарантује стабилност естиматора, неопходно је да брзина промене учестаност РЖХ буде у опсегу дозвољених граница одређеним са (3.55) независно од природе поремећаја. Критеријуми стабилности (к-1) и (к-2) се испуњавају у реалном времену адаптирањем параметара естиматора према радном режиму, уз ограничење максималног остваривог пропусног опсега РБ. На овај начин је стабилност ФСП и естиматора инхерентно задовољена у празном ходу из угла интерних поремећаја, промена параметара у ЕП, итд. Стабилност може бити угрожена у присуству оптерећења, које има способност да узрокује динамику промене учестаности РЖХ ван граница дефинисаних са (3.55). Динамика промене учестаности РЖХ у погледу овог поремећаја је интуитивно одређена односом M_{opt}/J , где је M_{opt} момент оптерећења и J укупна инерција механичког система. Ипак, промене учестаности РЖХ које настају услед промена оптерећења зависе од динамике оптерећења и функције осетљивости *sensorless* регулационе петље по брзини, тј. појачања регулатора брзине, параметара механичког система, напонског актуатора, итд. о чему ће бити више речи у наставку. Представљена линеарна анализа стабилности је потребан, али не и довољан услов за гарантовање стабилности естиматора. Употреба метода за потребе нелинеарне анализе стабилности естиматора биће правац даљег истраживања.

3.6 Закључци трећег поглавља

У поглављу је представљена нова и оригинална структура за оцену брзине вратила АМ на основу РЖХ који постоје у линијском спектру струје статора. Представљена је структура заснована на фазно спрегнутој петљи и адаптивним дигиталним филтрима. Фазно спрегнута петља се користи за потребе оцене учестаности РЖХ. На улазу естиматора налази се адаптивни дигитални филтар пропусник опсега учестаности који увећава робусност ФСП. На излазу ФСП налази се адаптивни дигитални ниско-фреквентни филтар. Параметри филтра ПО, централна учестаност и опсег пуштања, и временска константа излазног НФ филтра се адаптирају према тренутном радном режиму у погону. НФ филтар адаптира централну учестаност филтра ПО, према жељеној динамици тако да се обезбеди стабилност естиматора. Робусност ФСП се додатно увећава нормализацијом амплитуде сигнала на улазу петље у функцији тренутног

радног режима у погону. У погледу сваког елемента естиматора пружена је аргументација на основу које је спроведен одабир погодних структура.

У литератури, методе заснова на РЖХ су доминантно коришћене за потребе мониторинга и дијагностике, адаптације параметара без даље дискусије у правцу њихове употребе унутар *sensorless* система управљања. У овом поглављу је одабир структуре и дизајн параметара структуре спроведен са циљем интеграције естиматора унутар регулационих петљи по струји и брзини. Дизајн естиматора је спроведен на основу 4 критеријума којима се описује понашање и два критеријума стабилности, и то критеријума за стабилност ФСП и критеријума за стабилност филтра ПО учестаности. Критеријумске функције по којима се адаптирају параметри адаптивних филтара су добијене из критеријума понашања као компромис између максималне допуштене девијације оцењене учестаности и укупног кашњења система за оцену, али уважавајући захтеве у погледу динамике система тако да се обезбеди стабилност. ФСП је дизајнирана према два наведена критеријума стабилности. Односно, као услови за дизајн ФСП постављени су жељени пропусни опсег регулационе петље по брзини и релативни однос између временских константи елемената естиматора.

У поглављу су за потребе анализе и синтезе естиматора, тј. за потребе испитивања у устаљеном стању и током прелазних процеса, и за потребе испитивања стабилности употребљени развијени симулациони модели у програмском пакету *MATLAB – Simulink*. Путем развијених модела естиматор је испитан у целом опсегу очекиваних радних брзина у ЕП, без слабљења поља. Показано је у симулацијама да предложени дизајн пружа занемариву грешку у оцени брзине, мању од 0,3% у целом опсегу радних брзина, при произвољно дефинисаном садржају линијског спектра статорске струје. Кашњење у оцени брзине је функција учестаности првог хармоника струје и мења се у опсегу од 150 ms до 7 ms када f_{FUND} расте са 2 Hz на 50 Hz при параметру НФ филтра од $D = 0,685$. Погодним одабиром параметра D је обезбеђено да временски одзиви естиматора буду са прихватљивом динамиком и да не усложњавају захтеве које надређени регулатори брзине и струје треба да задовоље. Изведен је линеарни модел естиматора брзине и пружена је линеарна анализа стабилности. Ограничења унутар којих се може гарантовати линеарно понашање естиматора су дефинисани. На основу спроведених тестова, стабилност естиматора се може гарантовати у дефинисаном опсегу радних режима при којима важе претпоставке о линеарности. Односно, у опсегу радних учестаности од номиналне брзине до најниже брзине при којој АД конвертор може да детектује РЖХ, и са брзинама промене РЖХ мањим од 767 Hz/s. Естиматор има велику резерву стабилности и робусност на промене параметара. Указано је на недостатке дизајна који постоје на нижим брзинама у виду неминимално фазног понашања. На основу симулација, предложени дизајн успешно задовољава наведена 4 критеријума у погледу понашања и 2 критеријума у погледу стабилности.

Примена предложене методе за оцену брзине не захтева било какве хардверске модификације машине или инвертора, додавање додатних давача, процесора, и слично. Такође, алгоритам за адаптацију параметара естиматора не користи матрице података или додатну меморију, као ни сложене оптимизационе функције које би потенцијално отежале реализацију алгоритма на процесору. Представљени дизајн није ограничен за неку специфичну апликацију и може се користити за сваку АМ која има способност да генерише главне роторске жлебне хармонике. Ови сегменти анализе биће детаљније верификовани у петом поглављу.

4 Синтеза *sensorless* регулационог система

У овом поглављу извршена је синтеза дигиталног регулатора брзине који за потребе рада користи излаз естиматора брзине заснованог на РЖХ, чији је дизајн представљен у претходном поглављу. Понашање регулатора који се ослања на оцењену вредност брзине се не може поредити са понашањем које се може добити са давачем позиције. Ипак, могуће је остварити поуздан рад са добрим понашањем и то употребом једноставног пропорционално-интегралног (ПИ) регулатора. Ако постоје потребе, боље понашање система се могу остварити употребом сложенијих структура регулатора. У првом делу поглавља извршен је одабир закона управљања и структура придружених регулатора струје и брзине. Затим, извршена је синтеза регулационих петљи, и то прво унутрашње петље по струји па затим спољашње по брзини. На основу претпоставки изнетих у претходном поглављу, изведен је линеарни модел *sensorless* система за потребе дизајна регулатора брзине и за потребе линеарне анализе стабилности. За исте потребе, представљен је линеарни и потпуни модел система развијени у програмском пакету *MATLAB – Simulink*. Употребом развијених симулационих модела, пружена је анализа стабилности и робусности система на промене параметара. На крају, дефинисана су ограничења у погледу линеарности и стабилности система.

4.1 Управљање моментом и брзином код *sensorless* погона

У литератури постоји велики број закона управљања за потребе регулације момента, брзине и флукса АМ у ЕП. Од метода које пружају високе перформансе ЕП, могу се издвојити:

- Директна контрола момента силе (енгл. *Direct Torque Control – DTC*);
- Предиктивно управљање (енгл. *Model predictive control – MPC*);
- Директна контрола брзине (енгл. *Direct speed control – DSC*);
- Управљање по учестаности (енгл. *Sliding mode control - SMC*);
- Управљање алгоритмима распинуте вероватноће (енгл. *Fuzzy logic control*);
- Управљање применом неуралних мрежа (енгл. *Artificial neural network*);
- Векторско управљање (ВУ, енгл. *Field Oriented Control – FOC*), итд.

Методe се примењују са различитим структурама регулатора, алгоритмима за одређивање појачања регулатора, модификацијама у зависности да ли се ослањају на рад давача брзине или на рад естиматорских и опсерверских структура, итд. Заступљене структуре регулатора су:

- Пропорционално – интегрално - диференцијална структура у стационарном систему;
- Структуре засноване на ПИД структури у синхроно - обртном систему;
- Хистерезисни регулатори (енгл. *bang – bang*);
- Структуре засноване на инверзији динамике;
- Предиктивне структуре
 - Засноване на предефинисаној трајекторији;
 - Засноване на основу објекта управљања (енгл. *Model predictive control*);
 - Дискретни регулатор (енгл. *Dead – Beat*);
- Адаптивне структуре (енгл. *Adaptive speed controller - ASC*), итд.

Код вишефазних АМ користе се све наведене методе за управљање и оцену брзине као и код трофазних, попут опсервера потпуног реда за једновремену оцену брзине и струје на

основу мерених струја и напона статора [135]. Када се за потребе управљања користе решења за оцену брзине заснована на моделу АМ према ОТЕМ, независно од одабира АМ неопходно је спровести компензације несавршености инвертора да би се остварило прихватљиво понашање ЕП. Општа шема за *sensorless* управљање произвољним АС мотором која обухвата неопходне компензације дата је у [146]. Поред тога што су перформансе значајно редуковане да би се постигла универзалност, метода има веома лоше перформансе код АМ са затвореним жлебовима. У другом поглављу је указано да одабир модулационе технике утиче на квалитет момента силе. Погодна модулација се може искористити за потребе *sensorless* управљања, попут синхронизације импулса за укључење транзистора са таласним обликом ЕМС [208]. Тада је вредност излазног момента силе инхерентно управљана фазним померањем сигнала који се доводе на импулсни појачавач у инвертору.

Скаларно управљање (енгл. *U/f scalar control*) и управљање клизањем и вршном вредношћу струје статора (енгл. *Slip control*) су два примарна закона управљања по учестаности АМ [199]. Ове методе се углавном користе за ЕП који раде у устаљеном стању и на константној брзини [201]. Скаларно управљање је *sensorless* природе и не захтева мерење брзине, по цену ниже вредности излазног момента и ниже ефикасности. Скаларно *sensorless* управљање се може унапредити применом ФСП за детекцију брзине у устаљеном стању, када се оцењена брзина користи за потребе компензација, заштита, итд. [172]. Управљање клизањем захтева постојање давача на вратилу, али пружа боље понашање у наведеним параметрима. За потребе *sensorless* управљања, оцена клизања се може спровести употребом ФСП [200]. Клизање се може оценити детектовањем проласка кроз нулу таласних облика струја и напона и применом дигиталних филтара над мереним сигнаlima за потребе одређивања фазног угла [201].

Предиктивно управљање се заснива на једноставним структурама и пружа брзе одзиве. У зависности од променљиве којом се управља постоје методе за предиктивно управљање струјом (енгл. *Model Predictive Current Control*), или брзином (енгл. *Direct Speed Control - DSC*). За постизање високих перформанси потребно је имати сложене предиктивне моделе који тада изискују већи број операција које је потребно сместити у једну прекидну рутину. *DSC* се често користи при раду на малим брзинама код *sensorless* управљања када основни алгоритми управљања губе способност рада. Унутрашња петља за управљање моментом силе, тј. струјом, се искључује и уводи се динамичко ограничење за потребе ограничења и заштите струја. Тада постоје само две активне регулационе петље, по брзини и флуксу.

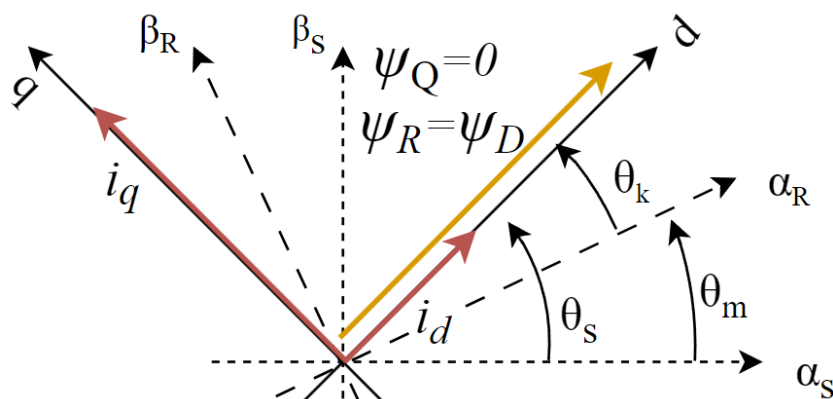
Расплинута логика је популарни алгоритам за дизајн регулатора брзине због особине решавања нелинеарних проблема без захтева за познавањем модела објекта управљања. Често налазе индустријску примену, за потребе оптимизације задатака или критеријумских функција без познавања модела, попут увећања енергетске ефикасности погона [205]. Слично, примена неуралних мрежа омогућава решавање низа сложених оптимизационих задатака, пружајући адаптивне методе управљања за нелинеарне и системе са непознатим параметрима [206]. Ипак, наведене методе нису генералног типа, понашање алгоритма је одређено временом потребним да се сакупи минимална количина података која обезбеђује робустан рад ЕП у променљивом окружењу. Некада могу подразумевати и употребу сложених прорачуна које могу ограничити примену алгоритма. Адаптивне структуре регулатора омогућавају управљање засновано на нелинеарним феноменима у ЕМ или инвертору, на рачун сложених аналитичких модела у позадини. Због тога је њихова примена често ограничена у индустрији.

DTC има велику примену код ЕП са и без давача на вратилу. *DTC* нема унутрашњу струјну петљу, већ се управљање заснива на тренутним грешкама у моменту силе и флуксу. За потребе регулације момента силе и флукса често се користе хистерезисни или предиктивни *bang-bang* регулатори, што обезбеђује брзе одзиве по цену променљиве учестаности прекидања, а за регулацију брзине ПИИ структуре регулатора [202]. Мане *DTC* су изражене осцилације момента силе и променљива учестаност прекидања. Наведени проблеми се редукују употребом линеарних регулатора са *SPWM* или *SVPWM* модулацијом, модификацијама хистерезисног

регулатора [203], компензацијом ЕМС [204], мерењем флуksа додавањем мерног намотаја унутар намотаја статора [207], итд. Дискретни *DTC* (енгл. *discrete time DTC*, *DT-DTC*) се заснива на употреби линеарних дискретних (*dead-beat*) регулатора чиме се постиже константа учестаност прекидања [210]. *DT-DTC* може да ради при јако малим брзинама код *sensorless* управљања што класични *DTC* не пружа. Додатно пружа мању валовитост струје и момента, ниже захтеване учестаности одабирања мерних величина, лакшу реализацију заштите, веће учестаности прекидања, тј. мању акустичну буку. Недостаци се огледају у сложенијим прорачунима, захтевима за познавањем параметара АМ, а некада постоји захтеви на вишим брзинама да се пређе на импулсно управљање (енгл. *six – step*) [203]. Унапређење *DT-DTC* се огледа у моделовању и компензацији кашњења у моделу [211]. *DT-DTC* се за потребе *sensorless* управљања често реализује у комбинацији са *MRAS* решењима. Тада су *MRAS* опсервери проширени механичким моделом АМ у циљу унапређења оцену брзине током прелазних процеса [210]. Као што је представљено у потпоглављу 2.4.1, тада се једновремено врши оцена и отпорности статора из грешке по струји за увећање перформанси. За додатно унапређење понашања, *DTC* се може модификовати тако да се заснива на ВУ у статорском координатном систему [211]. Напонски вектор се рачуна дискретним регулатором користећи прорачунате грешке флуksа и момента из претходних циклуса и оцењену ЕМС из грешака по флуksу и напону које су доступне из једначина стања ВУ. Применом алтернативних шема за *SVPWM* за одређивање прекидачких стања унапређује се понашање током прелазних режима.

У наставку се за потребе управљања моментом и флуksом користи векторско управљање. ВУ се изучава од 1972. године, а данас се сматра законом управљања високих перформанси са великом применом у индустрији пружајући добар динамички одзив и распрегнуто управљање флуksом и моментом [220]. Заснива се на усмеравању флуksа ротора (енгл. *Rotor Flux Oriented Control – RFOC*), статора (енгл. *Stator Flux Oriented Control – SFOC*) или међусобног флуksа у правцу једне од оса синхронно-обртног система [212]. Вектори струја и флуksева се представљају путем вектора (2.134) под претпоставком простопериодичне расподеле поља у зазору АМ. Ако се *d* - оса обртног система налази у правцу роторског флуksа, *q* компонента флуksа је једнака нули, као на Слици 4.1. Овако се постиже да једна компонента струјног вектора у комплексној равни управља флуksом, а друга компонента у квадратури моментом и то по линеарном закону чиме се отклањају нежељене спреге између варијабли у моделу АМ. Флуksеви ротора су променљиве стања у систему, а компоненте струје статора управљачке променљиве. Примена ВУ захтева познавање положаја роторског флуksа и присуство регулатора струје, попут дискретног [219] или ПИИ регулатора у обртном систему [215] великог пропусног опсега за формирање МПС у АМ жељене вршне вредности, фазе, и учестаности.

Шема за синтезу регулатора код ВУ, независно од одабира флуksа за позиционирања *d-q* система, представљена је у [119]. Од интереса је током рада ЕП увек имати на располагању максималну вредност момента силе. Област рада АМ се према експлоатационим и



Слика 4.1. Векторско управљање.

транзијентним карактеристикама може поделити на рад са константним моментом, снагом или напоном. *SFOC* и *RFOC* пружају исту густину момента силе у номиналном режиму, док на нижим оптерећењима већу густину момента пружа *SFOC* [212]. У устаљеном стању, *SFOC* не захтева повратни податак по брзини за управљање моментом, где се флуks и момент силе рачунају из статорских величина према (2.42) [215]. *SFOC* увек пружа максималну вредност момента силе јер не зависи од параметара модела АМ, а оцењени флуks не зависи од расипних индуктивности [214]. *RFOC* је осетљив на параметре модела АМ што резултује осцилацијама у оцени позиције роторског флуksа [215]. Проблеми са стабилношћу код ВУ настају услед спреге између оса при лошем постављању *d-q* система и предиктивног управљања вектором струје уз занемарење расипних индуктивности када настаје позитивна повратна спрега [213].

Када брзина пређе номиналну брзину АМ улази у област слабљења поља задавањем референце за побудну струју обрнуто пропорционалне брзини, на основу модела АМ према ОТЕМ. Ако се тада не уваже ограничења по струји и напону у ЕП, настаје ефективно увећање јачине поља и смањење момента силе када се управљањем мора кориговати крива магнетнења [119]. Други начин за рад у слабљењу поља је примена спољашње регулационе петље по напону која динамички подешава вредност поља и увећава вредност момента силе. Излази напонске петље су тада референце струје по *d-q* осама, тј. за флуks и момент силе. За ове потребе се често користи *SVM* како би се максимално искористио напон једносмерног међукола и додатно увећао момент силе [6]. Дакле, у слабљењу поља деловањем инвертора се ЕМС ограничава, а јачина поља смањује да би се омогућио даљи пораст брзине. При смањеној резерви напона за потребе регулације струје, од интереса је користити шеме управљања које имају највећу густину момента силе и константну ЕМС при различитим оптерећењима. У слабљењу поља са нижим вредностима флуksа, *RFOC* алгоритми постају осетљивији на промене параметара. Грешке у оцени отпорности или индуктивности при рада са оптерећењем доводе до мањег флуksа и момента силе [119]. Посебно утичу на рад у слабљењу поља [215], и у критичном случају могу довести до губитка стабилности [212]. Употреба *SFOC* увећава робусност на одступање параметара и област радних брзина у слабљењу поља [215]. Путем симулација је у трећем поглављу показано да естиматор може да ради у области слабљења поља. Како овај режим рада и осетљивост ВУ нису предмет научне расправе, у наставку се без губитка општости разматра *RFOC* управљање у областима рада до номиналне брзине АМ.

Од користи је извести карактеристичне једначине ВУ, тј. изразити момент силе и флуks АМ у функцији променљивих стања, роторских флуksева, и управљачких променљивих, статорских струја. За ове потребе је потребно полазећи од матрице индуктивности (2.44) изразити роторске струје у функцији струја статора и флуksева ротора као

$$i_{D,Q} = \frac{\psi_{D,Q}}{L_R} - \frac{L_m}{L_R} i_{d,q}. \quad (4.1)$$

Када је роторски флуks постављен по *d* оси, тада важи да је $\psi_D = \psi_R$, $\psi_Q = 0$. Уважавајући наведено и (4.1), модел (2.42) – (2.45) се може изразити у функцији роторских флуksева и струја статора. У устаљеном стању, може се написати систем једначина ВУ као

$$0 = R_R i_D + \frac{d\psi_D}{dt} - \omega_k \psi_Q = R_R \left(\frac{\psi_D}{L_R} - \frac{L_m}{L_R} i_d \right) \rightarrow \psi_D = L_m i_d, \quad (4.2)$$

$$0 = R_R i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} + \omega_k \psi_D = R_R \left(\frac{\psi_Q}{L_R} - \frac{L_m}{L_R} i_q \right) + \omega_k L_m i_d \rightarrow \omega_k = \frac{R_R i_q}{L_R i_d}, \quad (4.3)$$

$$\psi_{d,q} = \frac{L_m}{L_R} \psi_{D,Q} + \left(L_S - \frac{L_m^2}{L_R} \right) i_{d,q} = \frac{L_m}{L_R} \psi_{D,Q} + L_{\gamma e} i_{d,q}, \quad (4.4)$$

$$M_{em} = \frac{3p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3p}{2} \frac{L_m}{L_R} \psi_D i_q = \frac{3p}{2} \psi_m i_q = \frac{3p}{2} \frac{L_m^2}{L_R} i_d i_q = A_T i_q. \quad (4.5)$$

где је $L_{\gamma e}$ еквивалентна индуктивност расипања АМ уведена у потпоглављу 2.2, A_T појачање ВУ, $\psi_m = \psi_D L_m / L_R$ међусобни флуks. *Sensorless* ВУ налази широку примену, а у пракси се реализује са различитим алгоритмима за оцену брзине и позиције роторског флуksа. Код АМ са кавезним ротором роторске величине се не могу мерити, па се *sensorless* одређивање положаја вектора роторског флуksа θ_R постиже применом директног ВУ. Ово подразумева примену естиматора статорског флуksа (2.138) [215], несавршеног естиматора (2.140) [132], или *MRAS* опсервера, тј. употребу модела АМ описаног системом једначина (2.134) – (2.137). У [219] је дато решење *sensorless* ВУ где се позиција флуksа детектује предиктивним опсервером формираног у простору стања на основу модела АМ са слободним постављањем полова система, који се ослања на матрицу података чиме се постиже мања осетљивост на параметре. Користи се струјни регулатор са *dead-beat* структуром и у ЕП се мери само једна струја. Постоје решења *sensorless* ВУ која су показала прихватљиво понашање и у моторном и генераторском режиму рада, заснована на *MRAS* опсерверу за оцену брзине [129]. У свим наведеним случајевима, после оцене флуksева, положај роторског флуksа се добија као

$$\theta_R = \arctan \left(\frac{\psi_{\beta R}^S}{\psi_{\alpha R}^S} \right). \quad (4.6)$$

Други начин је концепт индиректног ВУ заснован на постојању давача брзине на вратилу АМ. Тада се методе за оцену брзине и флуksа представљене у потпоглављу 2.4. користе једновремено са давачем брзине у циљу постизања бољег понашања, попут *MRAS* опсервера са несавршеним интегратором флуksа [216]. Код индиректног ВУ, положај роторског флуksа се добија сабирањем излаза давача брзине ω_{enc} са предиктивним клизањем (4.3) у функцији струје статора и параметара ротора као

$$\theta_R = \int (\omega_{enc} + \omega_k) dt = \theta_{enc} + \frac{R_R}{L_R} \frac{i_q}{i_d}. \quad (4.7)$$

Индиректно ВУ се често користи са алгоритмима за оцену брзине који се заснивају на анизотропијама. Тада излаз алгоритма мења излаз давача у (4.7). *Sensorless* ВУ засновано на анизотропији засићења је представљено у [217]. Позиција роторског флуksа се оцењује из виших хармоника у спектру струје услед засићења који настају услед дисторзија ЕМС (2.131), као што је описано у потпоглављу 2.3. Анизотропија се детектује мерењем и сабирањем три фазна напона. Резултујући сигнал чини доминантни трећи хармоник и РЖХ. Употреба засићења за потребе *sensorless* ВУ се може реализовати мерењем потенцијала изолованог звездишта АМ [119]. Тада је потребно обезбедити приступ звездишту и додатни давач напона у ЕП. Измерени напон има доминантни трећи хармоник, а оцена брзине, али и расипних флуksева, се спроводи применом алгоритма за детекцију проласка сигнала кроз нулу. Ипак, у случају засићења када је трећи хармоник описан једном функцијом, позиција роторског флуksа се не може апсолутно одредити, па се тада формира компонента у квадратури.

Осетљивост оба *RFOC* приступа на промене параметара модела АМ је јасно уочљива из (4.6) и (4.7). Увећање робусности на промене параметара модела и рад на нижим брзинама код

sensorless RFOC захтева примену *MRAS* опсервера за идентификацију параметара АМ и компензацију одступања електричних и механичких параметара модела АМ [218], [215], попут шеме са *MRAS* опсервером за оцену и компензацију одступања статорских отпорности [221]. У наставку се користи индиректно *RFOC* засновано на (4.7), где се уместо излаза давача са предиктивним клизањем сабира излаз естиматора брзине (3.61) и то без компензација.

4.2 Структура *sensorless* погона заснованог на РЖХ

ЕП има више регулационих петљи, при чему се неке извршавају једновремено док су друге у каскадној вези када излаз једне петље представља референцу наредној. Екстерне контролне петље се могу реализовати као мултиваријабилни системи, где су динамичка понашања описана моделима у простору стања, или моноваријабилни системи, где се системи управљања могу сматрати скупом независних петљи регулације. У првом случају дефинисање референце није резултат структуре регулатора већ се експлицитно добија из референци надређених система, других променљивих и параметара система. У наставку се користи моноваријабилни приступ уз претпоставку да се регулационе петље могу динамички распрегнути.

Излази надређених регулатора пружају референце за унутрашње регулационе петље. Пројектовање спољашњих петљи је одређено моделом унутрашње петље, која диктира претек стабилности и пропусни опсег спољашње. Дакле, важно је унутрашњу петљу дизајнирати тако да уноси минимално кашњење и минимум нелинеарности. Мање кашњење унутрашње петље дозвољава већи пропусни опсег спољашње. Пожељно је да брзина одабирања спољашње петље буде знатно спорија од унутрашње. После модулативног слоја, ако постоји унутрашња петља, она је регулисана по струји и пропусног опсега до неколико килохерца. Пропусни опсег унутрашње петље може имати вредност и до неколико десетина килохерца, код аудио појачавача, ако учестаности прекидања и брзина системског сата ДСП то дозвољава. Спољашње петље су по правилу значајно ужег пропусног опсега, до 100 Hz за регулацију брзине, 10 Hz за регулацију позиције вратила или напона једносмерног међукола, итд. За потребе дизајна спољашњих петљи, унутрашње се често апроксимирају кашњењем првог реда са апсолутним појачањем петље K_0 , где се пажња придаје фазном кашњењу на учестаностима од значаја. Временска константа τ_{STR} моделује кашњење које уноси унутрашња петља и одређује се према пресечној учестаности система. Ако се користи дискретни регулатор, тада је еквивалентни систем представљен појачањем K_0 и дискретним кашњењем. Овај систем се моделује у s – домену Падеовом апроксимацијом (2.10), где је временска константа модела одређена организацијом прекидне рутине. Апроксимације петљи за оба случаја су дате редом

$$W_{STR}(s) = \frac{I_{OUT}(s)}{I_{REF}(s)} \approx \frac{K_0}{s\tau_{STR} + 1} ; \quad W_{STR}^{Dead-Beat}(s) = \frac{I_{OUT}(s)}{I_{REF}(s)} \approx K_0 \frac{1 - sT/4}{1 + sT/4} . \quad (4.8)$$

У ЕП ниских снага који имају монофазне исправљачке степене на улазу, спољашње напонске петље су обавезне да би се смањило осциловање напона једносмерног међукола и пратеће дисторзије услед другог хармоника снаге, за смањење губитака снаге у трофазном ЕП, за потребе слабљења поља, итд. Пропусни опсег спољашње напонске петље је тада неколико Херца, па је синтеза ових петљи релативно једноставна. У наставку се користи САР са унутрашњом петљом за регулацију струје и спољашњом за регулацију брзине. На почетку поглавља је указано да се за ове потребе могу користити различите структуре регулатора.

Хистерезисна регулација подразумева присуство једног хистерезисног компаратора по фази. Дозвољена грешка у праћењу трајекторије струје одређена је ширином хистерезисног

компаратора. Овај концепт регулације даје веома брз одзив без грешке у устаљеном стању и неосетљив је на промене параметара АМ. Недостаци су променљива учестаност прекидања, неодређена снага губитака по транзистору што отежава дизајн хладњака, присуство високо-фреквентног шума, увећање буке и електромагнетских сметњи, итд. Хистерезисни регулатор (енгл. *bang-bang*) је нелинеаран, не захтева модулатор, нема кашњење у реакцији на улазну напонску референцу и ограничава управљање на ширину хистерезиса [222]. Константна учестаност прекидања са максималним пропусним опсегом се постиже дигитално на *FPGA* платформи, једновременом регулацијом струје и учестаности рада хистерезиса [20], [202].

Да би систем имао способност да потисне поремећај, потребно је да у свом моделу садржи динамику поремећаја (енгл. *Internal model principle – Wonham 1979. година*). ПИ регулатор уноси у систем динамику облика $1/f$. При малим учестаностима функција кружног појачања система $L(s)$ има велике вредности, а функција осетљивости система на поремећаје

$$S(j\omega) = \frac{1}{1 + L(j\omega)}, \quad (4.9)$$

тежи нули. ПИ регулатор смањује грешку у устаљеном стању на учестаностима које су доста мање од пресечне учестаности функције $S(s)$, пружа велико слабљење за ниско-фреквентне поремећаје и потискује поремећаје који су константни у времену (енгл. *constant disturbance rejection*). На нижим учестаностима инвертована нула интеграла сигнал грешке где је брзина акумулације одређења И дејством, при чему је целом опсегу учестаности фазно кашњење константно. Са порастом учестаности поремећаја, настаје фазни померај и долази до грешке у устаљеном стању. ПИ регулатор у стационарном систему може да прати простопериодичну референцу са грешком сразмерном пропусном опсегу функције $S(j\omega)$. Праћење без грешке простопериодичне струје произвољне учестаности захтева пропусни опсег од 10 до 20 пута већи од посматране учестаности [224]. Уједно, регулатор мора да обезбеди да је пропусни опсег знатно мањи од Никвистове учестаности, $f_{PWM}/2$, и да су полови функције спрегнутог преноса на знатно мањим учестаностима од учестаности прекидања инвертора f_{PWM} да би се избегло појачање *PWM* хармоника који утичу на рад *PWM* модулатора. Обично, систем у отвореној спрези треба да задовољи услов $f_{PWM}/10 < f_c < f_{PWM}/6$ [20]. Већи пропусни опсег захтева већу учестаност прекидања, ограничену губицима. Грешка се смањује и додавањем предиктивног дејства што смањује поузданост и увећава сложеност решења [223].

Зато се у ЕП користе ПИ регулатори у синхроно-обртном систему. Применом Кларкине и Паркове трансформације мерене величине се свде на динамику једносмерних, где ПИ регулатор пружа рад без грешке у устаљеном стању, или се ПИ регулатор трансформише из стационарног у обртни систем. Тада, П дејство остаје инваријантно, а еквивалент И дејства је резонантни филтар ПО учестаности другог реда чија је резонантна учестаност једнака учестаности ротације обртног система. Трајање временског одзива, селективност филтра и претек фазе дефинише И дејство. Одабиром П дејства бира се жељени пропусни опсег система, где важе исти услови као за стационарни ПИ регулатор. Ова структура отклања проблеме које проузрокује несиметрично оптерећење, а по потреби се може направити више резонантних регулатора у паралели за потребе компензације виших хармоника.

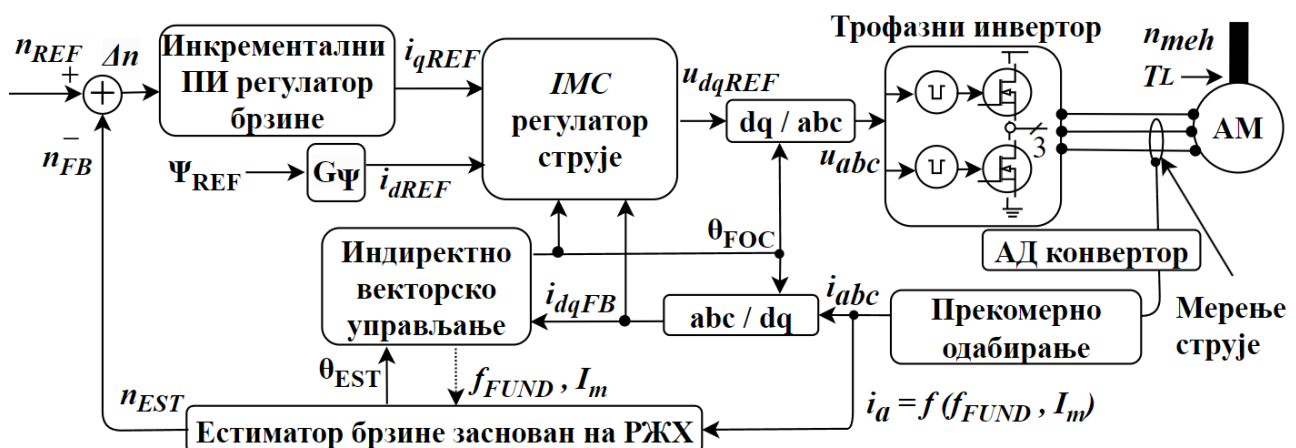
Код ВУ, брзина одзива је ограничена ПИ регулаторима за регулацију флукса и момента. Предиктивне структуре регулатора пружају већи квалитет одзива предвиђањем понашања објекта управљања $W(z)$ на основу математичких модела и оптимизацијом структуре и појачања регулатора према објекту управљања. Од велике су користи код нелинеарних система. Предиктивна регулација на основу објекта управљања може бити континуална или дискретна. У дискретним системима се користи дискретни предиктивни регулатор (енгл. *Dead-beat*) који потиче од концепта инверзије динамике (енгл. *internal model control – IMC*), на математичком

моделу објекта управљања. Дискретни регулатор пружа управљачки сигнал који постиже предефинисану референцу у најмањем броју периода регулације kT , где је k број већи или једнак броју полова објекта управљања $W(z)$. Постоји сличност са регулаторима заснованим на инверзији динамике који се дизајнирају у дискретном домену, при чему *dead-beat* укључује и предиктивност задатог напона, као што је случај код мрежних инвертора [6], [20]. Дизајн дискретног регулатора започиње од моделовања модулятора и објекта управљања расписивањем диференцијалних једначина. На нивоу сваке прекидне рутине рачуна се управљање које грешку своди на нулу током kT периода. Предикција настаје у виду вредности струје која отклања постојећу грешку на крају наредне периоде. Синтеза дискретног регулатора има за циљ да пружи закон управљања који обезбеђује да се сви полови система у затвореној спрези налазе у координатном почетку и да се систем у затвореној спрези може представити кашњењем јединичног појачања. Тада су функције преноса регулатора и система дате редом

$$C_{Dead-Beat}(z) = \frac{1}{W(z)} \frac{z^{-k}}{1 - z^{-k}} ; W_{CL}(z) = z^{-k} . \quad (4.10)$$

Предиктивни регулатор налази широку примену у *sensorless* ЕП [225]. Мане регулатора су већа осетљивости на параметре модела, шумове у мерењима. Ове мане могу довести до слабо пригушених полова и угрозити стабилност система. У поређењу са ПИ регулатором не може да компензује ефекте мртвог времена и захтева засебну компензацију. Унапређење робусности на промене параметара и бољи динамички одзив постиже се мерењем или оценом ЕМС на основу претходних одбирака, и применом још једног регулатора у паралели. Ипак, и у одсуству додатног регулатора пружа бољи динамички одзив од ПИ регулатора [20]. Као и ПИ регулатор, користи се и за регулацију виших хармоника у струји. Дискретни регулатор пружа нулту грешку устаљеног стања, добру отпорност на промене оптерећења, велики пропусни опсег, минимално време успона, одзив без прескока, малу временску сложеност алгорита, малу валовитост струје, момента силе, и то са мањим учестаностима прекидања.

Разматрана структура *sensorless* ЕП заснованог на РЖХ са индиректним векторским управљањем у координатном систему роторског флуksа дата је на Слици 4.2. За регулатор брзине користи се ПИ структура, која има широку примену у праски за ове потребе [223], [224], [227], [228], и то се инкрементални ПИ регулатор са П дејством постављеним у локалну грану. Ова структура отклања нулу у бројиоцу функције спрегнутог преноса и опасност од навијања интегратора и уласка у нелинеарни режим рада услед деловања већих управљачких сигнала [56]. За регулатор струје користи се структура заснована на инверзији динамике која пружа распрегнуто управљање флуksом и моментом силе. Савршени *Dead-Beat* регулатор је

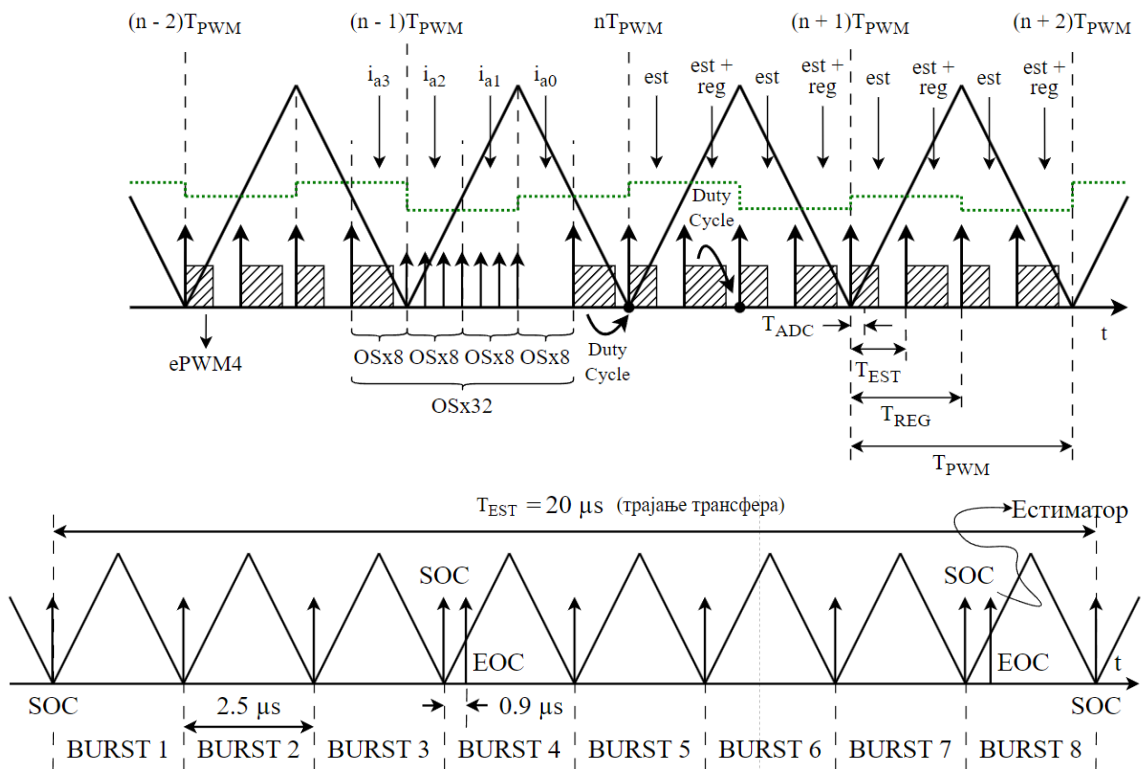


Слика 4.2. Структура *sensorless* система управљања по струји и брзини заснованог на РЖХ.

немогуће направити услед системских ограничења актуатора напона у погледу максималне дозвољене управљачке варијабле. Зато се користи структура која обезбеђује експоненцијалну промену управљачког напона и пригушене половине функције спрегнутог преноса, тј. $(z - \delta)^{-N}$ (енгл. *Dahlin*) [6]. За потребе регулације струје мере се и прекомерно одабирају две струје према закључцима из другог поглавља. Трећа струја се рачуна из две мерене струје. Струје у квадратури за потребе ВУ се добијају путем Кларкине и Паркове трансформације. Референца струје i_{dREF} је резултат референце флукса, а референца i_{qREF} последица излаза регулатора брзине. Естиматор брзине користи само једну од мерених струја. Оцењена брзина се користи као сигнал у повратној грани за потребе ВУ и *sensorless* регулације брзине. Позиција роторског флукса се израчунава сабирањем излаза естиматора клизања и оцењене позиције вратила естиматором брзине [195]. Резултат ВУ, угао θ_{FOC} , користи се за потребе регулације струје, Кларкине и Паркове трансформације, иницијализације ФСП, а учестаност обртног система f_{FUND} и вршна вредност вектора струје I_m за адаптацију параметара естиматора брзине.

4.3 Синтеза дигиталног регулатора струје

Синтеза регулатора струје у z – домену, заснованог на инверзији динамике у d - q синхроно-обртном систему који пружа распрегнуто управљање флуksom и моментом, дата је у наставку. Синтеза регулатора се заснива на моделу АМ у појасу основних учестаности у $\alpha - \beta$ систему (2.36) – (2.39) и уважавању ефеката дигиталне имплементације (2.9). Реализована организација прекидне рутине је приказана на Слици 4.3. Рутину је начињена је са напредном организацијом и двоструком променом пасивног регистра по периоди прекидања чиме су смањена кашњења услед прорачуна, модулације и прекомерног одабирања, као што је објашњено у потпоглављу 2.1. Тада је показано да одабир учестаности прекидања знатно утиче на понашање ЕП. Учестаност прекидања инвертора дефинише највиша учестаност регулисаног сигнала и пожељно је да однос те учестаности и учестаности прекидања буде што мања како би се смањила кашњења и обезбедио бољи динамички одзив. По правилу је учестаност прекидања ограничена губицима снаге и/или ограничењима процесора у виду брзине системског сата. Из практичних разлога организације рутине одабрана је учестаност од $f_{PWM} = 12,5$ kHz. Учестаност извршавања регулације је $f_{REG} = 25$ kHz, због двоструке адаптације регистара за управљање, док је према потпоглављу 3.5. учестаности извршавања алгорита за оцену брзине $f_{EST} = 50$ kHz. Одабрана је брзина системског сата ДСП од $f_{CLK} = 100$ MHz, коју пружа највећи број модерних ДСП доступних на тржишту. Слабљење *PWM* хармоника за потребе регулације струје је извршно применом прекомерног одабирања са 32 одбирка по периоди прекидања, са учестаношћу одабирања мерених струја од $f_{ADC} = 400$ kHz. Примена прекомерног одабирања не утиче на рад естиматора брзине, како су РЖХ далеко од *PWM* хармоника у спектру струје. Рутину је подешена у програмском језику *C* у интегрисаном окружењу за развој, компајлирање и испитивање софтвера *Code Composer Studio*. Користи се троугаони *PWM* носилац учестаности 12,5 kHz, подешен путем временских бројача у *ePWM* периферији. У свакој нули и максимуму носиоца настаје промене стања у регистрима за акумулацију резултата алгорита управљања. Са *PWM* носиоцем за потребе дигиталне модулације синхронизован је носилац за потребе рада АД конвертора на учестаности од 400 kHz. При сваком проласку кроз нулу овог носиоца, сигнализира се почетак конверзије АД конвертору (енгл. *Start of Conversion - SOC*) и извршава се сукцесивна АД конверзија сигнала прикупљених са струјних давача за мерење две фазне струје. На крају конверзије настаје прекид (енгл. *End of Conversion - EOC*) који покреће рад *DMA* периферије. Према потпоглављу 2.1. процес конверзије траје 1,54 μ s са 16-битном, а 0,77 μ s са 12-битном резолуцијом, Слика 4.4. Један трансфер података кроз *DMA* обухвата поворку од 8 одбирка (енгл. *Burst*), Слика 4.3. Редослед догађаја и позивања при преносу последњег одбирка од 8 укупно у једном трансферу је дат на Слици 4.4. Преглед битних системских учестаности дат је у Табели 4.1.

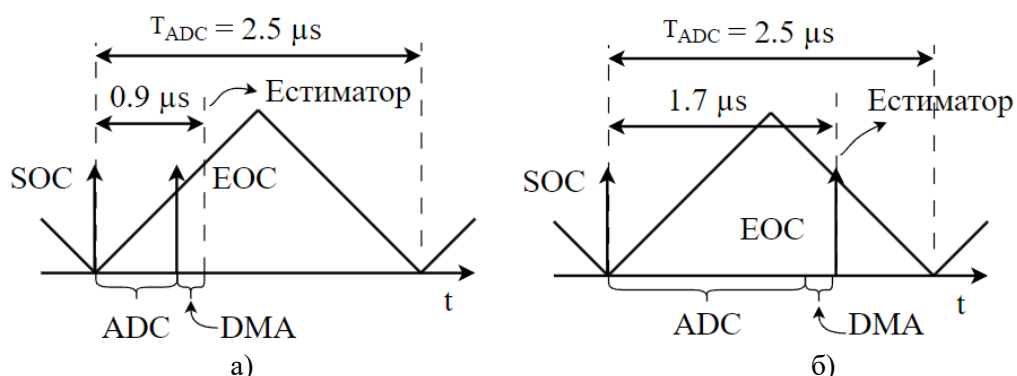


Слика 4.3 Организација прекидне рутине.

Табела 4.1. Учестаности рада модула у прекидној рутини.

Параметар система	Симбол	Вредност
Учестаност системског сата ДСП	f_{CLK}	100 MHz
Учестаност одабирања	f_{ADC}	400 kHz
Учестаност рада естиматора РЖХ	f_{EST}	50 kHz
Учестаност извршавања регулације	f_{REG}	25 kHz
Учестаност прекидања	f_{PWM}	12,5 kHz

По завршеном трансферу, *DMA* покреће извршавање алгоритма за оцену брзине. При сваком другом извршавању алгоритма оцене извршава се и алгоритам регулације који користи усредњену вредност струје на нивоу последње 4 периоде рада естиматора. Естиматор брзине не користи усредњену вредност струје за потребе оцене брзине. Укупно кашњење од тренутка покретања АД конвертора, до тренутка када је резултат конверзије спреман да се из регистра



Слика 4.4. Редослед прекида при последњем одбирку у *DMA* трансферу са: а) 12 бита; б) 16 бита.

DMA периферије искористи за потребе рада алгоритма износи 1,7 μs или 0,9 μs када АД конвертор користи 16 или 12 бита за потребе конверзије, респективно. АД конвертор је подешен за рад са 16-бита да би се пружила боља представа РЖХ. Дакле, дозвољено време за извршавање алгоритама за оцену брзине и регулације је приближно 18,3 μs . Прекомерно одабирање са 32 одбирка по периоди прекидања уноси средње кашњење од $\delta_{OS} \approx T_{PWM}/2$, а усредњена вредност се прослеђује алгоритму за регулацију у парним четвртинама периоде T_{PWM} , као на Слици 4.3. Ово значи да постоји инхерентно кашњење од $\delta_{AK} \approx T_{PWM}/4$, од одабирања последњег одбирка у трансферу до тренутка примене нове вредности индекса модулације. Кашњење услед ДА конверзије је $\delta_{DAC} \approx T_{PWM}/4$ према (2.10). Укупно кашњење услед дигиталне имплементације износи

$$\delta_A \approx \delta_{OS} + \delta_{AK} + \delta_{DAC} = \frac{T_{PWM}}{2} + \frac{T_{PWM}}{4} + \frac{T_{PWM}}{4} = 2T_{REG}. \quad (4.11)$$

У наставку је дата синтеза регулатора струје у циљу разматрања утицаја регулационе петље по струји на рад естиматора брзине и *sensorless* регулационе петље по брзини. Детаљније испитивање регулатора струје је изостављено како је анализа спроведена у [196], [240]. Да би се формирала структура дискретног регулатора, потребно је извести импулсну функцију преноса АМ полазећи од (2.36) – (2.39) и Слике 4.3. Решавањем диференцијалне једначине (2.36), и преласком у дискретни домен, добија се једначина

$$\underline{i}_{n+1}^s = \underline{i}_n^s e^{-\frac{T_{REG}R_s}{L_{\gamma s}}} + \frac{\underline{u}_n^s - \underline{e}_n^s}{R_s} \left(1 - e^{-\frac{T_{REG}R_s}{L_{\gamma s}}} \right) = g_F \underline{i}_n^s + g_R (\underline{u}_n^s - \underline{e}_n^s), \quad (4.12)$$

где је $\underline{i}_n^s = \underline{i}_\alpha^s + j\underline{i}_\beta^s$ одбирак струје, \underline{u}_n напон управљања и \underline{e}_n напон ЕМС у тренутку nT . Параметри g_R и g_F описују динамику промене узлазне и силазне ивице струје током периоде регулације T_{REG} и зависе од параметара модела АМ, индуктивности расипања $L_{\gamma s}$, отпорности статора R_s . ЕМС је споропроменљива, у функцији брзине и флуksа, па се на нивоу периоде T_{REG} посматра средња вредност. Угаона учестаност ω је резултат ВУ, функција позиције роторског флуksа, и мења се у сукцесивним периодама регулације. Полазећи од (4.12) и преласком у синхроно-обртни координатни систем угаоне брзине ω , $\theta_{FOC} = \theta_n = \omega T_{REG}$, разматрањем одзива струје на нивоу једне периоде T_{REG} добија се

$$\underline{i}_{n+1}^e e^{j\omega T_{REG}} = g_F \underline{i}_n^e + g_R \left(\underline{u}_n^e - \underline{e}_n^e e^{j\frac{\omega T_{REG}}{2}} \right). \quad (4.13)$$

Преласком у z домен, добија се израз за струју у функцији примењеног напона и ЕМС,

$$\underline{i}_{dq}(z) = \frac{g_R \underline{u}_{dq}^*(z)}{z e^{j\omega T_{REG}} - g_F} - \frac{g_R e^{j\frac{\omega T_{REG}}{2}} \underline{e}_{dq}(z)}{z e^{j\omega T_{REG}} - g_F} = W_P^{IREG}(z) \underline{u}_{dq}^*(z) + W_E^{IREG}(z) \underline{e}_{dq}(z), \quad (4.14)$$

где је одзив објекта управљања на дејство референце описан функцијом $W_P^{IREG}(z)$ уз напон $\underline{u}_{dq}^*(z) = \underline{u}_d(z) + j\underline{u}_q(z)$, а на дејство поремећаја у виду ЕМС функцијом $W_E^{IREG}(z)$ уз напон $\underline{e}_{dq}(z) = \underline{e}_d(z) + j\underline{e}_q(z)$. Функција преноса $W_E^{IREG}(z)$ одговара функцији преноса која важи за напоне који настају услед мртвог времена. Фреквенцијски одзив ове функције је заравњен до Никвистове учестаности, односно не уноси слабљење на нежељеним компонентама у спектру.

Променљиве стања и управљачке променљиве су комплексни вектори према потпоглављу 2.2. Имагинарна јединица означава спрегу између оса d и q , односно, свака од струја у квадратури је одређена са оба напона $i_d = f(u_d^*, u_q^*)$, $i_q = f(u_d^*, u_q^*)$. Може се показати да прекидна рутина без напредне организације и са једним адаптирањем регистара за управљање по периоди прекидања резултује импулсном функцијом преноса

$$i_{dq}(z) = \frac{g_R u_{dq}^*(z)}{z e^{j\omega T_{PWM}} (z e^{j\omega T_{PWM}} - g_F)} - \frac{g_R e^{j\frac{\omega T_{PWM}}{2}} e_{dq}(z)}{g_R (z e^{j\omega T_{PWM}} - g_F)}, \quad (4.15)$$

где се јасно може уочити увећање кашњења и ниже перформансе регулационе петље. Полазећи од (4.14) и применом инверзије динамике, структура дискретног регулатора је

$$W_{IREG}(z) = \frac{\alpha_{IREG}}{1 - z^{-1}} W_P^{IREG}(z)^{-1} \frac{1}{z} = \frac{\alpha_{IREG}}{g_R} \cdot \frac{z e^{j\omega T_{REG}} - g_F}{z - 1}, \quad (4.16)$$

где се појачањем интегратора α_{IREG} постиже жељени фреквенцијски одзив система. Уведена додатна кашњења поништавају предиктивну позадину управљања чиме се постиже каузалност. Имагинарне компоненте у структури регулатора пружају распрегнута управљање по струјама у квадратури, тј. по флуксу и моменту силе. Ако је инкремент угла векторског управљања дат као $\Delta\theta_F = \omega T_{REG}$, тада се напонски сигнали за управљање одређују путем израза

$$u_d^*(1 - z^{-1}) = \alpha_{IREG}/g_R [\Delta i_d \cos(\Delta\theta_F) - g_F \Delta i_d z^{-1} - \Delta i_q \sin(\Delta\theta_F)], \quad (4.17)$$

$$u_q^*(1 - z^{-1}) = \alpha_{IREG}/g_R [\Delta i_d \sin(\Delta\theta_F) - g_F \Delta i_q z^{-1} + \Delta i_q \cos(\Delta\theta_F)]. \quad (4.18)$$

Ако се занемари постојање аналогног кола за мерење струје, модел повратне гране чини модел прекомерног одабирања. Повратни сигнал струје i_n^{FB} се користи у тренутку $(n + 1)T_{PWM}$ и представља средњу вредност повратних сигнала током последњег PWM периода. Према (2.3), ова акција се моделује као FIR филтар теоријски бесконачног слабљења на учестаностима $n \cdot f_{PWM}$, док је због коначне дужине дигиталне речи слабљење у пракси ограничено на $-90dB$. Филтар (2.3) захтева дизајн регулатора са два времена одабирања, употребом модификоване z трансформације. Ипак, ако се претпостави да је промена струје линеарна током сваког периода T_{PWM} , повратна струја се може израчунати из тренутних вредности струја у тренуцима одабирања у два суседна периода [6]. Ово се у z домену може изразити функцијом преноса

$$W_{FIR}^{FB}(z) = \frac{i^{FB}(z)}{i_s(z)} = \frac{z^{-2} + 2z^{-1} + 1}{4} = \frac{z^2 + 2z + 1}{4z^2}. \quad (4.19)$$

Фреквенцијски одзиви функција $W_{FIR}^{FB}(z)$ и $W_{PO}^{FB}(z)$ се поклапају у делу спектра од 0 до $f_{ADC}/2$, док изнад наведеног дела спектра долази до разлика у фреквенцијским одзивима [6]. Виши део спектра се слаби улазним аналогним филтрима, тако да уведена апроксимација не утиче на синтезу регулатора. Уважавајући функције преноса (4.14), (4.16) и (4.19) може се формирати регулациони систем представљен на Слици 4.5, са функцијом спрегнутог преноса

$$W_{CC}(z) = \frac{W_{IREG}(z) W_P^{IREG}(z)}{1 + W_{FIR}^{FB}(z) W_{IREG}(z) W_P^{IREG}(z)} = \frac{4 \alpha_{IREG} z^2}{4z^3 + z^2(\alpha_{IREG} - 4) + 2\alpha_{IREG}z + \alpha_{IREG}}. \quad (4.20)$$

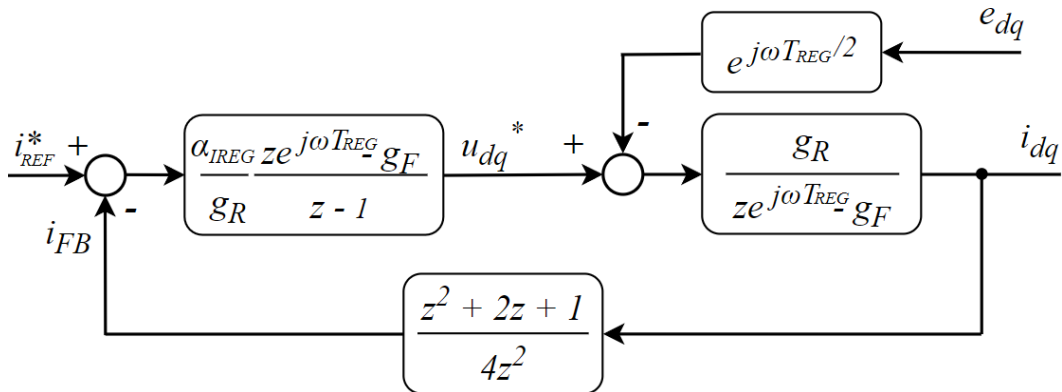
Параметар α_{IREG} дефинише пресечну учестаност функције отвореног преноса система а његовим одабиром се постиже компромис између пропусног опсега и резерве стабилности [6], [240]. РЖХ и интермодулациони хармоници се налазе унутар пропусног опсега струјне петље, а при малим брзинама такође и унутар регулационе петље по брзини, које тада утичу на јачину и фазу хармоника. Ово доводи до неповољних услова за естиматор и осцилација угла флукса унутар ВУ. Ови феномени нису моделовани у трећем поглављу и биће област даљег истраживања. Да би се смањили наведени ефекти пропусни опсег регулационе петље по струји је ограничен одабиром $\alpha_{IREG} = 0,1$. Ово резултује одзивом без пребачаја пропусног опсега од 400 Hz и резервом стабилности од 0,8736 [6].

У ЕП регулатори струје поништавају грешке у таласним облицима струја статора које настају услед промене референце, оптерећења, нелинеарности инвертора или машине, тј. ЕМС. Отпорност система на поремећаје се описује адмитансом излаза $R(j\omega)$. Функција $R(j\omega)$ дефинише максималну вредност промене излазне величине и време потребно да се излазна величина врати у почетно стање када се екстерни поремећај мења у дефинисаним границама. описаном количником струјне грешке и напонског поремећаја. Од интереса је да $R(j\omega)$ има малу вредност у целом опсегу учестаности у којима може доћи до поремећаја. Описана је количником струјне грешке и напонског поремећаја као

$$R(z) = \frac{-W_P^{IREG}(z) W_E^{IREG}(z)}{1 + W_{FIR}^{FB}(z) W_{IREG}(z) W_P^{IREG}(z)} \quad (4.21)$$

На функцију $R(z)$ се утиче променом структуре или појачања регулатора, попут додавања виртуелних параметара и примене повратне гране са активном отпорношћу [6]. Функција преноса (4.21) има фреквенцијски одзив филтра НО. За директни систем напона (4.21) има вредност једнаку нули и ЕМС не доводи до грешке у струји у устаљеном стању, тј. регулатор има способност да компензује утицаје ЕМС. За инверзне компоненте напона, вредност адмитансе износи $\omega_x / (R_\Sigma \omega_{IREG})$, где је ω_x произвољна учестаност у спектру, R_Σ сума реалних и виртуелних отпорности, а ω_{IREG} [rad/s] пресечна учестаност функције отвореног преноса регулационе петље по струји. Потискивање поремећаја зависи од ниско-фреквентног појачања које постиже систем у затвореној спрези.

Синтеза регулатора брзине је спроведена у s – домену, под претпоставком да је периода извршавања алгорита значајно већа од очекиваног пропусног опсега регулационе петље по

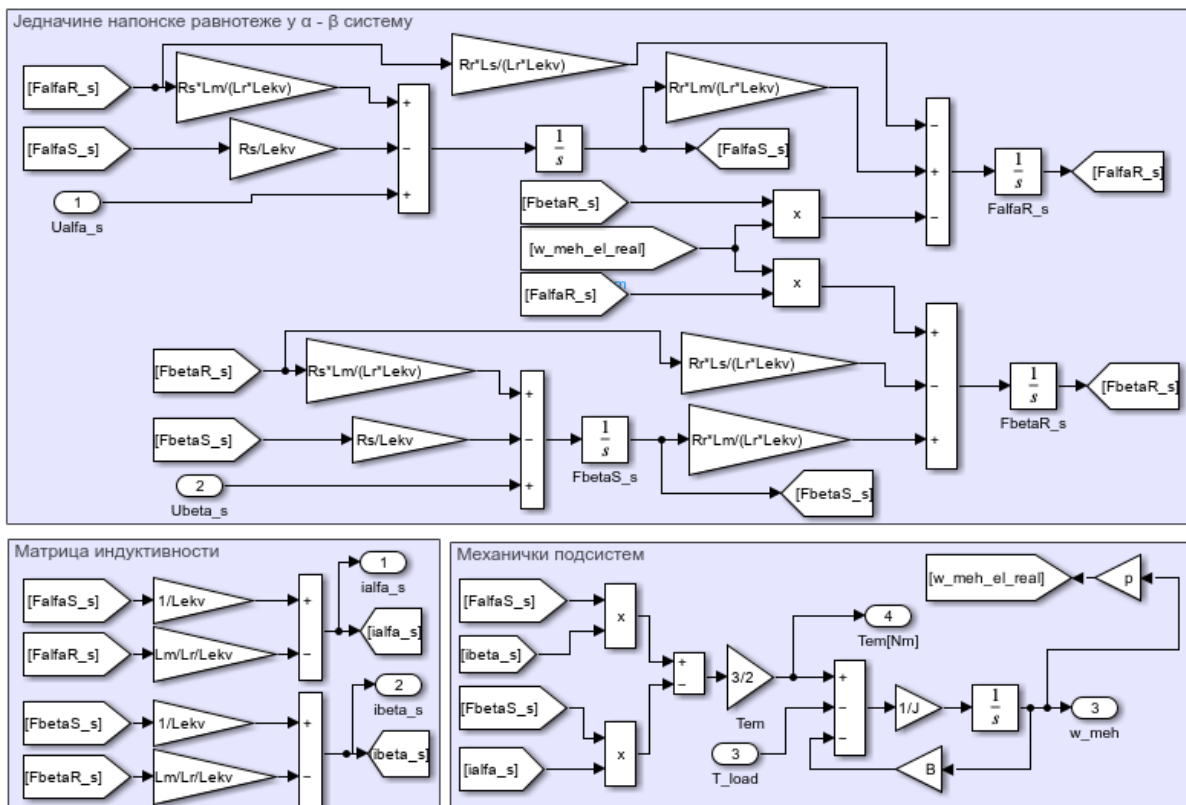


Слика 4.5. Блок дијаграм регулационе петље по струји.

брзини. Дакле, потребно је извести модел регулационе петље по струји у s - домену. Да би се адекватно уважили дигитални ефекти модулације (ZOH) ово се постиже, према трећем поглављу, применом инверзне билинеарне трансформације што резултује функцијом преноса

$$W_{IREG}(s) = \frac{-\frac{\alpha_{IREG}}{2} s^3 - \frac{\alpha_{IREG}}{T_{REG}} s^2 + \frac{2 \cdot \alpha_{IREG}}{T_{REG}^2} s + \frac{4 \cdot \alpha_{IREG}}{T_{REG}^3}}{s^3 + \frac{4}{T_{REG}} s^2 + \frac{2}{T_{REG}^2} (2 - \alpha_{IREG}) s + \frac{4 \cdot \alpha_{IREG}}{T_{REG}^3}} = \frac{q_1 s^3 + q_2 s^2 + q_3 s + q_4}{q_5 s^3 + q_6 s^2 + q_7 s + q_8}. \quad (4.22)$$

За потребе синтезе надређене *sensorless* регулације по брзини развијен је симулациони модел петље по струји са ВУ у програмском пакету *MATLAB – Simulink*. У наставку је дато испитивање модела унутрашње петље у циљу постизања валидне платформе за испитивање *sensorless* алгоритма. Симулациони модел АМ у појасу основних учестаности дат је на Слици 4.6. Модел у s - домену у $\alpha - \beta$ координатном систему чине једначине напонске равнотеже статора и ротора, матрица индуктивности и модел механичког подсистема дати са (2.36) - (2.39). Параметри модела одређени су експерименталним испитивањем асинхроне машине *Sever 2.ZK100L-4* коришћене за потребе верификације рада естиматора за оцену брзине и *sensorless* алгоритма управљања у наредном поглављу. У Табели 4.2. дати су параметри по фази АМ која је везана у звезду добијени путем експерименталних испитивања и техничке документације у петом поглављу. Резултати испитивања модела АМ са напоном номиналне вршне вредности и учестаности дати су на Слици 4.7. Напон је примењен у $t = 0$. АМ се одскочно терети симулирањем оптерећења од $0,25 \cdot M_{NOM}$ у $t = 1$ s, $0,25 \cdot M_{NOM}$ у $t = 2$ s, $0,5 \cdot M_{NOM}$ у $t = 3$ s као на Слици 4.7в. При сваком прелазном процесу може се уочити очекивана хармонијска природа одзива, инхерентно одређена моделом АМ. У празном ходу може се видети да модел има брзину приближно једнаку синхроној умањену за вредност оптерећења услед трења, Слика 4.7а. При симулирању оптерећења момент силе расте, а брзина опада са



Слика 4.6. Модел АМ у појасу основних учестаности у $\alpha - \beta$ координатном систему.

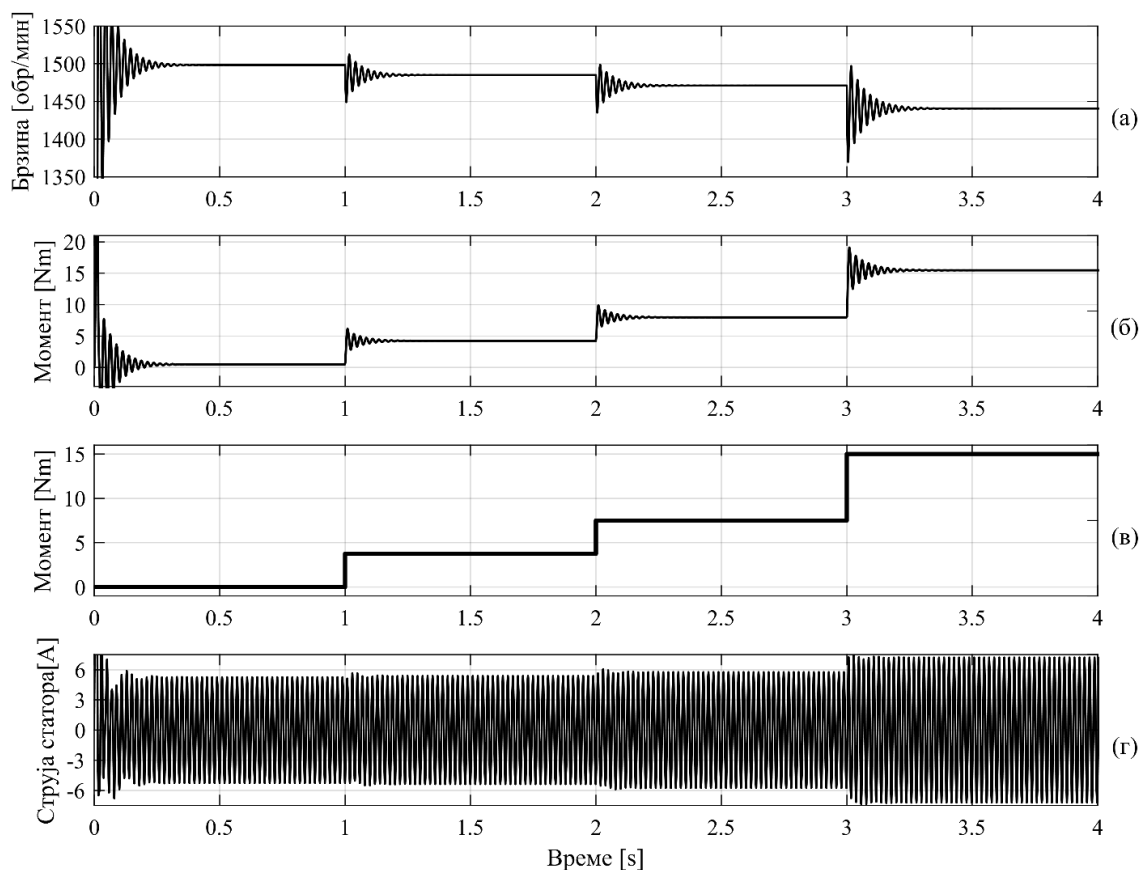
осцилатором динамиком. При номиналном оптерећењу у $t = 3 \text{ s}$, модел резултује номиналном брзином од 1440 обр/мин, и номиналним клизањем. Може се уочити пораст струје статора i_α при порасту симулираног оптерећења на Слици 4.7г, која је за потребе овог испитивања представљена у abc систему. При номиналном оптерећењу, струја и момент силе су номиналних вредности датих у Табели 4.2. У устаљеном стању струја има само први хармоник, а излазни момент силе је без виших хармоника, како је начињени модел заснован на појасу основних учестаности. Закључује се направљени модел коректно описује понашање АМ.

У циљу поузданијег испитивања естиматора унутар *sensorless* регулационог система, модел АМ је надограђен уважавајући резултате анализе електромагнетских појава у потпоглављу 2.3. сумиране у Табели 2.1. Виши хармоници до реда 31. су додати излазним струјама модела, i_α и i_β , као на Слици 4.8, где је због величине модела, приказано додавање 4 од укупно 16 виших хармоника. Учестаности хармоника су задате као $f_v = v f_{FUND}$, где је $v = 3, 5, 7, \dots, 31$ ред датих хармоника, док је учестаност РЖХ описана са (2.145). Овако се при променама механичке брзине, учестаности свих хармоника мењају по истој динамици, а учестаности РЖХ је функција брзине и оптерећења. Испитивањем АМ и применом *FFT* алгоритма, описаног у потпоглављу 2.4.2, одређене су нормализоване вршне вредности виших хармоника у односу на јединичну вршну вредност статорске струје и сумиране у Табели 4.3. Овим вредностима се множе основни таласни облици у моделу на Слици 4.8, означено са „*gain_rsh*“, „*gain_7h*“, итд.

Збир свих виших хармоника се множи вршном вредношћу првог хармоника струје статора. Резултат је струја која моделује просторне хармонике (2.132) услед ЕМС (2.131). Ова струја се потом додаје на обе струје на излазу модела АМ у појасу основних учестаности као на Слици 4.8, а резултат се користи као симулирани излаз са давача струје у ЕП. На Слици 4.9. је дат модел процеса обраде мереног сигнала струје до тренутка када је сигнал спреман за алгоритам управљања. Због прегледности, дат је модел по једној фази струје i_α , како је идентичан и за другу фазу. Са леве стране може се уочити улазни сигнал у овај део модела, сигнал струје са додатим вишим хармоникима. Овај сигнал се пропушта кроз НФ филтар против лажних ликова, који постоји на улазима у АД конвертор временске константе $8 \mu\text{s}$, и модел прекомерног одабирања (2.3). Из раније наведених разлога сада није дат модел *PWM* хармоника, тако да

Табела 4.2. Параметри заменске шеме асинхроне машине *Sever 2.ZK100L-4*.

Параметри система	Симбол	Вредност
Отпорност статорског намотаја	R_S	4,6508037 Ω
Отпорност роторског намотаја	R_R	3,26 Ω
Индуктивност расипања статора	$L_{\gamma s}$	13,729694 mH
Индуктивност расипања статора	$L_{\gamma r}$	13,729694 mH
Индуктивност магнећења	L_m	272,767 mH
Број пари полова	p	2
Број роторских шипки	N_R	44
Момент инерције мотора	J_{em}	0,0054 kgm^2
Коефицијент трења	B	0,00316 $\text{Nm}/(\text{rad/s})$
Номинална струја по q оси момента силе	I_{qNOM}	6,597 A
Номинална струја по d оси флукса	I_{dNOM}	2,915 A
Номинални момент силе	M_{NOM}	15 Nm
Номинални напон и учестаност	U_{NOM}, f_{NOM}	3x380V, 50 Hz
Номинална брзина	n_{NOM}	1400 обр/мин
Номинална струја	i_{NOM}	5,1 A



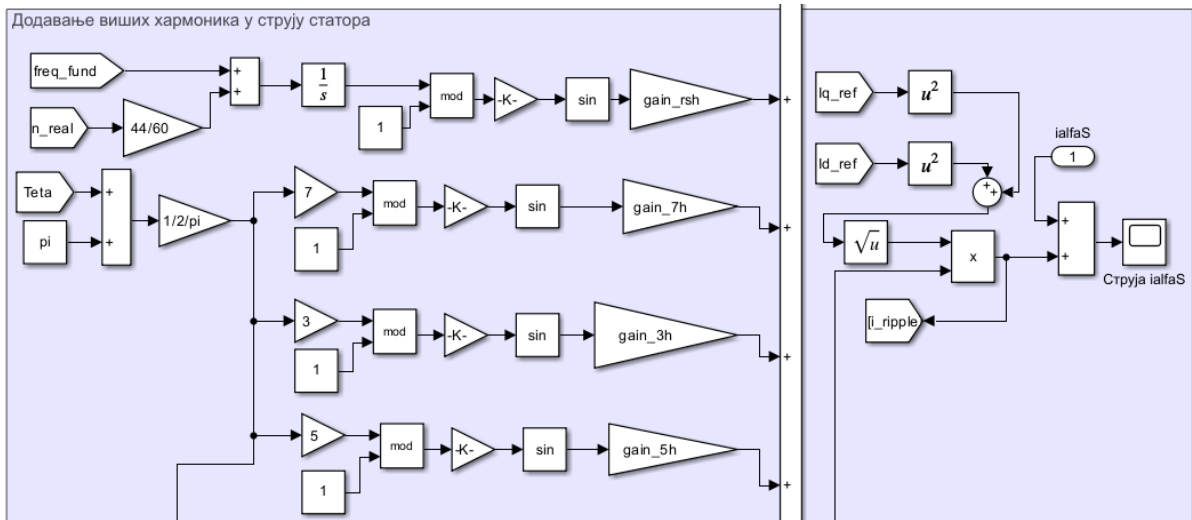
Слика 4.7. Испитивање модела асинхроне машине.

аналогни и дигитални филтар имају за циљ да моделују кашњења у систему. Излаз НФ филтра се после одабирања користи за потребе рада естиматора. Излази по обе фазе после прекомерног одабирања се користе за потребе Паркове трансформације и као улази у регулаторе струје по d и q оси, тј. као струје у повратној грани регулационе петље дате на Слици 4.10. У моделима приказаним на Сликама 4.8. и 4.9, направљен је низ апроксимација. Ипак показало се да модели значајно доприносе испитивању робустности рада естиматора и *sensorless* регулационе петље.

Модел регулатора струје у z – домену (4.16) дат је на Слици 4.10. У оквиру овог модела се рачуна вршна вредност из одзива струја, а учестаност првог хармоника f_{FUND} на основу угла позиције роторског флуksа из ВУ. Ови параметри се користе за адаптацију параметара естиматора РЖХ као и за промену учестаности виших хармоника у моделу датом на Слици 4.8.

Табела 4.3. Нормализоване вршне вредности просторних хармоника струје статора.

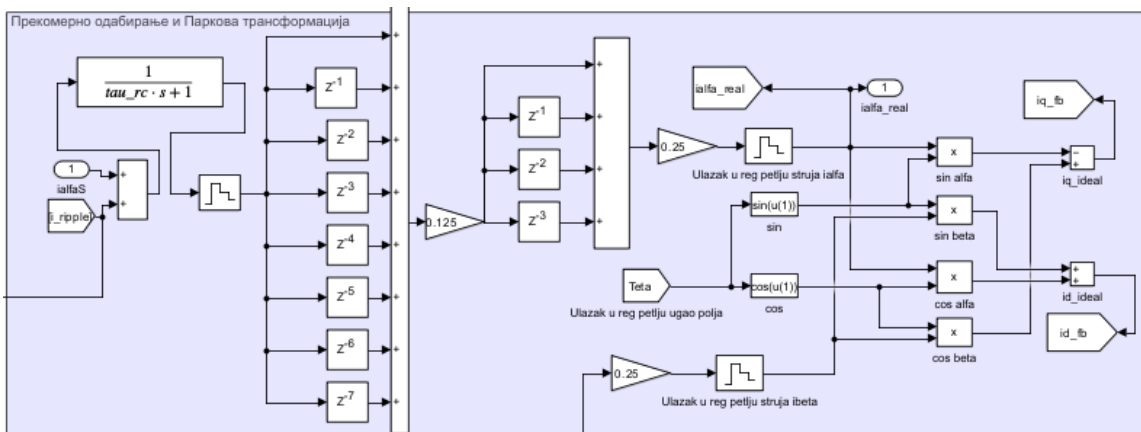
Ред хармоника	Вредност	Ред хармоника	Вредност
РЖХ	0,0192	2.	0,0093
3.	0,0183	5.	0,0121
7.	0,0107	9.	0,0055
11.	0,0049	13.	0,0038
15.	0,0016	17.	0,0025
21.	0,0016	23.	0,0023
25.	0,0017	27.	0,0019
29.	0,0016	31.	0,0013



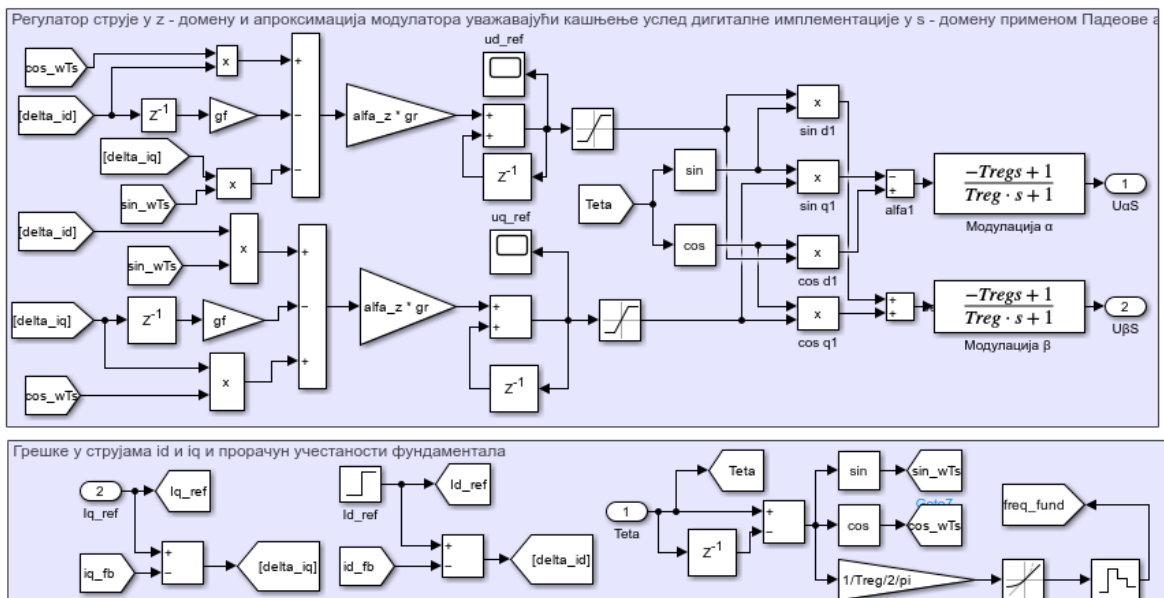
Слика 4.8. Додавање виших просторних хармоника у функцији брзине и оптерећења.

Како је АМ моделирана у s – домену, дигитални модулатор је моделиран применом Падеове апроксимације (2.10) са средњим кашњењем прекидне рутине на Слици 4.3. датим са (4.11). Коначно, на основу модела АМ на Слици 4.6, развијени су симулациони модели у z – домену за директно и индиректно ВУ приказани на Слици 4.11. Улази у модел су флуксеви, задати напони, мерена брзина и референце струја. Модел директног ВУ реализован је са несавршеним интегратором флукса и коришћен је током почетних испитивања. Сада се користи модел индиректног ВУ. У ЕП референца флукса се поставља тако да се оствари минимална струја статора, максимална ефикасност, слабљење поља, итд. У наставку се сматра да је референца флукса на номиналној вредности осим ако другачије није експлицитно наглашено. У наставку је испитан рад регулатора струје и ВУ. На Слици 4.12а. приказан је излаз модела кола за мерење струје Слици 4.9. У таласном облику струје постоје додати виши хармоници моделом на Слици 4.8. Одзиви струја по d и q оси при узастопним одскочним променама референци приказани су на Слици 4.12б. У $t = 0,25$ s дешава се одскочна промена у референци струје i_d са 1,1 А на 2,9 А, а у $t = 0,45$ s дешава се одскочна промена у референци струје i_q са 4 А на 0,5 А. Одзиви струја имају жељени пропусни опсег без пребачаја и не постоји спрега између оса. Осцилације које постоје у струјама су последица додавања виших хармоника и нижег пројектованог пропусног опсега петље.

На Слици 4.13. је дато испитивање регулационе петље по струји и векторског управљања у режиму празног хода. У периоду трајања симулације од $t = 0$ s до $t = 1$ s регулација струје се извршава у произвољно одабраном координатном систему. Односно, не користи се излаз ВУ за

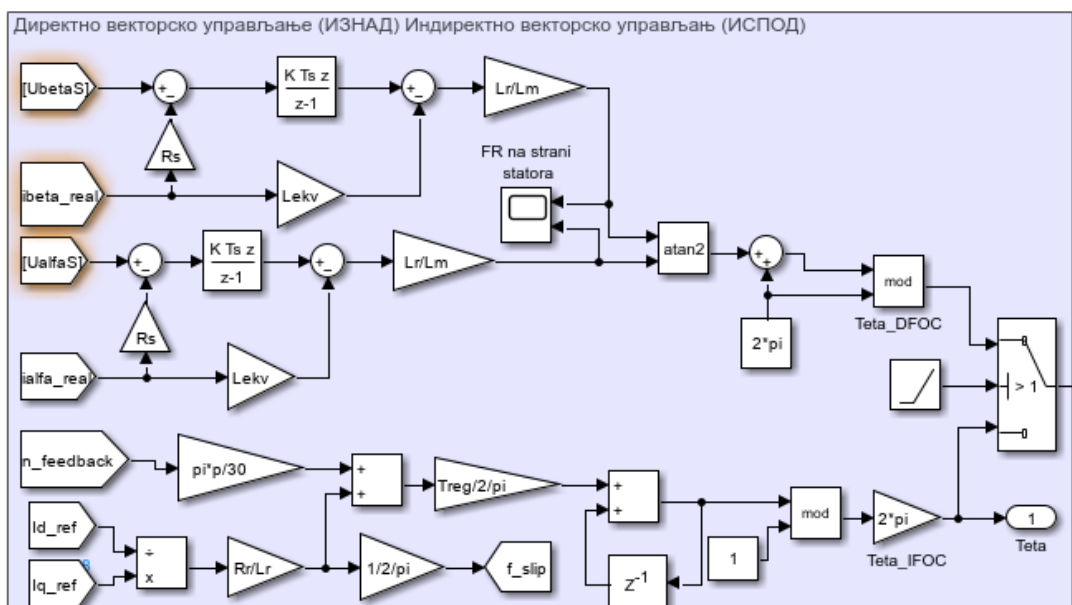


Слика 4.9. Модел прекомерног одабирања и Паркова трансформација.

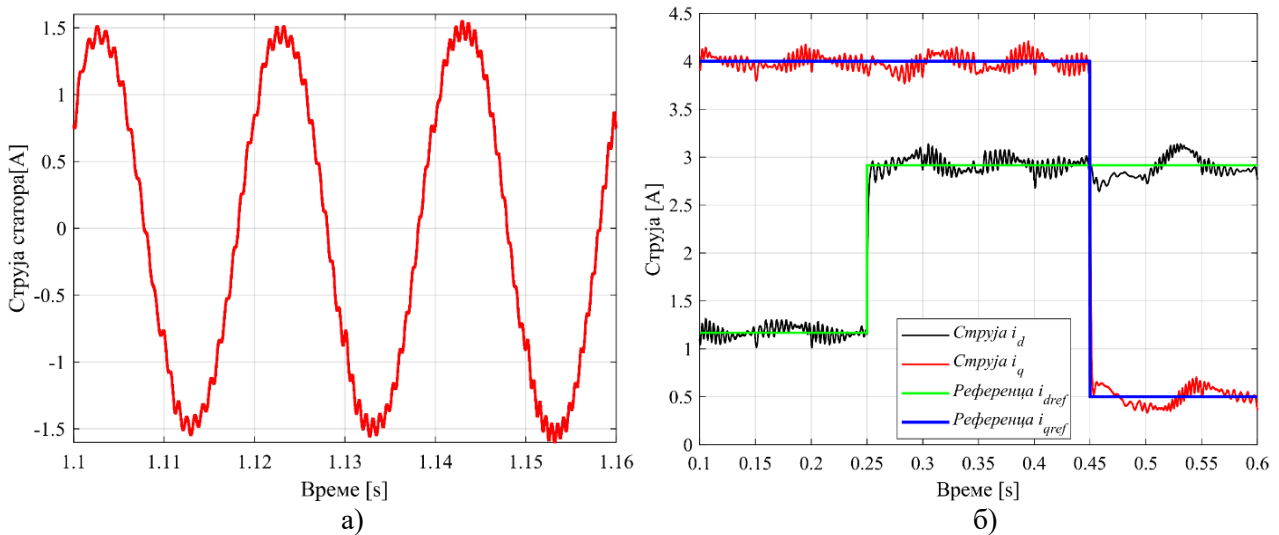


Слика 4.10. Симулациони модел регулатора струје у z – домену.

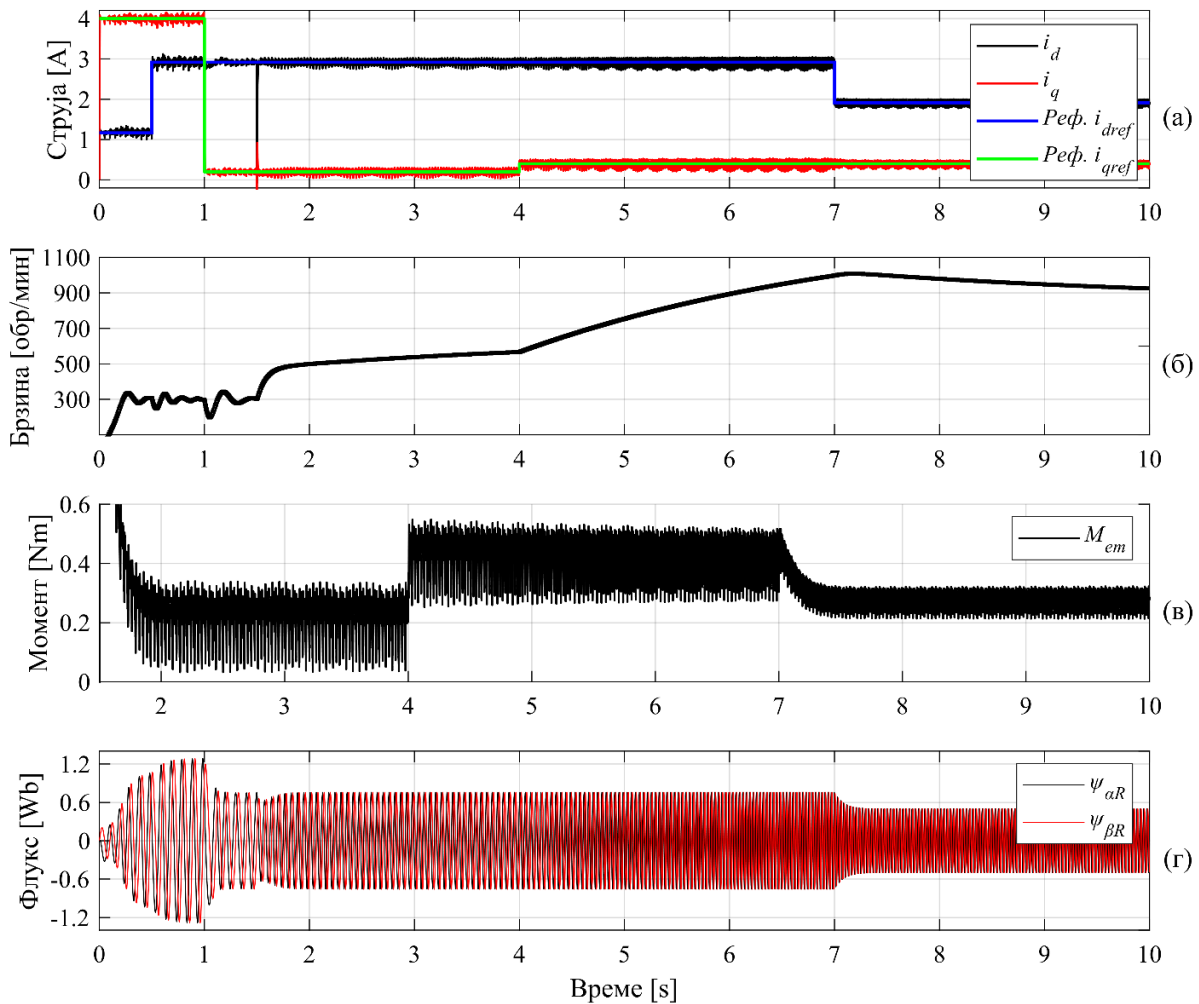
позиционирање d - q система већ је на излазу модела на Слици 4.11. задат произвољни обртни вектор учестаности 10 Hz. Као последица, могу се уочити осцилације у моменту силе и брзини на Слици 4.13б. У почетном тренутку референце струја по d и q оси имају вредности 1,1 А и 4 А, респективно као на Слици 4.13а. Током овог периода долази до успостављања флукса ротора по временској константи која је одређена параметрима датим у Табели 4.2. У $t = 0,5$ s дешава се одскачна промена у референци струје i_d са 1,1 А на 2,9 А, а у $t = 1$ s дешава се одскачна промена у референци струје i_q са 4 А на 0,2 А. Одзиви струја, као и раније, имају одзив без прескока и не постоји спрега између оса. Такође, при променама референци струје не долази до значајне промене у апсолутној вредности брзине, тј. момента силе, већ само до осциловања. У $t = 1,5$ s регулатор струје почиње да ради са углом којим резултује ВУ за потребе постављања d - q система. Услед насилног преласка са употребе произвољног на угао векторског управљања, постоји краткотрајна спрега између оса. После прелазног процеса, момент силе има средњу вредност од 0,2 Nm, Слика 4.13в, а брзина се увећава. Дакле, услед примене ВУ при истим



Слика 4.11. Симулациони модели индиректног и директног векторског управљања.



Слика 4.12. Регулација струје: а) Таласни облик струје статора са вишим хармоницима; б) Одзиви струја по d и q оси у присуству одскочних референци.



Слика 4.13. Испитивање регулације струје и векторског управљања, одзиви: а) регулатора струје на промену референце; б) механичке брзине; в) момента силе; г) флуксава ротора.

вршним вредностима струје постиже се већа вредност момента силе. Већа валовитост момента силе постоји услед присуства виших хармоника у симулираној струји статора, Слика 4.12. Референца струје по q оси одскочно увећава са 0,2 А на 0,4 А у $t = 4$ s. Може се видети да

момент има брз одзив без прескока и да брзина има значајно убрзање, иако је делегирана релативно мала промена струје. Такође, не долази до промене флуксева ротора, Слика 4.13в, и успешно је остварено распрегнуто управљање по флуксу и моменту силе. У $t = 7$ s референца струје по d оси одскочно опада са 2,9 А на 1,9 А. Долази до опадања вршне вредности флукса, а са истом временском константом опада и вредност момента. Последишно, брзина се смањује. При свим променама референци струја после $t = 3$ s не постоји значајнија спрега између оса.

4.4 Синтеза дигиталног регулатора брзине

Према потпоглављу 4.2, регулатор брзине има ПИ инкременталну структуру са П дејством измештеним у локалну грану. Синтеза методологије за прорачун параметара регулатора брзине у s – домену је у наставку спроведена уважавајући динамику естиматора у повратној грани и под претпоставком да је учестаност извршавања алгоритма знатно већа од пропусног опсега регулационе петље по брзини. Регулатор у s – домену је потом дискретизован за потребе дигиталне примене. Циљ је начинити регулатор који пружа жељени фреквенцијски одзив система у затвореној спрези на промене референце, поремећаја и шума. Односно, за систем у затвореној спрези појачања регулатора у директној грани треба да обезбеде

- стабилност и резерву стабилности;
- Жељене одзиве система при промени референце или при настанку поремећаја;
- Робусност на промене параметара система;
- Жељено понашање у устаљеном стању;

уважавајући ограничења објекта управљања, актуатора и постајања шума у сигналима са давача и других сметњи у систему [226], [227], [228]. Синтеза регулатора код система са више улаза и више излаза (енгл. *Multiple Input Multiple Output*) се углавном заснива на аналитичким методама. Код временски-инваријантних система са једним улазом и једним излазом, попут разматраног система (енгл. *Single Input Single Output*), користе се наредни приступи:

- Обликовање фреквенцијског одзива система са регулатором произвољне структуре или са регулатором фиксне ПИД структуре (енгл. *Loop shaping*);
- Методе засноване на временском одзиву система;
- Инверзија динамике.

Методе засноване на обликовању фреквенцијског одзива система у иницијалном облику настале су од 1930. до 1950. године, редом Никвист 1932, Боде 1940, геометријско место корена (енгл. *Root locus*), Теодорчик и Еванс 1948. године). Користе се за графичка разматрања утицаја промене појачања регулатора петље на фреквенцијски одзив система. Одабир параметара регулатора се ради посматрањем и обликовањем одзива система померањем полова и нула у комплексној s - равни у функцији параметара система, што доста олакшава процес синтезе и испитивања регулационог система. Регулатор може да буде произвољне структуре која се може мењати током процеса синтезе. Критеријум са оцену квалитета фреквенцијског одзива су претек фазе и појачања, пропусни опсег, резонантни прескок, итд.

Појачања регулатора фиксне структуре, попут П, ПИ, ПД, ПИД, се одређују обликовањем фреквенцијског одзива система. Други приступ је примена експерименталних хеуристичких метода попут *Ziegler – Nichols* [229], *Cohen Coon* са уважавањем мртвог времена [230], *Tyureus Luyben, CHR - Chein, Hrones and Reswitch* [231], компензацијом динамике поништавањем доминантних полова и нула објекта управљања са половима и нулама регулатора (енгл. *Naalman Tuning*) [232], итд. Трећи начин су оптимизационе методе засноване на аналитички дефинисаним критеријумима које као резултат дају оптимално решење за формирану систем регулације [227], [233]. Поређење традиционалних и оптимизационих метода је дато у [234].

Методе засноване на временском одзиву система подразумевају дефинисање критеријума и формирање оптимизационе функције у временском домену. Критеријуми за оцену квалитета одзива у временском домену су грешка устаљеног стања, време успона и смирења, прескок, количник другог максимума и прескока, итд. Затим се врши оптимизација временског одзива система на поремећаје и промену референце, попут *Linear Quadratic Gaussian – LQG* регулатора [235]. Постоје методе које при дизајну регулатора полазе од функције спрегнутог преноса, које тада обухватају апроксимације како би се остварила једноставна структура регулатора (енгл. *Guillemin Truxal design*). Велики број метода се заснива на оптимизацији појачања тако да се минимизује неки од дефинисаних критеријумских параметара, попут трајања сигнала грешке по брзини током прелазног процеса дефинисањем критеријумске функције као интеграл квадрата грешке (енгл. *integral of the error squared – ISE*) [236]. Критеријумом интеграла апсолутне грешке (енгл. *integral of the absolute error – IAE*), може се максимизовати И дејство према дефинисаним ограничењима функције осетљивости [237]. Максимизација оба појачања се може постићи критеријумском функцијом интеграла временски пондерисаних апсолутних вредности грешака (енгл. *integral of the absolute time weighted error – ITAE*), када се постиже мање време успона и мањи прескок у поређењу са применом дизајна симетричног оптимума (енгл. *Butterworth polynomials*) [234]. Оптимизована појачања за један објекат управљања се могу нормализовати, и ако радно окружење то дозвољава, применити на друге процесе (енгл. *kappa tau tuning*) [238].

Концепт инверзије динамике (енгл. *Internal Model Principle - IMC*) помаже у процени захтева које систем у затвореној спрези треба да обезбеди. Сложеност регулатора код ових метода зависи од захтева које систем треба испуни, сложености објекта управљања и дозвољеним степеном апроксимације [239]. Ове методе не пружају оптимално решење, али пружају добру отпорност на поремећаје и добру платформу за прављење компромиса између робусности и понашања система променом једног или више слободних параметара [6], [239].

Према потпоглављу 2.4.2. до сада публиковани естиматори брзине засновани на РЖХ су доминантно коришћени за оцену брзине у устаљеном стању. Постоје решења која су показала способност да детектују брзину током прелазних процеса [169], [174], [176]. Ипак, кашњења у оцени брзине значајно ограничавају примену наведених решења. Према најбољем сазнању аутора, коришћење естиматора РЖХ за потребе *sensorless* регулације по брзини у затвореној спрези је само концептуално разматрано у празном ходу и то за регулацију брзине и устаљеном стању, или током прелазних процеса са пропусним опсезима око 1 Hz [171], [172], [173]. Анализа у погледу динамичког одзива, робусности, стабилности, отпорности на поремећаје, није разматрана. Стога, у наставку није циљ постићи оптимално понашање *sensorless* петље за регулацију брзине. Циљ је показати да се естиматор РЖХ представљен у трећем поглављу може користити за потребе *sensorless* ЕП високих перформанси са једноставном структуром регулатора и једноставном методологијом за прорачун параметара, која уважава постојање естиматора РЖХ у повратној грани регулационог система. Тада, представљени естиматор РЖХ заједно са придруженом методологијом за прорачун параметара регулатора, представљају јединствено решење са великим степеном универзалности који се може применити са било којом АМ која има способност да генерише РЖХ, независно од елемената ЕП. Боље динамичко понашање *sensorless* ЕП може се остварити применом сложеније структуре регулатора или наведених метода за оптимизацију за специфичну АМ када је то потребно.

Из наведених разлога, у наставку је дата методологија за одређивање параметара ПИ регулатора заснована на фреквенцијском одзиву система која уважава постојање естиматора РЖХ у повратној грани. Појачања регулатора се одређују посматрањем функције кружног појачања $L(s)$ и дефинисањем жељене пресечне учестаности и претека фазе система. Претпоставља се да је пресечна учестаност функције кружног појачања приближно једнака учестаности пропусног опсега функције спрегнутог преноса. Свесно се прихвата да добијени одзив неће имати пожељно пригушење услед фазних кашњења у повратној грани, тј. може се

очекивати прескок у одзиву брзине при одскочној промени референце. Ово се може решити додавањем Д дејства са нулом у околини пресечне учестаности чиме се уноси додатна фаза у систем и додатна резерва стабилности. На исти начин се може увећати пропусни опсег за иницијалну вредност претека фазе, итд. Нека се за почетак посматра регулациони систем у којем се рад регулатора брзине заснива на постојању давача брзине на вратилу АМ. Механички модел ЕП је према (2.46) дат функцијом преноса, уважавајући тада начињена занемарења, као

$$W_{MEH}(s) = \frac{60}{2\pi} \frac{1}{(J_{em} + J_{opt})s + B} = \frac{A_E}{Js + B}, \quad (4.23)$$

где је A_E коефицијент скалирања излаза давача брзине које даје излаз давача у јединици обр/мин. За ове потребе, унутрашња петља по струји се може моделирати, занемарујући динамику петље, према (4.5) појачањем актуатора момента силе код ВУ A_T у функцији струје i_d . Ако се уведе укупно појачање $G_{AC} = A_E A_T$, тада је функција отвореног преноса система регулисаног по брзини занемарујући кашњење у повратној грани за мерење дата као

$$L_{SC}(s) = \frac{k_{Pw}G_{AC}s + k_{Iw}G_{AC}}{Js^2 + Bs}, \text{ тј. } L_{SC}(j\omega) = \frac{k_{Iw}G_{AC} + j\omega k_{Pw}G_{AC}}{-\omega^2J + j\omega B}, \quad (4.24)$$

где су k_{Iw} и k_{Pw} појачања ПИ регулатора. Сада се усвајају услови за прорачун параметара и то: пресечна учестаности функције отвореног преноса система $\omega_{cw} = 2\pi f_c$, која је блиска пропусном опсегу система у затвореној спреси, и претек фазе φ_m на учестаности ω_{cw} . Полазећи од (4.24) могу се написати амплитудна и фазна карактеристика система $L_{SC}(j\omega)$ као

$$A_{SC}(\omega_{cw}) = G_{AC} \sqrt{\frac{k_{Iw}^2 + \omega_{cw}^2 k_{Pw}^2}{\omega_{cw}^4 J^2 + \omega_{cw}^2 B^2}} = 1, \quad (4.25)$$

$$\varphi_{SC}(\omega_{cw}) = \text{atan}\left(\frac{\omega_{cw} k_{Pw}}{k_{Iw}}\right) + \text{atan}\left(\frac{B}{\omega_{cw} J}\right) = -\pi + \varphi_m \pm \varphi_k, \quad (4.26)$$

где је $\pm\varphi_k$ угао свођења тригонометријске функције на погодни квадрант. Начињене апроксимације у погледу динамике система су оправдане услед циљаног пропусног опсега система и одабране периоде регулације. У циљу једноставније представе, могу се увести смене

$$\xi_m(\omega_{cw}) = \tan[\varphi_{SC}(\omega_{cw})], \quad \text{и} \quad \lambda_m(\omega_{cw}) = \left[G_{AC} \sqrt{1 + \xi_m^2}\right]^{-1}. \quad (4.27)$$

Параметри ξ_m и λ_m су у функцији задатог претека фазе, тј. константе током рада, тако да је ова акција погодна у погледу извршавања алгорита на ДСП. Појачања регулатора се могу изразити из (4.25) и (4.26) као

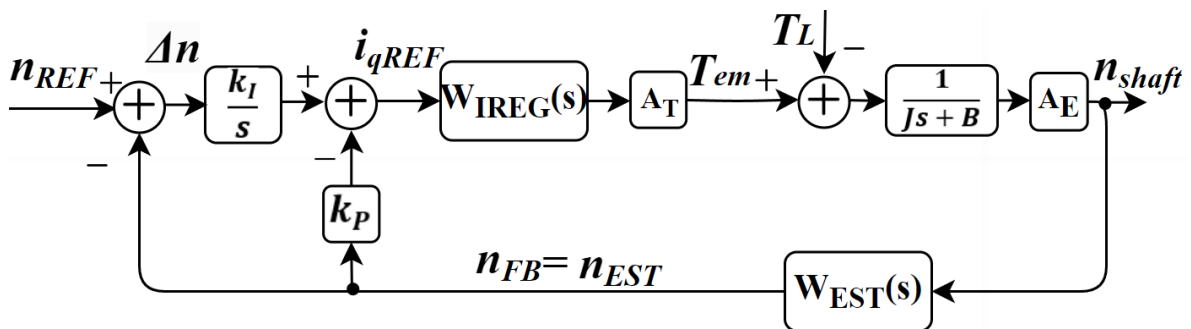
$$k_{Iw}(\omega_{cw}) = \omega_{cw} \lambda_m (J \omega_{cw} - B \xi_m) \quad (4.28)$$

$$k_{Pw}(\omega_{cw}) = \lambda_m (J \omega_{cw} \xi_m + B) \quad (4.29)$$

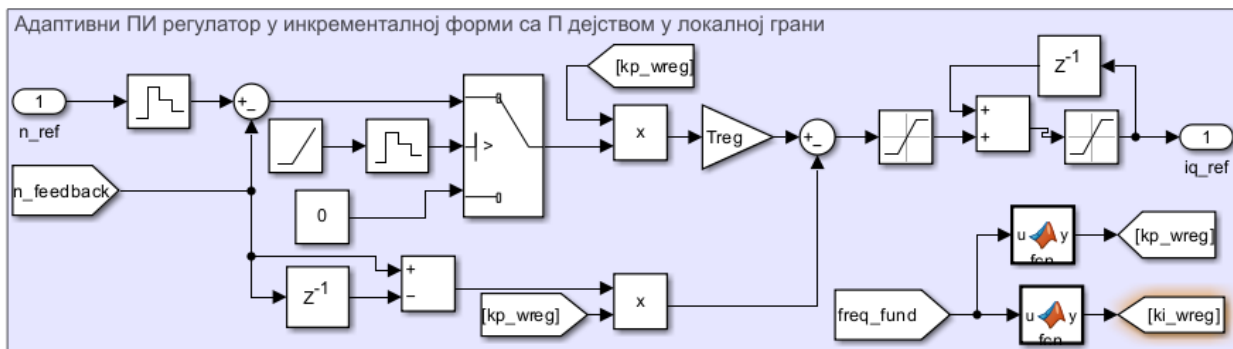
Изрази за појачања регулатора (4.28) и (4.29) су изведени под условом да се за потребе регулације брзине користи сигнал са давача брзине у ЕП. Стога, ови изрази се користе у наредном поглављу при почетним испитивањима ЕП и верификацији платформе за рад, као и при испитивању естиматора РЖХ када се његов излаз не користи за потребе *sensorless* регулације по брзини већ само за потребе оцене брзине. У наставку, по истој процедури изведени су аналитички изрази за појачања регулатора брзине који рад заснива на резултату рада естиматора брзине. Тада, линеарни модел *sensorless* система има функцију спрегнутог преноса естиматора (3.61) у повратној грани која уноси додатну динамику и шум у виду коначне тачности у оцени брзине, као на Слици 4.14. Модел додатно обухвата ПИ регулатор са П дејством у локалној грани, функцију спрегнутог преноса регулационе петље по струји (4.22), модел објекта управљања (4.23), појачања актуатора момента силе A_T и давача A_E .

Као што је показано у претходном поглављу, динамика естиматора у повратној грани зависи од радног режима, тј. од учестаности струја f_{FUND} . Да би се уважила променљива динамика естиматора, а остварило што боље понашање, појачања ПИ регулатора се адаптирају на нивоу прекидне рутине у функцији учестаности f_{FUND} заједно са естиматором. За потребе синтезе ових функција, раније представљени симулациони модели су сада надограђени. Модел адаптивног инкременталног ПИ регулатора са П дејством у локалној грани у z – домену дат је на Слици 4.15. Улази у регулатор су референца брзине и излаз естиматора брзине, док је излаз референца струје i_q . Сатуратори у моделу регулатора су диктирани ограничењима ЕП.

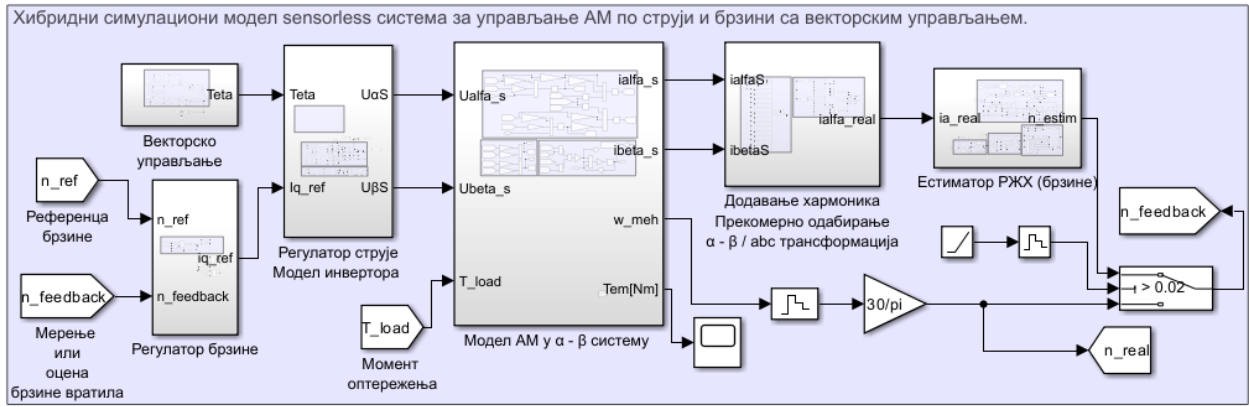
Дискретизација регулатора је спроведена по раније датој процедури за дигиталне филтре. Потпуни симулациони модел *sensorless* регулационог система по струји и брзини приказан је на Слици 4.16. Модел се заснива на шеми ЕП на Слици 4.2. и састоји се од свих раније наведених модела датих на Сликама 4.6, 4.8, 4.9, 4.10, 4.11. и 4.15. Да се приметити да је део система моделован у s – домену, АМ, модулатор, *anti-aliasing* НФ филтар, а ВУ, естиматор РЖХ, регулатори струје и брзине у z – домену. Дакле, представљени модел је хибридног типа. Сви прелази између системских учестаности извршавања активности испраћени су са кораком симулације од $T_{sym} = 0,5 \cdot T_{ADC} = 1,25 \mu s$ према прекидној рутини приказаној на Слици 4.3.



Слика 4.14. Линеарни модел *sensorless* регулационе петље по брзини.



Слика 4.15. Модел адаптивног инкременталног ПИ регулатора са измештеним П дејством.



Слика 4.16. Хибридни симулациони модел *sensorless* система за регулацију брзине на основу РЖХ.

Нормализација сигнала на излазу филтра ПО у естиматору брзине, пре уласка у ФСП, се остварује дељењем излаза друге каскаде филтра са процењеном вршном вредношћу РЖХ. Оцена вредности се остварује на основу нормализоване јачине РЖХ дате у Табели 4.3. и тренутне јачине и учестаности струје статора, које обезбеђује регулатор струје као што је раније објашњено при деловима модела приказаним на Слици 4.8. и Слици 4.10.

Усаглашавање са динамиком естиматора се постиже дефинисањем појачања ПИ регулатора уважавајући ограничења пропусног опсега система у функцији радног режима, тј. учестаности f_{FUND} према (3.47). Два непозната појачања се добијају из два аналитичка израза која описују фреквенцијски одзив система. Односно, амплитудне и фазне карактеристике, као што је раније показано на примеру основног система, полазећи од функције кружног појачања

$$L_{SC}(j\omega) = A_T \cdot A_E \cdot W_{PI}(j\omega) \cdot W_{IREG}(j\omega) \cdot W_P(j\omega) \cdot W_{EST}(j\omega), \quad (4.30)$$

система на Слици 4.14. Раније је у (3.47) уведено ограничење по пропусном опсегу регулације брзине, како би се обезбедио опсег радних режима при којима се може очекивати линеарни рад естиматора. На страну сигурности и у циљу једноставнијег прорачуна, пропусни опсег система у затвореној спреси се апроксимира пресечном учестаношћу система у отвореној спреси као $f_c \approx f_{BW_{WREG}} = f_{BW_{WREG}}^{LIMIT} \cdot f_{FUND} / f_{NOM}$, $\omega_{cw} = 2\pi f_c$. Жељени претек фазе на пресечној учестаности f_c су два улазна параметра која дефинишу фреквенцијски одзив система као

$$A_{SC}(\omega_{cw}) = |W_{PI}(j\omega_{cw}) \cdot W_{IREG}(j\omega_{cw}) \cdot A_F \cdot W_{MEH}(j\omega_{cw}) \cdot A_E \cdot W_{EST}(j\omega_{cw})| = 1, \quad (4.31)$$

$$\varphi_{SC}(\omega_{cw}) = \text{atan} \frac{k_P \omega_{cw}}{k_I} - \text{atan} \frac{J \omega_{cw}}{B} + \text{atan} \frac{\text{Im}\{W_{IREG}(j\omega_{cw})\}}{\text{Re}\{W_{IREG}(j\omega_{cw})\}} + \text{atan} \frac{\text{Im}\{W_{EST}(j\omega_{cw})\}}{\text{Re}\{W_{EST}(j\omega_{cw})\}} - \frac{\pi}{2}. \quad (4.32)$$

Да би дати представљени изрази могли да се употребе за потребе прорачуна параметара регулатора, потребно је динамичку неминимално фазних подсистема уважити у изразу (4.32). Регулациона петља по струји инхерентно уноси нулу у ДПР независно од радног режима [240]. Као што је показано у трећем поглављу, при нижим брзинама естиматор уноси додатну нулу у ДПР и то при савршеној нормализацији РЖХ за $f_{FUND} < 13$ Hz, Слика 3.26. Постојање нуле у ДПР, по Кошијевом принципу аргумента (3.78) доводи до додатне фазе у систему као

$$\varphi_{SC}(\omega_{cw}) = -\pi \pm \varphi_k + 2\pi(N - P) + \varphi_m \pi / 180^\circ, \quad (4.33)$$

где је $\pm\varphi_k$ угао свођења тригонометријске функције на погодни квадрант, претек фазе дат у степенима угла, а N број нула (корена) и P број полова функције $1 + L_{SC}(s)$. Ако се претпостави да је систем интерно стабилан што је најчешће случај код ЕП, што је и оправдано посматрајући функције преноса које чине $L_{SC}(s)$, према (3.79) се може усвојити да је $N = 0$. Ово практично значи да се у погледу Бодевих карактеристика амплитудна карактеристика може посматрати као и у случају система минималне фазе, док се на фазној карактеристици треба одузети 360° за сваку нулу коју обухвата контура Γ приликом формирања Никвистове криве. Појачања регулатора брзине се одређују из (4.28) и (4.29). Изразе је потребно кориговати тако да се уважи динамика естиматора и унутрашње петље по струји као на Слици 4.17а. Тада се полазећи од амплитудне и фазна карактеристике система (4.31) и (4.32), које садрже податак о динамици система и уважавају праву фазу система са (4.33), врши корекција параметара (4.27) као

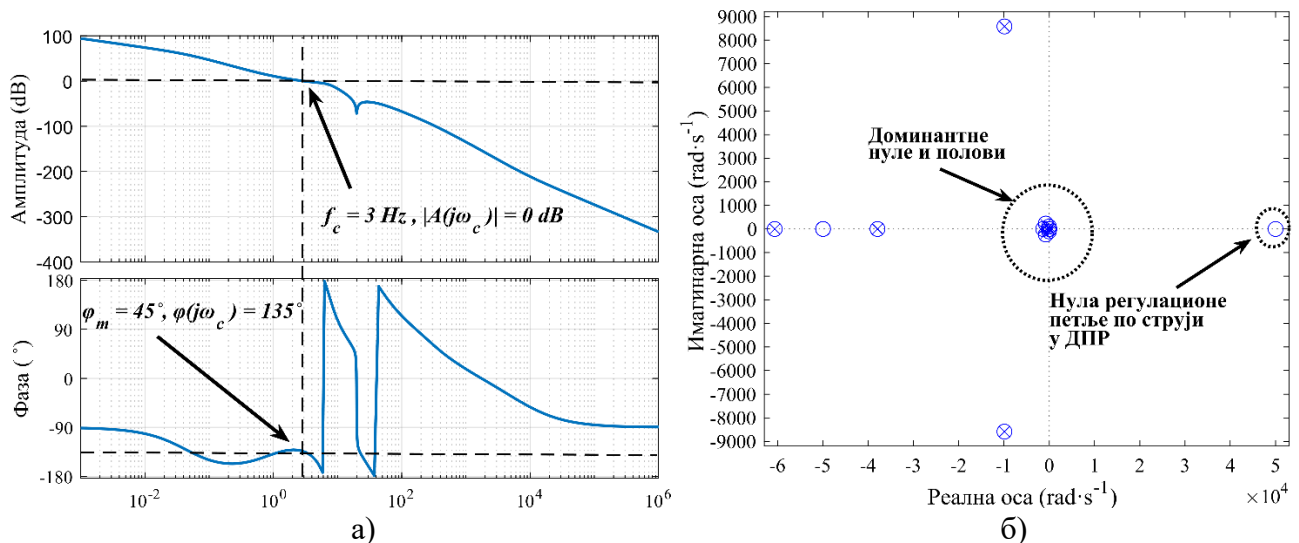
$$\xi_m = \tan \left[\varphi_{SC}(\omega_{cw}) + \frac{\pi}{2} + 0,01\omega_{cw} + 0,3694 \right], \quad (4.34)$$

$$\lambda_m = \left[(-0,000112\omega_{cw}^2 + 0,01304\omega_{cw} + 0,988)G_{AC}\sqrt{1 + \xi_m^2} \right]^{-1}. \quad (4.35)$$

Овако прорачуната појачања се адаптирају у реалном времену у функцији радног режима, $\omega_{cw} \sim f_{FUND}$, за задати претек фазе φ_m . Фреквенцијски одзив система за задати претек фазе од $\varphi_m = 45^\circ$ и при пресечној учестаности од $f_c = 3$ Hz, што одговара учестаности првог хармоника струје од $f_{FUND} = 10$ Hz, дат је на Слици 4.17а. Може се видети да дати поступак за прорачун појачања регулатора обезбеђује жељени претек фазе и жељену пресечну учестаност система. Навијање фазе у одзиву система постоји услед нула у ДПР што је уважено у прорачуну са (4.33). Постојање нула у ДПР се може уочити из функције спрегнутог преноса за систем на Слици 4.14, дате као

$$W_{SC}(s) = \frac{n_{meh}(s)}{n_{REF}(s)} = \frac{\sum_{i=0}^{11} s^i v_i}{\sum_{k=0}^{13} s^k w_k}; \quad v_i, w_k = f(f_{FUND}, f_{BW_{WREG}}, \varphi_m, J, B). \quad (4.36)$$

Систем описује 11 нула и 13 полова у функцији учестаности првог хармоника струје f_{FUND} , пропусног опсега $f_{BW_{WREG}}$, претека фазе и параметара механичког система. Положај нула и полова у комплексној равни за $f_{FUND} = 50$ Hz, $\varphi_m = 15^\circ$ и параметре механичког система дате

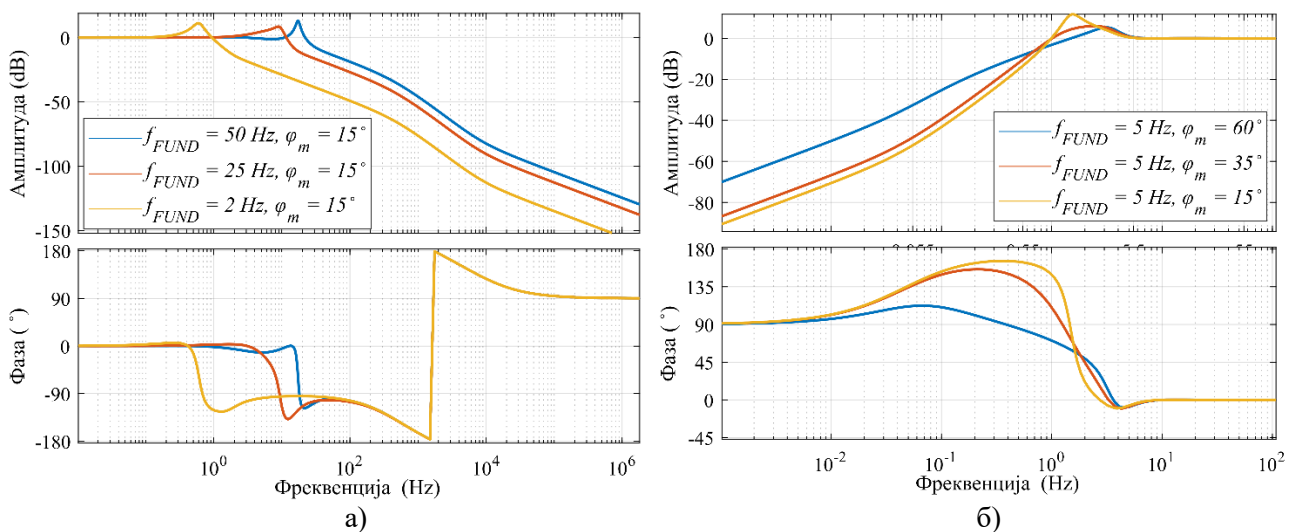


Слика 4.17. а) Фреквенцијски одзив система; б) Доминантне нуле и полови

у Табели 4.2. је приказан на Слици 4.17б. Истакнута је нула коју уносе регулациона петља по струји, као и доминантни полови и нуле *sensorless* регулационог система по брзини. Постојање нуле у ДПП услед рада естиматора се разматра при анализи стабилности у наставку. Према Слици 4.17б. систем се може знатно упростити ако се занемари динамика, нуле и полови, који суштински мало доприносе одзиву система. Ипак, сада се разматра комплетан модел система.

Према потпоглављу 3.5, претек фазе φ_m на учестаности f_c функције отвореног преноса се дефинише на основу линеарне анализе стабилности, робусности и динамичког одзива. За ове потребе, на Слици 4.18а. приказан је фреквенцијски одзив функције комплементарне осетљивости (4.36) при константном претеку фазе од $\varphi_m = 15^\circ$ за очекивани опсег радних режима у ЕП. Такође, на Слици 4.18б. дат је фреквенцијски одзив функције осетљивости (4.9) за систем отвореног преноса (4.30), са променом претека фазе при учестаности $f_{FUND} = 5 \text{ Hz}$. Може се закључити да постојање кашњења у директној и повратној грани и употреба ПИ структуре регулатора ограничава максималне перформансе система. Додатно, претек фазе функције отвореног преноса је видно умањен дејством ПИ регулатора. Односно, увећање претека фазе је могуће само уз смањење пропусног опсега, као на Слици 4.18а, а могућност за произвољним задавањем и пропусног опсега и претека фазе опада са порастом брзине.

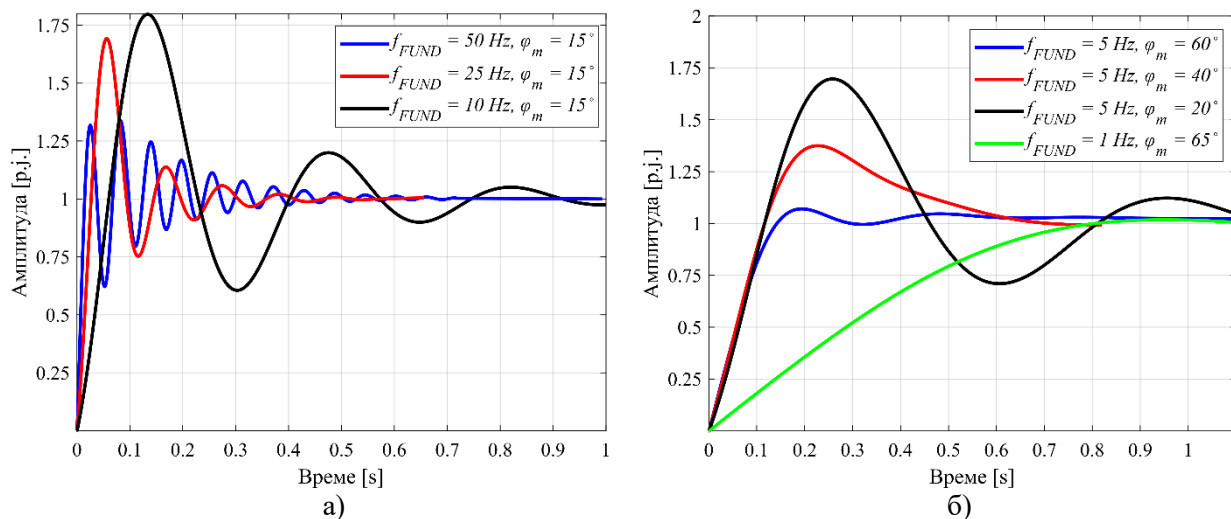
Опорављање фазне карактеристике није могуће постићи због одабране структуре регулатора, али се може постићи жељено потискивање поремећаја као на Слици 4.18б. Ипак, ово се остварује по цену појачања резонантних полова система и прескока амплитудне карактеристика, Слика 4.18а. Наведене констатације се могу интуитивније сагледати посматрањем временских одзива система на одскачну побуду приказаним на Слици 4.19. На Слици 4.18а. приказани су одзиви система на Слици 4.14. на одскачну промену референце брзине у линеарној области за $\varphi_m = 15^\circ$. Пропусни опсег система се мења са брзином АМ, тј. од 15 Hz пропусног опсега при $f_{FUND} = 50 \text{ Hz}$, до 0,3 Hz при $f_{FUND} = 1 \text{ Hz}$. Веома мали претек фазе узрокује већим прескоком у одзиву, који расте и до 80% при $f_{FUND} = 0,1 \text{ Hz}$. Према одзиву функције осетљивости на 4.18б, овакав систем пружа добро потискивање поремећаја. Када је потребно, увећањем претека фазе и смањењем пропусног опсега постиже се идеално апериодичан одзив без прескока, као на Слици 4.19б. Претек фазе се бира према функцији осетљивости тако да се очува стабилност естиматора РЖХ, а тако и целог система. За познату инерцију и појачања регулатора, максимална дозвољена брзина промене учестаности РЖХ је дефинисана са (3.55). Ово је уједно и ограничење система у погледу дозвољених промена учестаности РЖХ које настају са променом оптерећења на вратилу.



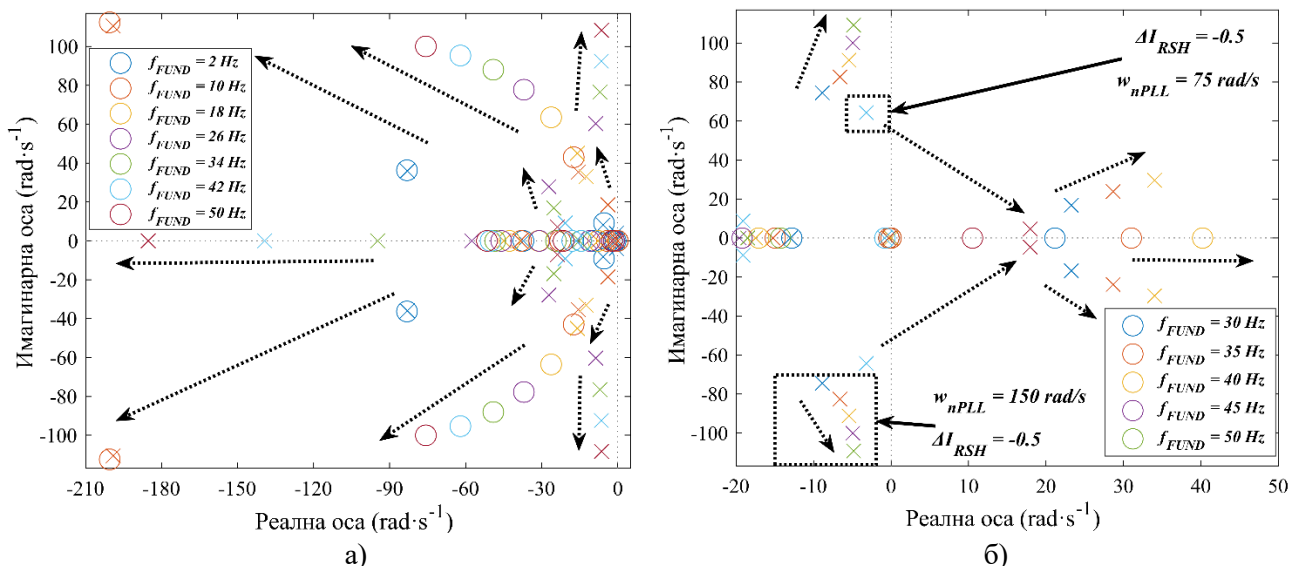
Слика 4.18. Одзиви система у фреквенцијском домену: а) функција спрегнутог преноса; б) функција осетљивости.

Нижи пропусни опсег система омогућава веће промене и осцилације у брзини вратила, велике и брзе промене учестаности РЖХ које могу довести до нестабилности. Пригушење поремећаја се постиже увећањем кружног појачања $L_{SC}(j\omega)$, тј. увећањем појачања k_I и функције осетљивости (4.9). Дакле, претек фазе је изабран према (3.55) и критеријуму стабилности ФСП естиматора (к-2). Максимални претек фазе који је могуће задати у дизајнираном *sensorless* систему зависи од положаја нула и полова у комплексној равни, који се мења са променом брзине и оптерећења мотора, тј. учестаности f_{FUND} . За усвојено ограничење максималног пропусног опсега РБ од $f_{BW_{WREG}}^{LIMIT} = 15 \text{ Hz}$ у потпоглављу 3.3, може се показати да све нуле и полови остају у ЛПР при свим очекиваним радним режимима ако се претек фазе налази у опсегу $16^\circ > \varphi_m > 0^\circ$. Изабран је претек фазе од $\varphi_m = 15^\circ$ како би се постигла максимална вредност функције осетљивости и отпорности на поремећаје. За одабрани претек фазе, положај доминантних нула и полова система у целом опсегу очекиваних радних режима представљен је на Слици 4.20а. Може се закључити да је стабилност система постигнута и да у поређењу са анализом стабилности у трећем поглављу, сада не постоји нула услед естиматора у ДПР. Доминантни полови и нуле се померају од координатног почетка са порастом брзине, што резултује мањим пребачајем, осцилацијама на вишим учестаностима и краћим временом смирења. Вишеструке комплексне нуле и полови система, заједно са малим изабраним претеком фазе, доводе до одскочног одзива система са прескоком од 77% при $f_{FUND} = 2 \text{ Hz}$ и 30% при $f_{FUND} = 50 \text{ Hz}$ и пригушеним осцилацијама.

Робусност решења на промене радних режима у ЕП приказан је на Слици 4.20а, тако да главно ограничење уносе јачина и брзина промене учестаности РЖХ. Укупна инерција ЕП, мотора и оптерећења J , може ограничити употребну вредност представљеног решења. За ЕП са мањом инерцијом захтевани пропусни опсег регулационе петље по брзини се постиже мањим појачањима регулатора што доводи до мање отпорности на поремећаје. Примена одскочног оптерећења великог интензитета на вратилу тада може узроковати брже промене учестаности РЖХ и угрозити стабилности ФСП, а и целог система. При значајним одступањима у нормализацији јачине РЖХ у естиматору, у критичном случају може настати и губитак стабилности, као на Слици 4.20б. Систем остаје стабилан ако је после нормализације реална јачина сигнала на улазу у ФСП већа од 0,85, тј. $I_{RSH} \geq 0,85$. Односно, нежељено појачање сигнала не представља проблем већ доприноси резерви стабилности. У случају да је јачина сигнала на улазу у ФСП после нормализације $I_{RSH} < 0,85$ тада може доћи до губитка стабилности на највећим брзинама. Ако је грешка у нормализацији већа од 50%, $I_{RSH} \leq 0,5$, тада при учестаностима $f_{FUND} > 32 \text{ Hz}$ у ДПР постоје и нуле и полови система, Слика 4.20б. Као што је указано у потпоглављу 3.4, ФСП је пројектована тако да се гранично задовоље услови стабилности (к-1) и (к-2). При разматраним грешкама долази до спуштања пропусног



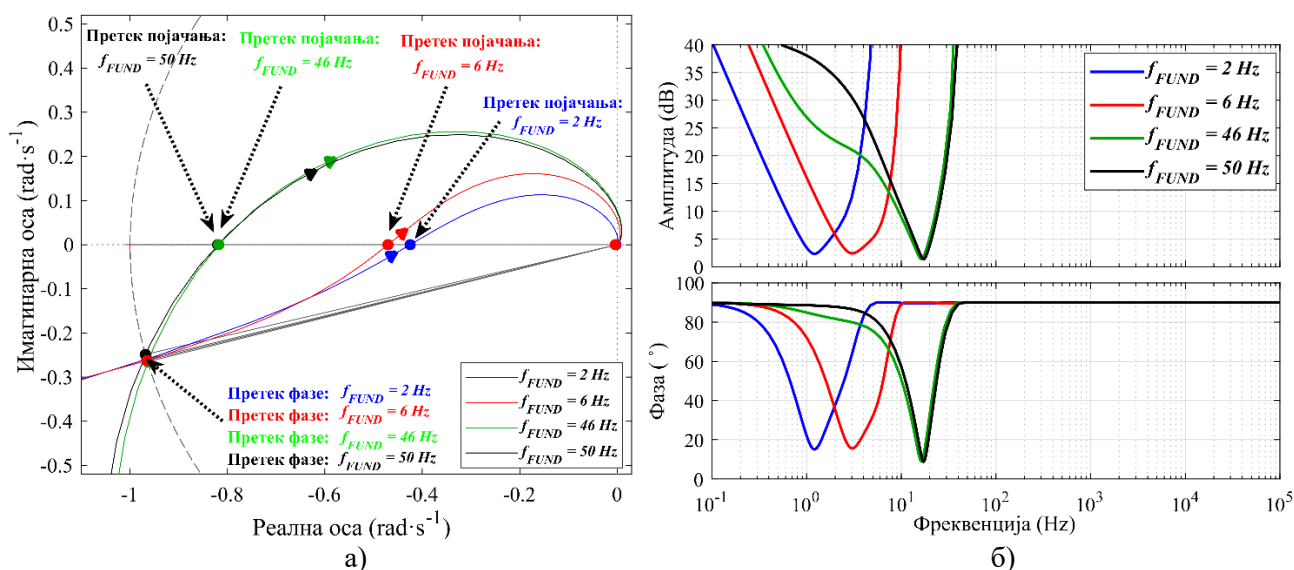
Слика 4.19. Одскочни одзиви система у функцији: а) учестаности f_{FUND} ; б) Претека фазе φ_m .



Слика 4.20. Положај полова и нула система у функцији: а) радних режима; б) грешке нормализације.

опсега ФСП, и појаве спреге при раду подсистема. Било које увећање параметара ФСП, фактора пригушења ξ или природне учестаности ω_n знатно умањује наведени проблем. Разматране грешке не могу да утичу на стабилност система ако се природна учестаност ω_n увећа на 150 rad/s. Тада, као на Слици 4.20а. при $I_{RSH} = 1$, сви полови и нуле се налазе у ЛПР независно од вредности f_{FUND} . Грешке у нормализацији од $I_{RSH} < 0,9$ нису могуће у реалном ЕП у трајном раду, па се у наставку наставља са усвојеним дизајном ФСП у потпоглављу 3.4.

Резерва стабилности система за граничне радне режиме, на малим брзинама у празном ходу и на великим брзинама са номиналним оптерећењем, приказана је на Слици 4.21. Никвистове криве су дате за изабрани претек фазе од $\varphi_m = 15^\circ$ на Слици. 4.21а. Пројектовани претек фазе је приближно константан независно од радног режима, а незнатна одступања на највећим брзинама постоје услед раније објашњених ограничења система. Претек појачања од 0,55 је највећи за $f_{FUND} = 2 \text{ Hz}$ и опада на већим брзинама до 0,2 при $f_{FUND} = 50 \text{ Hz}$, као на Слици 4.21б. При раду на номиналној брзини са номиналним оптерећењем, тј. максималним пропусним опсегом, више полова и нула значајније утиче на динамику естиматора и регулационе петље што резултује најмањом резервом стабилности од 0,144.



Слика 4.21. Испитивање стабилности: а) Никвистове криве; б) Претек фазе и претек појачања.

На најмањим брзинама у празном ходу, при $f_{FUND} = 2 \text{ Hz}$, резерва стабилности износи 0,258. Може се закључити да представљени дизајн регулационе петље по брзини са ПИ структуром регулатора обезбеђује стабилност, робусност и добру отпорност на поремећаје када се представљени естиматор користи за потребе регулације брзине. Квалитетнији одскачни одзив се може постићи без губитка општости решења обрадом референце, предиктивним дејством, диференцијалним дејством, итд. Дата анализа стабилности и робусности пружа услове унутар којих се може очекивати линеарно понашање система и који су потребни, али не и довољни услови да би могло да се гарантује за стабилност система. Ипак, нелинеарна анализа стабилности система је изостављена и биће предмет даљег истраживања.

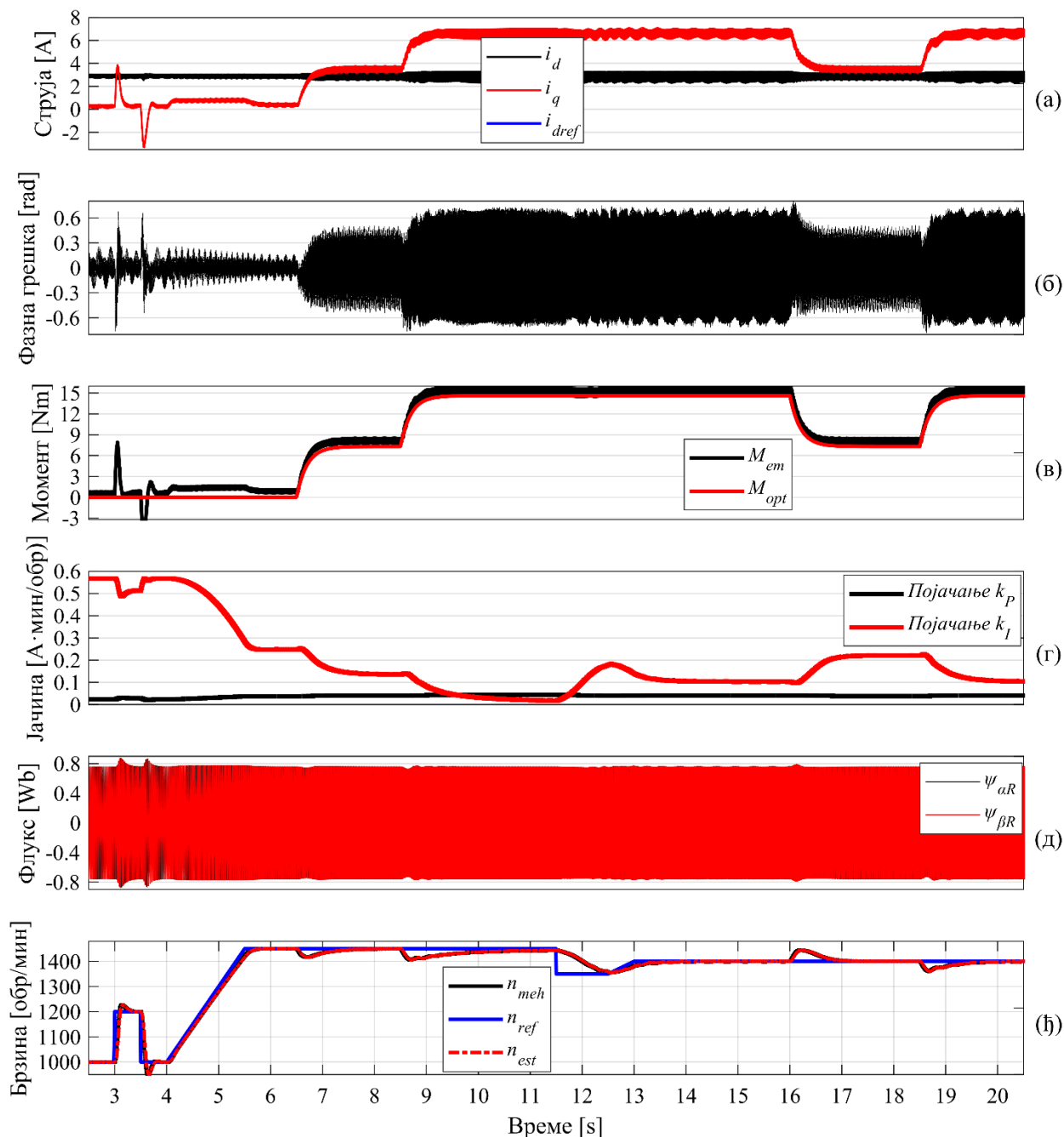
Употребом хибридног симулационог модела датог на Слици 4.16, извршено је испитивање понашања *sensorless* система. Појачања ПИ регулатора, заједно са параметрима адаптивних филтара се адаптирају у реалном времену на нивоу прекидне рутине (енгл. *on a sample-by-sample basis*). Употребом хибридног модела одређен је опсег промене појачања ПИ регулатора у функцији радних режима. Граничне вредности појачања, као и остали системски параметри регулационог система дати су у Табели 4.4. Могуће је користити и константа појачања ПИ регулатора према критичном радном режиму, по цену мање функције осетљивости система.

Резултати испитивања система приказани су на Слици 4.22. Приказана су стања битна за рад *sensorless* ВУ и регулације по брзини, док су раније разматране промене параметара у погледу рада естиматора изостављене. Током свих тестова регулатор брзине и ВУ се заснива на излазима естиматора брзине заснованог на РЖХ. Тест започиње на брзини од 1000 обр/мин у празном ходу. У $t = 3 \text{ s}$, па затим у $t = 3,5 \text{ s}$ референца брзине се одскачно мења у вредностима +200 обр/мин и -200 обр/мин респективно. Као последица дејства регулатора брзине струја i_q , а и момент силе, привремено мењају вредности као на Сликама 4.22а. и 4.22в. Остварен је стабилан одзив брзине, са очекиваним прескоком на Слици 4.22ђ. Од $t = 4 \text{ s}$ до $t = 5,5 \text{ s}$ референца брзине се мења са динамиком рампе брзином од 300 обр/мин. Током праћења рампе постоји кашњење услед астатизма система. На Слици 4.22г. може се уочити благо увећање П дејства и знатно смањење И дејства регулатора брзине. Ово повлачи већу осетљивост на поремећаје, па се у $t = 6,5 \text{ s}$ и $t = 8,5 \text{ s}$ симулира присуство оптерећења на вратилу са аперидичном динамиком, Слика 4.22в. У оба случаја, вредност оптерећења износи $0,5 \cdot M_{NOM}$. Струја i_q и момент силе узимају нешто веће вредности од номиналних после $t = 8,5 \text{ s}$ због моделованог механичког трења. *Sensorless* регулациони систем успешно потискује поремећаје у период од 0,5 s после чега брзина има жељену номиналну вредност. На страну сигурности, сви виши хармоници додати на први хармоник струје статора моделом на Слици 4.9. су појачани истом нормализацијом пре ФСП, што резултује већом грешком ФСП. У присуству оптерећења, у $t = 11,5 \text{ s}$ начињена је одскачна промена референце брзине од -100 обр/мин, а затим и промена референце по рампи +100 обр/мин у интервалу од $t = 12,5 \text{ s}$ до $t = 13 \text{ s}$.

Табела 4.4. Параметри дигиталних регулатора брзине и струје у функцији промене f_{FUND} .

Параметар регулационог система		При $f_{FUND} = 2 \text{ Hz}$	При $f_{FUND} = 50 \text{ Hz}$
П појачање регулатора брзине	k_p	0,00015048	0,0078614
И појачање регулатора брзине	k_I	0,0014402	0,0174708
Коефицијент успона	g_R		0,0028937
Коефицијент пада	g_F		0,9865418
Коефицијент пропусног опсега	α_{IREG}		0,1
Појачање векторског управљања	A_T	2,157 (2,27361)	
Скалирање излаза давача	A_E		9,5493
Момент инерције оптерећења	J_L		0,0054 kgm^2

Може се уочити спорији одзив и као последица мале промене у струји i_q и моменту силе. Коначно, у $t = 16$ s и у $t = 18,5$ s симулирају се апериодичне промене оптерећења и то прво растерећење вратила у вредности $-0,5 \cdot M_{NOM}$, а затим и поновно подизање оптерећења до номиналне вредности. При свим наведеним акцијама, струја i_d има константну номиналну вредност на Слици 4.22а. без промена, као и роторски флуксеви на Слици 4.22д. Може се закључити да је *sensorless* ВУ успешно реализовано у симулацији. Промене фазне грешке у ФСП и појачања ПИ регулатора су приказани на Сликама 4.22б. и 4.22г. респективно током трајања целог спроведеног теста. Фазна грешка се налази у границама стабилности према (3.55) при свим спроведеним тестовима чак и у знатно увећаном хармонијском садржају улазног сигнала у ФСП услед наведеног начина спроведене нормализације.



Слика 4.22. Испитивање система: а) струје у d-q систему; б) фазна грешка ФСП; в) промене момента силе; г) промене појачања ПИ регулатора; д) роторски флуксеви; њ) промене брзине.

4.5 Закључци четвртог поглавља

У поглављу је представљена методологија за синтезу регулатора брзине који се заснива на естиматору РЖХ. У првом делу поглавља представљена је структура система и одабран је закон управљања. Синтеза унутрашње регулационе петље по струји је реализована на концепту инверзије динамике у z домену уважавајући кашњења у дигиталном домену. Унутрашња петља по струји је моделована у s – домену за потребе синтезе регулатора брзине. Синтеза регулатора брзине је извршена на основу фреквенцијског одзива функције отвореног преноса уважавајући естиматор у повратној грани система, унутрашњу петљу по струји као и постојање РЖХ у пропусном опсегу регулационог система. Појачања ПИ регулатора су одређена да се постигне максимална вредност функције осетљивости. Да би се постигло добро понашање у целом радном опсегу, појачања регулатора брзине се адаптивно мењају у функцији брзине и оптерећења АМ. Извршена је линеарна анализа стабилности, робусности, дискутовани су одзиви и ограничења система при промени референце брзине и у присуству оптерећења. За ове потребе коришћени су развијени аналитички и симулациони модели. На основу остварених резултата може се закључити да се развијени естиматор брзине може једноставно употребити за потребе *sensorless* регулације брзине и векторско управљање високих перформанси.

5 Експериментална испитивања

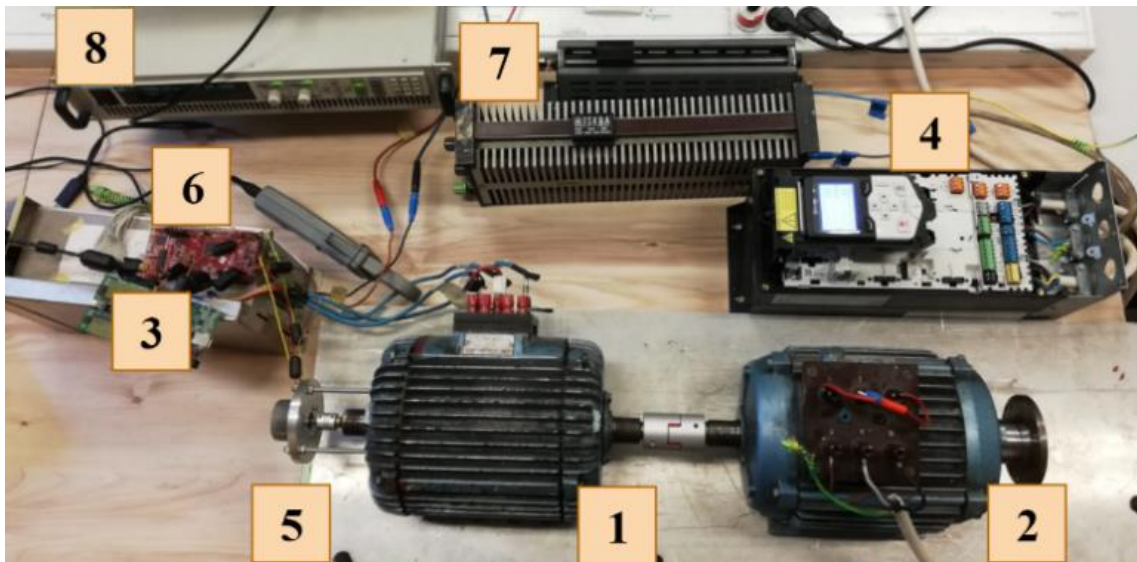
У наставку је извршено експериментално испитивање естиматора брзине и *sensorless* система за регулацију брзине засновано на РЖХ. У првом делу поглавља представљена је експериментална поставка. Извршено је пројектовање кола за мерење струје уважавајући његов утицај на остатак система у погледу кашњења и тачности мерења. Експериментално је испитана је произвољно одабрана асинхрона машина која има способност да генерише РЖХ и то за потребе добијања параметара заменске шеме и за потребе нормализације јачине сигнала на улазу у ФСП. Спроведена је анализа утицаја радних режима и регулационог система на јачину и положај РЖХ у спектру струје статора. Формирана је аналитичка зависности јачине РЖХ у функцији брзине и оптерећења мотора, као и од пропусних опсега регулационих петљи по струји и брзини. Естиматор РЖХ и *sensorless* регулациони систем који користи естиматор уместо давача брзине су испитани у опсегу радних брзина од 60 обр/мин до 1500 обр/мин, и од празног хода до номиналног оптерећења. Разматран је утицај динамике поремећаја на рад система и то при одскочним или променама по рампи оптерећења и референце брзине. Испитивање начињеног система у поглављима три и четири је организовано на следећи начин:

- верификација платформе за потребе испитивања *sensorless* регулационог система и испитивање зависности јачине РЖХ у функцији радних режима у ЕП;
- испитивање естиматора РЖХ у режиму празног хода;
- испитивање естиматора РЖХ у присуству оптерећења;
- испитивање *sensorless* система чији се рад заснива на естиматору РЖХ у празном ходу;
- испитивање *sensorless* система чији се рад заснива на естиматору РЖХ при оптерећењу.

5.1 Експериментална поставка

Експериментална поставка је приказана на Слици 5.1. Две идентичне асинхроне машине *Sever 2.ZK100L-4* су спрегнуте, купловане, преко еластичне спојнице. Машина са ознаком (1), ради у моторном, а машина са ознаком (2) у генераторског режиму рада. ЕМ су напајане са два трофазна инвертора. Инвертор *DS2000-MOOG* са ознаком (3), повезан на енергетско напајање *IT6525D 500V/20A/3kW* означено бројем (8), ради у моторном режиму са регулацијом по брзини. Напајање пружа једносмерни напон од 500 VDC. Инвертор *ABB-ACS880* означен бројем (4) је повезан на отпорнике за кочење, ознака (7), и ради у режиму регулације момента силе. *SICK STEGMANN* енкодер (5) је куплован на вратило мотора за потребе верификације излаза естиматора. Алгоритми за оцену брзине и дигитално управљање флуksom, моментом силе и брзином су имплементирани на једном процесору *TMS320F28379D* произвођача *Texas Instruments*. Процесор се налази на плочи *Launchxl-F28379D* приказан ознаком (10).

Инвертор *DS2000-MOOG* и *Launchxl-F28379D* размењују податке са давача и управљачке сигнале преко флет кабла и прилагодних кола за прилагођење сигнала са давача. *DS2000* преко сигналног конектора са 34 пина пружа приступ импулсним појачавачима за укључење и искључење транзистора. Сигнали за потребе рада импулсног појачавача се прослеђују као резултат алгоритма управљања са *Launchxl-F28379D*. *DS2000* има оптички изоловане импулсне појачаваче *HCLP 316J*, које карактерише максимална брзина рада од 500 ns (2 MHz) и опција сигнализације квара или грешке, у виду кратког споја или недозвољеног пропада напона (енгл. *undervoltage*). У зависности од хардверске конфигурације, појачавач може да ради као инвертујући или неинвертујући. Прекидачи снаге се укључују са логичком нулом (енгл. *active low*). Импулсни појачавач је у стању високе импедансе из безбедносних разлога (енгл. *pull-up*), тј. при укључењу напајања *IT6525D* прекидачи снаге су нормално отворени.



Слика 5.1. Експериментална поставка: (1) вучна машина; (2) машина у функцији оптерећења; (3) инвертор *DS2000-MOOG*; (4) инвертор за кочење *ABB-ACS880*; (5) *SICK STEGMANN* енкодер; (6) *Launchxl-F28379D*; (7) отпорници за кочење; (8) напајање *IT6525D*.

Сигналним улазима и излазима инвертора *DS2000* приступа се и давачима струје, давачу напона једносмерног међукола, свим сигнаlima грешке импулсних појачавача и остварује за ресетовање меморисаног квара, приступ напајањима јачине $+5\text{ V}$, $\pm 15\text{ V}$, 24 V , маси (0 V), итд. Мерење напона једносмерног међукола је реализовано унутар инвертора *DS2000* и током испитивања се користи само за потребе заштита. Преко сигналних улаза на *DS2000* остварује се меко пуњење кондензатора у једносмерном међуколу при укључењу *IT6525D* и одвајање отпорника за пуштање у рад. Називни подаци за оба инвертора дати су у Табели 5.1.

Мерење две струје статора се остварује давачем *CSNE151-100* унутар инвертора *DS2000*. Давач је линеаран и пружа мерење једносмерних, наизменичних и импулсних струја. Ради на принципу Холовог ефекта у затвореној спреси, где се магнетски флуks у језгру давача регулише на нулту вредност. Давач је са 1000 навојака отпорности намотаја $66\ \Omega$. У трајном раду пружа мерење струје у опсегу од $\pm 50\text{ A}$, док је максимална радна струја у опсегу од $\pm 90\text{ A}$. Давач се напаја са 12 V струјом потрошње од испод 20 mA . Струјна раздешеност давача (енгл. *offset*) је по апсолутној вредности мања од $0,15\text{ mA}$, са апсолутним дрифтом мањим од $0,6\text{ mA}$. Време одзива је до $0,2\ \mu\text{s}$ па се динамика давача може занемарити уз препоручену излазну отпорности

Табела 5.1. Називни параметри инвертора за погоњење машина.

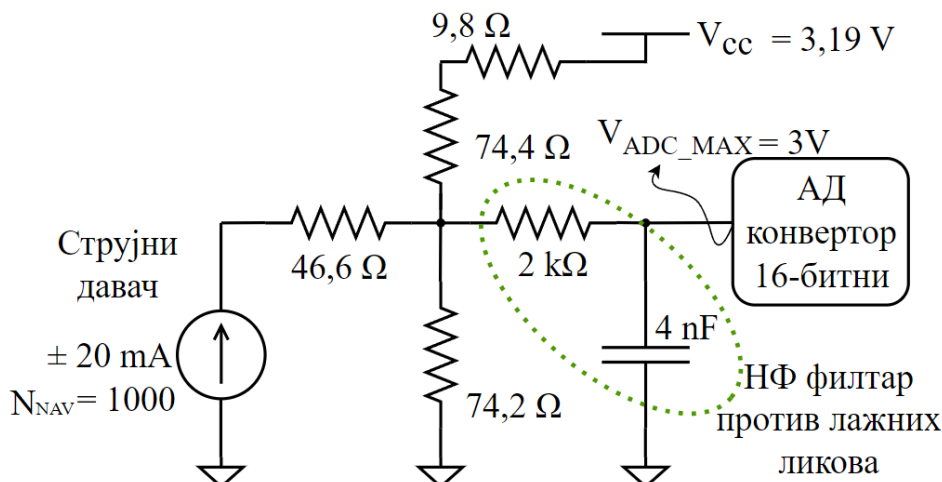
Параметри за <i>DS2000-MOOG</i>	Ознака	Вредност
Номинална ефективна струја (излаз)	I_{Meff}	14 A
Номинална ефективна струја (улаз)	I_{Meff_in}	14 A
Максимална тренутна струја	I_{Mpeak}	42 A
Улазни напон	$U_{M_in}; f_{M_in}$	230/460 V; 50/60 Hz
Параметри за <i>ABB-ACS880</i>	Ознака	Вредност
Улазни напон	U_{A_in}	400 V, 50/60 Hz
Номинална ефективна струја (улаз)	I_{Aeff_in}	4 A
Номинална ефективна струја (излаз)	I_{Aeff}	14 A
Излазна учестаност	f_{Aout}	Од 0 до 500 Hz
Привидна снага	S_{Anom}	2,8 kVA

за мерење у опсегу од 54Ω до 360Ω . Пружа тачност у мерењу од $\pm 0,5\%$, а понашање давача је од стране произвођача гарантовано за опсег радних температура од -40°C до $+85^\circ\text{C}$. У инвертору *DS2000* не постоје прилагодна кола за мерење струје, што је проверено испитивањем давача у празном ходу. Односно, када излази давача нису повезани на екстерно прилагодно коло за мерење сигнала, давач улази у засићење и на излазу даје напон од -13 V .

Давач струје даје струјни сигнал, а интегрисани АД конвертори доступни у ДСП очекују напонски сигнал у опсегу од 0 до 3V . Излази давача се преко електронске плоче за прилагођење сигнала прослеђују на предефинисане улазе на плочи са ДСП, као на Слици 5.2. Приказана шема је идентично реализована за мерење две линијске струје, док се трећа струја прорачунава под претпоставком симетричног трофазног система. Струјни сигнал давача се затвара кроз редни и оточни отпорник ка маси у разделнику напона како су улази АД конвертора и напајања V_{CC} велике импедансе. Наизменична компонента напона средње тачке је линеарна функција сигнала давача и збира редне и оточне отпорности. Напон се дели на два отпорника, а у средњој тачки се додаје напонска раздешеност употребом напонског разделника и напајања V_{CC} . Напон $V_{CC} = 3,19 \text{ V}$ се добија са излаза *DC/DC* претварача доступних на *Launchxl-F28379D*.

Одабир отпорника у колу на Слици 5.2. дефинише максимална радна струја у ЕП, падови напона и напонска раздешеност кола за мерење, жељена резолуција мерења. Отпорници су одабрани тако да се користи цео опсег АД конвертора и да се одстрани опасност од довођења негативног напона. Односно, да при струји статора од 0 A на улазу у АД конвертор постоји напон од $1,5 \text{ V}$, а да при номиналној вршној јачини струје на излазу инвертора *DS2000* у трајном раду, према Табели 5.1, напон на улазу у АД конвертор буде 3 V . Према изабраним вредностима отпорника на Слици 5.2. напон средње тачке разделника, тј. напонско раздешење, износи $1,4943 \text{ V}$. Када на улазу у АД конвертора постоји наизменични напонски сигнал вршне вредности $1,5 \text{ V}$, тада струја (напон) на излазу давача струје износи $20,2156 \text{ mA}$ ($2,44 \text{ V}$). Овај струјни сигнал, према броју навојака давача, одговара вршној вредности линијске струје статора од $20,2156 \text{ A}$, тј. ефективне вредности $14,29 \text{ A} > I_{Meff}$. Ово је и максимална ефективна вредност струје АМ коју АД конвертор са пројектованим колом може линеарно да препозна.

Филтар против лажних ликова је пројектован према учестаности прекомерног одабирања од 400 kHz уважавајући утицај кашњења филтра на рад естиматора и регулационог система. Да би се оправдала начињена занемарења утицаја НФ филтра на рад естиматора брзине и регулационих петљи у претходним поглављима, пројектован је филтар са кашњењем од 1° при учестаности улазног сигнала 2 kHz . Постављени захтев је више на страну сигурности него што постоји реална потреба, тј. дизајн НФ *RC* филтра не ограничава употребну вредност представљеног решења у поглављима три и четири.



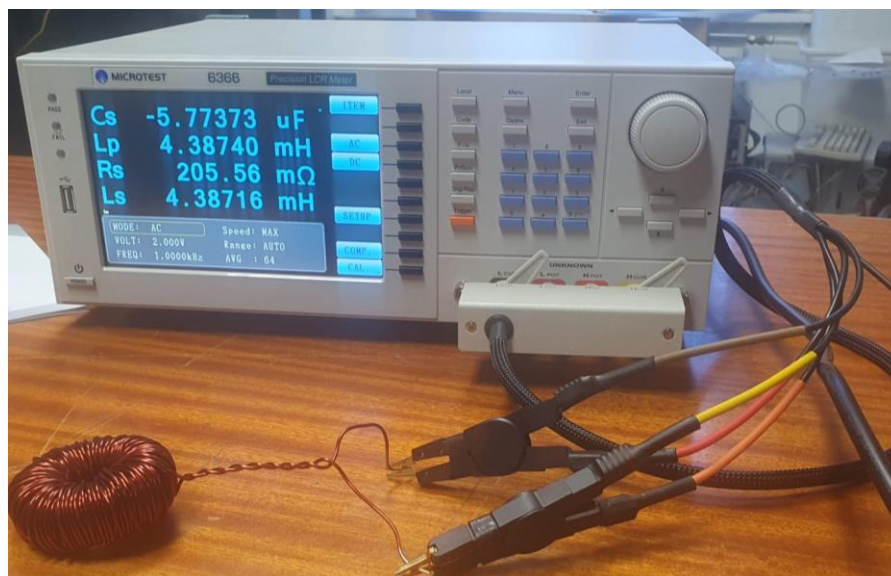
Слика 5.2. Прилагодно коло за мерење струје.

Стандардна вредност капацитивности за ове потребе је 100 nF. Ипак, да би се објективно сагледало понашање естиматора и регулационог система без утицаја кола за мерење, изабрана је доста мања вредност да би се отклонио утицај промене капацитивности и настанка дисторзија у фреквенцијском одзиву филтра на вишим учестаностима у спектру. Као резултат, одабрани су отпорник и кондензатор вредности 2 k Ω и 4 nF, респективно. Филтар резултује временском константом од 8 μ s, пропусним опсегом од 19,9 kHz и слабљењем од 20 dB на Никвистовој учестаности од 200 kHz. Промена капацитивности одабраног кондензатора са променом учестаности је испитана са RLC метром MICROTTEST 6366 приказаног на Слици 5.3. Уређај оцењује импедансу објекта на основу генерисаног тест сигнала у опсегу од 10 Hz до 500 kHz, са тачношћу излазне учестаности од $\pm 0,01$. Резултати испитавања кондензатора за оба филтра дати су у Табели 5.2. у опсегу до Никвистове учестаности. Може се уочити да су значајније промене капацитивности измештене у виши део спектра. Излаз НФ филтра се прослеђује на улазе АД конвертора. Амплитудна квантизација мереног сигнала се извршава са вредношћу кванта $q_{ADC} = 616,93 \mu\text{A}$, уважавајући конверзију са 16 бита одабрану у четвртом поглављу, док је временска квантизација одређена периодом прекомерног одабирања.

Постојање редног отпорника у RC филтру, коначна струја АД конвертора од око 40 μA , несавршеност давача, утицај температуре и других нелинеарности на рад АД конвертора и промену параметара у колу за мерење струје, изискују калибрацију давача струје. У најгорем испитаном случају, напонско раздешење улаза АД конвертора износи 95 mV, што ограничава опсег мерења вршне вредности струје статора на $\pm 18,6$ А. Компензација напонског раздешења се софтверски извршава пре сваког пуштања у рад и обезбеђује да при сваком покретању ЕП, струји статора од 0 А са и без рада прекидача у инвертору, променљива која осликава вредност

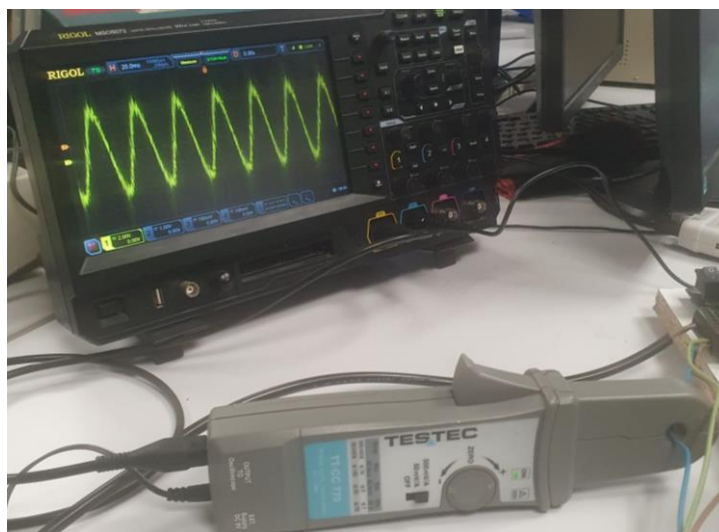
Табела 5.2. Испитивање промене капацитивности филтра са променом учестаности.

Тест учестаност [Hz]	Кондензатор фазе А [nF]	Кондензатор фазе Б [nF]
50	4,08	3,99
1.000	3,93	3,9
10.000	3,93	3,83
50.000	3,88	3,83
100.000	3,85	3,76
200.000	3,78	3,72

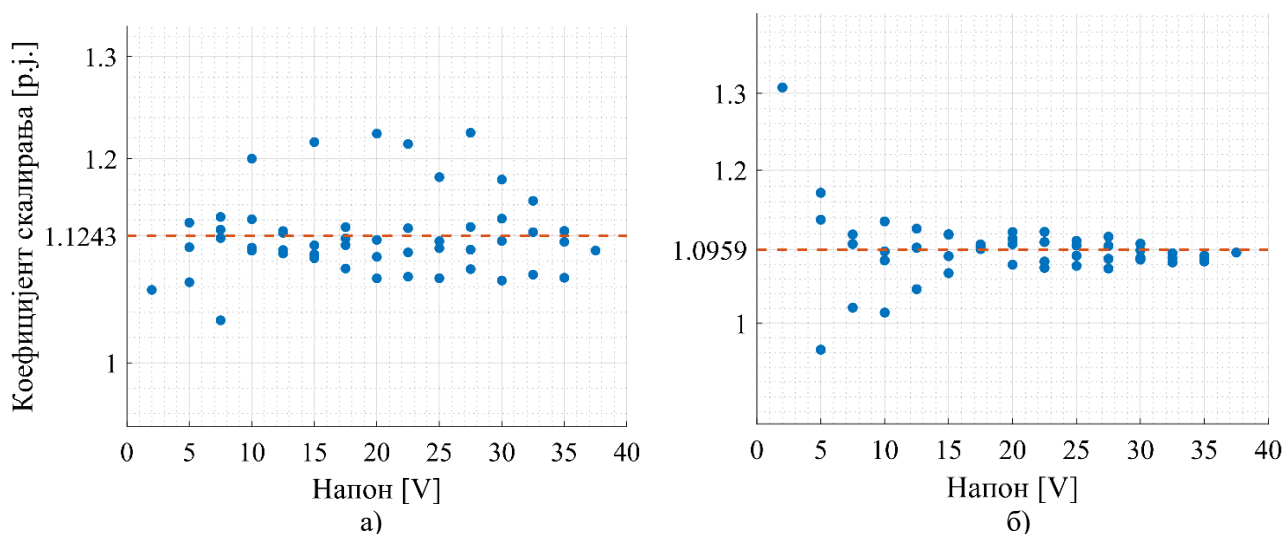


Слика 5.3. RLC метар MICROTTEST 6366.

струје у алгоритмима има вредност једнаку нули. Компензација вршне вредности се постиже скалирањем резултата АД конверзије. Коefицијенти за скалирање су одређени испитивањем кола за мерење када инвертор ради са трајно затвореним прекидачима у предефинисаној конфигурацији, тј. без употребе *PWM* и када да на излазу постоје једносмерне струје. Промена струје у опсегу од ± 6 А се постиже променом излазног напона инвертора у опсегу $\pm 37,5$ V са корацима од по 2,5 V. Опсег је одабран према номиналној струји испитиване АМ. Током сваког теста, тј. при сваком кораку задатог напона, линијске струје се једновремено мере на два начина. Струје на прикључним крајевима АМ се мере струјном сондом и подаци се снимају на осцилоскопу. За ове потребе се користе осцилоскоп *Rigol MSO5072* и сонда *TESTEC TT-CC 770* пропусног опсега 1 MHz, опсега мерења до 70A, осетљивости 0,05V/A, са временом успона од 0,35 μ s, приказани на Слици 5.4. Добијена мерења се пореде са вредностима струја доступним у меморији ДСП, тј. после струјног давача, прилагодног кола и АД конверзије. За поређење се користе усредњене вредности мерења на интервалу од 5 s. Односи сондом измерених струја и струја прикупљених из меморије ДСП у функцији примењених напона за оба давача дати су на Слици 5.5. Резултати АД конверзије се скалирају средњим одступањем и то за давач у фази А са 1,1243 док за давач у фази Б са 1,0959. Дигитална прекострујна заштита је подешена на 18 А, са временом реаговања од 825 μ s чиме се смањују пренапони на прекидачима инвертора.



Слика 5.4. Осцилоскоп *Rigol MSO5072* и струјна сонда *TESTEC TT-CC 770*.



Слика 5.5 Утицај кола за мерење на тренутну вредност мерене струје: а) фаза А; б) фаза Б.

SICK STEGMANN енкодер приказан на Слици 5.1. са ознаком (5) се користи за испитивање естиматора брзине, верификацију регулације струје и ВУ. Напон од 5 V за потребе рада енкодера је обезбеђен са плоче *Launchxl-F28379D*. Енкодер карактеришу максимална радна температура од 100 °C, максимална влажност од 90%, заштита *IEC 60259 IP40*. На излазу пружа два сигнала, фазу А и Б померене за половину ширине прозора, са резолуцијом од 4096 импулса по механичком обртају. Сигнали са енкодера се доводе преко прилагодних кола на периферију ДСП за обраду енкодерских импулса *eQEP*. Прилагодно коло чине кола са прилагођење напонског нивоа сигнала и оточни кондензатори за отклања жељеног шума.

eQEP периферију чини више модула који као резултат дају податак о позицији вратила, смеру обртања, итд. Конфигурацијом модула за увећање резолуције (енгл. *Quadrature Decoder Unit – QDU*), декодирање енкодерских импулса се ради употребом свих ивица на обе фазе, чиме се резолуција мерења увећава четири пута за исту периоду одабирања или одабрано јединично угаоно растојање. Излази *QDU* модула су сигнал сата за промену вредности и сигнал који садржи податак у ком смеру вредност треба да се промени. Ови сигнали се прослеђују на контролни модул са временским бројачем који се увећава или смањује са променом позиције вратила, тј. дејством обрађених сигнала са *QDU* модула. Вредност бројача је податак о позицији ротора θ_{enc} , који се ресетује после сваке ротације. Вредности бројача су доступне у регистрима периферије којима се приступа по покретању алгоритма. Податак се према Слици 4.3. чита једном по периоди рада регулације T_{REG} . Резолуција мерења позиције вратила износи 383,5 μ rad. Током трајања једне прекидне рутине промена позиције вратила износи

$$\theta_{enc}(n) = \theta_{enc}(n-1) + \int_{(n-1)T_{REG}}^{nT_{REG}} \Omega_{enc} dt. \quad (5.1)$$

Брзина се рачуна у зависности од опсега радних брзина посматрањем промене положаја по јединичном времену или инкремента времена по јединичном померају, редом користећи изразе

$$\Omega_{enc}(nT_{REG}) \approx \frac{\theta_{enc}(nT_{REG}) - \theta_{enc}((n-1)T_{REG})}{T_{REG}} = \frac{\Delta\theta_{enc}}{T_{REG}}, \quad (5.2)$$

$$\Omega_{enc}(n) \approx \frac{\theta_x}{T_x(n) - T_x(n-1)} = \frac{\theta_x}{\Delta T_x}, \quad (5.3)$$

где је $\Omega_{enc}(nT_{REG})$ вредност механичке брзине вратила у тренутку nT_{REG} , $\theta_{enc}((n-1)T_{REG})$ и $\theta_{enc}(nT_{REG})$ позиције вратила при два узастопна извршавања алгоритма регулације, $T_x(n-1)$ и $T_x(n)$ почетак и крај временског интервала потребног да се пређе одабрано угаоно растојање θ_x . Резултати прорачуна се усредњавају на четири периоде регулације и користе за потребе експеримента. Брзина се рачуна са (5.3) када је $n_{meh} < 30$ обр/мин, уз помоћ модула за мерење времена између два догађаја. При брзинама $n_{meh} \geq 30$ обр/мин, брзина се рачуна са (5.2) да би се увећала тачност мерења. Алгоритам се аутоматски пребацује са једног на други израз са хистерезисом од 10 обр/мин. Квантизациони шум услед мерења брзине постоји унутар пропусних опсега регулационих петљи по струји и брзини и ограничава понашање ЕП. Утицај шума се може редуковати применом опсервера који као улаз користи податке са давача брзине [46]. Како се енкодер користи само за верификацију остварених резултата, шум и средње кашњење у повратној грани од 80 μ s при мерењу брзине нису уважени без губитка општости због ниских пропусних опсега регулације брзине разматраних у дисертацији.

У наставку је извршено испитивање асинхроне машине *Sever 2.ZK100L-4*, за обе спреге, звезда и троугао. Од инструмената су коришћене напонске и струјне сонде са осцилоскопом на

Слици 5.4, два волтметра, два амперметра и један ватметар. При свим тестовима су једновремено мерени линијски напони и струје на прикључним крајевима АМ аналогним инструментима и путем сонди снимани на осцилоскопу. Параметри су измерени и са *RLC* метром *MICROTEST 6366*, а резултати су дати у Табели 5.3, Отпорност статорског намотаја по фази је одређена применом једносмерног напона са *IT6525D* и за везу у троуглу износи 13,127 Ω . Отпорност роторског намотаја је одређена из режима кратког споја, закоченог ротора, из снаге губитака и струје кратког споја намотаја статора занемарујући губитке у гвожђу. Снага је одређена Ароновом спрегом са два амперметра и ватметром. Сваки тест је поновљен три пута и мерења су усредњена за опсег напона од 17 V до 170 V, при ефективним вредностима струја од 0,5 A до 5 A. Тестови су рађени при номиналној учестаности од 50 Hz док је промена јачине напона остварена са трофазним аутотрансформатором. Отпорност роторског намотаја по фази од 10,5025 Ω је израчуната одузимањем отпорности статорског намотаја од отпорности кратког споја. Укупна индуктивност расипања одређена је из односа напона и струје, импедансе, кратког споја уважавајући отпорности намотаја. Под претпоставком начињеној у потпоглављу 2.2, индуктивности расипања статора и ротора су једнаке и износе 41,2124 mH.

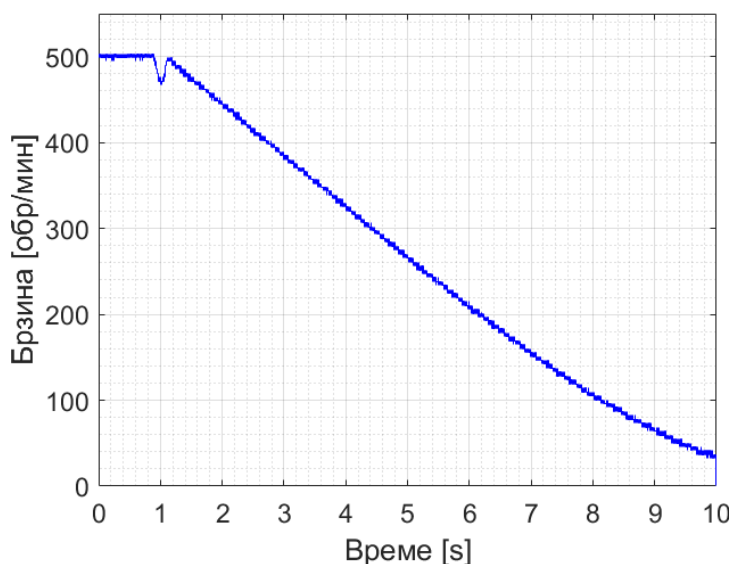
Индуктивност гране магнећења одређена је из огледа празног хода. На крајеве АМ је примењен напона са трофазног аутотрансформатора номиналне јачине и учестаности 3x380V, 50 Hz. Поново је коришћена Аронова спрега са два амерметра и једним ватметром. Напон је постепено подизан до 380 VAC путем трофазног аутотрансформатора, када су линијске струје редом имале јачину 2,073 A и 2,05 A. На основу прорачуна импедансе празног хода и параметара одређених из огледа кратког споја, добија се вредност реактанса гране магнећења по фази АМ везане у троугао од 257,076 Ω , а и индуктивности магнећења од 818,3 mH. Из струје празног хода при номиналној јачини напона, уважавајући отпорност намотаја статора одређена је номинална струја $I_{ANOM} = 2,915$ A за потребе ВУ. Према називној плочици

Табела 5.3. Испитивање параметара машине са *RLC* метар *MICROTEST 6366*.

Параметри по фази машине везане у троугао				
Ознака фазе	f_{FUND} [Hz]	R_S [Ω]	$L_{\gamma S}$ [mH]	X [Ω]
Zab	50	13,9014	41,4372	13,0179
Zbc	50	13,9590	40,7560	12,8039
Zac	50	13,9963	41,3751	12,9984
Средња вредност		13,9522	41,1894	12,9400
Параметри по фази машине везане у звезду				
Ознака фазе	f_{FUND} [Hz]	R_S [Ω]	$L_{\gamma S}$ [mH]	X [Ω]
Za	50	4,64841	13,8746	4,35882
Zb	50	4,66773	13,6467	4,28723
Zc	50	4,63628	13,6678	4,29387
Средња вредност		4,65080	13,7297	4,31331
Параметри по фази машине везане у звезду				
Ознака фазе	f_{FUND} [kHz]	R_S [Ω]	$L_{\gamma S}$ [mH]	X [Ω]
Za	12,5	478,340	34,6290	2719,75
Zb	12,5	446,900	33,4760	2629,20
Zc	12,5	459,000	33,9900	2669,57
Средња вредност		461,413	34,0317	2672,84

је одређена и номинална струја $I_{qNOM} = 6,597\text{A}$. Сведена индуктивност за потребе ВУ у троуглу износи $L_m^2/L_R = 779,075\text{ mH}$. Заменом прорачунатих параметара у (4.5) при ВУ, добија се вредност момента силе од $14,984\text{ Nm}$ која веома добро одговара вредности на плочици од 15 Nm . Параметри АМ добијени путем експерименталних испитивања сведени на спрегу у звезду су дати раније у Табели 4.2, за потребе параметара регулатора струје. Добијени параметри су додатно проверени са *RLC* метром *MICROTEST 6366*, Слика 5.4. Вредности параметара добијене *RLC* метром су дате у Табели 5.3, за спрегу намотаја у звезду и троугао. Додатно је одређена импеданса АМ на учестаности прекидања. Може се видети да резултати добијени *RLC* метром одговарају резултатима добијеним путем спроведених испитивања. Сваки од тестова је више пута поновљен. Коначне вредности су добијене усредњавањем тестова по фази, а затим усредњавањем резултата добијених при све три комбинације фаза као у Табели 5.3. У наставку је током свих спроведених експеримената намотај статора везан у троуглу.

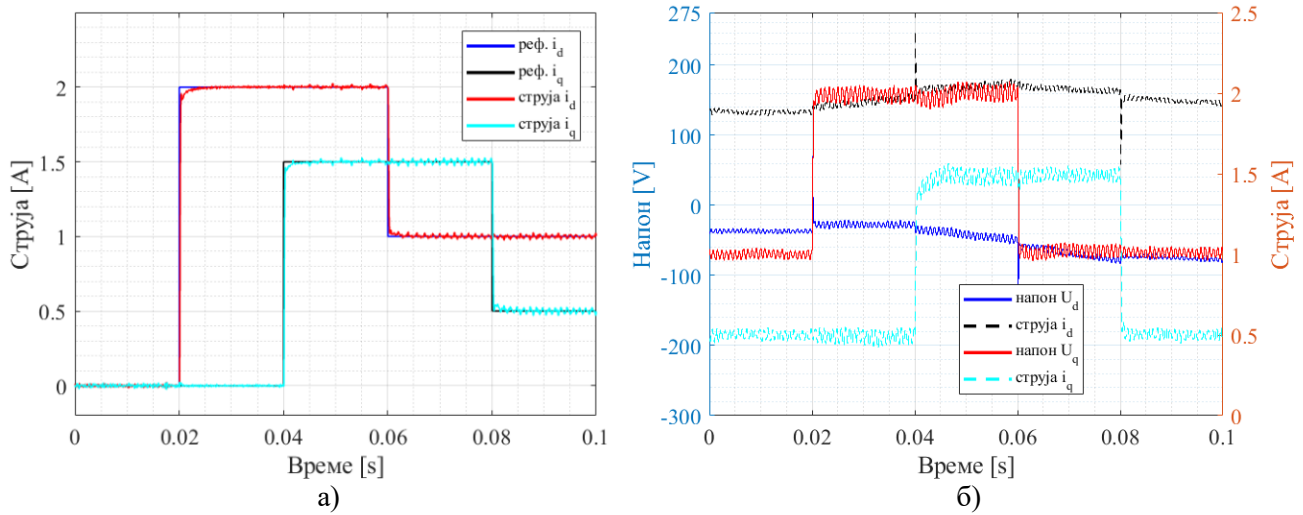
На крају је извршено одређивање коефицијента механичког трења у систему *B*. Брзина се регулише употребом енкодера на 500 обр/мин без присуства оптерећења на вратилу као на Слици 5.6. Сниман је одзив брзине при нагом искључењу напајања. Нагли пропад у брзини на почетку теста је последица напајања и за потребе овог теста је занемарен. Посматра се време које је потребно да брзина падне на 0 обр/мин . Коефицијент трења је одређен на основу времена успона одзива од 90% до 10% , T_u , као $B \approx 2,2 J_M T_u = 0,00316\text{ Nm/(rad/s)}$.



Слика 5.6. Експериментално одређивање механичког трења.

5.2 Испитивање јачине РЖХ у функцији радних режима

У наставку се укратко испитује унутрашња регулациона петља по струји, векторско управљање и регулација брзине када се у повратној грани користи излаз са енкодера. После верификације платформе извршиће се испитивање јачине РЖХ у функцији радних режима и пропусних опсега регулационих петљи по струји и напону. Регулациона петља по струји је испитана са произвољно задатом учестаношћу обртног координатног система. Одзиви струја i_d и i_q са променом референци при углу координатног система једнаком 0 дати су на Слици 5.7а. Сада не постоји ЕМС, тј. поремећај који би утицао на одзиве струја и инвертор ради као *DC/DC* претварач. Референца струје i_d се мења одскочно са 0 , на 2 A , па на 1 A . Референца струје i_q се мења истом динамиком и то са 0 , на $1,5\text{ A}$ па на $0,5\text{ A}$. Одзиви струја на Слици 5.7а. указују да постоји распрегнута управљање по струјама у квадратури. Одзиви су без



Слика 5.7. Испитивање регулације струје при: а) $f_{FUND} = 0$; б) $f_{FUND} = 50$ Hz.

прескока са пропусним опсегом петље од 1,7 kHz при $\alpha_{IREG} = 0,4$. Време одзива струје на задату референцу је 8 периода регулације што одговара закључцима у четвртом поглављу.

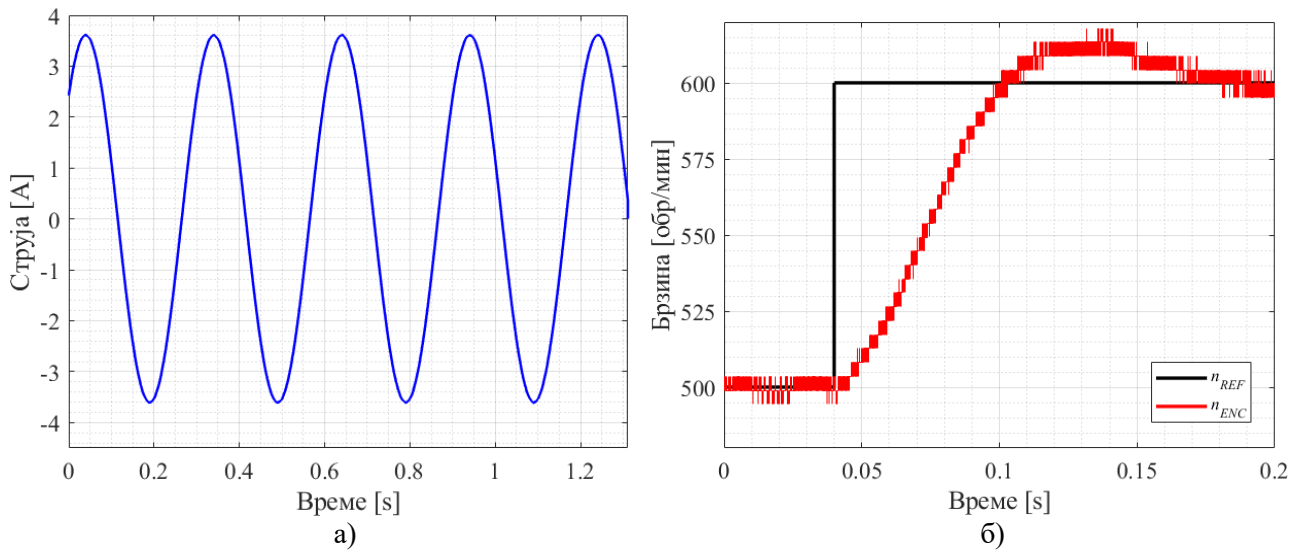
Наредни тест је урађен при номиналној учестаности, $f_{FUND} = 50$ Hz, како би се размотрио утицај ЕМС и ограничења инвертора у виду управљачких променљиви. Промене референци струја су исте као у претходном тесту. Параметар $\alpha_{IREG} = 0,1$ у овом и свим наредним тестовима. На Слици 5.7б. су показани одзиви струја и управљачки напони по d и q оси. Могу се уочити брзе и кратке промене напона по осамма у тренутку промене референце, као и да у таласним облицима струја постоје валовитости услед виших хармоника ЕМС. Може се видети да присуство ЕМС успорава одзиве струја услед недовољног управљачког дејства. У $t = 0,04$ s струја $i_d = 2$ A и услед постојања ЕМС напони по осамма d и q имају вредности различите од нуле. При промени референце струје i_q са 0,5 A на 1,5 A, напон по q оси узима вредност од 250 V. За напон једносмерног међукола од 500 V и за изабрану технику модулације при извршеним променама настаје напонска маргина и регулација по струји узлази у засићење. Овај феномен се испољава и при нижим референцама струје при присуства оптерећења, тако да је битан за постављање ограничења у наредним тестовима.

Испитивање векторског управљања је реализовано софтверским постављањем излаза енкодера на нулту вредност. Тада је излаз алгоритма ВУ угао клизања, тј. $\theta_{FOC} = \theta_{slip} + \theta_{enc} = \theta_{slip}$. Овај угао се прослеђује регулатору струје за потребе позиционирања d - q система. Тада постављањем референци струја на номиналну вредност, према Табели 4.2, у случају добре оцене роторске временске константе, учестаност струја има учестаност номиналног клизања

$$\omega_s = \omega_{enc} + \omega_{kn} = 0 + \omega_{kn} = \omega_{kn} = \frac{R_R}{L_R} \frac{i_{qn}}{i_{dn}}; i_{sn} = \sqrt{i_{qn}^2 + i_{dn}^2}. \quad (5.4)$$

При описаном тесту, таласни облик струје статора је приказан на Слици 5.8а. Учестаност статорских струја износи 3,33 Hz што одговара номиналном клизању АМ од 100 обр/мин. У сваком наредном тесту, осим ако то није експлицитно другачије речено, подразумеваће се да регулатор струје користи угао којим резултује рад алгоритма за векторско управљање и да је референца флукса постављена на номиналну вредност, тј. $i_{dNOM} = 2,915$ A.

У циљу верификације симулационог модела на Слици 4.16. и методологије за прорачун параметара регулатора брзине, (4.25) – (4.29), на Слици 5.8б. је дат одскочни одзив система регулисаног по брзини са енкодером. У $t = 0,04$ s задата је одскочна промена референце брзине



Слика 5.8. Испитивање система: а) векторско управљање; б) регулација брзине са енкодером.

са 500 обр/мин на 600 обр/мин. Регулатор брзине је подешен на пресечну учестаности од 7 Hz са претеком фазе од 35° . Према симулационом моделу и резултатима приказанима на Сликама 4.19б. и 4.22ђ. наведена појачања резултују прескоком од 8,15%. На Слици 5.9б. приказан је експериментални одзив, пропусног опсега од 7,7 Hz и са, занемарујући шум енкодера, тачно пројектованим прескоком. Може се закључити да симулациони модел веома добро описује разматрани систем. Такође, овим тестом је извршена и верификација платформе за потребе испитивања естиматора брзине и *sensorless* ВУ и регулације по брзини у наставку.

У наставку су испитани утицаји радних режима и пропусних опсега регулационих петљи на јачину РЖХ. Циљ тестова је формирати функцију за нормализацију РЖХ пре уласка у ФСП. При свим тестовима су таласни облици струје статора снимани у *RAM* меморији ДСП и на осцилоскопу коришћењем струјне сонде са циљем потврде резултата. Утицај јачине првог хармоника струје на јачину РЖХ је посматран при регулисаној брзини од 450 обр/мин, 15 Hz. Струја се мења у опсегу од 0,5 А до 8,5А у корацима од по 0,25 А. Извршено је пет мерења за сваку радну тачку и применом *FFT* алгоритма одређена је јачина РЖХ. Усредњени резултати, где су одступања углавном била занемарива, су дати у Табели 5.4. Трећа колона представља захтевано појачање РЖХ на излазу филтра ПО које обезбеђује јединичну јачину сигнала на улазу у ФСП, тј. $G_{RSH}^{AK} = 1/I_{RSH}$. Резултати су циљано дати са већим бројем децимала како је периода рада алгоритма 20 μ s, уважавајући примену аритметике са покретним зарезом. Може се уочити пораст односа јачина првог хармоника струје статора и РЖХ са порастом јачине струје, тј. оптерећења I_{lin}^{MAX}/I_{RSH} . Дата зависност се може јако приближно апроксимирати као

$$g_a(x) = p_1x^4 + p_2x^3 + p_3x^2 + p_4x^1 + p_5, \quad x = I_{lin}^{MAX}(t), \quad (5.5)$$

где $p_1 = 0,3095$, $p_2 = -6,458$, $p_3 = 48,66$, $p_4 = -151,8$, $p_5 = 211$. Нормализација РЖХ на улазу у ФСП се може одрадити по промени јачине струје при константној брзини од 15 Hz као

$$I_{RSH}^{AK}(t) = I_{BPF}(t) \cdot g_a[I_{lin}^{MAX}(t)]. \quad (5.6)$$

Овако се постиже јединична јачина РЖХ на излазу филтра ПО, али при једној брзини. Затим је анализиран утицај брзине вратила на јачину РЖХ. Тестови су рађени при регулисаној струји од 2,5А, тј. константном оптерећењу. Тестови су спроведени на идентичан начин као

Табела 5.4. Промена вршне вредности РЖХ у функцији јачине струје првог хармоника.

I_{lin}^{MAX} [A]	I_{RSH} [A]	I_{lin}^{MAX} / I_{RSH}	Потребно појачање РЖХ G_{RSH}^{AK}
0,5	0,004352	114,9	229,7789894
0,75	0,008214	91,3	121,7384
1	0,007237	138,2	138,1765758
1,25	0,011045	113,2	90,53515329
1,5	0,013974	107,3	71,56300765
1,75	0,01618	108,2	61,8044425
2	0,018543	107,8	53,92744601
2,25	0,020639	109	48,45289894
2,5	0,021612	115,7	46,27144682
2,75	0,021861	125,8	45,74286411
3	0,022132	135,5	45,18290038
3,25	0,021817	149	45,8469537
3,5	0,0214	163,5	46,72897196
3,75	0,021361	175,53	46,81384941
4	0,020632	193,8	48,46863352
4,5	0,019825	227	50,44187079
5	0,018769	266,4	53,27877587
5,5	0,017741	310	56,36597299
6	0,017395	344,9	57,48662717
6,5	0,016836	386	59,3951201
7	0,015821	442,4	63,20712976
7,5	0,015636	479,6	63,95272614
8	0,013928	574,4	71,79781735
8,5	0,013833	614,5	72,29298903

у претходном случају, једновременим снимањем струја на осцилоскопу и ДСП и применом *FFT* алгоритма над резултатима добијеним путем струјне сонде у циљу постизања веће резолуције алгоритма. Брзина је мењана у корацима од 150 обр/мин до 1450 обр/мин. Усредњени резултати су дати у Табели 5.5. Трећа колона представља захтевано појачање РЖХ у функцији брзине на излазу филтра ПО које обезбеђује јединичну јачину РЖХ на улазу у ФСП, тј. $G_{RSH}^{AK,FK} = 1/I_{RSH}$. Може се видети да промена брзине знатно утиче на јачину РЖХ и да знатно опада на нижим брзинама. Промене учестаности РЖХ дате у Табели 5.5. су такође резултат *FFT* алгоритма. Зависност јачине РЖХ од учестаности првог хармоника струје се може апроксимирати као

$$g_f(x) = c_2 x^2 + c_1 x^1 + c_0, \quad x = f_{FUND}(t) \text{ [Hz]}, \quad (5.7)$$

где су $c_2 = 2,533 \cdot 10^{-6}$, $c_1 = -0,004448$, $c_0 = 2,386$. Нормализација РЖХ на улазу у ФСП се може одрадити по промени брзине, при константној јачини струје од 2,5 А као

$$I_{FK}^{AK}(t) = I_{BPF}(t) \cdot g_a[I_{lin}^{MAX}(t)] \cdot g_f[f_{FUND}(t)]. \quad (5.8)$$

Табела 5.5. Промена вршне вредности РЖХ у функцији учестаности првог хармоника струје.

n_{meh} [обр/мин]	f_{FUND} [Hz]	I_{RSH}^{AK} [A]	Потребно појачање РЖХ $G_{RSH}^{AK,FK}$	f_{RSH} [Hz]
150	5,04	0,18723	5,340900796	115,04
250	8,38	0,41375	2,416939848	191,713
350	11,75	0,64686	1,545932754	268,417
450	15,03	1,02028	0,980119261	345,03
550	18,37	1,02885	0,971956149	421,703
650	21,71	1,30243	0,767797547	498,377
750	25,04	1,8029	0,554661934	575,04
850	28,38	1,83255	0,545688696	651,713
950	31,72	1,66038	0,602271769	728,387
1050	35,06	2,18725	0,457195805	805,06
1150	38,39	1,95149	0,51242984	881,723
1250	41,79	2,08831	0,478856873	958,457
1350	45,05	2,26236	0,442016953	1035,05
1450	48,39	1,86831	0,535243797	1111,72

Тестови су до сада спроведени са пропусним опсегом регулације по брзини од 2 Hz и пропусним опсегом регулације по струји од 400 Hz. Анализира утицај повећања пропусног опсега са 2 Hz на максимални циљани пропусни опсег *sensorless* система од 15 Hz на јачину РЖХ после нормализације са (5.8) је дата у наставку. Потребна појачања у функцији брзине обртања и за наведени пропусни опсег су дата у Табели 5.6. Може се видети да сигнал $I_{FK}^{AK}(t)$ има приближно жељену јединичну вредност при учестаностима РЖХ већим од 300 Hz. На нижим учестаностима се РЖХ приближава пропусном опсегу петље и настаје слабљење које је потребно компензовати како би се очувала динамика ФСП према анализи стабилности у четвртом поглављу. Апроксимирањем појачања из четврте колоне у функцији учестаности као

$$g_{BW}(x) = u_4x^4 + u_3x^3 + u_2x^2 + u_1x^1 + u_0, \quad x = f_{FUND}(t) [Hz], \quad (5.9)$$

где су $u_4 = 1,54 \cdot 10^{-11}$, $u_3 = -4,37 \cdot 10^{-8}$, $u_2 = 4,47 \cdot 10^{-5}$, $u_1 = -1,94 \cdot 10^{-2}$, $u_0 = 4,02$, постиже се нормализација РЖХ и по пропусног опсегу петљи, када се укупна функција може написати као

$$I_{RSH}^G = I_{BPF}(t)g_a[I_{lin}^{MAX}(t)]g_f[f_{FUND}(t)]g_{BW}[f_{FUND}(t)] = I_{BPF}(t)g_T[I_{lin}^{MAX}(t), f_{FUND}(t)]. \quad (5.10)$$

На овај начин се постиже одступање у нормализацији јачине РЖХ од максималних $\pm 5\%$ при сваком радном режиму и пропусном опсегу петљи, тј. обезбеђује се сигнал на улазу у ФСП приближно јединичне амплитуде, $I_{RSH}^G = I_{RSH} \approx 1$. Мапирање потребних појачања, функције $g_T[I_{lin}^{MAX}(t), f_{FUND}(t)]$ у функцији радних режима, брзине и оптерећења, дато је на Слици 5.9. На основу Слике 5.9. и функција (5.5), (5.7), (5.9) одређују се потребни коефицијенти функције нормализације, дати у Табели 5.7. Нормализација се извршава у реалном времену и захтева само осам коефицијената, тј. занемариво мало меморије. Функција нормализације је дата као

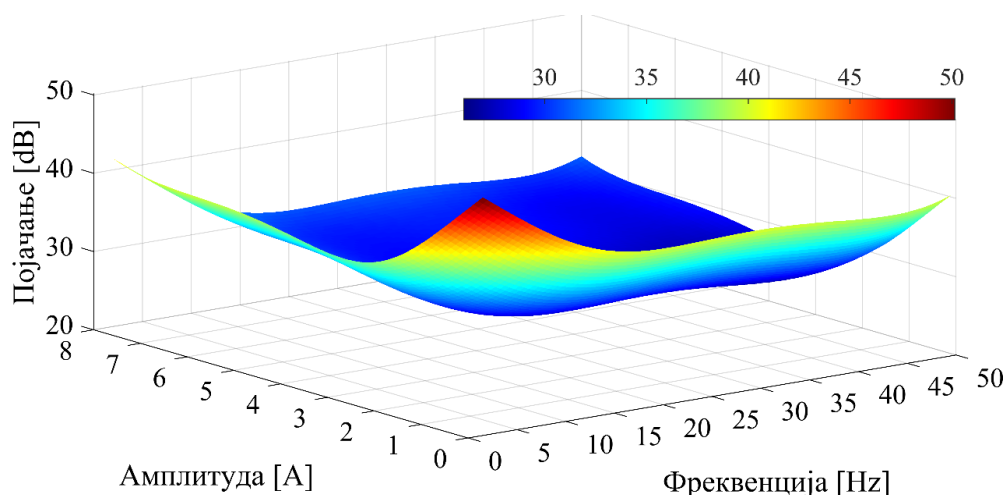
$$i_{RSH}(t) = i_{BPF}(t) \cdot \sum_{i=0}^4 A_i \cdot I_m^i(t) \cdot \sum_{k=0}^4 B_k \cdot f_{FUND}^k(t). \quad (5.11)$$

Табела 5.6. Промена вршне вредности РЖХ у функцији пропусних опсега.

n_{meh} [обр/мин]	f_{FUND} [Hz]	I_{RSH}^{AK} [A]	Потребно појачање РЖХ G_{RSH}^{BW}	f_{RSH} [Hz]
150	5,1	0,43189	2,315404385	115,1
250	8,34	0,72743	1,374697051	191,66
350	11,66	0,79197	1,26266612	268,33
450	15,01	1,09777	0,910937628	345,1
550	18,39	0,97888	1,021573939	421,72
650	21,71	0,90385	1,106379087	498,38
750	25,06	1,195	0,836822418	575,06
850	28,37	0,99728	1,002726078	651,7
950	31,71	1,00209	0,99791801	728,37
1050	35,05	1,24327	0,804330515	805,05
1150	38,39	0,99764	1,002366588	881,72
1250	41,72	1,01008	0,99002484	958,39
1350	45	1,2166	0,821965099	1035
1450	48,38	0,98715	1,013019666	1111,71

Табела 5.7. Коefицијенти за нормализацију вршне вредности.

Коefицијент А	Вредност	Коefицијент В	Вредност
A_1	$156,607 \cdot 10^{-3}$	B_1	$3,94 \cdot 10^{-6}$
A_2	-3,2677	B_2	$-498,112 \cdot 10^{-6}$
A_3	24,622	B_3	$22,6091 \cdot 10^{-3}$
A_4	-76,8108	B_4	$-436,95 \cdot 10^{-3}$
A_5	106,766	B_5	4,023

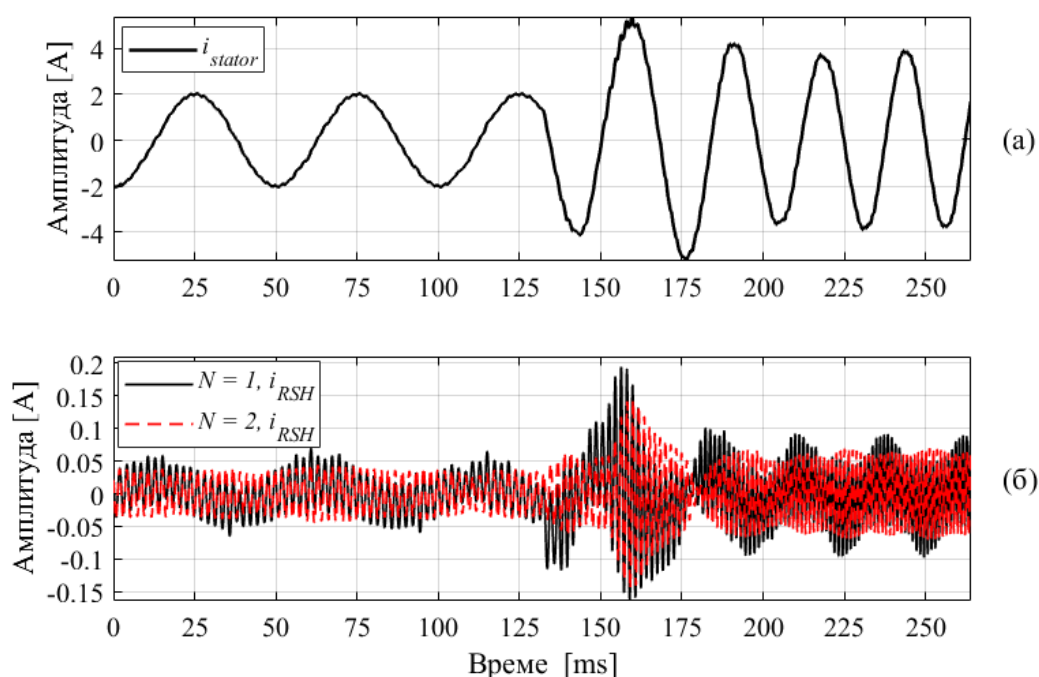


Слика 5.9. Мапа појачања функције за нормализацију.

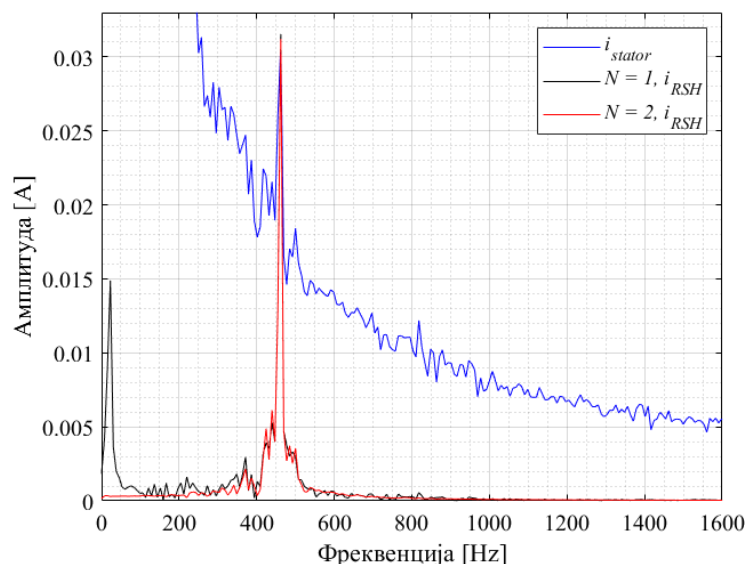
Тестови су извршени са циљем да се пружи дубља анализа зависности јачине РЖХ од учестаности и јачине струја и пропусних опсега система у вези са спроведеном аналитичком анализом у другом поглављу. За потребе нормализације улаза у ФСП могу се користити било које раније споменуте методе у трећем поглављу, чиме се не сужава употребна вредност естиматора РЖХ и методологије за прорачун параметара регулатора брзине.

5.3 Испитивање естиматора брзине у празном ходу

У наставку је битно испитати рад естиматора и рад регулатора брзине који користи естиматор РЖХ када се енкодер користи само за потребе верификације резултата. У овом делу поглавља, испитује се рад естиматора РЖХ у празном ходу када је ЕП регулисан по брзини користећи излаз са енкодера. Статичка и динамичка понашања филтра ПО учестаности су дата на Слици 5.10. Одзиви обе каскаде филтра су приказане при одскочној промени референце брзине са 600 обр/мин на 1200 обр/мин на Слици 5.10б. Промена првог хармоника струје при описаном прелазном процесу је дата на Слици 5.10а. Динамички одзив филтра ПО одговара одзивима модела представљеним у трећем поглављу, дати на Сликама 3.11а. и 3.12б. Филтар друге каскаде, црвена крива, значајно умањује садржај нежељених хармоника у спектру струје и анvelope јачине РЖХ је готово савршено константна у устаљеном стању. Додатно, део линијског спектра струје од интереса при брзини од 600 обр/мин је дат на Слици 5.11. Опсег пуштања према трећем поглављу зависи од учестаности првог хармоника струје, који је у овом случају око 20 Hz, тј. опсег пуштања је 80 Hz. На Слици 5.11. може се јасно уочити прелаз између пропусног и непропусног опсега филтра. Плава крива представља линијски спектар струје статора. Црна крива је спектар сигнала који се добија као резултат рада прве каскаде филтра, а црвена крива спектар сигнала који се добија као резултат друге каскаде. Компонента у спектру која је доминантно изражена је РЖХ. Може се видети да примењени филтар не слаби РЖХ и да значајно слаби суседне хармонике. Прва каскада не пружа довољно слабљење за први хармоник струје, али дејством друге каскаде вредност првог хармоника је испод једног кванта АД конвертора на разматраним брзинама. Може се закључити да су динамичка и статичка понашања филтра ПО успешно остварена.



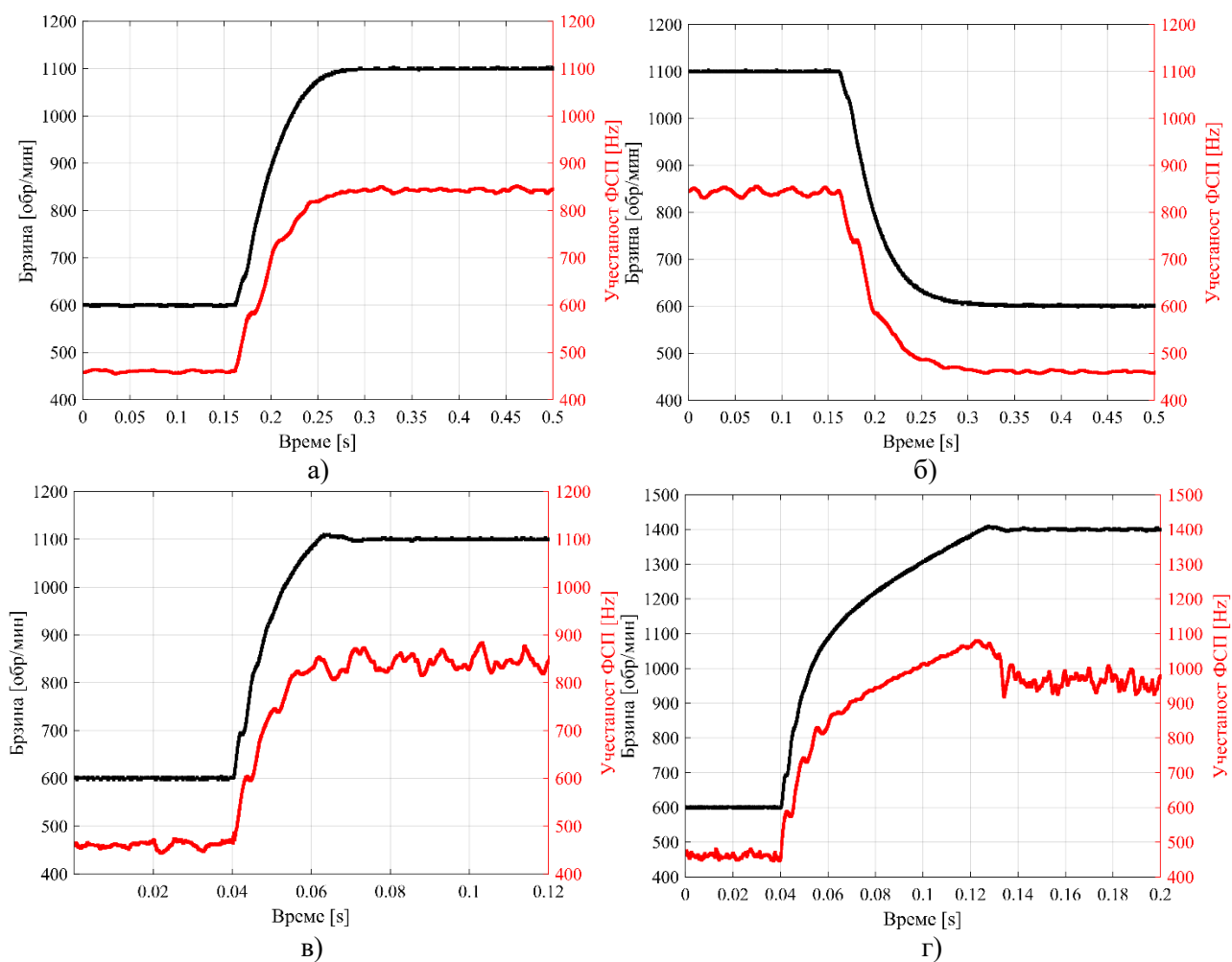
Слика 5.10. Испитивање филтра ПО учестаности: а) струја статора; б) динамички и статички одзив.



Слика 5.11. Утицај каскада филтра ПО учестаности на спектар струје статора.

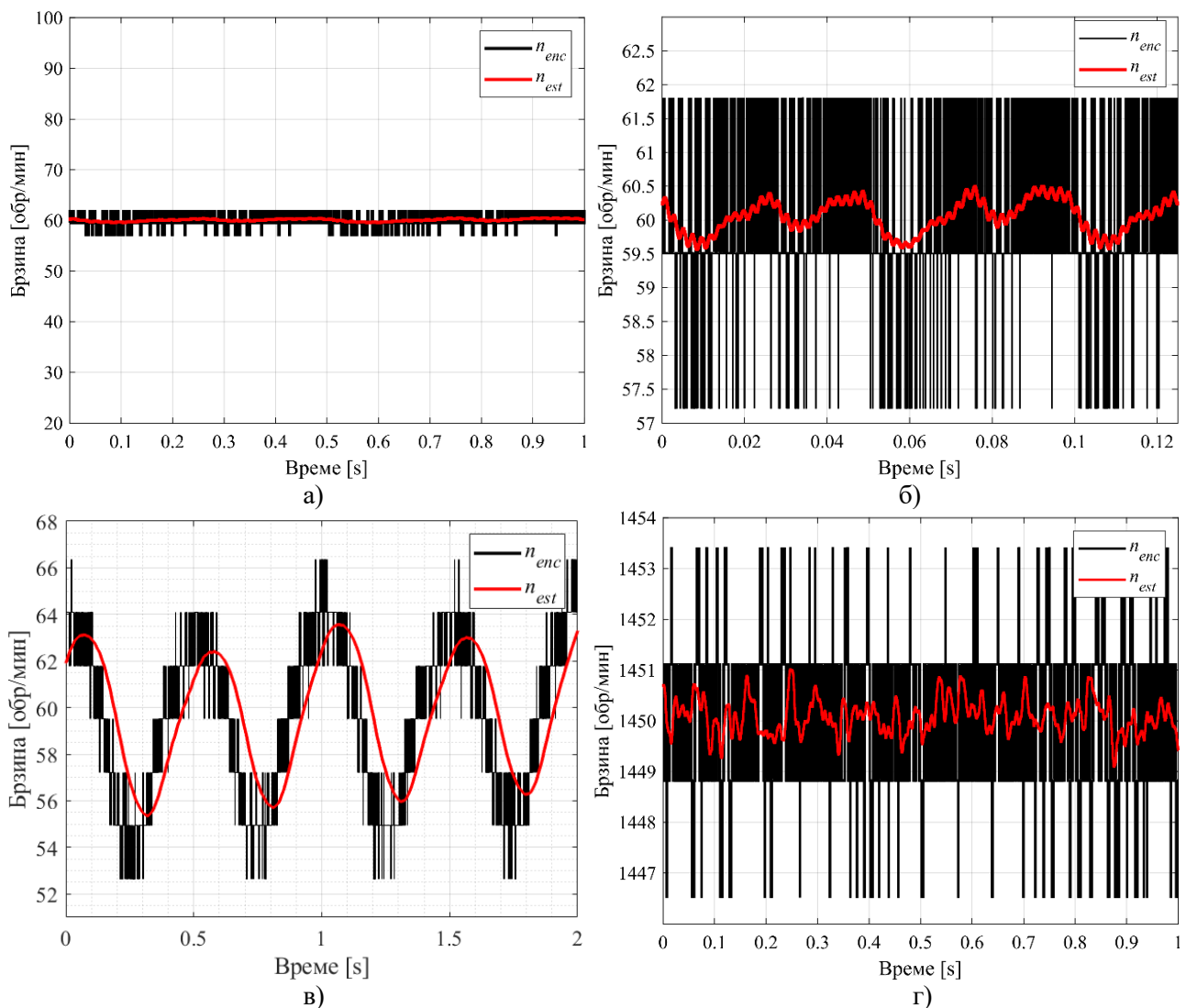
ФСП је у трећем поглављу дизајнирана са природном учестаношћу $\omega_n = 75 \text{ rad/s}$, и са фактором пригушења $\xi = 1$ тако да се гранично задовоље критеријуми стабилности (к-1) и (к-2). Брзински регулатор је сада подешен да се постигне одзив без прескока како би се објективно сагледало понашање ФСП. Улаз ФСП је излаз филтра ПО нормализован функцијом (5.11). На Слици 5.12. одзиви брзине на одскачну промену референце имају коначну брзину промене, црне криве, па је потврђена начињена претпоставка у трећем поглављу о промени учестаности РЖХ по динамици рампе, тј. фазе по параболи са (3.52), црвене криве. Одзив ФСП при одскачној промени референце брзине са 600 обр/мин на 1100 обр/мин са пропусним опсегом регулације од 5 Hz приказан је на Слици 5.12а. Одзив ФСП при кочењу са одскачком променом референце брзине са 1100 обр/мин на 600 обр/мин дат је на Слици 5.12б. ФСП успешно прати промену РЖХ током прелазних процеса, а као што је наведено при дефинисању услова (3.55), не постоји ограничење при задавању референце брзине. Брзина промене учестаности РЖХ је вишеструко већа од пројектоване, тј. 4,2 kHz, а током кратког трајања прелазног процеса фазна грешка ФСП остаје у пројектованим границама. Наравно, праћење промене РЖХ са динамиком рампе у трајном раду је могуће само ако је динамика промене мања од 770 Hz/s. У устаљеном стању, због малог пропусног опсега ФСП не постоје веће девијације у оцењеној учестаности. Да би се испитала робусност ФСП на постојање шума у улазном сигналу, извршено је насилно проширење опсега пуштања филтра ПО и то за 25%. Као последица, постоји већи садржај виших хармоника на улазу у ФСП који пролазе кроз систем и доводе до већих девијација у оцењеној учестаности у устаљеном стању, као на Слици 5.12б. Ипак, и тада динамички одзив ФСП није угрожен и очувана је стабилности и праћење РЖХ током прелазног процеса.

У циљу испитивања граница стабилности, ФСП је испитана при истој промени референце брзине са пропусним опсегом регулације од 22 Hz. Према условима стабилности (к-1) и (к-2), тест је урађен са пригушењем од $\xi = 3$ и природном учестаношћу од 200 rad/s. На Слици 5.12в. може се уочити да ФСП успешно прати РЖХ током прелазног процеса са брзином промене од 17,4 kHz/s, а грешка остаје у дозвољеним границама током кратког прелазног процеса. Ако се примени одскачна промена референце са 600 обр/мин на 1400 обр/мин, фазна грешка узима недозвољене вредности и ФСП испада из стабилности као на Слици 5.12г. Да се уочити додатна нелинеарност у одзиву брзине услед напонске маргине на Слика 5.7б, која доприноси испаду. Дакле, естиматор РЖХ се може користити и у системима са знатно већим пропусним опсезима, од усвојених у дисертацији, све док су испуњени критеријуми стабилности (к-1) и (к-2). Тада, увећање пропусног опсега ФСП доводи до већих девијација оцењене учестаности РЖХ, Слика 5.12в, које се морају ослабити адекватним НФ филтром.



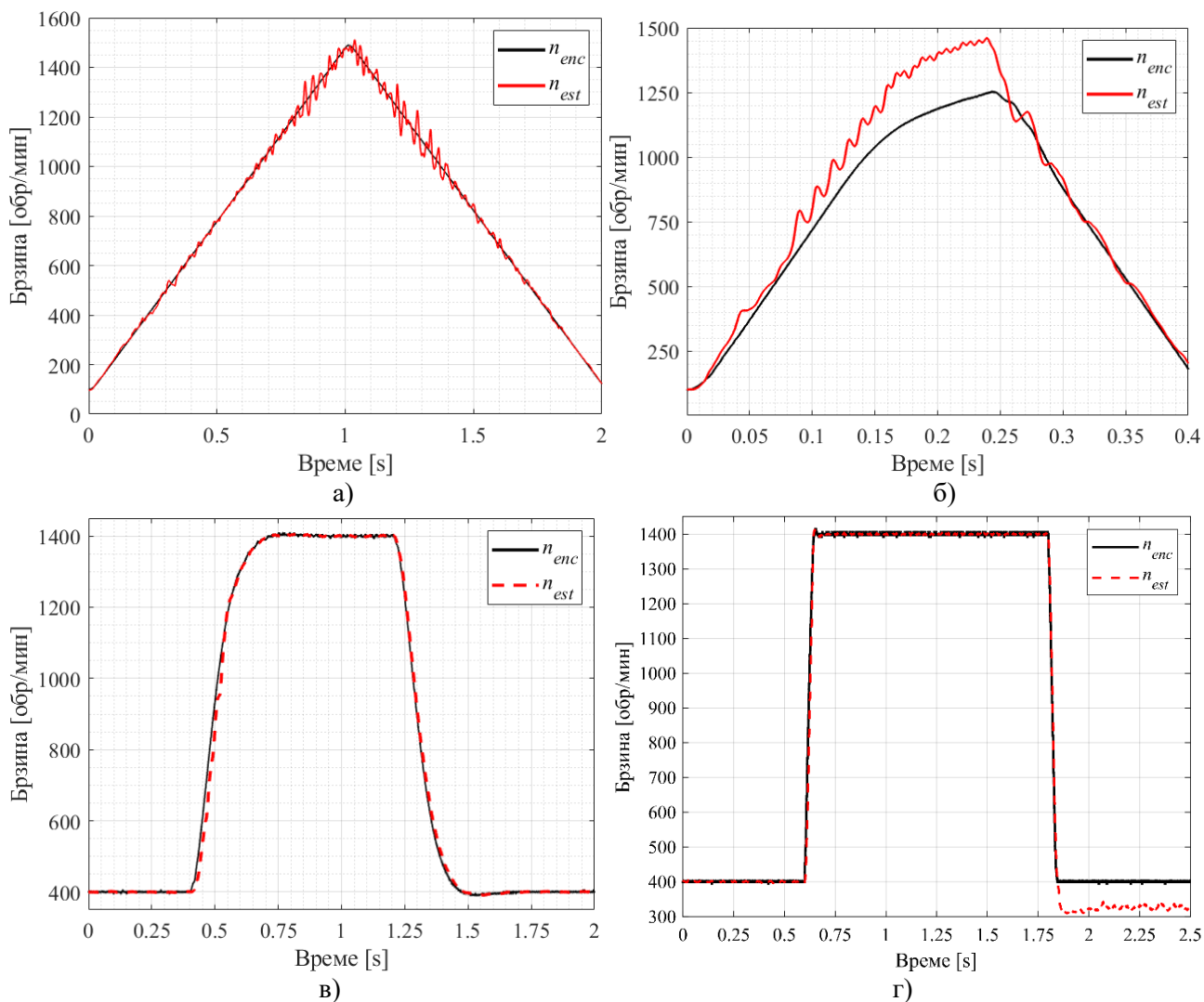
Слика 5.12. Испитивање фазно спрегнуте петље: а) $\Delta n_{meh} = 500$ обр/мин, $f_{BW} = 5$ Hz, $\omega_n = 75$ rad/s; б) $\Delta n_{meh} = -500$ обр/мин, $f_{BW} = 5$ Hz, $\omega_n = 75$ rad/s, $\alpha_{BPFb} = 1,25\alpha_{BPFa}$; в) $\Delta n_{meh} = 500$ обр/мин, $f_{BW} = 22$ Hz, $\xi = 3$, $\omega_n = 200$ rad/s; г) $\Delta n_{meh} = 800$ обр/мин, $f_{BW} = 22$ Hz, $\xi = 3$, $\omega_n = 200$ rad/s.

Излази естиматора брзине, после НФ филтра, у устаљеном стању на брзини од 60 обр/мин, $f_{FUND} = 2$ Hz, приказани су на Сликама 5.13а. и 5.13б. Оцена брзине у устаљеном стању на великим брзинама приказана је на Слици 5.13г. У таласним облицима постоје изобличења која су последица реалних промена у брзини вратила који потичу од шума енкодера и осцилација позиционирања $d-q$ система у ВУ. Да би се ово потврдило пропусни опсег регулације по брзини је смањен на 0,1 Hz. Као последица постоје значајне осцилације у регулисаној брзини на Слици 5.13в. Оцењена брзина има веома малу дисторзију и кашњење у оцини брзине је 50 ms при $f_{FUND} = 2$ Hz. Максимално одступање оцењене брзине од мерене када је АМ струјно регулисана на произвољној учестаности $d-q$ система без утицаја енкодера и регулације по брзини, као на Слици 5.7б, износи 0,1167% [195]. При истом тесту у устаљеном стању на учестаности $f_{FUND} = 50$ Hz, максимално одступање износи 0,041%. Девијације у оцењеној брзини са утицајем енкодера износе редом 0,617% и 0,058% на Сликама 5.13а. и 5.13г. респективно. У поређењу са до сада публикованим методама, треба истаћи да су решења заснована на анизотропијама без додавања виших хармоника коришћена за оцену брзине на учестаностима до $0,1 \cdot f_{NOM}$ док је оцена брзине у дисертацији успешно остварена при учестаности струје од $0,04 \cdot f_{NOM}$. Такође, према најбољем сазнању аутора, представљени естиматор пружа бољу тачност и мање кашњење у оцини брзине у поређењу са другим решењима заснованим на РЖХ у целом опсегу радних брзина, Табела 2.2. На нижим учестаностима струје статора, представљени хармоници се приближавају у спектру пропусним опсезима регулационих петљи и онемогућавају оцену на нижим брзинама, тј. испод 1,5 Hz.



Слика 5.13. Испитивање естиматора брзине у устаљеном стању: а) устаљено стање $f_{FUND} = 2 \text{ Hz}$; б) грешка у оцени брзине; в) кашњење у оцени брзине при $f_{BW} = 0,1 \text{ Hz}$; г) устаљено стање $f_{FUND} = 49 \text{ Hz}$.

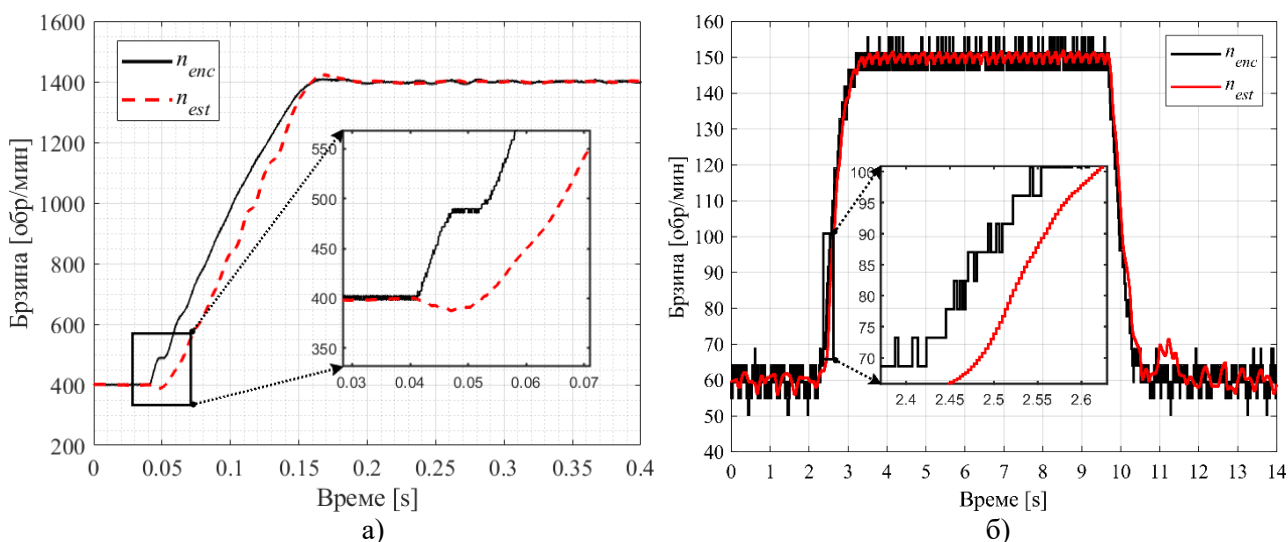
Рад естиматора брзине при великим променама референце брзине анализиран је на Слици 5.14. Понашање естиматора када се референца брзине мења са динамиком рампе, и то са убрзањем од 100 обр/мин до 1500 обр/мин, а затим кочењем до брзине од 100 обр/мин са истим нагибом рампе, приказано је на Сликама 5.14а. и 5.14б. Одзиви естиматора при узастопним одскочним променама референце у вредности од 1000 обр/мин дати су на Сликама 5.14в. и 5.14г. Тестови са променом референце по рампи су спроведени са класичном структуром ПИ регулатора брзине у директној грани у циљу анализе утицаја нелинеарности у регулационој петљи по струји на рад естиматора брзине. Тестови са одскочним променама референце су спроведени са инкременталном структуром регулатора. На Слици 5.14а. приказан је процес оцене брзине са стрмином рампе од 1400 обр/сек, а са стрмином од 7000 обр/сек на Слици 5.14б. Може се видети да естиматор у првом случају остварује стабилно праћење референце, али да при највећим брзинама постоје дисторзије у оцењеној брзини. Дисторзије потичу од два извора: акумулисане грешке у ФСП и напонске маргине регулационе петље по струји услед ограниченог напона управљања, тј. ограничења ЕП. Критичан случај је показан на Слици 5.14б. где се може видети да регулатор брзине због ограничења инвертора не може да постигне знатно бржу промену референце. Фазна грешка у ФСП има недозвољене вредности и естиматор привремено губи стабилност. Како поремећај брзо ишчезава, РЖХ се релативно брзо враћа у област закључавања. ФСП и естиматор брзине се ресинхронизују и процес оцене брзине се наставља по трајекторији.



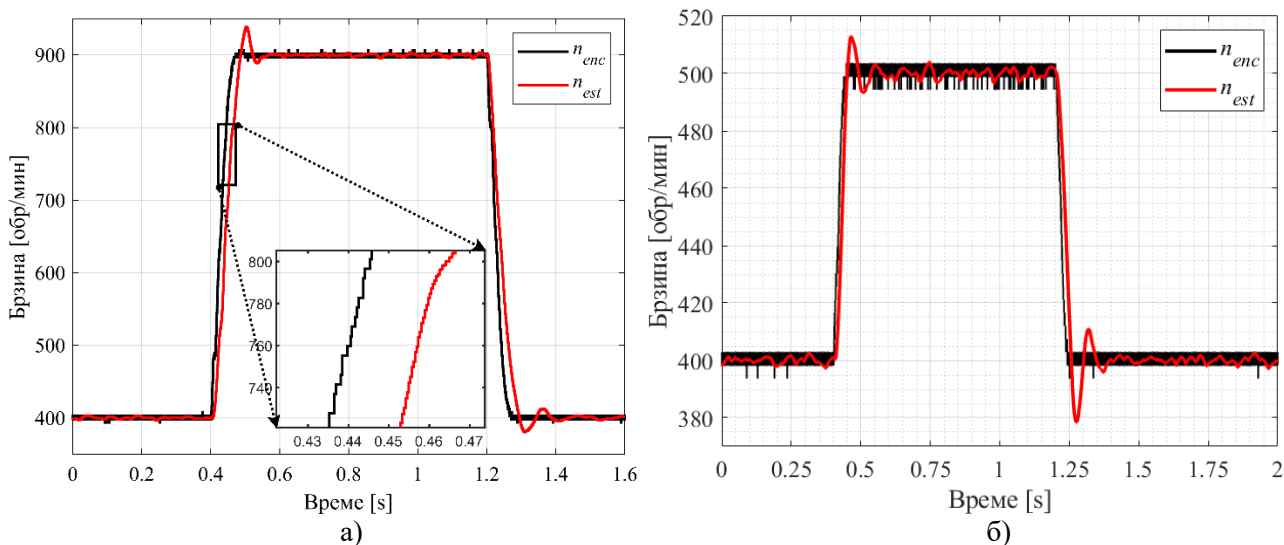
Слика 5.14. Испитивање естиматора на промене референце брзине: а) при рампи стрмине 1400 обр/сек; б) при рампи стрмине 7000 обр/сек; в) при одскочној промени од $\Delta n_{meh} = \pm 1000$ обр/мин, $f_{BW} = 3$ Hz; г) при одскочној промени од $\Delta n_{meh} = \pm 1000$ обр/мин, $f_{BW} = 10$ Hz.

Инкрементална структура регулатора смањује вероватноћу од настанка нелинеарности у систему које угрожавају рад естиматора. На Сликама 5.14в. и 5.14г. може се видети да се велике одскочне промене у референци брзине постижу без достизања напонске маргине. Естиматор стабилно прати одскочне промене брзине од 1000 обр/мин са пропусним опсегом регулације од 3 Hz, при убрзању и кочењу као на Слика 5.14в. Ипак, ако се одскочне промене овог интензитета дешавају са већим пропусним опсегом и превише често, због малог одабраног фактора пригушења у ФСП, од $\xi = 1$, фазна грешка у ФСП не стиже да постигне устаљену вредност. У критичном случају, ако промене настају на периоди од 1 s, са пропусним опсегом од 10 Hz или више, у неком тренутку може настати трајни губитак синхронизације као на Слици 5.14г. Може се показати да естиматор остаје стабилан при узастопним одскочним променама референце од ± 1000 обр/мин на периоди од 1 s ако је $f_{BW} \leq 8$ Hz. Дакле, као и раније код тестова на Слици 5.12, услов за очување стабилности естиматора је међусобни однос интензитета поремећаја, његовог трајања и учестаности настанка поремећаја. У случају да неки од услова није испуњен, РЖХ напушта област закључавања и естиматор губи стабилност. Као што је показано на Слици 5.14б, естиматор у нелинеарном режиму рада има способност регенерације, а ови радни режими биће предмет даљег истраживачког рада. Закључује се да представљени естиматор брзине може да се користи за надзор и дијагностику ЕП високих перформанси у устаљеном стању и током прелазних процеса.

У трећем поглављу је указано да естиматор постаје неминимално фазни систем при $f_{FUND} < 13$ Hz, тј. при $n_{meh} \approx 400$ обр/мин за посматрану АМ. Као последица постоје додатна транспортна кашњења у делу одзива до 10% успона као што је приказано на Слици 5.15а. Како се одзив брзине при одскочној промени референце током прелазног процеса међа по динамици рампе, постоји кашњење током прелазног процеса у оцени брзине. Поређењем оцењене брзине и измерене брзине путем енкодера, добија се кашњење у оцени брзине 7 ms при $f_{FUND} \approx 43$ Hz, тј. у тренутку када одзив брзине узима 90% коначне вредности, Слика 5.15а. Ово кашњење опада на вишим брзинама до 7 ms при $f_{FUND} = 50$ Hz, а за високо-брзинске АМ на још ниже вредности. Такође, кашњење расте при нижим брзинама на 18 ms при $f_{FUND} = 25$ Hz, Слика 5.16а, до 50 ms при $f_{FUND} = 2$ Hz, Слика 5.15б. где је представљена оцена брзине при прелазним процесима на малим брзинама. Тест је спроведен са пропусни опсегом регулације по брзини од 0,5 Hz, што за последицу има нешто веће девијације оцењене брзине у устаљеном стању из раније наведених разлога. У $t = 2$ s па затим у $t = 9,8$ s примењује се одскочна промена референце брзине редом од +90 обр/мин, а затим од -90 обр/мин. Естиматор успешно оцењује промену брзине при убрзању и кочењу, а одзиви естиматора су без прескока и осцилација. Прескок у одзиву постоји само при већим пропусним опсезима петље по брзини, Слика 5.16.



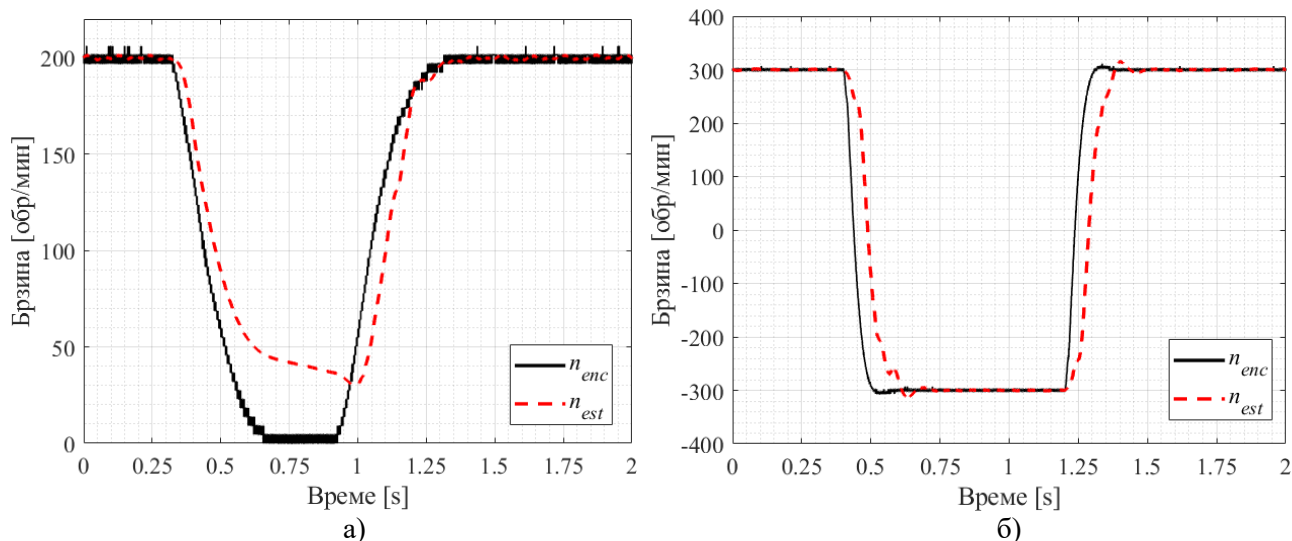
Слика 5.15 Испитивање естиматора: а) неминимално фазни систем; б) рад при малим брзинама.



Слика 5.16 Оцена брзине при одскочним променама референце са пропусним опсегом од $f_{BW} = 10$ Hz: а) $\Delta n_{meh} = \pm 500$ обр/мин; б) $\Delta n_{meh} = \pm 100$ обр/мин, .

Увећање пропусног опсега, према синтези естиматора у трећем поглављу доводи до прескока у оцени брзине при одскочној промени референце независно од интензитета промене референце. Ово је показано узастопним одскочним променама референце од ± 500 обр/мин и ± 100 обр/мин на Сликама 5.16а. и 5.16б. респективно. Регулатор брзине је сада подешен на пропусни опсег од $f_{BW} = 10$ Hz. Дакле, када се пропусни опсег регулатора брзине и синтеза естиматора заснива на (3.47) постиже се максимални пропусни опсег при којем је стабилност естиматора загарантована. Тада се параметри естиматора адаптирају са пропусним опсегом, тј. брзином, и не могу настати проблеми приказани на Слици 5.14. Ипак, као последица одзив естиматора има прескок као на Слици 5.16. што верификоване тврдње из трећег поглавља.

Коначно, на Слици 5.17. је приказан рад естиматора у празном ходу у околини нулте брзине. Резултата теста када је брзина краткотрајно регулисана на 0 обр/мин са пропусним опсегом од 0,5 Hz је приказан на Слици 5.17а. Естиматор губи стабилност на брзинама испод 40 обр/мин, али се такође успешно синхронизује са порастом брзине. Време дозвољено у овом опсегу брзина зависи од пропусног опсега регулационе петље по брзини, оптерећења, дизајна магнетског кола и дизајна ФСП. На основу експеримената, за испитану АМ, дозвољено време у области брзина испод 40 обр/мин у празном ходу износи око 700 ms. Рад естиматора за узастопним проласцима кроз нулу је показан на Слици 5.13б. Брзина има прелазни процес од 300 обр/мин до -300 обр/мин и назад на 300 обр/мин. Тест је рађен са константним пропусним опсегом од 5 Hz да би се смањио боравак АМ у недозвољеној области рада испод 40 обр/мин. Естиматор има одзив оцене брзине без сложене динамике са кашњењем у оцени од 50 ms при 0 обр/мин и занемаривом грешком оцене у устаљеном стању. Закључује се да су захтеви у потпоглављу 3.2. за синтезу естиматора I, II, III, IV, и два критеријума стабилности остварени. Динамички одзив естиматора не усложњава захтеве које, у општем случају произвољна структура регулатора, а у дисертацији изабрани ПИИ регулатор, треба да задовољи.



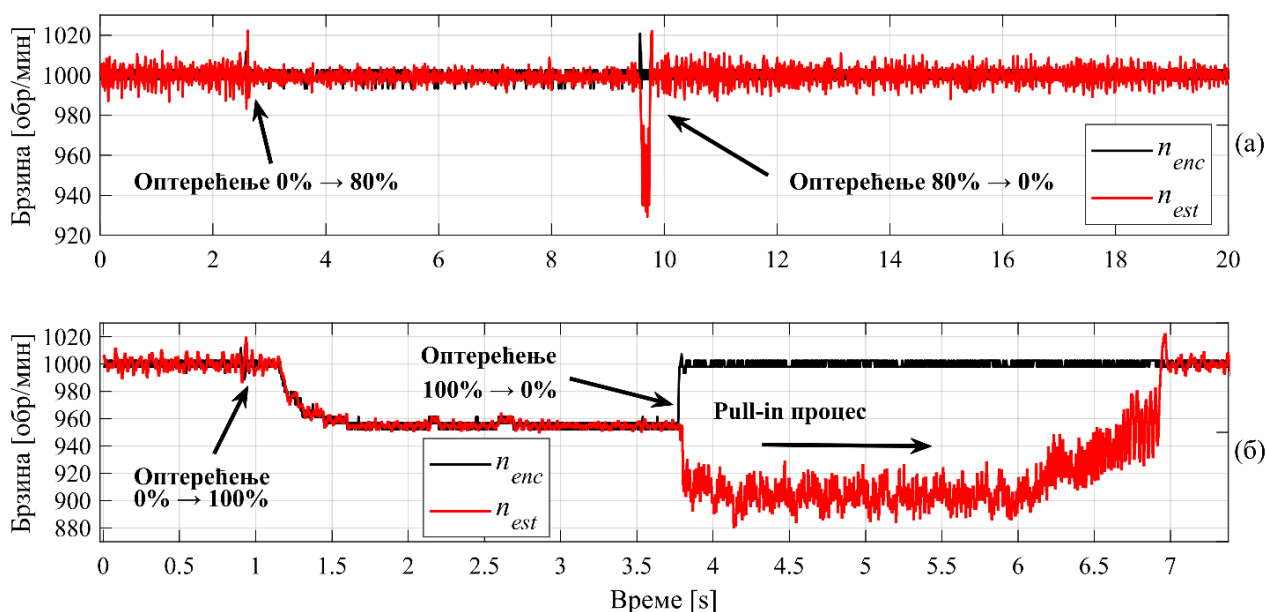
Слика 5.17. Оцена брзине у околини нулте брзине: а) привремени рад на нули; б) вишеструки проласци кроз нулу.

5.4 Испитивање естиматора брзине у присуству оптерећења

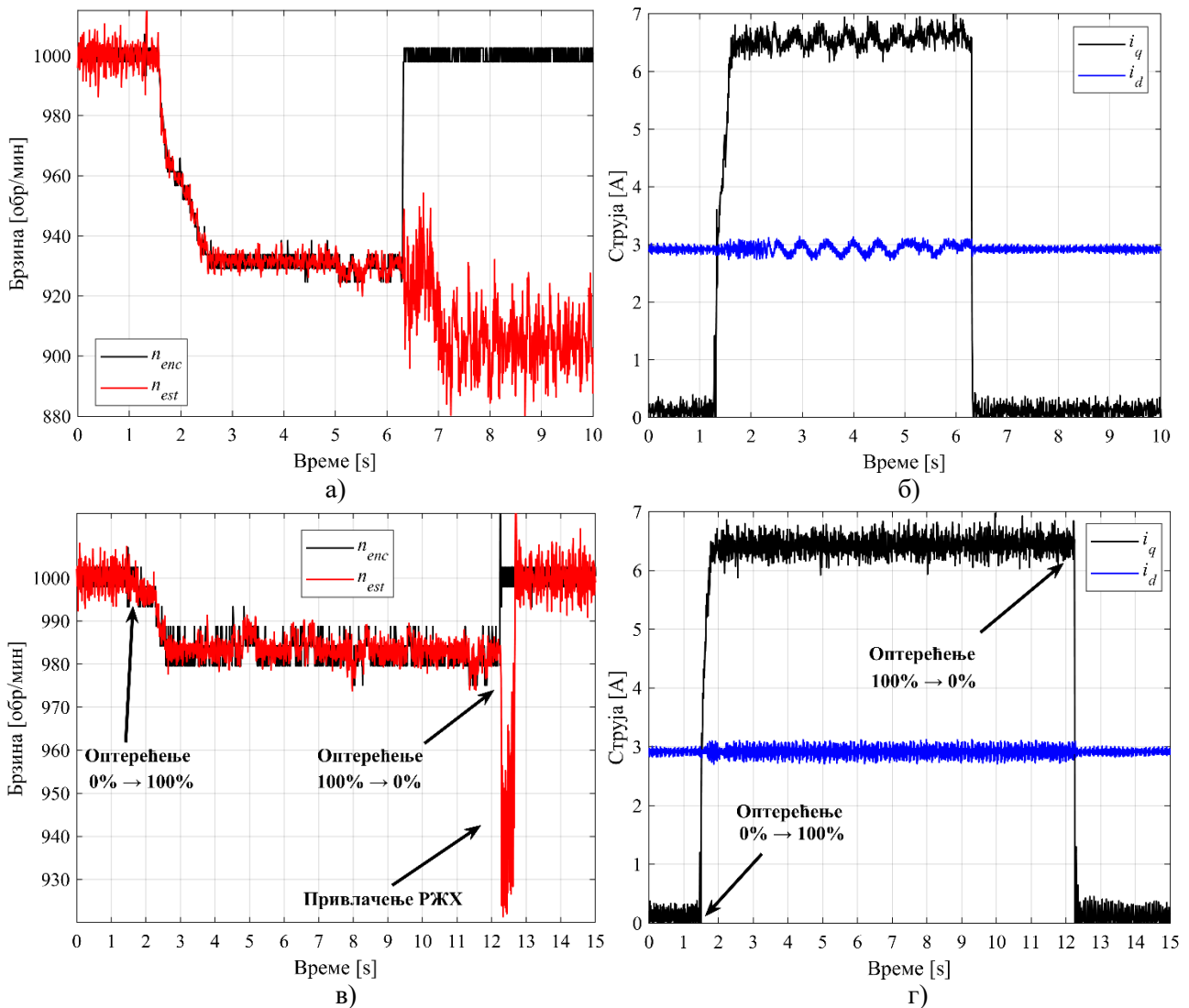
Према приказаним резултатима, оба критеријума стабилности (к-1) и (к-2) су остварена. Критеријуми су формиран тако да се обезбеди стабилност на задату референцу брзине што не гарантује стабилност у погледу промене оптерећења на вратилу. Зато се у наставку испитује рад естиматора брзине у присуству одскочне промене оптерећења на вратилу машине.

Резултати испитивања на већим брзинама приказани су на Слици 5.18. Као што је наведено у четвртом поглављу, на процес оцене брзине у присуству оптерећења највише утиче функција осетљивости ЕП одређена појачањима петље, укупном инерцијом механичког система, итд. Зато је спроведен тест са константним пропусним опсегом од 23 Hz, не уважавајући (3.6), на 1000 обр/мин тако да услов (к-1) буде задовољен. Сада је стабилност естиматора одређена критеријумом (к-2), по којем је дозвољена брзина промене учестаности РЖХ услед промене оптерећења 767 Hz/s. Услед увећања пропусног опсега петље по брзини, из разлога наведених потпоглављу 3.3. у режиму празног хода на Слици 5.18а. до $t = 2,5$ s могу се јасно уочити интермодулациони хармоници на излазу естиматора. У $t = 2,5$ s машина са ознаком (2) на Слици 5.1. дејством инвертора *ABB-ACS880* започиње режим кочења применом одскочног момента оптерећења у вредности од $M_{opt} = 0,8 \cdot M_{em}$. Оцена брзине није угрожена, јачина РЖХ расте, РЖХ мења положај у спектру, функција нормализације (5.11) мање појачава суседне хармонике, и на крају се постижу мање девијације оцењене учестаности, Слика 5.18а. Дакле, тачност у оцени брзине је већа у присуству оптерећења. Растерећење машина са ознаком (1) на Слици 5.1. настаје у $t = 9,8$ s. Процес растерећења је веома брз и РЖХ има брже промене учестаности које доводе од краткотрајног пропада оцењене брзине. Ово се боље види на резултатима теста приказаног на Слици 5.18б, где се у $t = 1,1$ s, примењује одскочна промена оптерећења у вредности од 100% номиналног момента, $M_{opt} = M_{em}$. Недовољни пропусни опсег, функција осетљивост, допушта пад у брзини, али процес оцене брзине није угрожен. У $t = 3,8$ s, асинхрони мотор се тренутно растеређује, тј. $M_{opt} = 0$. Брзина вратила се враћа на регулисаних 1000 обр/мин, уз веома брзе промене учестаности РЖХ. РЖХ напушта област $\Delta\omega_{p0}$ и присутан је губитак синхронизације у ФСП. РЖХ се налази унутар области $\Delta\omega_{p1}$. Због мање девијације, РЖХ се враћа у област закључавања $\Delta\omega_L$ после 3 s, у $t = 6,9$ s. ФСП се синхронизује са малим прескоком, после чега се наставља процес оцене брзине.

Анализа је проширена тестовима на Слици 5.19. променом функције осетљивости. Одзиви естиматора при истом тесту, одскочном номиналном оптерећењу и растерећењу, са 20 Hz и 25 Hz пропусног опсега регулације по брзини приказани су редом на Сликама 5.19а. и 5.19в. Промене струја по d и q оси при наведеним активностима приказане су редом на Сликама 5.19б. и 5.19г. Према четвртом поглављу, струјом i_d се регулише флуks, струјом i_q момент АМ. При оба теста струја i_d има константну номиналну вредност, а струја i_q има скоковите промене са нулте вредности у празном ходу на номиналну вредност струје у присуству оптерећења.



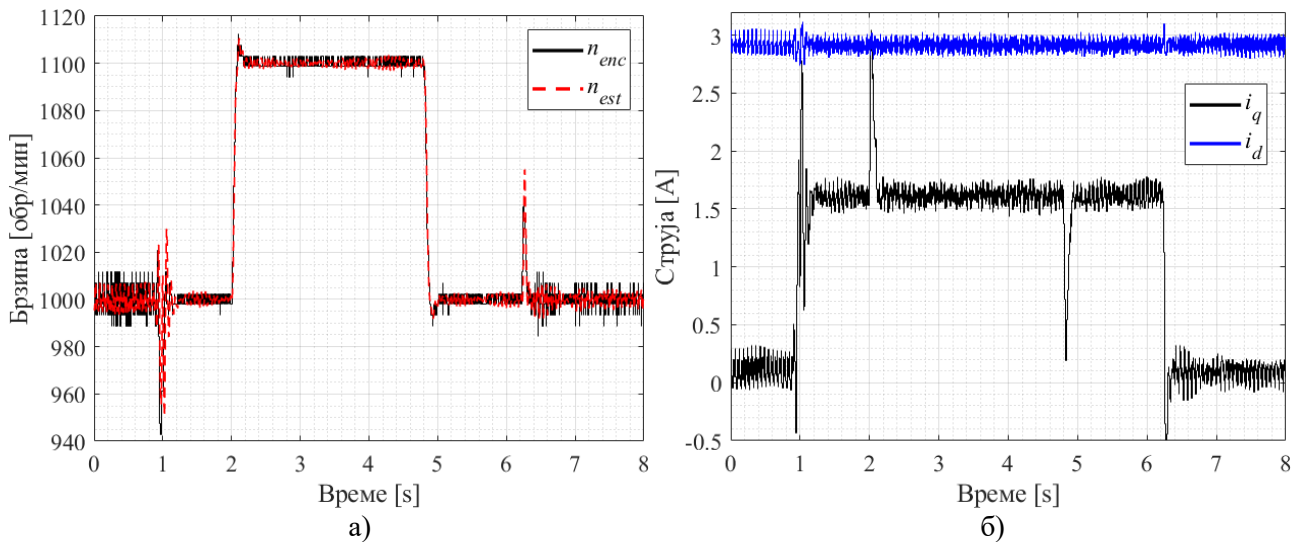
Слика 5.18. Рад естиматора брзине при одскочном оптерећењу: а) $M_{opt} = 0,8 \cdot M_{em}$; б) $M_{opt} = M_{em}$.



Слика 5.19. Рад естиматора при одскочном оптерећењу: а) одзиви брзина при $f_{BW} = 20$ Hz; б) одзиви струја при $f_{BW} = 20$ Hz; в) одзиви брзина при $f_{BW} = 25$ Hz; г) одзиви струја при $f_{BW} = 25$ Hz.

Примена номиналног оптерећења на вратилу са пропусним опсегом од 20 Hz не угрожава естиматор брзине, Слика 5.19а. Нагло растерећење у истој вредности момента силе доводи до значајне брзине промене учестаности РЖХ. РЖХ напушта област привлачења и ФСП се трајно откључава. Увећавање пропусног опсега на 25 Hz, узрокује да се при одскочном номиналном растерећењу РЖХ налази ван области закључавања у трајању од 0,4 s код посматране АМ. Прелазни процес траје краће и фазна грешка акумулише мању грешку. Даљим увећањем пропусног опсега постижу се резултати као на Слици 5.18а. Такође, увећањем пропусног опсега се смањује слабљење интермодулационих хармоника који тада пролазе кроз естиматор и увећавају девијације оцењене брзине. У устаљеном стању при празном ходу са наведеним пропусним опсегом од 25 Hz, у оцењеној брзини постоје девијације до 0,6% регулисане брзине.

Резултати испитивања естиматора при комбинованим поремећајима, тј. при узастопним одскочним променама оптерећења и референце брзине приказани су на Слици 5.20. Тест је извршен са пропусним опсегом брзинске петље од 10 Hz. Машина у почетном тренутку ради на брзини од 1000 обр/мин како би се избегли проблеми са напонском маргином. Поремећаји се примењују по следећој динамици: у $t = 1$ s примењено је одскочно оптерећење у износу $M_{opt} = 0,25 \cdot M_{em}$, у $t = 2$ s примењена је одскочна промена референце брзине од 100 обр/мин, потом промена референце у износу од -100 обр/мин у $t = 3,8$ s, и растерећење у $t = 6,4$ s.



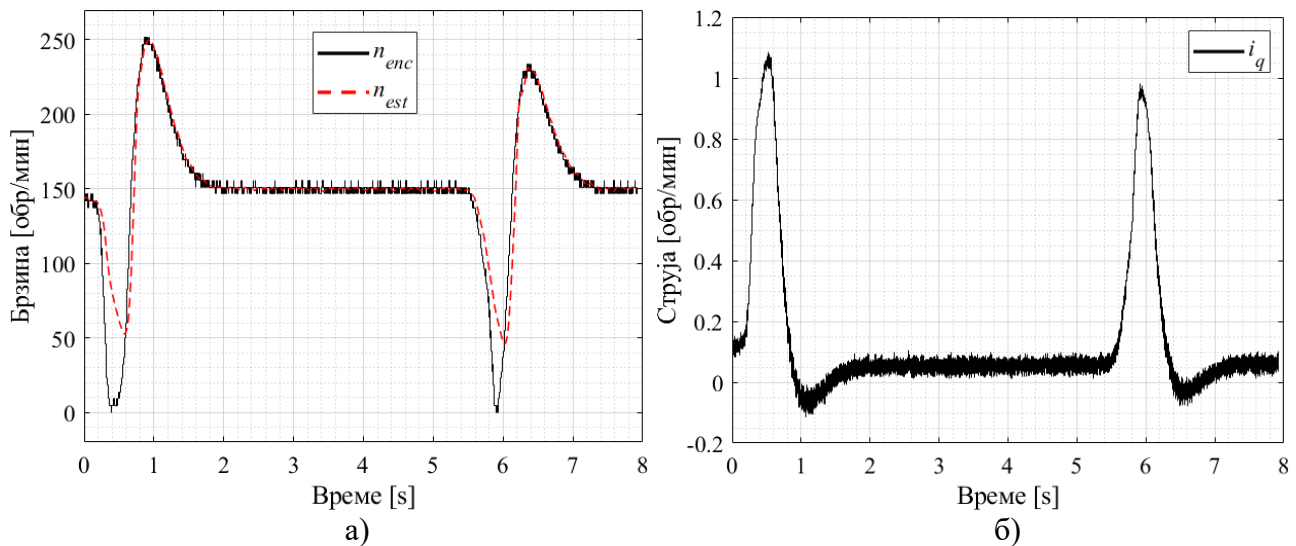
Слика 5.20. Комбиновани тестови при великим брзинама: а) одзиви брзина; б) одзиви струја.

Одзиви мерене и оцењене брзине дати су на Слици 5.20а, а одзиви струја на Слици 5.20б. Естиматор стабилно оцењује брзину током одскочних комбинованих поремећаја. Осилације у тренуцима примењеног оптерећења потичу од реалне промене брзине, што значи да естиматор због малог кашњења пружа квалитетну оцену брзине током релативно кратких прелазних процеса. У присуству оптерећења јачина РЖХ расте, Табела 5.4, и естиматор пружа већу тачност због мањег увећања јачине суседних хармоника функцијом нормализације (5.11).

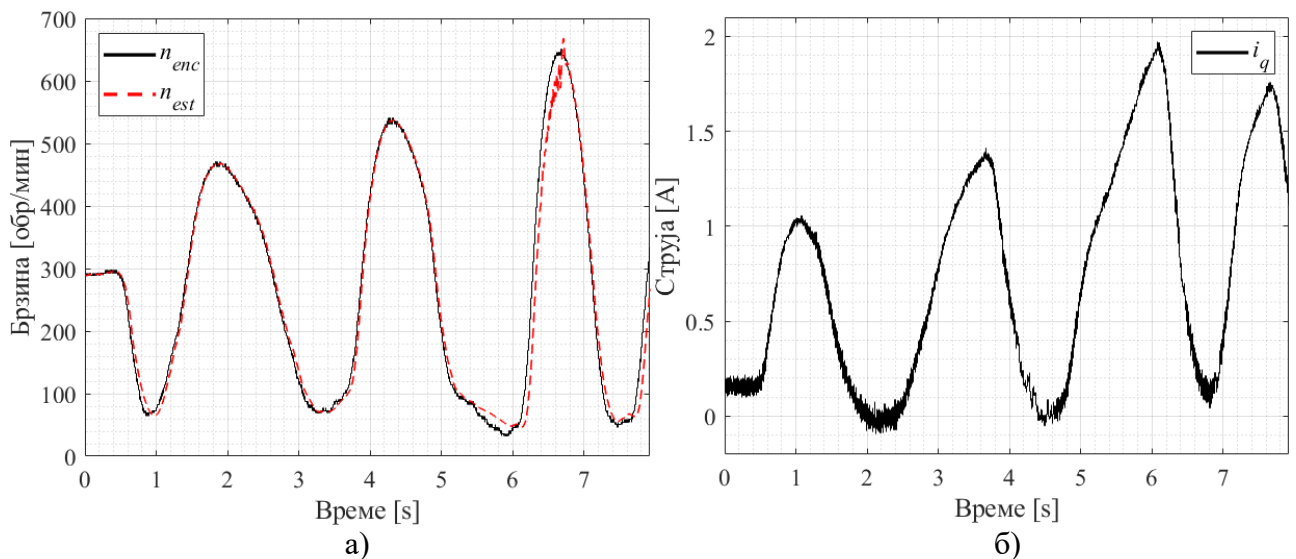
Рад естиматора око нулте брзине при задатој референци брзине анализиран је тестовима на Слици 5.17. На Слици 5.21. разматра се рад око нулте брзине услед промене оптерећења. Да би се раније изведени закључци проверили у присуству оптерећења, пропусни опсег регулације је спуштен на 0,5 Hz при брзини од 150 обр/мин, $f_{FUND} = 5$ Hz, чиме се допушта већа осетљивост на поремећаје. У $t = 0,2$ s и $t = 5,5$ s на вратило се делује одскочним оптерећењем $M_{opt} = 0,15 \cdot M_{em}$. Услед малог пропусног опсега, брзина узима нулту вредност, када настаје одскочно растерећење вратила. Као последица, постоји значајан прескок у одзиву брзине пре постизања устаљеног стања. Промене момента силе се виде у таласном облику струје i_q на Слици 5.21б. Као и раније, естиматор губи синхронизацију испод 50 обр/мин због брзе промене учестаности РЖХ. Ипак, естиматор се сваки пут релативно брзо синхронизује и наставља да прати рад ЕП без последица. Оцена брзине испод 50 обр/мин је могућа само у присуству споропроменљивих оптерећења интензитета који испуњава услов $f_{FUND} \geq 2$ Hz.

Резултати испитивања естиматора у присуству стохастичког оптерећења на вратилу дати су на Слици 5.22. Тест почиње при брзини од 300 обр/мин са пропусним опсегом регулације од 0,5 Hz. АМ се терети ослањањем полуге на челични диск постављен на вратилу машине (2) на Слици 5.1. Полука се поставља ручно, узастопно више пута, без дефинисаног правила. Момент оптерећења се произвољно мења до вредности од $M_{opt} = 0,3 \cdot M_{em}$, али сада са знатно споријом динамиком као на Слици 5.22б. Одзиви мерене и оцењене брзине дати су на Слици 5.22а. При последњем деловању полуге, највећим моментом силе, може се уочити да брзина опада испод 50 обр/мин, а да затим расте до 650 обр/мин, где постоји краткотрајни губитак синхронизма. Ипак, естиматор се поново закључава и наставља да успешно оцењује брзину.

Да би се смањило утицај интермодулације, Слика 5.19, пропусни опсези регулације су инхерентно ограничени синтезом естиматора и методологијом за синтезу регулатора. Овако се може гарантовати тачност оцене, али по цену мање максималне оствариве промене оптерећења на нижим брзинама. Када се пропусни опсег регулације одређује са (3.47), поуздана оцена брзине са одскочним променама оптерећења у износу од 100%, 40% и 15% номиналног



Слика 5.21. Оцена брзине у присуству оптерећења око нуле: а) одзиви брзина, б) одзиви струја.



Слика 5.22. Оцена брзине у присуству стохастичких поремећаја: а) одзиви брзина; б) одзиви струја.

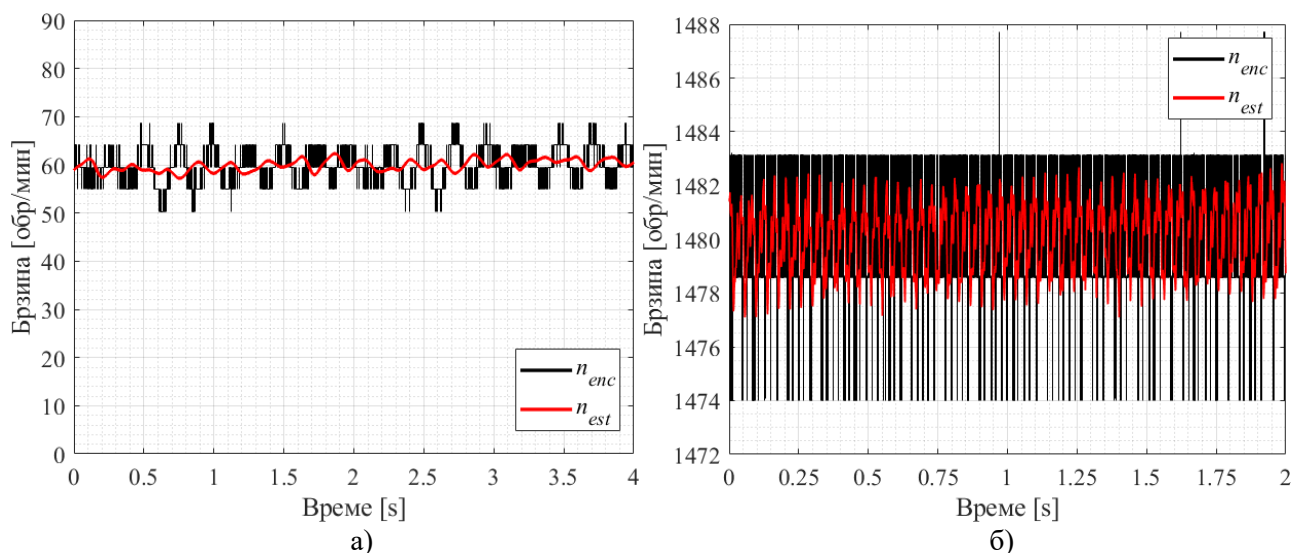
момента силе је остварена на испитаној АМ при учестаностима струје статора већим од 20 Hz, 3 Hz и 2 Hz, респективно. Код примене овог естиматора у произвољном ЕП, дати резултати нису оствариви ако је ЕП веома осетљив на поремећаје, тј. ако је АМ са веома малим моментом инерције и CAP са лошом функцијом осетљивости. Уз претпоставку да је основни регулациони систем у ЕП савесно пројектован, естиматор може да се користи у свим применама за надзор, дијагностику ЕП, итд., до веома ниских брзина, $f_{FUND} \geq 0,04 \cdot f_{NOM}$, у присуству произвољног оптерећења и то од празног хода до номиналног момента оптерећења, чак и када се пропусни опсег задаје директно од стране корисника ван услова (3.47). При применама са пропусним опсезима већим од 20 Hz, не може се гарантовати пројектована тачност у оцени брзине.

5.5 Испитивање *sensorless* система у празном ходу

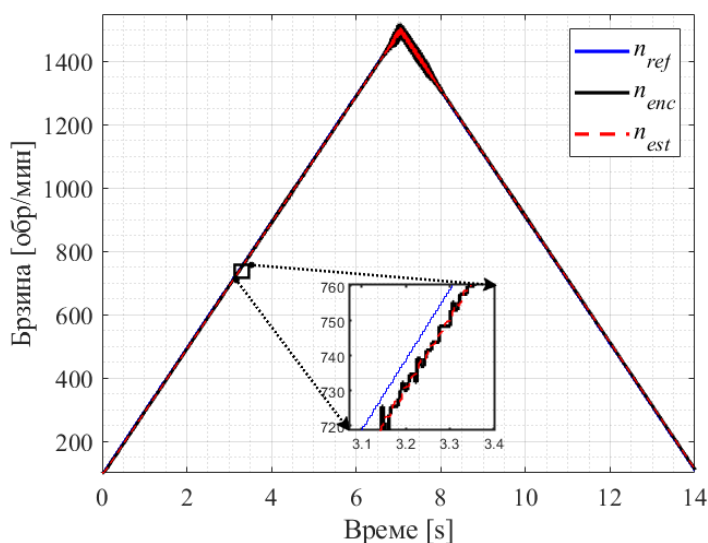
У наставку је естиматор брзине коришћен за рад *sensorless* векторски регулационог система по брзини, моменту силе и флуксу, у наставку се дефинише као СВР систем. Додатно, користи се регулатор брзине пројектован у потпоглављу 4.4, методологијом која уважава постојање

естиматора у повратној грани и где се пропусни опсег инхерентно дефинише условом (3.47). Излаз естиматора се користи за потребе позиционирања $d-q$ система, ВУ и регулатора струје, и уместо давача брзине за потребе регулације брзине. У овом потпоглављу анализира се рад СВР система у празном ходу. Рад у устаљеном стању на малим и великим брзинама је приказан на Слици 5.23. Регулација брзине је успешно остварена са естиматором у повратној грани, и остварене су жељена референце брзине од 60 обр/мин, на Слици 5.23а, и 1480 обр/мин на Слици 5.23б. Према (3.47), при раду показаном на 5.23а. СВР систем има пропусни опсег регулације брзине од 0,2 Нз, док на 5.23б. има пропусни опсег од 14,8 Нз. Према претходним разматрањима, на највећим брзинама у празном ходу постоји нешто више интермодулационих хармоника, док средња вредност брзине одговара задатој референци, Слика 5.23б. Може се видети да су осциловања регулисане брзине мања од излаза енкодера, а у присуству оптерећења тачност естиматора и квалитет регулације се значајно увећава.

Одзив СВР система када се референца брзине мења са динамиком рампе приказан је на Слици 5.24. Трајекторија се мења од 100 обр/мин до 1500 обр/мин и назад на 100 обр/мин за 14 секунди. Референца брзине се успешно регулише током убрзања и кочења, а естиматор и СВР систем остају стабилни при временски дугом поремећају, тј. промени учестаности РЖХ.



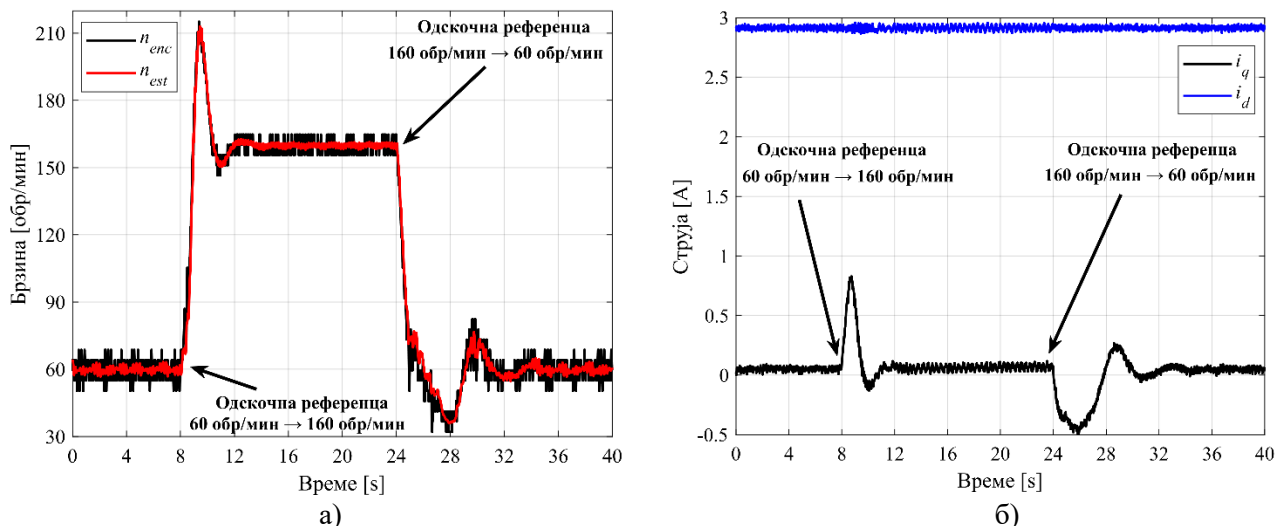
Слика 5.23 Регулација брзине у устаљеном стању и празном ходу: а) мале брзине, б) велике брзине.



Слика 5.24. Одзив СВР система при промени референце брзине са динамиком рампе.

У претходним испитивањима је исцрпно приказана зависност интензитета и трајања поремећаја на стабилност система, тако да се исти закључци могу и сада извести. На највећим брзинама се јављају нешто веће осцилације услед ограничења напајања, већег пропусног опсег регулатора брзине, увећања опсега пуштања филтра ПО, по истој логици као и раније. Кашњење у регулацији рампе услед изабране структуре регулатора и филтра петље ФСП је истакнуто. Ово се може избећи одабиром структура са адекватним степеном астатизма.

Одзив система на одскочне промене референце брзине од ± 100 обр/мин при $f_{FUND} = 2$ Hz је дата на Слици 5.25а. Одзив брзине има жељени пропусни опсег и пројектовани прескок од 50%, што верификује резултате у трећем и четвртном поглављу, симулационе и аналитичке моделе. Промена струја по d и q оси за дату трајекторију промене брзине приказана је на Слици 5.25б. Промене момента силе се виде у променама струје i_q које диктира регулатор брзине. У устаљеном стању $i_q \approx 0$, како је тест спроведен у празном ходу. Компонента струје i_d током прелазних процеса има константну вредности и одржава номиналну вредност флукса. Закључује се да је *sensorless* ВУ успешно реализовано са подацима о позицији вратила добијеним радом естиматора брзине. *Sensorless* регулација брзине је успешно остварена при убрзању и при кочењу на веома малим брзинама, и то у празном ходу што представља критичан случај из угла јачине РЖХ који представља основу система. Према резултатима у Табелама 5.4. и 5.5. и аналитичком моделу анизотропије (2.83), јачина РЖХ опада на нижим брзинама у одсуству оптерећења. Код испитиване АМ, на брзини од 52 обр/мин јачина РЖХ је око 2,7 mA у празном ходу. Посматрањем стања регистара у ДСП, при овим брзинама РЖХ је представљен са четири кванта АД конвертора. Ово доводи до знатног увећања квантизационог шума на улазу у ФСП и деградирања излаза естиматора, а и СВР система. Да се експериментално показати да је могућ рад СВР система до $f_{FUND} = 1,7$ Hz. Ипак, понашање естиматора, СВР система и раније представљених модела се може гарантовати само када је РЖХ представљен са минимум 5 квантова АД конвертора. Према пројектованом колу за мерење на почетку овог поглавља, ово одговара јачини РЖХ од 3 mA. У општем случају, минимална радна брзина на којој се могу користити естиматор РЖХ и СВР систем зависи од: номиналне струје ЕП, кола за мерење, дизајна магнетског кола АМ и резолуције АД конвертора. Односно раније наведени услов $f_{FUND} \geq 0,04 \cdot f_{NOM}$ је на страни сигурности у случају примене екстерног АД конвертора високе резолуције, или амбициозан у случају лошег дизајна кола за мерење струје. Уважавајући речено, понашања представљеног естиматора и надређеног регулатора се могу гарантовати за произвољни ЕП са АМ која има способност да генерише РЖХ, док је најнижа радна брзина при којој ова тврдња важи она при којој се РЖХ у RAM меморији ДСП представља са минимум 5 квантова АД конвертора. У овако формулисаном критеријуму, уважени су произвољна решења у дизајну магнетског кола АМ, кола за мерење, максималне радне струја у ЕП, итд.

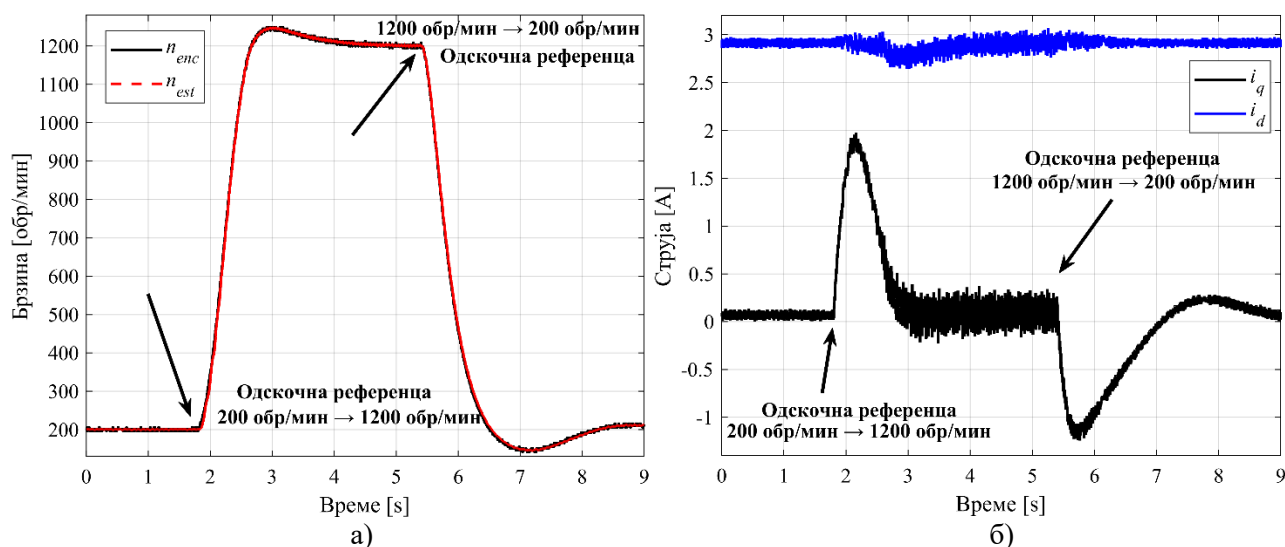


Слика 5.25 Одзиви СВР система при малим брзинама: а) одзив брзине; б) одзиви струја.

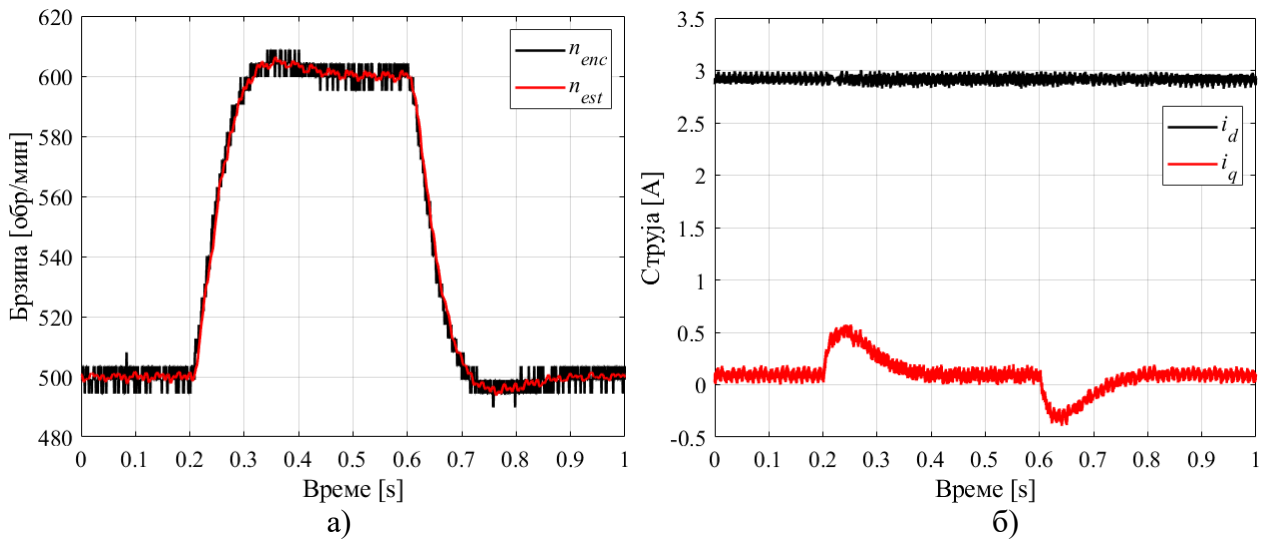
Према изведеним моделима прескок опада на вишим брзинама, као што је показано на Слици 5.26. одзивима СВР система у присуству великих одскочних промена у референци брзине од ± 1000 обр/мин. У $t = 1,8$ s делује се одскочном променом референце од 1000 обр/мин и у $t = 5,4$ s променом референце од -1000 обр/мин. Брзина се успешно регулише са прескоком у одзиву од 4,8%, Слика 5.26а. Брзина промене учестаности РЖХ је адаптацијом система задржана доста далеко од дефинисаних ограничења, обезбеђујући малу грешку по фази $\Delta\theta$ и потврђујући представљену линеарну анализу стабилности. Одзиви струја током прелазних процеса приказани су на Слици 5.26б. Распрегнуто управљање моментом силе и флуksom је постигнуто и у присуству великих промена референце брзине. Нешто веће валовитости у струји постоје услед раније наведених разлога у погледу напонске маргине и пропусних опсега петљи. Може се показати да се увећањем пропусног опсега регулације по струји дисторзије у струјама отклањају, али по цену квалитета *sensorless* регулације по брзини.

Према четвртном поглављу, могуће је постићи одзив брзине СВР система са знатно мањим прескоком увећањем претека фазе на нижим брзинама. Ово је показано одскочним одзивом система на Слици 5.27. При брзини од 500 обр/мин, узастопно се одскочно мења референца брзине у износу од ± 100 обр/мин. Претек фазе је сада увећан на 25° што резултује одзивима са 4% прескока при убрзању и кочењу на средњим брзинама, Слика 5.27а. Понашање естиматора и СВР система је значајно боље већ изнад 5 Hz учестаности статорских струја. На брзинама од 13 Hz, 400 обр/мин, и више, не постоји нула у ДПР услед рада естиматора и може се постићи одзив без прескока и то са једноставном структуром ПИ регулатора. Ово подразумева да се претек фазе не задаје као улазни параметар за синтезу регулатора, већ да се адаптира за сваки од радних режима тако да се увек примени максимално могући претек фазе. Тада би примена представљеног естиматора и придруженог регулатора брзине захтевала само познавање инерције механичког система. Наведене активности нису урађене и правац су даљег истраживања. Одзиви ВУ при посматраној трајекторији брзине, дати су на Слици 5.27б.

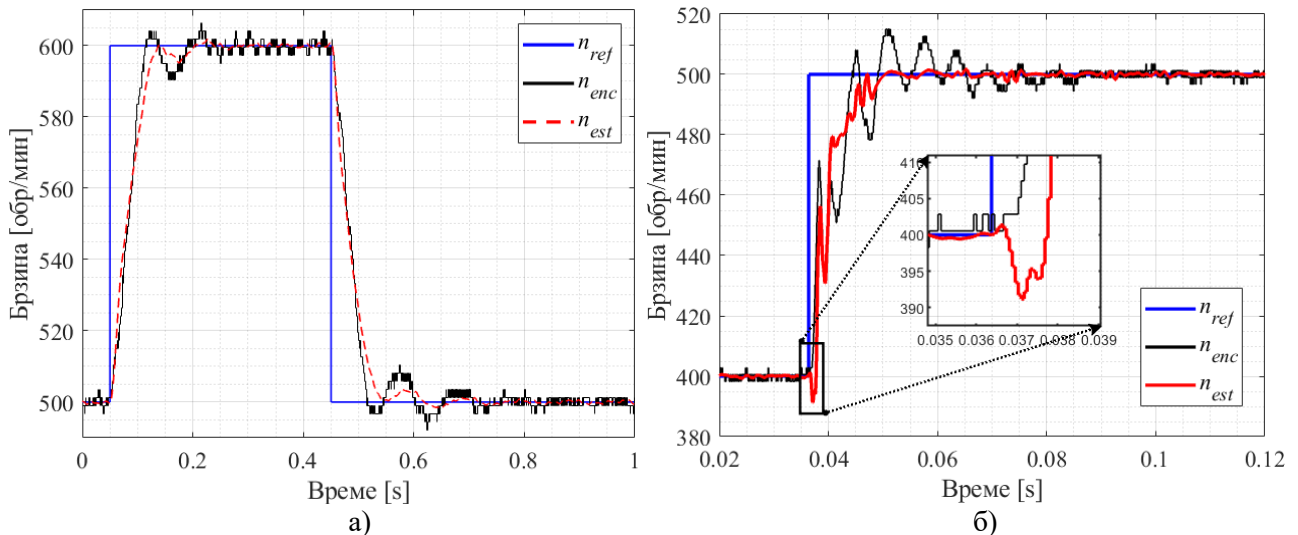
Од интереса је испитати могућност употребе естиматора за потребе *sensorless* регулације брзине без придруженог алгоритма управљања. За ове потребе, посматрају се одзиви СВР система на средњим брзинама при увећању пропусног опсега не уважавајући услов (3.47). Одзиви на одскочну промену референцу од 100 обр/мин са пропусним опсезима *sensorless* регулације брзине од 5 Hz и 15 Hz приказани су на Слици 5.28а. и Слици 5.28б. респективно. Променом ограничења по пропусном опсегу, параметри естиматора се аутоадаптирају за унете пропусне опсеге према критеријумима ($\kappa-1$) и ($\kappa-2$), чиме се обезбеђује стабилност на задату референцу брзине. Регулациони система са естиматором у повратној грани има стабилне



Слика 5.26. Одзиви СВР система на велике одскочне референце: а) одзив брзине; б) одзиви струја.



Слика 5.27 . Одзиви СРВ система за увећаним претеклом фазе: а) одзив брзине; б) одзиви струја.



Слика 5.28. Одзиви на одскочну референцу са већим пропусним опсегом: а) $f_{BW} = 5$ Hz; б) $f_{BW} = 15$ Hz.

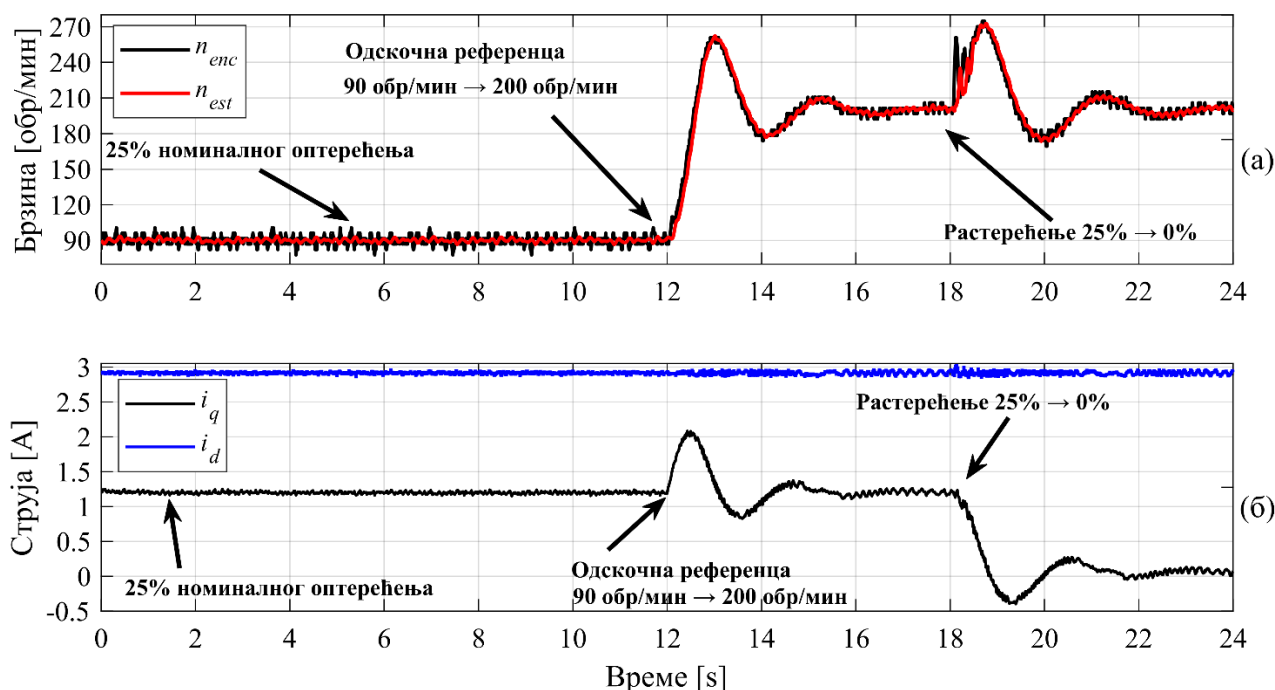
одзиве жељеног пропусног опсега и то при убрзању и при кочењу. Према најбољем сазнању аутора, до сада публикована *sensorless* решења нису остварила пропусне опсеге веће од 1 Hz, независно од режима рада. Са друге стране, јасно се указује да је представљено решење могуће употребити у системима високих перформанси. Према датим одзивима, може се видети да у устаљеном стању постоје занемариве девијације у регулисаној брзини услед увећања пропусног опсега. Постоји знатно деградирање одзива система током прелазног процеса, у поређењу са експериментом на Слици 5.27, али се зато може постићи потискивање поремећаја и до 100% номиналног момента силе све до $f_{FUND} = 13$ Hz, тј. $n_{meh} \approx 400$ обр/мин. Применом сложенијих структура регулатора, могу се унапредити и наведени недостаци.

5.6 Испитивање *sensorless* система у присуству оптерећења

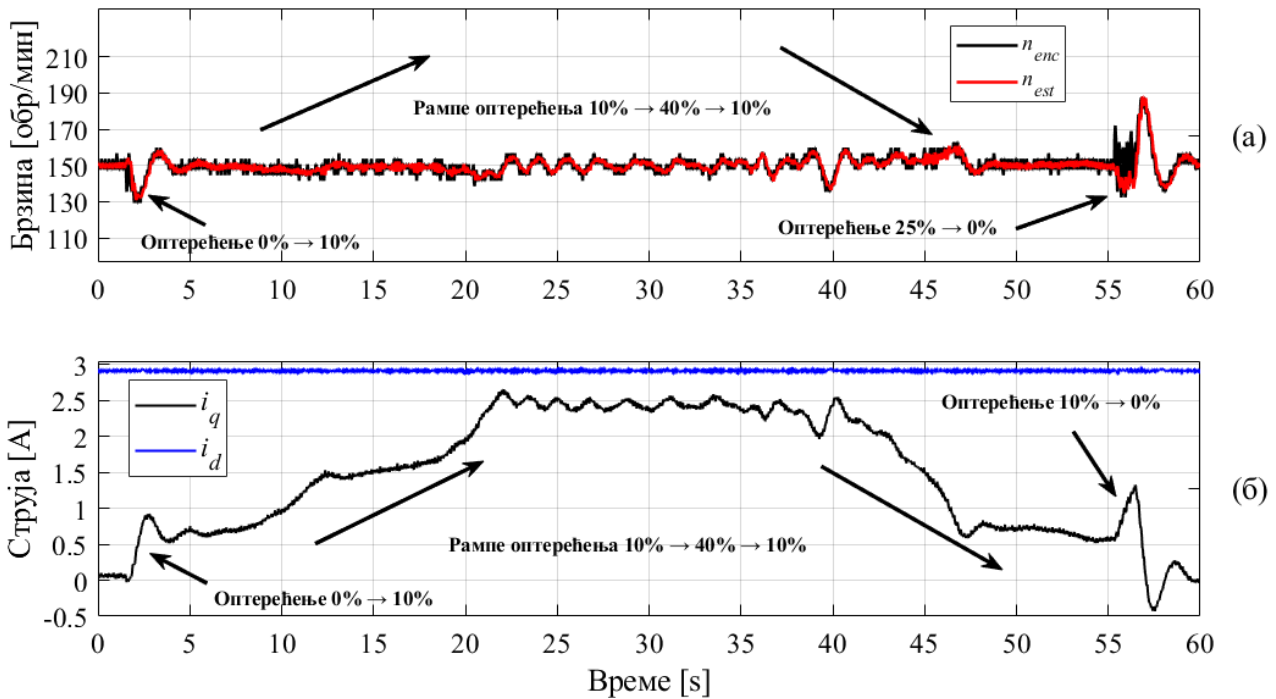
Анализа понашања СРВ система у присуству оптерећења на вратилу када се регулација заснива на естиматору РЖХ из трећег поглавља и методологији за синтезу регулатора брзине у четвртном поглављу дата је у наставку. Понашање система при малим брзинама приказано је

на Слици 5.29. У почетном тренутку, брзина је *sensorless* регулисана при референци брзине од 90 обр/мин у присуству оптерећења на вратилу од $M_{opt} = 0,25 \cdot M_{em}$. У $t = 12$ s, примењена је одскачна промена референце од 110 обр/мин док је АМ оптерећен са 25% номиналног момента силе. СВР систем успешно потискује овај поремећај као и одсечно растерећење у $t = 18$ s, Слика 5.29а. Одсечно растерећење је критичан поремећај за посматран систем, Слика 5.18. и 5.19. СВР систем на најнижим брзинама може да изнесе одсечно оптерећење до $M_{opt} = 0,4 \cdot M_{em}$, док одсечно растерећење веће од $0,33 \cdot M_{em}$ може да угрози стабилности система. Према (3.47), при $f_{FUND} = 3$ Hz пропусни опсег регулације брзине је редукован, што резултује споријим одзивом на промену референце са прескоком од 50%, и увећаним временом потребним за потискивање поремећаја као што је показано од $t = 18$ s до $t = 22$ s. У погледу *sensorless* ВУ, распрегнуто управљање моментом силе и флуksom је остварено, тј. између струја i_d и i_q , као на Слици 5.29б. без било какве спреге између оса током описаних поремећаја.

Резултати теста када се оптерећење мења са динамиком рампе при регулисаној брзини на 150 обр/мин, приказани су на Слици 5.34. У $t = 2,5$ s, примењена је одскачна промена оптерећења вредности $M_{opt} = 0,1 \cdot M_{em}$. Оптерећење расте са динамиком рампе до $0,4 \cdot M_{em}$ од $t = 8$ s до $t = 22$ s, а затим се од $t = 41$ s до $t = 53$ s по рампи спушта до $0,1 \cdot M_{em}$, после чега се машина растеређује. Наведене промене се могу сагледати у промени струје i_q на Слици 5.30б. Квалитетно декупловање струја и ВУ је очувано током целог теста. Осцилације у брзини и моменту силе, струји i_q могу се уочити при $M_{opt} = 0,4 \cdot M_{em}$ од тренутка $t = 22$ s до $t = 41$ s. Додатно увећање оптерећења доводи и до увећања и осцилација. Наиме, учестаност f_{FUND} и пропусни опсег расту са увећањем оптерећења при константној регулисаној брзини. Дакле, са порастом оптерећења параметри естиматора и регулатора брзине се адаптирају и систем постаје отпорнији на поремећаје. На основу критеријума стабилности (к-1), $\tau_{BW} \approx 1/2\pi f_{BW_{WREG}} \geq \tau_{LPF} > \tau_{BPF} > \tau_{PLL}$, пропусни опсег *sensorless* регулационе петље по брзини је инхерентно ограничен временском константом филтра ПО. Нежељени ефекти наведеног јесу појачање хармоника у околини РЖХ, увећање опсега пуштања филтра ПО према (3.32), и смањење временске константе излазног НФ филтра. Ово резултује лошијим филтрирањем мерених сигнала и појачањем интермодулационих сигнала који настају услед нелинеарног понашања ФСП, до лошијег понашања естиматора, осцилација угла флуksа код ВУ итд.



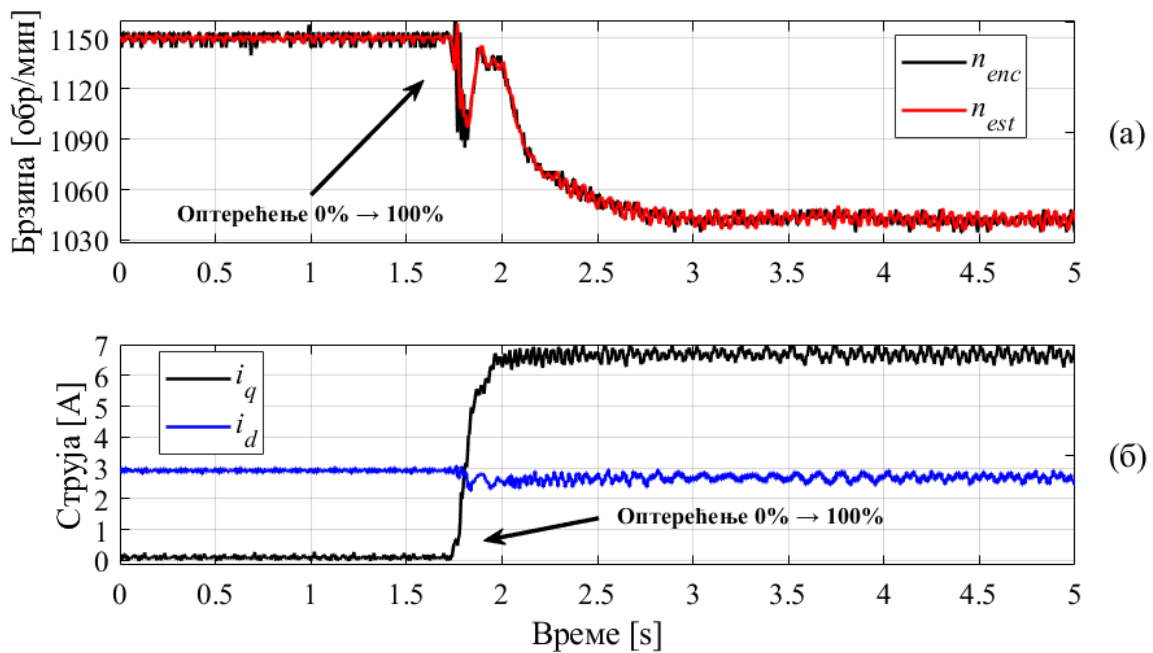
Слика 5.29. Одзив СВР система у присуству комбинованог поремећаја: а) одзив брзине; б) одзив струје.



Слика 5.30. Одзив система у присуству промене оптерећења по рампи: а) одзив брзине; б) одзиви струја.

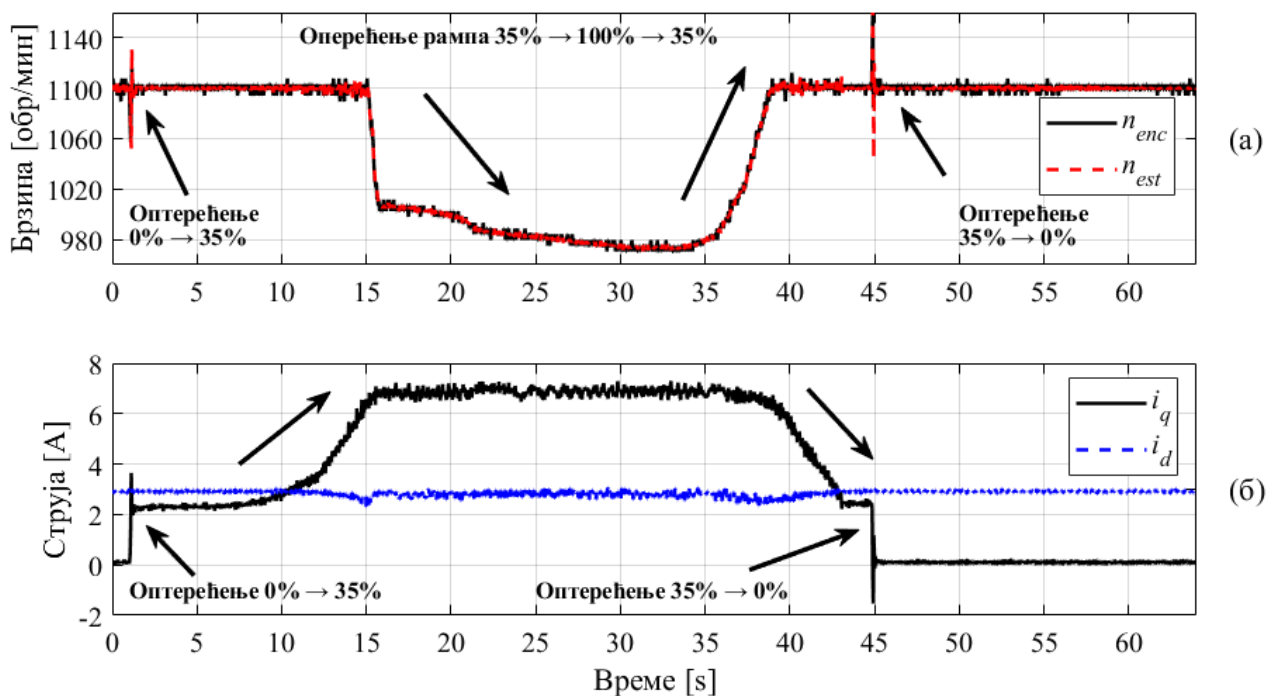
Да би се умањио утицај регулационих петљи по струји и брзини на јачину и фазу РЖХ и других суседних хармоника, а последично и осцилације на Слици 5.30, пропусни опсези регулационих петљи су ограничени на $f_{BW_{WREG}}^{LIMIT} = 15 \text{ Hz}$ и $f_{BW_{IREG}} = 400 \text{ Hz}$ за регулациону петљу по брзини и струју, респективно. Овако су наведени проблеми значајно редуковани. Иако ова акција ограничава максималне перформансе СВР система, систем може да задовољи широк опсег захтева као што је приказано на Слици 5.31. где су дати одзиви система при настанку одскочног оптерећења у вредности номиналног момента силе $M_{opt} = M_{em}$. Тест је извршен при брзини од 1150 обр/мин како би се избегао утицај напонске маргине услед ограничења напајања. Пропусни опсег система на овој брзини износи 11,5 Hz, према (3.47), што резултује већим пропадом у регулисаној брзини у поређењу са Сликаом 5.18. услед мањег кружног појачања система. Током прелазних процеса настаје већи пропад у регулисаној брзини, што се не види у одзивима струја, Слика 5.22б, због пропусног опсега струјне петље. Систем има стабилне одзиве, а струје i_q и i_d номиналне вредности. Уважавајући примењену референцу на улазу регулатора брзине и да машина у описаном радном режиму има номинално клизање, применом (2.145) се може показати да добијени резултат одговара учестаности РЖХ. Мала инерција испитиваног асинхроног мотора допушта већу динамику промене учестаност РЖХ при одскочним растерећењима и оптерећењима које могу довести до откључавања ФСП, тј. ограничити цео систем. Одскочно растерећење вратила са $M_{opt} = 0,7 \cdot M_{em}$, код испитиване АМ може да угрози стабилност система и при већим брзинама.

Понашање система на високим брзинама је испитано и у присуству промене оптерећења по рампи на Слици 5.32. У $t = 1 \text{ s}$, одскочна промена оптерећења од $M_{opt} = 0,35 \cdot M_{em}$ је примењена. Оптерећења расте са динамиком рампе до $M_{opt} = M_{em}$ и затим опада назад до 35% номиналног оптерећења, после чега се у $t = 45 \text{ s}$ мотор растеређује. Кратак прелазни процес у брзини је присутан током процеса одскочног оптерећења и растеређења, као што је приказано на Слици 5.32а. Распрегнуто управљања по флуксу и моменту силе је очувано током трајања целог теста, а промене оптерећења се могу уочити на Слици 5.32б. у промена i_q струје. Пад у регулисаној брзини је присутан због недовољног кружног појачања петље, и настаје када се примени оптерећење веће од 90% номиналног момента силе. Током свих спроведених тестова, РЖХ се налази унутар линеарних граница дефинисаних у трећем поглављу.



Слика 5.31 Одзиви СВР система у присуству одскочног номиналног оптерећења на 1150 обр/мин: а) одзиви брзина; б) одзиви струја.

Понашање регулатора брзине који се ослања на естиматор се не може поредити са оним који се ослања на енкодер. Ипак, показано је да је могуће остварити поуздан рад са добрим понашањем са предложеним решењем, при различитој природи и интензитету поремећаја. Закључује се да ако се при употреби естиматора РЖХ и придруженог регулатора брзине испуне критеријуми стабилности ($\kappa-1$) и ($\kappa-2$) да се може гарантовати стабилност система и жељено понашање САР дефинисане критеријумима I, II, III, у погледу тачности, кашњења и динамичког одзива. У погледу примене СВР система у произвољном ЕП, тј. естиматора РЖХ са придруженим регулатором брзине, понашање система је одређено укупном инерцијом



Слика 5.32 Одзив СВР система при номиналном оптерећењу са динамиком рампе на 1100 обр/мин: а) одзиви брзина; б) одзиви струја.

механичког система. Како су сви тестови спроведени на малом ЕП снаге 2,2 kW, примена истог алгоритма на већем АМ резултовала би бољим понашањем и отпорношћу на поремећаје.

Алгоритми за оцену брзине и дигитално управљање струјом и брзином су имплементирани на једном ДСП. Укупно трајање извршавања оба алгоритма износи 11,7 μ s са процесорским сатом од 100 MHz, са којим располаже највећи број ДСП тренутно доступних на тржишту. Брзина извршавања алгоритма за оцену брзине је 50 kHz, а као што је показано на Слици 3.26а, без губитка перформанси се може изабрати брзина извршавања алгоритма од 10 kHz. Ово значи да се цео алгоритам, оцена брзине и управљања, у пракси може реализовати на доста слабијем и јефтинијем процесору од *TMS320F28379D* који је коришћен за имплементацију предложеног решења на експерименталној поставци. Током истраживања, алгоритам је тестиран и на процесору *TMS320F28335*, такође произвођача *Texas Instruments* са другачијим решењем и конфигурацијом АД конвертора где нису уочена ограничења у било ком погледу.

Предложено решење не зависи од параметара АМ, а у поређењу са највећим бројем метода представљеним у потпоглављу 2.4, тј. не уноси хардверске или софтверске захтеве у погледу практичне примене. Решење не захтева додавања намотаја за мерење или приступ звездишту АМ, додавања додатних давача у инвертору, употребу матрица коефицијената, додавање виших хармоника, употребу више процесора у једновременом раду, итд. За потребе примене решења потребно је знати номиналну учестаност, број роторских жлебова и број пари полова АМ. У случају непознатог броја роторских жлебова, могу се одредити применом инверзног алгоритма оцене брзине. Може се закључити да је захтев IV, у погледу економичности и сложености примене решења у пракси, успешно остварен.

5.7 Закључци петог поглавља

Спроведено је експериментално испитивање естиматора РЖХ и методологије за синтезу придруженог *sensorless* регулатора брзине. Представљена је експериментална поставка и извршено је пројектовање кола за мерење струје уважавајући његов утицај на остатак система. Одабрана АМ за потребе тестирања је испитана за добијање параметара заменске шеме. Извршена је анализа утицаја јачине и учестаности првог хармоника струје и пропусних опсега регулације на јачину РЖХ. Као резултат анализе формирана је функција за нормализацију јачине хармоника на улазу у ФСП. Експериментална испитивања су обухватила испитивање регулационе петље по струји, брзини са енкодером и векторског управљања. Рад естиматора РЖХ и регулационог система који користи естиматор уместо давача брзине представљен је над трофазном АМ снаге 2,2 kW, у радом опсегу од 60 обр/мин до 1500 обр/мин.

Поуздан рад естиматора је остварен при малим брзинама, при $f_{FUND} = 2$ Hz, са тачношћу оцене брзине од 0,1164% и кашњењем у оцени од 50 ms. Адаптивна природа представљеног естиматора пружа кашњење од 7 ms са тачношћу од 0,041% за $f_{FUND} \geq 40$ Hz. Естиматор је употребљен за *sensorless* регулацију брзине пропусног опсега до 15 Hz, са регулацијом великих промена референце до 1000 обр/мин и потискивањем поремећаја до 100% номиналног момента силе са одскочном и динамиком рампе. Указано је на ограничења система у погледу механичке инерције и најниже радне брзине. Естиматор РЖХ и придружени регулатор брзине се могу употребити код сваке АМ која има способност да генерише РЖХ. Најнижа брзина при којој се може гарантовати представљено понашање, за произвољну АМ је брзина при којој се РЖХ представља са минимум 5 квантизационих нивоа АД конвертора. Код испитиване АМ, ово је случај при $f_{FUND} \geq 2$ Hz. Примена естиматора не захтева хардверске или софтверске модификације ЕП. Алгоритми за оцену брзине и управљања су реализовани на једном ДСП.

6 Закључак

У дисертацији је представљена синтеза нове структуре за оцену брзине обртања вратила асинхроне машине са кавезним ротором и методологија за одређивање параметара структуре и придруженог регулатора брзине. Структура за оцену брзине је заснована на роторским жлебним хармоницима присутним у струји статора и адаптивним дигиталним филтрима. Методологија за адаптацију параметара структуре и регулатора брзине је дизајнирана са циљем да се естиматор брзине користи уместо давача на вратилу за потребе регулације брзине, флуksа и момента силе.

У уводном поглављу је образложена потреба за развојем новог *sensorless* алгоритма и указано је на могућности и на тренутну индустријску примену *sensorless* алгоритма. Представљен је ЕП од интереса, предмет истраживања и методологија употребљена током остваривања научних резултата. Додатно, представљене су полазне хипотезе и груписани су остварени научни доприноси.

У оквиру другог поглавља за потребе анализе и синтезе *sensorless* алгоритма за оцену брзине обртања и алгоритма управљања, моделиране су нелинеарности инвертора које доминантно утичу на рад *sensorless* регулационих система. Изведен је модел АМ у појасу основних учестаности. Анализиране су и аналитички описане анизотропије које уносе изобличења у ЕМС статора. Хармоници који постоје у спектру струје статора услед изобличене ЕМС су аналитички описани и анализирани. На основу аналитичких модела, спроведена је анализа стручне и научне литературе у области алгоритма за оцену брзине вратила код АМ и указано је на примене анизотропија у вези са *sensorless* алгоритмима у пракси. Разматрани су алгоритми засновани на динамичком моделу АМ у појасу основних учестаности, као и методе засноване на анизотропијама. На основу прегледа публиковане литературе, као анизотропија од значаја изабрани су РЖХ. Указано је на то да се тренутно методе засноване на РЖХ доминантно користе за надзор и дијагностику система у устаљеном стању као и да њихова примена углавном уноси додатне захтеве и измене у погледу хардвера или софтвера ЕП. Изведени су аргументи који указују на простор у области и потребу за развојем новог *sensorless* алгоритма за оцену и управљање брзином.

У трећем поглављу је представљена нова и оригинална структура за оцену брзине вратила АМ. Представљена је структура заснована на РЖХ, фазно спрегнутој петљи и адаптивним дигиталним филтрима. За сваки од елемената структуре пружена је аргументација на основу које је спроведен дизајн. Уједно је представљена и нова методологија за одабир, али и адаптацију параметара структуре. Методологија се заснива на физичким ограничењима АМ и примени естиматора брзине за потребе САР, чиме се постиже велики степен универзалности. Елементи структуре, адаптивни филтар ПО, ФСП и НФ филтар су дизајнирани према четири критеријума перформанси и два критеријума стабилности. Критеријумске функције по којима се адаптирају параметри адаптивних филтара су добијене из критеријума понашања као компромис између максималне допуштене девијације оцењене учестаности и укупног кашњења система за оцену брзине, уважавајући захтеве у погледу динамичког одзива и стабилности. За потребе анализе и синтезе естиматора развијени су симулациони модели у програмском пакету *MATLAB – Simulink*. Путем развијених модела естиматор је испитан у целој експлоатационој карактеристици ЕП, без области слабљења поља. У до сада публикованој литератури динамичко понашање метода заснованих на РЖХ и њихова употреба у *sensorless* регулационим системима углавном нису разматрани. Из наведених разлога, у трећем поглављу је изведен аналитички линеарни модел естиматора. Формирани модел је

искоришћен за потребе испитивања робусности и линеарне анализе стабилности. На основу формираних модела, линеарно понашање естиматора се може гарантовати ако је брзина промене РЖХ мања од 770 Hz/s. У погледу процеса оцене брзине, остварено је кашњење у оцени у опсегу од 150 ms до 7 ms када f_{FUND} расте са 2 Hz на 40 Hz и грешка у оцени брзине је мања од 0,3%. Указано је на недостатке дизајна који постоје на нижим брзинама у виду неминимално фазног понашања. Естиматор брзине има велику резерву стабилности и робусност на промене параметара.

У четвртом поглављу је представљена нова методологија за синтезу регулатора брзине која се заснива на естиматору РЖХ. Након одабира структуралних елемената САР извршена је синтеза унутрашње регулационе петље по струји на концепту инверзије динамике у z домену уважавајући кашњења у дигиталном домену. Синтеза регулатора брзине је извршена на основу фреквенцијског одзива функције отвореног преноса уважавајући естиматор у повратној грани система, унутрашњу петљу по струји као и постојање РЖХ у пропусном опсегу регулационог система. Методологија за адаптацију појачања регулатора брзине на основу брзине и оптерећења на вратилу постиже максималну вредност функције осетљивости за одабрану ПИ структуру регулатора у сваком радном режиму. Извршена је линеарна анализа стабилности и робусности, дискутовани су одзиви и ограничења САР при промени референце брзине и у присуству оптерећења. За ове потребе коришћени су развијени аналитички и симулациони модели естиматора и *sensorless* САР.

У петом поглављу спроведено је експериментално испитивање естиматора брзине и методологије за адаптацију параметара естиматора и придруженог регулатора брзине. Представљена је експериментална поставка и извршена је њена верификација. У том погледу, детаљније су објашњена кола за мерење струје и брзине, извршено је испитивање регулационе петље по струји и брзини са енкодером и векторског управљања. Одабрана АМ за потребе тестирања је испитана за добијање параметара заменске шеме. Извршена је анализа утицаја јачине и учестаности првог хармоника струје и пропусних опсега регулације на јачину РЖХ. Рад естиматора брзине и САР који користи естиматор уместо давача брзине представљен је над трофазном АМ снаге 2,2 kW, у радом опсегу од 60 обр/мин до 1500 обр/мин. Експерименталним испитивањима остварени су следећи резултати:

- тачност у оцени брзине од 0,1164% са кашњењем оцене од 50 ms при брзини обртања од 4% номиналне брзине;
- тачност у оцени брзине од 0,041% са кашњењем оцене мањим од 7 ms при брзинама мањим од 80% номиналне брзине;
- временски одзив естиматора у присуству одскочне промене брзине који не усложњава захтеве у погледу синтезе регулатора брзине;
- излази естиматора су успешно искоришћени за потребе *sensorless* регулације брзине и векторског управљања;
- остварен је пропусни опсег *sensorless* регулационе петље по брзини од 15 Hz;
- експериментално је остварен поуздан рад *sensorless* система у присуству:
 - одскочне промене референце брзине од 1000 обр/мин;
 - промене референце брзине са динамиком рампе стрмине 1400 обр/секунди;
 - промене оптерећења на вратилу са динамиком рампе стрмине 3,75 Nm/s;
 - одскочне промене оптерећења у вредности од 100% номиналног момента силе;

У погледу естиматора, поуздан рад је остварен при веома малим брзинама, при учестаности струје статора од 2 Hz, у поређењу са великим бројем до сада публикованих решења која обезбеђују оцену брзине до учестаности од 5 Hz. Према најбољем сазнању аутора, до сада публиковане методе су на најнижим радним брзинама оствариле тачност не већу од 0,2%. У дисертацији представљено решење при празном ходу и учестаности струје статора од 2 Hz, има тачност од 0,1164% са кашњењем у оцени брзине од 50 ms. Адаптивна природа представљеног естиматора пружа кашњење од 7 ms са тачношћу од 0,041% у празном ходу за

учестаности струје статора веће од 40 Hz. Током испитивања је показано да са порастом оптерећења на вратилу тачност оцењене брзине знатно расте. Може се закључити да, у поређењу са претходно публикованим решењима, естиматор представљен у дисертацији пружа бољу тачност, ниже кашњење и реализацију без специфичних захтева. Такође, естиматор је успешно употребљен за *sensorless* регулацију момента силе, флукса и брзине са високим пропусним опсегом и великом отпорношћу на поремећаје. До сада је у литератури показано концептуално да је могуће користити РЖХ за потребе *sensorless* регулације ЕП, са пропусним опсезима у околини 1 Hz и без детаљнијег разматрања рада у присуству оптерећења. У дисертацији је остварен пропусни опсег *sensorless* регулације по брзини до 15 Hz са регулацијом великих промена референце до 1000 обр/мин и потискивањем поремећаја до 100% номиналног момента силе са одскочном и динамиком рампе. На основу линеарне анализе стабилности, симулационих и експерименталних испитивања система, понашање и стабилност представљеног *sensorless* регулационог система и естиматора брзине се могу гарантовати ако и само ако су у произвољном погону испуњени услови да је:

- РЖХ описан са минимум пет квантизационих нивоа АД конвертора;
- брзина промене учестаности РЖХ у времену мања од 770 Hz/s.

Анализама и испитивањима је показано да наведени услови нису искључиви. Естиматор и *sensorless* САР се могу користити и ако наведени услови нису испуњени, али се не може гарантовати наведено понашање система и стабилност система.

Метода представљена у дисертацији нема захтеве у погледу практичне примене и није ограничена на специфичну апликацију. Представљени естиматор се може користити за потребе регулације, надзора и дијагностике система код било које АМ која има способност да генерише РЖХ. Алгоритми за оцену брзине и управљања су реализовани на једном ДСП. Остварена понашања се могу гарантовати када се решење примењује на процесору чији је системски сат већи од 10 MHz. У поређењу са до сада публикованим решењима, структура и методологија у дисертацији не зависе од параметара АМ, не захтевају додавање виших хармоника, додатне даваче или намотаје за мерење величина као ни приступ звездишту. Није потребно користити матрице података или додатну меморију, као ни сложене оптимизационе функције које би отежале реализацију алгоритма на процесору. Остварени научни доприноси дисертације су:

- Оригинална структура за оцену брзине која омогућава рад уз мању грешку у оцени, $\Delta < 0.4 \%$, мање транспортно кашњење, $\delta < 50 \text{ ms}$, у опсегу од 4% до 100% номиналне брзине,
- Структура која се може применити без додатних хардверских и софтверских измена или захтева,
- Структура која значајно умањује утицај регулационих контура за регулацију струје и брзине на квалитет оцене брзине обртања и омогућава распрегнут рад естиматора и наведених регулационих контура,
- Аналитички модел предложене структуре засноване на РЖХ са дефинисаним ограничењима при којима се може гарантовати стабилан и линеаран рад система,
- Методологија одређивања параметара предложене структуре и придружених регулатора која омогућава достизање већег пропусног опсега, мање осетљивости на промене параметара и мање минималне брзине обртања од до сада публикованих решења.

7 Списак коришћене литературе

- [1] K. M. Rahman and M. Ehsani, "Performance analysis of electric motor drives for electric and hybrid electric vehicle applications," *Power Electronics in Transportation*, Dearborn, MI, USA, 1996, pp. 49-56.
- [2] D. H. Clayton, S. D. Sudhoff and G. F. Grater, "Electric ship drive and power system," *Conference Record of the 2000 Twenty-fourth International Power Modulator Symposium*, Norfolk, VA, USA, 2000, pp. 85-88.
- [3] J. Z. Bird, "A Review of Electric Aircraft Drivetrain Motor Technology," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 58, no. 2, pp. 1-8, Feb. 2022, Art no. 8201108.
- [4] Jukić Antolović, J., Jerković Štil, V. i Hederić, Ž. (2013). Comparison of Static Characteristics between Unregulated and Regulated Electrical Drives. *International journal of electrical and computer engineering systems*, 4. (1.), 27-34.
- [5] G. A. Biacs and M. S. Adzic, "Modeling of the thyristor controlled rectifiers for control of Ward - Leonard system," 2009 7th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics, Subotica, Serbia, 2009, pp. 193-196.
- [6] S. N. Vukosavic, "Grid-Side Converters Control and Design: Interfacing Between the AC Grid and Renewable Power Sources," Springer, Cham, Switzerland, 2018.
- [7] J. Yu, H. Shen, H. Wang and X. Wu, "Speed Estimation of Multiphase Induction Motor Using Rotor Slot Harmonics With Limited SNR and Dynamic Load Conditions," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 70, no. 7, pp. 6618-6631, July 2023.
- [8] A. R. Milić and S. N. Vukosavić, "Sensorless Control of Induction Motor Based on Rotors Slot Harmonics and Digital Adaptive Filters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, doi: 10.1109/TIA.2024.3365086.
- [9] Ž. Janda, M. Janković, J. Bebić, S. Vukosavić, and V. Vučković. "The Realization of a Novel Speed Sensorless Induction Motor Drive". In *Proceedings of the IEEE IECON*, vol. 3, pp. 1621-1626, 1994.
- [10] A. Consoli, G. Scarcella, and A. Testa, "Industry application of zero-speed sensorless control techniques for PM synchronous motors," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 37, no. 2, pp. 513–521, 2001.
- [11] Y. Maita and I. Miki, "Sensorless Control in Low-speed Region for Switched Reluctance Motor," in *2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2020, pp. 1173–1177.
- [12] X. Shangguan and X. Wu, "Analysis of rotor slot harmonics of multiphase induction motor based on detection coil," *2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Gyeongju, Korea, Republic of, 2021, pp. 386-1389.
- [13] B. Saha, B. Singh and A. Sen, "SMO Based Position Sensorless BLDC Motor Drive Employing Canonical Switching Cell Converter for Light Electric Vehicle," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 59, no. 3, pp. 2974-2984, May-June 2023.
- [14] S. Zaim, J. P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh and F. Meibody-Tabar, "High-performance low-cost control of a permanent magnet wheel motor using a hall effect position sensor," 2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Chicago, IL, USA, 2011, pp. 1-6.
- [15] F. Tang, J. Liang, J. Jiang, Z. Xin, S. Huang, and P. C. Loh, "Review and re-evaluation of modulation techniques for neutral-point-clamped inverters with high-order filters," *IET Power Electron.*, vol. 12 no. 6, pp. 1307-1320, Jun. 2019.
- [16] E. A. Caicedo Peñaranda, J. L. Díaz Rodríguez and L. D. Pabón Fernández, "Sensorless Control of and Induction Motor with Optimized Harmonic Distortion," 2018 IEEE ANDESCON, Santiago de Cali, Colombia, 2018, pp. 1-6

- [17] Y. Liu and F. Z. Peng, "A Modular Multilevel Converter With Self-Voltage Balancing Part II: Y-Matrix Modulation," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 2, pp. 1126-1133, June 2020.
- [18] C. Buccella, C. Cecati and H. Latafat, "Digital Control of Power Converters—A Survey," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 437-447, Aug. 2012.
- [19] Sharma, S. and Chen, W., "Using Model-Based Design to Accelerate FPGA Development for Automotive Applications," *SAE Int. J. Passeng. Cars – Electron. Electr. Syst.* 2(1):150-158, 2009.
- [20] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Seattle, WA, USA: Morgan & Claypool, 2015.
- [21] ISOSMART™ Half Bridge Driver Chipset, IXBD4410/4411 Data sheet and Application note, © 2004, IXYS website.
- [22] Holtz and J. Quan, "Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1087–1095, Jul./Aug. 2002.
- [23] W. Madany, M. Rashdan and E. -S. Hasaneen, "Pulse-position and pulse-amplitude modulation interface for serial data link applications," 2016 Fourth International Japan-Egypt Conference on Electronics, Communications and Computers (JEC-ECC), Cairo, Egypt, 2016, pp. 95-98.
- [24] R. R. S. Tomar and K. Jain, "Lossless Image Compression Using Differential Pulse Code Modulation and its Application," 2015 International Conference on Computational Intelligence and Communication Networks (CICN), Jabalpur, India, 2015, pp. 397-400.
- [25] B. Jacob and M. R. Baiju, "Space Vector based pulse Density Modulation scheme for two level voltage source inverter," 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Beijing, China, 2011, pp. 1227-1232.
- [26] M. Rizani Rusli, H. Rahmatullah, M. Badriatul Fauziah, A. Jaya, M. Machmud Rifadil and E. Purwanto, "Pulse Width Modulation (PWM) and Pulse Amplitude Modulation (PAM) Technique for Medium-Speed BLDCM in Electric Vehicle Application," 2018 International Seminar on Application for Technology of Information and Communication, Semarang, Indonesia, 2018, pp. 87-92.
- [27] D. M. Swamy and M. Venkatesan, "Three Phase Multi-Level Inverter Topologies and Modulation Techniques: A Short review," 2019 2nd International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICICT), Kannur, India, 2019, pp. 305-311.
- [28] R. G. Jani and P. N. Kapil, "Analysis of different modulation techniques for multilevel inverters," 2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), Delhi, India, 2016.
- [29] J. Chen, M. Schütt and H. -G. Eckel, "Comparative Evaluation of Grid Connected Current Source and Voltage Source Inverters for Wind Turbines," 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), Aalborg, Denmark, 2023, pp. 1-8
- [30] V. Kiran and P. P. Rajeevan, "A New Carrier Based Modulation Technique for Current Source Inverters," 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE2020), Cochin, India, 2020, pp. 1-6.
- [31] L. Ferrer-Arnau, N. Berbel, G. J. Capella and J. Zaragoza, "Study of modulation techniques applied to full bridge single-phase inverters based on wide-bandgap semiconductors," *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lisbon, Portugal, 2019, pp. 2032-2037.
- [32] Y. Xia and R. Ayyanar, "Comprehensive comparison of THD and common mode leakage current of bipolar, unipolar and hybrid modulation schemes for single phase grid connected full bridge inverters," 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017, pp. 743-750.
- [33] R.D. Middlebrook; "Predicting modulator phase lag in PWM converter feedback loops," *Advances in switched-mode power conversion*, vol I, pp. 245–250, 1981.

- [34] R. W. Erickson, D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics," Second Edition, 2001, Springer, ISBN 07923-7270-0.
- [35] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design," 2003, Wiley, ISBN 0-471-22693-9. 14.
- [36] J. Kassakian, G. Verghese, M. Schlecht, "Principles of Power Electronics," 1991, Addison Wesley, ISBN 02010-9689-7. 14.
- [37] J. W. Makhubele and K. A. Ogudo, "Analysis on Basics of Modulation Techniques for AC Drive on Efficiency Improvements," *2020 IEEE PES/IAS PowerAfrica*, Nairobi, Kenya, 2020, pp. 1-5.
- [38] J. Holtz and L. Springob, "Reduced Harmonics PWM Controlled Line-Side Converter for Electric Drives", presented at the IEEEIAS Annual Conference, Seattle, 1990.
- [39] A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic, "Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs," in Proc. IEEE PESC, Jeju, Korea, 2006, pp. 2871-2877.
- [40] S. Ogasawara, H. Agaki and A. Nabae, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory", European Power Electronics Conference, Aachen, 1989, pp. 1197-1202.
- [41] Seung-Gi Jeong, Min-Ho Park. The analysis and compensation of dead-time effects in PWM inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*; 1991, vol. 38, p. 108-14.
- [42] Y. Murai, T. Watanabe and H. Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-23, no. 5, pp. 881-886, Sept. 1987.
- [43] Jong-Woo Choi and S. -K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 221-227, March 1996.
- [44] J.-W. Choi and S.-K. Sul, "A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 1001 – 1008, Sept./Oct. 1995.
- [45] Th.M. Wolbank, and J.L. Machl, "Influence of Inverter-nonlinearity and Measurement Setup on Zero Speed Sensorless Control of AC Machines Based on Voltage Pulse Injection", *Proceedings of IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2005)*, pp.1568-1573.
- [45] J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Machines—With or Without Signal Injection?," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 1, pp. 7-30, 2006.
- [46] Lorenz, R.D. and Van Patten, K., "High Resolution Velocity Estimation for *All* Digital, AC Servo Drives"*IEEE Trans. Ind. Appl.* V0127, NO. 4, July/August, 1991, pp 701-708.
- [47] M. Jones, S. N. Vukosavic, D. Dujic, and E. Levi, "A synchronous current control scheme for multiphase induction motor drives," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 4, pp. 860-868, Dec. 2009.
- [48] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat, "Stator winding design for multiphase two-motor drives with single VSI supply," in Proc. ICEM, Sep. 2006.
- [49] L. Pereira, C. Scharlau, L. Pereira, and S. Haffner, "Influence of saturation on the airgap induction waveform of five-phase induction machines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 1, pp. 29-41, Mar. 2012.
- [50] A. G. Yepes, J. A. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. Lopez, B. Bogado, M. Jones, and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings. Part 1: sinusoidal excitation methods," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1056-1066, Dec. 2012.
- [51] L. Chen and F. Z. Peng, "Dead-time elimination for voltage source inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 2, pp. 574-580, Mar. 2008.
- [52] L. Schreier, J. Bendl, and M. Chomat, "Influence of space harmonics on properties of six-phase induction machine — Part I. analysis," in Proc. ICEM, Sep. 2010, pp. 1-6.
- [53] Vukosavić, S. (2010). *Električne mašine*. Akademska misao, Beograd.

- [54] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, Sep./Oct. 1995.
- [55] S. N. Vukosavic and M. R. Stojic, "Suppression of torsional oscillations in a high-performance speed servo drive," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no. 1, pp. 108–117, Feb. 1998.
- [56] S. N. Vukosavic, *Digital Control of Electrical Drives*. in *Power Electronics and Power Systems*. Springer US, 2007.
- [57] B. Wilamowski and J. Irwin, *Power Electronics and Motor Drives*, ser. *Electrical engineering handbook series*. CRC Press, 2011.
- [58] D. C. White and H. H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, The MIT Press, Ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., Nov. 1968.
- [59] E. Fornasiero, N. Bianchi, and S. Bolognani, "Slot harmonic impact on rotor losses in fractional-slot permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2557–2564, Jun. 2012.
- [60] M. Muteba, A. Jimoh, and D. Nicolae, "Torque ripple analysis of three-phase induction machines with non-uniform coil groups distribution," in *Proc. IEMDC*, May 2013.
- [61] M. Valavi, A. Nysveen, R. Nilssen, and T. Rolvag, "Slot harmonic effect on magnetic forces and vibration in low-speed permanent-magnet machine with concentrated windings," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 5, pp. 3304–3313, Sep./Oct. 2014.
- [62] M. Joksimović, J. Riger, T. M. Wolbank, N. Perić, and M. Vašak, "Stator-Current Spectrum Signature of Healthy Cage Rotor Induction Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 4025–4033, 2013.
- [63] Malvar, A. G. Yepes, A. Vidal, P. Fernandez-Comesana, F. D. Freijedo, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, "Harmonic subspace and sequence mapping in a seriesconnected six-phase two-motor drive," in *Proc. IECON*, Oct. 2012, pp. 3622–3627.
- [64] S. Nandi, S. Ahmed, H. Toliyat, and R. Mohan Bharadwaj, "Selection criteria of induction machines for speed-sensorless drive applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 704–712, May/Jun. 2003.
- [65] M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, L. Parsa, G. Serra, and D. Casadei, "High-torque density control of multiphase induction motor drives operating over a wide speed range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 814–825, Feb. 2015.
- [66] G. Joksimovic, C. Bruzzese, and E. Santini, "Static eccentricity detection in synchronous generators by field current and stator voltage signature analysis — Part I: Theory," in *Proc. ICEM*, Sep. 2010, pp. 1–6.
- [67] Z. Gao, T. G. Habetler, R. G. Harley, and R. S. Colby, "A sensorless rotor temperature estimator for induction machines based on current harmonic spectral estimation scheme," in *Proc. 12th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, Portoroz, Slovenia, Aug. 30–Sep. 1, 2006, pp. 431–437.
- [68] W. Thomson and M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 7, no. 4, pp. 26–34, Jul./Aug. 2001.
- [69] S. Nandi, H. 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.
- [70] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G.-A. Capolino, "Advances in diagnostic techniques for induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4109–4126, Dec. 2008.
- [71] M. Hinkkanen, V.-M. Leppanen, J. Luomi, "Flux observer enhanced with low-frequency signal injection allowing sensorless zero-frequency operation of induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(1): 52–59.

- [72] Z. Wu and O. Ojo, "Coupled-circuit-model simulation and airgap-field calculation of a dual-stator-winding induction machine," *Elect. Power Appl., IEE Proc.*, vol. 153, no. 3, pp. 387–400, May 2006.
- [73] S. D. Sudhoff, D. C. Aliprantis, B. T. Kuhn, and P. L. Chapman, "An induction machine model for predicting inverter-machine interaction," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 2, pp. 203–210, Jun. 2002.
- [74] E. Fournier, A. Picot, J. Regnier, M. T. Yamdeu, J. Andrejak, and P. Maussion, "Current-based detection of mechanical unbalance in an induction machine using spectral kurtosis with reference," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1879–1887, Mar. 2015.
- [75] S. H. Kia, H. Henao, and Gé.-A. Capolino, "A High-Resolution Frequency Estimation Method for Three-Phase Induction Machine Fault Detection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2305–2314, 2007.
- [78] 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, Oct. 2000.
- [79] S. Williamson and A. Smith, "Steady-state analysis of 3-phase cage motors with rotor-bar and end-ring faults," *Elect. Power Appl., IEE Proc. B*, vol. 129, no. 3, pp. 93–, May.
- [80] J. Cameron, W. Thomson, and A. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors," *Elect. Power Appl., IEE Proc. B*, vol. 133, no. 3, pp. 155–163, May 1986.
- [81] R. Schoen, T. Habetler, F. Kamran, and R. Bartfield, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 6, pp. 1274–1279, Nov./Dec. 1995.
- [82] I. Bogiatzidis, A. Safacas, and E. Mitronikas, "Detection of backlash phenomena appearing in a single cement kiln drive using the current and the electromagnetic torque signature," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3441–3453, Aug. 2013.
- [83] G. Kliman, R. Koegl, J. Stein, R. Endicott, and M. Madden, "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 3, no. 4, pp. 873–879, Dec. 1988.
- [84] D. Campos-Delgado, J. Pecina-Sanchez, D. Rivelino Espinoza-Trejo, and E. Roman Arce-Santana, "Diagnosis of open-switch faults in variable speed drives by stator current analysis and pattern recognition," *Elect. Power Appl., IET*, vol. 7, no. 6, pp. 509–522, Jul. 2013.
- [85] S. Kia, H. Henao, and G. Capolino, "Gear tooth surface damage fault detection using induction machine stator current space vector analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1866–1878, Mar. 2015.
- [86] M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, M. Riera-Guasp, J. Perez-Cruz, J. RogerFolch, J. Pons-Llinares, V. Climente-Alarcon, and J. Antonino-Daviu, "Application of the Teager Kaiser energy operator to the fault diagnosis of induction motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 4, pp. 1036–1044, Dec. 2013.
- [87] A. Soualhi, G. Clerc, and H. Razik, "Detection and diagnosis of faults in induction motor using an improved artificial ant clustering technique," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 4053–4062, Sep. 2013.
- [88] S. Das, P. Purkait, C. Koley, and S. Chakravorti, "Performance of a load-immune classifier for robust identification of minor faults in induction motor stator winding," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 21, no. 1, pp. 33–44, Feb. 2014.
- [89] Y. Gritli, S. B. Lee, F. Filippetti, and L. Zarrì, "Advanced diagnosis of outer cage damage in double-squirrel-cage induction motors under time-varying conditions based on wavelet analysis," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 3, pp. 1791–1800, May/Jun. 2014.

- [90] C. Pezzani, P. Donolo, G. Bossio, M. Donolo, A. Guzman, and S. Zocholl, "Detecting broken rotor bars with zero-setting protection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1373–1384, Mar./Apr. 2014.
- [91] J. de Jesus Rangel-Magdaleno, H. Peregrina-Barreto, J. Ramirez-Cortes, P. GomezGil, and R. Morales-Caporal, "FPGA-based broken bars detection on induction motors under different load using motor current signature analysis and mathematical morphology," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 5, pp. 1032–1040, May 2014.
- [92] S. Das, P. Purkait, C. Koley, and S. Chakravorti, "Performance of a load-immune classifier for robust identification of minor faults in induction motor stator winding," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 21, no. 1, pp. 33–44, Feb. 2014.
- [93] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Discriminating the simultaneous occurrence of three-phase induction motor rotor faults and mechanical load oscillations by the instantaneous active and reactive power media signature analyses," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 3, pp. 1630–1639, Mar. 2012.
- [94] K. Gyftakis and J. Kappatou, "A novel and effective method of static eccentricity diagnosis in three-phase PSH induction motors," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 2, pp. 405–412, Jun. 2013.
- [95] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Study of rotor faults in induction motors using external magnetic field analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 5, pp. 2082–2093, May 2012.
- [96] L. Wu, X. Huang, T. Habetler, and R. Harley, "Eliminating load oscillation effects for rotor eccentricity detection in closed-loop drive-connected induction motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1543–1551, Jul. 2007.
- [97] L. Wu, T. Habetler, and R. Harley, "A review of separating mechanical load effects from rotor faults detection in induction motors," in *Proc. SDEMPED*, Sep. 2007, pp. 221–225.
- [98] R. M. Saunders, "Electromechanical energy conversion in double cylindrical structures," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol. 82, no. 68, pp. 631–638, Oct. 1963
- [99] T. Lipo, *Analysis of Synchronous Machines*, Second Edition. CRC Press, 2012
- [100] H. R. Fudeh and C. M. Ong, "Modeling and analysis of induction machines containing space harmonics Part I: Modeling and transformation," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, no. 8, pp. 2608–2615, Aug. 1983.
- [101] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. II. Motor design and performance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 6, no. 4, pp. 684–692, Dec. 1991.
- [102] S. Williamson and S. Smith, "Pulsating torque and losses in multiphase induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 986–993, Jul./Aug. 2003
- [103] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008.
- [104] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives — A technology status review," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, Jul. 2007.
- [105] J. Gieras, C. Wang, and J. Lai, *Noise of Polyphase Electric Motors*. Taylor & Francis, 2005
- [106] J.-A. Echeverria-Villar, J. Martinez-Roman, and L. Serrano-Iribarnegaray, "Transient harmonic torques in induction machines: measurement and impact on motor performance," *Elect. Eng.*, vol. 94, pp. 67–80, Jun. 2012, 10.1007/s00202-011-0216-4.
- [107] L. Schreier, J. Bendl, and M. Chomat, "Influence of space harmonics on properties of six-phase induction machine — Part I. analysis," in *Proc. ICEM*, Sep. 2010, pp. 1–6.
- [108] J. Malvar, O. Lopez, A. G. Yepes, A. Vidal, and J. Doval-Gandoy, "Interactions between time and spatial harmonics in a series-connected five-phase two-motor drive," in *Proc. IECON*, Nov. 2013, pp. 5197–5202.
- [109] A. G. Yepes, J. Malvar, A. Vidal, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, "Optimized harmonic current control strategy for nonlinearities compensation in multiphase AC drives," in *Proc. ECCE*, Sep. 2013, pp. 1458–1464.

- [110] O. Lopez, J. Alvarez, J. Malvar, A. G. Yepes, A. Vidal, P. Fernandez-Comesana, F. D. Freijedo, and J. Doval-Gandoy, "Multiphase space vector control modulation technique for voltage source converters," in Proc. IECON, Oct. 2012, pp. 3635–3640.
- [111] M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier-frequency signal injection," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 36, no. 3, pp. 736–742, 2000, doi: 10.1109/28.845048.
- [112] M. Ojaghi and S. Nasiri, "Modeling eccentric squirrel-cage induction motors with slotting effect and saturable teeth reluctances," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 3, pp. 619–627, Sep. 2014.
- [113] J. Le Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet, and P. Brochet, "Optimal slot numbers for magnetic noise reduction in variable-speed induction motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 45, no. 8, pp. 3131–3136, Aug. 2009.
- [114] W. L. Silva, A. M. N. Lima, and A. Oliveira, "Speed Estimation of an Induction Motor Operating in the Nonstationary Mode by Using Rotor Slot Harmonics," *IEEE Trans Instrum Meas*, vol. 64, no. 4, pp. 984–994, 2015, doi: 10.1109/TIM.2014.2361554.
- [115] S. Staines, G. M. Asher, and M. Sumner, "Rotor-position estimation for induction machines at zero and low frequency utilizing zero-sequence currents," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 42, no. 1, pp. 105–112, 2006, doi: 10.1109/TIA.2005.861367.
- [116] A. Ferrah, K. J. Bradley, and G. M. Asher, "An FFT-based novel approach to noninvasive speed measurement in induction motor drives," *IEEE Trans Instrum Meas*, vol. 41, no. 6, pp. 797–802, 1992, doi: 10.1109/19.199410.
- [117] D. S. Zinger, F. Profumo, T. A. Lipo, and D. W. Novotny, "A direct field-oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 5, no. 4, pp. 446–453, 1990, doi: 10.1109/63.60688.
- [118] G. Bottiglieri, A. Consoli, and T. Lipo, "Modeling of saturated induction machines with injected high-frequency signals," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 22, no. 4, pp. 819–828, Dec. 2007.
- [119] F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli and J. Moreira, "Universal field oriented controller with indirect speed sensing based on the saturation third harmonic voltage," *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference - PESC '93*, Seattle, WA, USA, 1993, pp. 948-955
- [120] X. Tu, L.-A. Dessaint, R. Champagne, and K. Al-Haddad, "Transient modeling of squirrel-cage induction machine considering air-gap flux saturation harmonics," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, pp. 2798–2809, Jul. 2008.
- [121] M. Ojaghi and S. Nasiri, "Modeling eccentric squirrel-cage induction motors with slotting effect and saturable teeth reluctances," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 3, pp. 619–627, Sep. 2014.
- [122] J.C.Moreira, T.A.Lipo, "Modeling of Saturated ac Machines Including Air Gap Flux Harmonic Components", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28 No. 2, MarcMApril 1992.
- [123] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Airgap-eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by the complex apparent power signature analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1404–1410, Mar. 2008.
- [124] C. Bruzzese, E. Santini, V. Benucci, and A. Millerani, "Model-based eccentricity diagnosis for a ship brushless-generator exploiting the machine voltage signature analysis (MVSA)," in Proc. SDEMPED, Aug. 2009, pp. 1–7.
- [125] R. Burbidge and M. Fryett, "Synchronous and asynchronous torques in squirrel-cage induction motors," *Proc. of the Inst. of Elect. Eng.*, vol. 114, no. 11, pp. 1665–1673, Nov. 1967.
- [126] Kaikaa, Mohamed & Babaa, Fatima & Khezzer, A. & Boucherma, M. (2006). Analytical analysis of rotor slot harmonics in the line current of squirrel cage induction motors. 57. 12-19.
- [127] M. Ishida, K. Hayashi, and M. Ueda, 'A Speed Detection Method of Squirrel-Cage Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics in Air Gap and Its Application to Slip Frequency Control,' *Electrical Engineering in Japan*, Vol. 90. No. 3, pp. 74.84, 1979.

- [128] Young-Real Kim, S. -K. Sul and Min-Ho Park, "Speed sensorless vector control of induction motor using extended Kalman filter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no. 5, pp. 1225-1233, Sept.-Oct. 1994
- [129] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," in Proc. IEEE Industry Appl. Meeting, vol. 1, 1989, pp. 493-499.
- [130] de Paula, M.V.; dos Santos Barros, T.A. A New Flux Linkage Estimation with Drift Cancellation Technique for Switched Reluctance Machines. *Electronics* 2020, 9, 405.
- [131] J. Holtz and J. Quan, "Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 1052–1060, Jul./Aug. 2003.
- [132] Tsugutoshi Ohtani, "Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder", *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 28 No.1, January/february 1992.
- [133] J. Holtz, "Sensorless control of induction motors," *Proc. IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1358–1394, Aug. 2002.
- [134] L. Zhao, J. Huang, J. Chen, and M. Ye, "A Parallel Speed and Rotor Time Constant Identification Scheme for Indirect Field Oriented Induction Motor Drives," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 31, no. 9, pp. 6494–6503, 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2504399.
- [135] Zhong Peng, Z. Zheng, Y. Li and Zicheng Liu, "Sensorless vector control of multiphase induction machine based on full-order observer and harmonic suppression," 2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), Kaohsiung, Taiwan, 2017, pp. 2153-2160.
- [136] M. Comanescu, L. Xu, F. Blaabjerg, "Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2005, 53(1): 146–153.
- [137] R Padilha Vieira, C Gastaldini Cauduro, "Sensorless Sliding-Mode Rotor Speed Observer of Induction Machines Based on Magnetizing Current Estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(9): 4573-4582.
- [138] H. Wang, X. Ge, and Y. C. Liu, "Second-order sliding-mode MRAS observer based sensorless vector control of linear induction motor drives for medium-low speed maglev applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 12, pp. 9938-9952, Dec. 2018.
- [139] A Accetta, M Cirrincione, M Pucci, G Vitale, "Neural Sensorless Control of Linear Induction Motors by a Full-Order Luenberger Observer Considering the End Effects," *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 50(3): 1891-1904.
- [140] C.-M. Lee and C.-L. Chen, "Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors," *IEE Proc. Contr: Theory Appl.*, vol. 145, pp. 359-363, May 1998.
- [141] M. S. Zaky, M. M. Khater, S. S. Shokralla, and H. A. Yasin, "Widespeed-range estimation with online parameter identification schemes of sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1699-1707, May 2009.
- [142] E. R. Montero, M. Vogelsberger and T. Wolbank, "Sensorless Identification of the Initial Rotor Slot Position using One Active Inverter State Excitation in Induction Machines," *2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2021, pp. 581-587, doi: 10.1109/PEMC48073.2021.9432612.
- [143] T. Szalai, G. Berger, and J. Petzoldt, "Stabilizing Sensorless Control Down to Zero Speed by Using the High-Frequency Current Amplitude," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 29, no. 7, pp. 3646–3656, 2014.
- [144] M. Chirindo, M. A. Khan, and P. Barendse, "Analysis of Non-Intrusive Rotor Speed Estimation Techniques for Inverter-Fed Induction Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 36, no. 1, pp. 338–347, 2021.
- [145] M.D. Negrea, "Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines," *Doktora tezi*, Department of Electrical and Communications Engineering Helsinki Teknoloji Universitesi, 2006.

- [146] S. Yamamoto and H. Hirahara, "Effect of Parameter Tuning on Driving Performance of a Universal-Sensorless-Vector-Controlled Closed-Slot Cage Induction Motor," 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Harbin, China, 2019, pp. 1-6.
- [147] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," in *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, San Diego, CA, Oct. 5–10, 1996, pp. 270–277.
- [148] W. Fahrner, T. Wolbank and M. A. Vogelsberger, "Identification and compensation of high-order harmonic distortions in saliency based sensorless control of induction machines," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China, 2017, pp. 1983-1989
- [149] F. Blaschke, J. van der Burgt, and A. Vandenput, "Sensorless direct field orientation at zero flux frequency," in *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, San Diego, CA, Oct. 5–10, 1996, pp. 189–196.
- [150] R. T. Novotnak, J. Chiasson and M. Bodson, "High-performance motion control of an induction motor with magnetic saturation," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 7, no. 3, pp. 315-327, May 1999
- [151] A. Consoli, G. Scarcella, G. Bottiglieri, A. Testa, "Harmonic Analysis of Voltage Zero-Sequence-Based Encoderless Techniques", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 42, n. 6 , pp:1548 – 1557, Nov.-Dec. 2006.
- [152] M. W. Degner and R. D. Lorenz, "Position estimation in induction machines utilizing rotor bar slot harmonics and carrier frequency signal injection," in *Proc. Power Conversion Conf.*, Nagaoka, Japan, Aug. 3–6, 1997, pp. 69–72.
- [153] G. R. Slemon, J. B. Forsythe, and S. B. Dewan, "Controlled power angle synchronous motor inverter drive system," *IEEE Trans. nd. Appl.*, vol. IA-8, pp. 679-683, Nov./Dec. 1973.
- [154] Q. Gao, G. M. Asher, M. Sumner, and P. Makys, "Position estimation of AC machines over a wide frequency range based on space vector PWM excitation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 4, pp. 1001–1011, Jul./Aug. 2007.
- [155] B.-H. Bae, G.-B. Kim, and S.-K. Sul, "Improvement of low speed characteristics of railway vehicle by sensorless control using high frequency injection," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annu. Meeting*, Rome, Italy, Oct. 2000, pp. 1874–1880, CD-ROM.
- [156] F. Briz, A. Diez, and M.W. Degner, "Dynamic operation of carrier-signal injection-based sensorless direct field-oriented AC drives," *IEEE Trans.Ind. Appl.*, vol. 36, no. 5, pp. 1360–1368, Sep./Oct. 2000.
- [157] F. Briz, A. Diez, and M. W. Degner, "Dynamic operation of carrier-signal-injection-based sensorless direct field-oriented AC drives," *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 36, no. 5, pp. 1360–1368, 2000, doi: 10.1109/28.871285.
- [158] C. Caruana, G. M. Ashe, and M. Sumner, "Performance of HF signal injection techniques for zero-low-frequency vector control of induction machines under sensorless conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 1, pp. 225-238, Feb. 2006.
- [159] C.Caruana, G.M. Asher, and M. Sumner, "Performance of HF Signal Injection Techniques for Zero-Low-Frequency Vector Control of Induction Machines Under Sensorless Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol.53, no.1. Feb 2006, pp.225-238.
- [160] Jung-Soo Choi, Wang-Moon Kim and Young-Seok Kim, "Speed sensorless control of induction motor considering the flux saturation," *APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058)*, 2000, pp. 148-153 vol.1, doi: 10.1109/APEC.2000.826098.
- [161] [ias 12] [12] [k 20] [15 Z. Gao, T. G. Habetler, R. G. Harley, and R. S. Colby, "A Sensorless Rotor Temperature Estimator for Induction Machines Based on a Current Harmonic Spectral Estimation Scheme," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 407–416, 2008, doi: 10.1109/TIE.2007.896282.
- [162] K. Nishibata, M. Ishida, S. Doki, T. Masuzawa, and M. Fujitsuna, "Speed Estimation Method utilizing Rotor Slot Harmonics Detected from Line Current for Speed Sensorless Drive of Ultra

- High Speed Induction Machine,” in *2006 IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2006, pp. 1591–1596.
- [163] M. W. Degner and R. D. Lorenz, “Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in AC machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1097–1104, Sep./Oct. 1998.
- [164] M. Sahraoui, A. J. M. Cardoso, K. Yahia, and A. Ghoggal, “The Use of the Modified Prony’s Method for Rotor Speed Estimation in Squirrel-Cage Induction Motors,” *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 52, no. 3, pp. 2194–2202, 2016.
- [165] A. Bellini, G. Franceschini, and C. Tassoni, “Monitoring of induction Machines by maximum covariance method for frequency tracking,” *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 42, no. 1, pp. 69–78, 2006, doi: 10.1109/TIA.2005.861320.
- [166] O. Keysan and H. B. Ertan, “Real-Time Speed and Position Estimation Using Rotor Slot Harmonics,” *IEEE Trans Industr Inform*, vol. 9, no. 2, pp. 899–908, 2013, doi: 10.1109/TII.2012.2210231.
- [167] M. Ishida and K. Iwata, “Steady-State Characteristics of a Torque and Speed Control System of an Induction Motor Utilizing Rotor Slot Harmonics for Slip Frequency Sensing,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. PE-2, no. 3, pp. 257–263, 1987, doi: 10.1109/TPEL.1987.4766367.
- [168] Z. Gao, L. Turner, and R. S. Colby, “Application of Linear-Phase Filters in Induction Motor Speed Detection,” *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 50, no. 6, pp. 3727–3737, 2014, doi: 10.1109/TIA.2014.2346710.
- [169] A. Ferrah *et al.*, “A speed identifier for induction motor drives using real-time adaptive digital filtering,” *IEEE Trans Ind Appl*, vol. 34, no. 1, pp. 156–162, 1998, doi: 10.1109/28.658741.
- [170] B. Ye, M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Cirrincione, “Speed sensorless control of induction motors based on MCA EXIN Pisarenko method,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015, pp. 2176–2183. doi: 10.1109/ECCE.2015.7309967.
- [171] I. Petrić and S. Vukosavić, “High-performance speed estimation of induction machines based on adaptive filtering,” *IET Electr Power Appl*, vol. 14, no. 4, pp. 695–704, 2020.
- [172] B. Ye, M. Cirrincione, G. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, “Improved sensorless scalar control by a PLL tracking rotor slotting effects,” in *3rd IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED 2012)*, 2012, pp. 1–5. doi: 10.1109/SLED.2012.6422808.
- [173] S. Luecke, J. Koupeny, and A. Mertens, “Induction machine speed tracking based on rotor slot harmonics using a modified PLL approach,” in *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’16 ECCE Europe)*, 2016, pp. 1–10. doi: 10.1109/EPE.2016.7695518.
- [174] D. Zinger, F. Profumo, and T. L. D. Novotny, “A direct field oriented controller for induction motor drives using tapped stator windings,” *Record of Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 855 – 861, 1988.
- [175] K. D. Hurst and T. G. Habetler, “Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives,” *IEEE Trans Power Electron*, vol. 11, no. 1, pp. 66–73, 1996, doi: 10.1109/63.484418.
- [176] M. Aiello, A. Cataliotti, and S. Nuccio, “An induction motor speed measurement method based on current harmonic analysis with the chirp-Z transform,” *IEEE Trans Instrum Meas*, vol. 54, no. 5, pp. 1811–1819, 2005.
- [177] R. Y. Belorutsky, M. V. Oreshkina and I. S. Savinykh, "The analytical approach for designing bandpass FIR filters by frequency sampling method," 2017 International Multi-Conference on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), Novosibirsk, Russia, 2017, pp. 239-244.
- [178] D. J. Shpak and A. Antoniou, "Two robust Remez methods for the design of FIR digital filters meeting prescribed specifications," 1988., IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Espoo, Finland, 1988, pp. 47-51 vol.1.

- [179] D. Khamar, S. Godhani, S. Kaul, S. Goswami and B. Gadhiya, "Design of equiripple linear-phase FIR filter using computer aided method," 2015 International Conference on Communications and Signal Processing (ICCSP), Melmaruvathur, India, 2015, pp. 0001-0005,
- [180] I. Fadloulah, A. Mechaqrane and A. Ahaitouf, "Butterworth Low Pass filter design using evolutionary algorithm," 2017 International Conference on Wireless Technologies, Embedded and Intelligent Systems (WITS), Fez, Morocco, 2017, pp. 1-6.
- [181] F. Xiao, "Fast Design of IIR Digital Filters With a General Chebyshev Characteristic," in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, vol. 61, no. 12, pp. 962-966, Dec. 2014
- [182] G. Gu, Z. Gao, L. Liu, W. Mao and J. Liang, "Design and Simulation Analysis of Bessel Digital Low-Pass Filters," 2023 IEEE 16th International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI), Harbin, China, 2023, pp. 457-462.
- [183] H. Zhang, Z. Jin and V. Terzija, "An Adaptive Decomposition Scheme for Wideband Signals of Power Systems Based on the Modified Robust Regression Smoothing and Chebyshev-II IIR Filter Bank," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 34, no. 1, pp. 220-230, Feb. 2019
- [184] Zhao and Z. -A. Xiong, "Fast Synthesis of Elliptic Prototype Filters," in IEEE Microwave and Wireless Technology Letters, vol. 33, no. 8, pp. 1127-1130, Aug. 2023
- [185] I. Shin and H. -W. Lee, "Image upsizing with adaptive Wiener filtering method using self-prediction," 2015 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), Jeju, Korea (South), 2015, pp. 563-565.
- [186] A. I. Ilieș, G. Chindriș and D. Pitică, "A Comparison between State of Charge Estimation Methods: Extended Kalman Filter and Unscented Kalman Filter," 2020 IEEE 26th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME), Pitesti, Romania, 2020, pp. 376-381
- [187] Y. Liu, M. T. Hunter, R. Ranganathan and W. B. Mikhael, "Conjugate gradient based Complex Block LMS employing time-varying optimally derived stepsizes," 2009 52nd IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems, Cancun, Mexico, 2009, pp. 590-593.
- [188] S. C. Douglas and D. P. Mandic, "Performance analysis of the conventional complex LMS and augmented complex LMS algorithms," 2010 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Dallas, TX, USA, 2010, pp. 3794-3797.
- [189] J. Ahmad, S. Khan, M. Usman, I. Naseem, M. Moinuddin and H. J. Syed, "FCLMS: Fractional complex LMS algorithm for complex system identification," 2017 IEEE 13th International Colloquium on Signal Processing & its Applications (CSPA), Penang, Malaysia, 2017, pp. 39-43.
- [190] G. J. Saulnier and P. Das, "Antijam Spread Spectrum Receiver using LMS Adaptive Filtering Techniques," MILCOM 1984 - IEEE Military Communications Conference, Los Angeles, CA, USA, 1984, pp. 482-487
- [191] N. Sireesha, K. Chithra and T. Sudhakar, "Performance analysis of linear recursive least squares adaptive filter to mitigate multipath effect," 2015 International Symposium on Ocean Electronics (SYMPOL), Kochi, India, 2015, pp. 1-6
- [192] M. Ikenoue, S. Kanae and K. Wada, "On the Recursive Algorithm of Bias Compensated Weighted Least Squares Method," 2019 58th Annual Conference of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan (SICE), Hiroshima, Japan, 2019, pp. 522-527
- [193] Graham C. Goodwin and Kwai Sang Sin: "Adaptive filtering prediction and control", New Jersey, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1984.
- [194] W. Wan, X. Yu, J. Yuan, and Y. Li, "A cascade approach to the design of IIR bandpass filter," Journal of Shanghai University (English Edition), vol. 2, no. 3, pp. 208-212, 1998.
- [195] A. Milic and S. Vukosavic, "Sensorless Speed and Vector Control of Induction Motor Based on Rotor Slot Harmonics," 2023 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Orlando, FL, USA, 2023, pp. 2780-2787, doi: 10.1109/APEC43580.2023.10131259.

- [196] L. Stojanović, F. Bakić, A. Milić, Performance Analysis of Single Loop Current Controller at Grid Side Inverter Regarding LCL Filter Parameters and System Delay, *ADVANCES IN ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING*, Vol. 22, No. 4, pp. 55-64, Dec, 2022.
- [197] L. Savanović, M. Popović, D. Bižić, A. Milić, „Cascade realization of control algorithm for single-phase controlled voltage source“, 36. savetovanje CIGRE Srbija, Maj, 2023.
- [198] D. R. Stephens, *Phase-Locked Loops for Wireless Communications: Digital, Analog and Optical Implementations*. in [ProQuest Ebook Central]. Springer US, 2002. [Online]. Available: <https://books.google.rs/books?id=SyukhSzoSQ0C>
- [199] E. P. Cornell and T. A. Lipo, "Modeling and Design of Controlled Current Induction Motor Drive Systems," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-13, no. 4, pp. 321-330, July 1977.
- [200] R. Krishnan, J. F. Lindsay and V. R. Stefanovic, "Slip-frequency controlled induction motor drives using digital phase-locked-loop control system," in *Canadian Electrical Engineering Journal*, vol. 2, no. 3, pp. 15-22, July 1977
- [201] M. Beck and D. Naunin, "A New Method for the Calculation of the Slip Frequency for a Sensorless Speed Control of a Squirrel-Cage Induction Motor," *Rec. of IEEE/PESC*, 1985, pp.678-683.
- [202] Hafeez M, Uddin M N, Rahim N A, et al. Self-Tuned NFC and Adaptive Torque Hysteresis-Based DTC Scheme for IM Drive [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 50(2):1410-1420.
- [203] M. Rosic, B. Jeftenic, and M. Bebic, "Reduction of torque ripple in DTC induction motor drive with discrete voltage vectors," *Serbian J. Electr. Eng.*, vol. 11, no. 1, pp. 159–173, 2014.
- [204] M. Rosic, M. Bjekic, M. Bebic, and B. Jeftenic, "Electromotive force compensation in direct torque control with discretized voltage levels", *Proc. of the 4th International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA)*,), pp. 1–6, 2016.
- [205] Ristic, L.B., Bebic, M.Z., Jevtic, D.S., Mihailovic, I.D., Statkic, S.Z., Rasic, N.T., Jeftenic, B.I., 2012, September. Fuzzy speed control of belt conveyor system to improve energy efficiency. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012 15th International. IEEE. DS2ae9.
- [206] Kaminski M, Tarczewski T. Neural Network Applications in Electrical Drives—Trends in Control, Estimation, Diagnostics, and Construction. *Energies*. 2023; 16(11):4441. <https://doi.org/10.3390/en16114441>
- [207] A. B. Plunkett, "Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter-Induction Motor Drive," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-13, no. 2, pp. 139-146, March 1977
- [208] A. B. Plunkett, J. D. D'Atre and T. A. Lipo, "Synchronous Control of a Static AC Induction Motor Drive," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-15, no. 4, pp. 430-437, July 1979.
- [209] J. Maes and J. Melkebeek, "Discrete time direct torque control of induction motors using back-emf measurement," in *Conference proceeding of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 407-414, 1998.
- [210] J. Maes and J. A. Melkebeek, "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 778–785, May/Jun. 2000.
- [211] T. Habetler, E Profumo, M. Pastorelli, and L. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 1045-1053, Sep/Oct. 1992.
- [212] "Stator flux orientation induction machines in the field weakening region," in *Conf. Rec. IEEE/IAS Ann. Mtg. (Pittsburgh, PA)* Oct. 1988, pp. 437-443.
- [213] K.H. Bayer, F. Blaschke, "Stability Problems with the Control of Induction Motor Using the Method of Field Orientation", 2nd IFAC Symposium Conf. Rec., 1977, pp. 483-492
- [214] Xingyi Xu, R. De Doncker, D. Novotny, "A stator flux oriented induction machine drive", *IEEE-PESC*, Japan, Kyoto, 1988, p. 870-876.

- [215] X. Xu and D. W. Novotny, "Implementation of direct stator flux orientation control on a versatile DSP based system," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 4, pp. 694-700, July-Aug. 1991.
- [216] Hung, K.T. and Lorenz. R.D.. "A Rotor Flux Error-Based Adaptive Tuning Approach for Feedforward Field Oriented Machine Drives", *Proc. IEEE-IAS Annual Meeting*, October 1990.
- [217] Moreire, J.C. and Lipo. T.A., "Direct Field Orientation Control Using Third Harmonic Component of the Stator Voltage", *International Conference on Electric Machines (ICEM)*, Boston, MA, August 1990.
- [218] J. Holtz and A. Khambadkone, "Vector controlled induction motor drive with a self-commissioning scheme," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 38, no. 5, pp. 322–327, Oct. 1991.
- [219] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "A fully digitized field-oriented controlled induction motor drive using only current sensors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 39, no. 3, pp. 241-249, June 1992.
- [220] F. Blaschke, "The method of field orientation for the control of induction machines," *Siemens Forsch. u. EntEntwick.*, pp. 184- 193, Jan. 1972.
- [221] V. Vasic, S. N. Vukosavic and E. Levi, "A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, no. 4, pp. 476-483, Dec. 2003.
- [222] Flach E. Improved Algorithm for Direct Mean Torque Control of an Induction Motor [J]. *Mobile Networks & Applications*, 1998, 3(2):157-173.
- [223] Holmes D G, Mcgrath B P, Parker S G. Current Regulation Strategies for Vector-Controlled Induction Motor Drives [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(10):3680-3689.
- [224] Rowan T M, Kerkman R J. A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverters [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1986, IA-22(4):678-690.
- [225] Kim S H, Sul S K. Maximum torque control of an induction machine in the field weakening region [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1995, 31(4): 787–794.
- [226] T.B. Šekara, M.R. Mataušek, Revisiting the Ziegler–Nichols process dynamics characterization, *J. Proc. Control* 20 (2010) 360–363.
- [227] Šekara TB, Mataušek MR. Optimization of PID Controller Based on Maximization of the Proportional Gain Under Constraints on Robustness and Sensitivity to Measurement Noise. *IEEE Trans Autom Control* 2009;54:184–9.
- [228] Mandić PD, Šekara TB, Lazarević MP, Bošković MČ. Dominant pole placement with fractional order PID controllers: D-decomposition approach. *ISA Trans* 2017;67:76–86.
- [229] J.G. Ziegler, N.B. Nichols, Optimum settings for automatic controllers, *Trans. ASME* 64 (1942) 759–768.
- [230] A. A. Azman, M. H. F. Rahiman, N. N. Mohammad, M. H. Marzaki, M. N. Taib and M. F. Ali, "Modeling and comparative study of PID Ziegler Nichols (ZN) and Cohen-Coon (CC) tuning method for Multi-tube aluminum sulphate water filter (MTAS)," 2017 IEEE 2nd International Conference on Automatic Control and Intelligent Systems (I2CACIS), Kota Kinabalu, Malaysia, 2017, pp. 25-30.
- [231] B. Mabu Sarif, D.V. Ashok Kumar, M. Venu Gopala Rao, Comparison Study of PID Controller Tuning using Classical/Analytical Methods, *Int. J. Appl. Eng. Res.* 13 (08) (2018) 5618–5625.
- [232] Bucz, Š. and Kozáková, A. (2018) Advanced Methods of PID Controller Tuning for Specified Performance. *PID Control for Industrial Processes*, 74-119.
- [233] S. N. Vukosavic and E. Levi, "Robust DSP-based efficiency optimization of a variable speed induction motor drive," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 3, pp. 560-570, June 2003.
- [234] M. S. Ribeiro, M. F. Santos, M. J. Carmo and M. F. Silva, "Comparison of PID controller tuning methods: analytical/classical techniques versus optimization algorithms," 2017 18th International Carpathian Control Conference (ICCC), Sinaia, Romania, 2017, pp. 533-538.

- [235] M. Rahman, N. Sarker, S. K. Sarkar and S. K. Das, "PHEV Participating in Load Frequency Regulation of Interconnected Smart Grid Using Integral Linear Quadratic Gaussian Control Approach," 2019 International Conference on Energy and Power Engineering (ICEPE), Dhaka, Bangladesh, 2019, pp. 1-6.
- [236] Makoto Katoh and Atsushi Fujiwara, "Auto tuning on robust parameters of a PID controller for a 2nd-order adjusted system with one changeable parameter," SICE Annual Conference 2007, Takamatsu, Japan, 2007, pp. 1624-1630.
- [237] M. Tajjudin, M. H. F. Rahiman, N. Ishak, R. Adnan and H. Ismail, "Comparison between optimally-tuned PID with self-tuning PID for steam temperature regulation," 2012 4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS2012), Kuala Lumpur, Malaysia, 2012, pp. 551-556.
- [238] J.J. Gude, E. Kahoraho, Kappa-tau PI tuning rules for specified robust levels, in: IFAC Conference on Advances in PID Control (PID'12), 2012.
- [239] Garcia, C.E. and M. Morari, (1982) "Internal Model Control. 1. A Unifying Review and Some New Results," *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.* 21, 308.
- [240] S. N. Vukosavic, L. S. Peric, and E. Levi, "Digital Current Controller With Error-Free Feedback Acquisition and Active Resistance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 1980–1990, 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2745476.
- [241] C. Lascu, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "Very low speed sensorless variable structure control of induction machine drives without signal injection," in *Proc. IEEE Int. Electric Machines and Drives Conf. (IEMDC)*, Madison, WI, Jun. 1–4, 2003, pp. 1395–1401.
- [242] H. Kubota, Y. Kataoka, H. Ohta and K. Matsuse, "Sensorless Vector Controlled Induction Machine Drives with Fast Stator Voltage Offset Compensation", IEEE Industry Appl. Soc. Ann. Meeting, Phoenix AZ, Oct. 1999.

Биографија аутора

Александар Р. Милић је рођен 13.08.1993. године у Смедереву. Основну и средњу школу завршио је у Смедереву. На Електротехничком факултету у Београду, дипломирао је 2016. године са просечном оценом 9,29. Дипломски рад из области синхроних машина на тему „Динамички модели синхроних машина у раду на крутој мрежи“ одбранио је са оценом 10. Дипломске академске – мастер студије на Електротехничком факултету у Београду, завршио је у септембру 2017. године са просечном оценом 10, са матер радом из области електричних возила на тему „Мултифазне електричне машине у погонским системима електричних возила са интегрисаним пуњачем батерија“. Током студија одрадио је две стручне праксе и то у компанијама „ЕПС Дистрибуција Смедерево“ и „MIKA Projekt Servis.“ Маја 2015. године освојио је прво место у појединачној и тимској конкуренцији у научној дисциплини „Електричне машине“ на међународном такмичењу студената електротехнике – Електријада 2015. године у Бечићима, Црна Гора.

Од 1. 2. 2017. до 1. 3. 2018. године радио је на Катедри за енергетске претвараче и погоне Електротехничког факултета у Београду, у звању сарадника у настави. Од 1. 3. 2018. запослен је као асистент, такође на Катедри за енергетске претвараче и погоне. Тренутно је ангажован на седам предмета на извођењу рачунских и лабораторијских вежби.

Александар Милић је аутор 2 рада у часопису са SCI листе, од тога један у категорији (M21) на којем је први аутор. Поред тога, аутор је 2 рада у часописима ван SCI листе, 1 рад са међународне конференције по позиву (M31), 6 радова са међународних конференција (M33), 6 радова са домаћих конференција (M63). Са студентима је написао укупно 13 научних радова, од којих су 4 научна рада награђена различитим признањима.

Од маја 2017. године има функцију ментора тима студената који, при Лабораторији за дигитално управљање претварачима и погонима, који представља Електротехнички факултет на највећем светском универзитетском такмичењу у области иновативних и енергетски ефикасних решења *IEEE International Future Energy Challenge*. Са укупно пет студентских тимова до сада је остварио наредне успехе:

2023. – “The Outstanding Performance Award” и 2. место на финалу IEEE International Future Energy Challenge 2023 за развијени прототип решења: *Solid State Transformer*, Хановер, Немачка

2022. – “The Best Innovative Design Award” и 2. место на финалу IEEE International Future Energy Challenge 2022, за развијени прототип: *Smart, Efficient and Light Solar Microgrid Inverter*, Ноксвил, САД

2021. – Четврто место на државном такмичењу „Најбоља технолошка иновација Републике Србије“ за пројекат „*Solar Bridge*”

2020. - "The Outstanding Performance Award" и 2. место на финалу IEEE International Future Energy Challenge 2020 за развијени прототип: *Power Supply for Nano Satellites*, Албург, Данска

2019. - "The Grand Award" и 1. место на финалу IEEE International Future Energy Challenge 2019, за реализован прототип: *E-Drive for a bicycle*, Висконсин, САД

2018. - "The Best Educational Impact Award" и 4. место на финалу IEEE International Future Energy Challenge 2018, за развијени прототип: *DC/DC bidirectional isolated battery charger*, Пекинг, Кина

Од почетка 2019. године активан је члан тима за сарадњу са привредом Електротехничког факултета. Успешно је успоставио сарадњу са преко 70 домаћих и иностраних компанија од чега преко 25 компанија са којима Факултет до тог тренутка није имао формалну сарадњу. Успешно је реализовао пројекат под називом: *UNDP circular voucher - "Solid State Transformer"* ; Циркуларни ваучер од стране Министарства заштите животне средине, програма Уједињених нација за развој и Глобалног фонда за животну средину. Учествовао је у изради великог броја дипломских радова и студентских пројеката.

Изјава о ауторству

Име и презиме аутора Александар Милић

Број индекса 2017/5012

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

Управљање асинхроним машинама на основу роторских жлебних хармоника
присутних у струји статора

- 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 аутора

У Београду, 29.04.2024.



Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора Александар Милић

Број индекса 2017/5012

Студијски програм Електротехника и рачунарство

Наслов рада Управљање асинхроним машинама на основу роторских жлебних хармоника присутних у струји статора

Ментор проф. др Слободан Вукосавић

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

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

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

Потпис аутора

У Београду, 29.04.2024.



Изјава о коришћењу

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

Управљање асинхроним машинама на основу роторских жлебних хармоника присутних у струји статора

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 и доступну у отвореном приступу могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прераде (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

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

Потпис аутора

У Београду, 29.04.2024.



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

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

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

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

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

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