

**УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ  
ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ**

**Петар Матић**

**ДИРЕКТНО УПРАВЉАЊЕ АСИНХРОНИМ  
МОТОРОМ У РЕЖИМУ СЛАБЉЕЊА ПОЉА**

**Докторска дисертација**

**Ментор  
проф. др Слободан Вукосавић**

**Београд, мај 2011.**

**УНИВЕРЗИТЕТ У БЕОГРАДУ**  
**ЕЛЕКТРОТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ**

**Петар Матић**

**ДИРЕКТНО УПРАВЉАЊЕ АСИНХРОНИМ**  
**МОТОРОМ У РЕЖИМУ СЛАБЉЕЊА ПОЉА**

**Докторска дисертација**

**Ментор:**

проф. др Слободан Вукосавић, ЕТФ Београд

**Комисија:**

проф. др Бранко Ковачевић, ЕТФ Београд

проф. др Милорад Божић, ЕТФ Бања Лука

в. проф. др Радован Радосављевић, ЕТФ Београд

проф. др Борислав Јефтенић, ЕТФ Београд

**Датум одбране:**

10.10.2011.

**ПРЯМОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ АСИНХРОННОГО  
ДВИГАТЕЛЯ В ОБЛАСТИ ОСЛАБЛЕНИЯ ПОЛЯ**

**DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTOR IN  
FIELD WEAKENING REGIME**

**ДИРЕКТНО УПРАВЉАЊЕ АСИНХРОНИМ МОТОРОМ У  
РЕЖИМУ СЛАБЉЕЊА ПОЉА**

## Резиме:

Предмет научне расправе у овом раду је развој алгоритма за директно управљање асинхроним мотором у режиму слабљења поља, који треба да обезбеди максималне перформансе при раду са великим брзинама.

У првом поглављу наведени су мотиви за истраживање, детаљно је анализирана стручна литература и идентификовани су нерешени проблеми везани за предметно истраживање. Истакнуте су мањкавости досадашњих резултата у управљању асинхроним мотором у режиму слабљења поља, као и смернице за развој нове структуре за директно управљање која ће да у потпуности искористи расположиве ресурсе мотора и придруженог погонског претварача, те је дат садржај даљег излагања.

Друго поглавље дисертације бави се формирањем математичких модела асинхроног мотора и придруженог погонског претварача прилагођених директном управљању. Математички модели изведени су уз уобичајене идеализације које се користе у општој теорији електричних машина. У овом делу описан је и поступак управљања погонским претварачем заснован на методи модулације вектора напона.

Предмет трећег поглавља је анализа транзијентне моментне карактеристике асинхроне машине у режиму слабљења поља. Анализирана је могућност добијања максималног момента у зависности од карактеристика погонског претварача. Истражен је утицај струјног, напонског, те истовременог струјног и напонског лимита на максимални момент у режиму слабљења поља. Анализирана је проблематика колапса флукса ротора, која је последица напонског лимита у слабљењу поља.

У четвртном поглављу детаљно су анализирани карактеристични приступи управљања асинхроним мотором у слабљењу поља. Поглавље се састоји од четири дела. Прво је изведен општи модел векторски управљаног асинхроног мотора, на основу којег су анализирани варијанте векторског управљања према флуксу ротора и флуксу статора у слабљењу поља. Након тога је анализиран један типичан алгоритам директног управљања у слабљењу поља. На крају поглавља анализа је заокружена међусобним поређењем карактеристика ова три репрезентативна постојећа концепта управљања асинхроном машином.

У петом поглављу истражена је промена момента, флуксева статора и ротора, клизања, синхроне брзине и струје у лимиту напона током једне управљачке периоде, а у лимиту напона. Изведен је израз за промену момента у лимиту напона током управљачке периоде у општем случају. На основу спроведене анализе, на оригиналан начин је у комплексној равни приказано кретање одговарајућих полифазора асинхроног мотора у режиму слабљења поља.

Шесто поглавље садржи синтезу оригиналне управљачке структуре за директно управљање моментом у слабљењу поља. Полазна основа за формирање структуре је захтев да се расположиви напон инвертора у потпуности искористи. Пошто су у напонском лимиту компоненте флукса и момента спрегнуте, како у стационарном стању, тако и у прелазним режимима, једина физички независна управљачка величина тада је фазни став (угао) напона статора. У циљу формирања алгоритма за директно управљање у слабљењу поља, прво је изведен динамички математички модел асинхроне машине у лимиту напона. Усвојена је модификација генерализованог математичког модела у синхронно ротирајућем координатном систему, те је тако модификовани модел линеаризован и добијена је одговарајућа функција преноса. Усвојене се одговарајуће апроксимације које знатно олакшавају извођење функције преноса и дата је детаљна анализа оправданости тих апроксимација, поређењем понашања апроксимираног и комплетног модела. На основу усвојене функције преноса асинхроног мотора при раду са пуним напонам у слабљењу поља, предложена је оригинална управљачка структура за регулацију момента, а затим и поступак за одређивање потребних параметара регулатора за добијање жељеног одзива. Као пројектни захтеви за перформанса регулатора момента постављени су брз апериодски одзив и нулта грешка стационарног стања. Након синтезе, добијене перформансе предложеног регулатора момента илустроване су путем рачунарских симулација. Путем рачунарских симулација анализиран је и утицај варијације параметара регулатора и напона напајања. У наставку је формирана и надређена структура за управљање брзином у слабљењу поља. Предложена је структура регулатора и усвојен је поступак за избор вредности параметара. Као пројектни захтев за перформансе регулатора брзине постављени су стриктно апериодски одзив без прескока, као и нулта грешка стационарног стања. Приликом пројектовања брзинске петље динамички је уважена и промена лимита по превалном моменту. На крају поглавља, перформансе предложеног регулатора брзине проверене су рачунарском симулацијом.

Експериментална верификација предложеног решења описана је у седмом поглављу. Као репрезентативни, одабрана су три карактеристична радна режима: први, у коме је испитиван одзив на правоугаону референтну вредност момента при константној брзини обртања, затим други, у коме је испитивано убрзавање погона до троструке номиналне брзине при правоугаоној референтној вредности момента, те трећи, где је испитан рад погона са затвореном повратном спрегом по брзини. Резултати експеримента приказани су у облику осцилоскопских снимака и детаљно су коментарисани.

У осмом поглављу (Закључак) истакнути су главни доприноси појединих поглавља и докторске дисертације у целини. Такође, указано је и на могуће правце даљег развоја у разматраној области.

На крају рада налази се списак коришћене литературе, те прилог који садржи математичка извођења која би оптеретила основни текст, податке коришћене у рачунарским симулацијама, као и технички опис конкретног реализованог прототипа.

## Abstract:

The subject of the dissertation is development of an algorithm for direct control of induction motor in field weakening regime, which should provide improved performance when working at high speeds.

In the first Chapter motivation for the research is given, available references are analyzed in detail, and unsolved problems in the field of research are identified. Limitations of the existing solutions for induction motor control in field weakening mode are pointed out. Guidelines for the development of new structure for direct control which will fully utilize motor and power converter capabilities are given. The outline of the rest of thesis is presented.

The second Chapter of the dissertation starts with the development of mathematical models of induction motor and matched power converter suitable for direct control. Mathematical models are developed with usual approximations used in the general theory of electric machines. The space vector modulation technique for power inverter control is also described in this section.

The subject of the third Chapter is the analysis of torque transient characteristics of an induction machine in field weakening regime. The ability of obtaining the maximum torque depending on voltage and current limits of a drive is investigated. The influence of current limit, voltage limit, and combined current and voltage limits on torque characteristics in field weakening regime and ability of achieving maximal torque is investigated. The problem of rotor flux collapse, as a consequence of voltage limit in the field weakening mode, is explained in detail.

The fourth Chapter analyzes in detail typical approaches for control of induction motors in field weakening regime. The Chapter consists of four parts. In the first part a general model of vector controlled induction motor drive is derived. On the proposed model, various stator and rotor flux vector controls in the field weakening regime are analyzed in the second and the third part of the Chapter. After that, a typical algorithm for direct torque control applicable in the field weakening regime is presented. At the end of the Chapter, all three presented methods are compared to each other.

In the fifth Chapter the changes in torque, stator and rotor fluxes, slip and synchronous speed during a single control period at the voltage limit are analyzed. The expression for torque change at voltage limit is derived for the general case. Based on the presented equations, the original representation of induction motor polyphasor trajectories in the field weakening regime is given.

The sixth Chapter contains a synthesis of the original control structure for direct torque control in field weakening regime. The proposed structure is based on the requirement to fully utilize available inverter voltage. Since both flux and torque producing components are coupled at the voltage limit, in both steady state and during transients, the only independent control variable is stator voltage phase angle. In order to create an algorithm for direct torque control in field weakening mode, a dynamic model of induction machine at voltage limit is developed first. The model is developed as a modification of generalized mathematical model in the synchronously rotating reference frame. This model is linearized around the operating point, and the induction motor transfer function in field weakening mode is obtained. The adopted approximations are discussed, by comparing behaviors of approximate and full order models using computer simulations. Based on the adopted transfer function, the original control structure of torque regulation is presented. Design performance requirements for torque regulator are zero torque error in steady state and fast transient response. The procedure for creating the control structure and calculating the regulator gains is explained in detail. The key part of the structure is torque regulator with variable gains, i.e., Gain Scheduling torque regulator is used. Performance of the proposed torque controller is illustrated through computer simulations. Impacts of motor parameter changes and supply voltage variations are analyzed through computer simulations too. At the end of the Chapter, the outer speed control loop synthesis procedure is presented. Performance requirements are strictly aperiodic speed response and zero error in steady state. Control structure and parameter tunings are explained in detail. In the proposed structure, the control limits are dynamically changed following the break-down torque changes. Performance of the proposed speed controller is validated by the computer simulation.

Experimental verification of the proposed solution is described in seventh Chapter. As a representative, three typical operating modes are verified: first, the response to a rectangular change of torque reference at constant speed, the second mode, in which the motor accelerates and decelerates to the triple rated speed, and the third, where the closed speed loop performance is tested. Experimental results are presented in a form of oscilloscope readings and are discussed in detail.

In the eighth Chapter (Conclusion) the major contributions from all chapters and the dissertation in general are highlighted. Possible directions for further work in the field of research are pointed out.

Bibliography, mathematical derivations excluded from the main text for clarity, data used in computer simulations, as well as the technical description of the realized prototype are given at the end of the dissertation.

*Желим да захвалим својој породици и свим својим пријатељима на подршци коју су ми пружили током израде овог рада.*

*Нарочиту захвалност дугујем колегама Дарку Марчетићу и Александру Ракићу на драгоцјеним сугестијама.*

*Захваљујем Министарству науке и технологије Републике Српске на материјалној помоћи.*

*Посебно захваљујем свом ментору, проф. др Слободану Вукосавићу, који ме је, у правом смислу те ријечи, водио кроз израду овог рада.*

# САДРЖАЈ

<b>1. Увод</b> .....	<b>10</b>
1.1. Уводна разматрања .....	10
1.1.1. Осврт на развој погона са асинхроним мотором.....	11
1.1.2. Правци даљег развоја погона са асинхроним мотором .....	14
1.1.3. Рад асинхроне машине у слабљењу поља .....	15
1.2. Преглед релевантне литературе.....	15
1.2.1. Директно управљање асинхроним мотором .....	16
1.2.1.1. Директно управљање са дискретним напонским векторима.....	16
1.2.1.2. Директно управљање са континуалним напонским векторима.....	20
1.2.2. Векторско управљање у слабљењу поља .....	25
1.2.3. Управљање претварачем у лимиту напона .....	29
1.3. Критички осврт на референтну литературу .....	31
1.4. Кратак садржај и организација рада.....	32
<b>2. Математички модели</b> .....	<b>34</b>
2.1. Моделовање асинхроне машине.....	34
2.1.1. Математички модел асинхроне машине у фазном домену .....	35
2.1.2. Трансформисање трофазног модела асинхроне машине у двофазни.....	37
2.1.3. Математички модел у генерализованом координатном систему .....	38
2.1.4. Једначине флуksних обухвата .....	40
2.1.5. Стационарна еквивалентна шема и биланс снаге.....	41
2.1.6. Динамичка еквивалентна шема.....	43
2.1.7. Уважавање магнетног засићења машине .....	43
2.1.8. Дискретизација математичког модела асинхроне машине .....	45
2.1.9. Нормализовани континуални математички модел асинхроне машине.....	47
2.2. Моделовање погонског претварача.....	48
2.2.1. Метода модулације просторног вектора .....	49
2.2.2. Генерисање излазног напона .....	52
2.2.3. Генерисање излазног напона за машину спрегнуту у спрегу троугао .....	53
2.2.4. Одређивање струја модела за машину спрегнуту у спрегу троугао.....	54
<b>3. Транзијентна карактеристика асинхроне машине у слабљењу поља</b> .....	<b>55</b>
3.1. Струјне и напонске карактеристике погонског претварача.....	55
3.2. Моментне карактеристике асинхроне машине .....	56
3.2.1. Изрази за момент асинхроне машине.....	56
3.2.2. Напонски лимит.....	59
3.2.3. Експлоатациона и транзијентна карактеристика за напонско напајање .....	59
3.3. Утицај струјног лимита актуатора на транзијентну карактеристику.....	60
3.3.1. Одређивање довољног струјног капацитета актуатора .....	61

3.3.2.	Утицај струјног лимита на максимално дозвољено клизање.....	63
3.3.3.	Одређивање максимално дозвољеног клизања у струјном лимиту.....	64
3.4.	Транзијентна карактеристика у напонском и струјном лимиту .....	66
3.5.	Спрега флуksа ротора и момента у напонском лимиту .....	68
3.5.1.	Зависност флуksа ротора од оптерећења и брзине у лимиту напона .....	68
3.5.2.	Зависност напона статора од момента и нивоа флуksа ротора .....	72
<b>4.</b>	<b>Карактеристични приступи управљања у слабљењу поља.....</b>	<b>73</b>
4.1.	Универзални векторски контролер .....	73
4.1.1.	Генерализовани модел векторског контролера .....	73
4.1.2.	Струјна регулација у векторском управљању .....	77
4.1.3.	Утицај напонске маргине на векторско управљање у слабљењу поља.....	78
4.2.	Анализа векторског управљања према флуksу ротора .....	82
4.2.1.	Векторски контролер према флуksу ротора.....	82
4.2.2.	Математички модел векторског контролера према флуksу ротора.....	85
4.2.3.	Векторско управљање према флуksу ротора у режиму слабљења поља ..	85
4.2.3.1.	Напонски лимит .....	86
4.2.3.2.	Струјни лимит .....	86
4.2.4.	Максимални момент у слабљењу поља.....	87
4.2.5.	Кретање радне тачке у слабљењу поља уз уважавање лимита .....	88
4.2.6.	Утицај расипања и отпора статора у зони слабљења поља.....	92
4.2.7.	Утицај магнетног засићења у зони слабљења поља.....	93
4.3.	Анализа векторског управљања према флуksу статора .....	96
4.3.1.	Векторски контролер према флуksу статора .....	96
4.3.2.	Математички модел векторског контролера према флуksу статора .....	97
4.3.3.	Векторско управљање према флуksу статора у слабљењу поља.....	98
4.3.3.1.	Напонски и струјни лимит .....	98
4.3.3.2.	Лимит по стабилности .....	99
4.3.4.	Кретање радне тачке у слабљењу поља уз уважавање лимита .....	99
4.4.	Анализа директне контроле момента.....	101
4.4.1.	Математички модел алгоритма директне контроле момента .....	101
4.4.2.	Директна контрола момента у слабљењу поља.....	102
4.4.2.1.	Уважавање лимита .....	102
4.4.2.2.	Реализација алгоритма директне контроле момента .....	104
4.5.	Критички осврт на постојећа рјешења.....	105
<b>5.</b>	<b>Анализа промјене момента у лимиту напона .....</b>	<b>107</b>
5.1.	Полифазорски инкрементални модел асинхроне машине .....	107
5.1.1.	Извођење израза за промјену момента .....	109
5.1.2.	Симулација израза за промјену момента током управљачке периоде ....	112
5.2.	Графички приказ полифазора при промјени момента.....	114



<b>6. Директно управљање у слабљењу поља .....</b>	<b>118</b>
6.1. Синтеза регулатора момента.....	118
6.1.1. Математички модел асинхроног мотора у лимиту напона .....	118
6.1.2. Линеаризовани математички модел у лимиту напона .....	120
6.1.3. Функција преноса асинхроног мотора у лимиту напона .....	122
6.1.4. Пројектовање регулатора момента у слабљењу поља .....	125
6.1.5. Рачунарска симулација рада предложеног регулатора момента .....	128
6.1.5.1. Симулација рада регулатора при правилно подешеним параметрима .....	128
6.1.5.2. Симулација рада регулатора при варијацији напона напајања .....	129
6.1.5.3. Симулација рада при погрешном подешењу параметара регулатора... ..	130
6.2. Синтеза регулатора брзине у слабљењу поља .....	130
6.2.1. Пројектовање регулатора брзине .....	131
6.2.2. Рачунарска симулација рада предложеног регулатора брзине .....	132
<b>7. Експериментална верификација.....</b>	<b>136</b>
7.1. Верификација перформанси оптерећеног погона у моментном режиму рада.....	136
7.2. Верификација перформанси погона при убрзавању и успоравању .....	138
7.3. Верификација перформанси брзински регулисаног погона .....	139
<b>8. Закључак.....</b>	<b>142</b>
<b>9. Литература.....</b>	<b>145</b>
<b>10. Прилог .....</b>	<b>153</b>
10.1. Параметри мотора СЕВЕР ЗК-132.....	153
10.2. Математичка извођења .....	153
10.2.1. Поступак рјешавања једначине $A \sin \Delta\chi_k + B \cos \Delta\chi_k = C$ .....	153
10.2.2. Доказ тврдње $\arctan x + \arctan 1/x = \pi/2$ .....	153
10.3. Технички опис експерименталне поставке.....	154

# 1. УВОД

Предмет научне расправе у овом раду је развој алгорита за директно управљање асинхроним мотором у режиму слабљења поља. Алгоритам треба да омогући остваривање максималних перформанси асинхроног мотора опште намјене при раду са великим брзинама.

У овом поглављу биће наведени мотиви за истраживање, детаљно анализирана стручна литература, идентификовани неријешени проблеми везани за предметно истраживање, те дат садржај излагања.

## 1.1. Уводна разматрања

Савремени електромоторни погони подразумијевају квалитетно управљање моментом, брзином или позицијом вратила мотора у стационарном стању и у прелазним режимима. Поред тражених перформанси, савремени електромоторни погони морају да задовоље и низ других захтјева, првенствено економских, везаних за цијену погона, комплексност одржавања и што мање губитке, те еколошких, у смислу термичког, звучног и електромагнетног загађења. Због тога је императив развој и усавршавање квалитетних, јефтиних, економичних и општепримјенљивих електромоторних погона који се у општем случају реализују помоћу различитих врста машина и погонских претварача.

Теслин трофазни асинхронни мотор представља идеалан погонски мотор у електромоторним погонима. Захваљујући бесконтактном – индукционом преносу енергије са непокретног дијела машине (статора) на покретни дио (ротор), асинхрона машина има изузетно једноставну, јефтину и робусну механичку конструкцију. Пошто не постоје контакти (четкице, колектор или прстенови) на вези статор-ротор који су присутни код других врста машина (машина једносмјерне струје, синхроних машина са намотаним ротором), скоро да нема потребе за њиховим одржавањем. Тако је сам мотор изузетно отпоран на спољне утицаје (прашину, влагу, прљавштину), и омогућена је његова једноставна примјена чак и у корозивним или експлозивним срединама. Асинхронни мотор је вишеструко преоптеретљив јер не постоји опасност од струјног (термичког) преоптерећења четкица и колектора. У краткотрајним режимима може да на свом вратилу даје момент (односно снагу) вишеструко већу од номиналне, што је веома значајно са аспекта димензионисања мотора у погону. Максимална брзина није лимитирана механичким ограничењима колектора и комутацијом. Због тога асинхронни мотори опште намјене могу да раде на брзинама знатно већим од номиналне без значајних механичких ограничења.

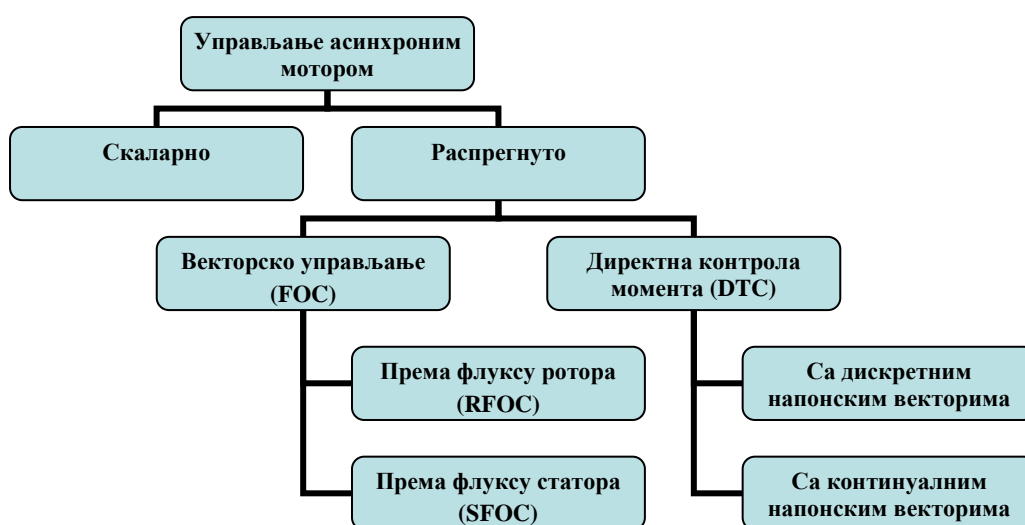
Основни недостатак Теслиног асинхроног мотора везан је за његову изузетну сложеност за управљање. Због тога се у веома дугом временском периоду након проналаска Теслиног асинхронног мотора користио углавном у погонима константне брзине. Главни погонски мотор у регулисаним погонима због свог једноставног управљања био је мотор једносмјерне струје са независном побудом. Мотор једносмјерне струје са независном побудом конструкционо има могућност распрегнутог (независног) управљања моментом и флуksom, што је последица постојања два електрична приступа: кола побуде, којим се управља флуksom, и кола арматуре, којим се управља оптерећењем. Конструкцијска ортогоналност побудног флуksа и струје ротора омогућава распрегнуто управљање у свим режимима. Скупо одржавање, мала преоптеретљивост, ограничена максимална брзина, варничење на колектору, те висока укупна цијена погона су проблеми који прате машине једносмјерне струје. Било је потребно да прође више од педесет година од Теслиног проналаска до економичне примјене асинхронних машина у погонима са промјенљивом брзином, те да асинхронни мотор полако преузме улогу мотора једносмјерне струје. Тек са развојем и падом цијена претварача енергетске електронике и микропроцесора, данас се може рећи да је Теслин асинхронни мотор, након више од сто година од проналаска, потпуно потиснуо моторе једносмјерне струје из скоро свих регулисаних електромоторних погона.

Рад свих врста електричних машина на брзинама већим од номиналне подразумијева потребу за редукцијом флукса како би се вриједност индуковане контраелектромоторне силе одржавала на вриједности блиској максимално расположивом напону. Код асинхроних машина се у ту сврху не захтијева инјекција демагнетизационе, него редукција магнетизационе компоненте струје (за разлику од синхроних машина са перманентним магнетима). Синхроне машине са перманентним магнетима, посебно због своје све ниже цијене, главни су конкуренти асинхроним машинама у погонима малих и средњих снага, јер се и код њих пренос енергије са статора на ротор одвија искључиво индукционим путем. Иако имају одређене предности у односу на асинхроне машине, првенствено бољи степен искориштења снаге, контрола момента синхроних машина при поласку, управљање на малим брзинама, те проблеми са демагнетизацијом у режиму високих брзина и опасност од трајног размагнетисавања роторских магнета представљају битан ограничавајући фактор за њихову примјену, посебно у режиму високих брзина.

Управљање Теслиним асинхроним мотором на једноставан начин у режимима системских лимита и високих брзина, још увијек није ријешено на задовољавајући начин. Велики број неријешених проблема управљања асинхроним мотором и даље привлачи пажњу научне јавности [А1-А8].

### 1.1.1. Осврт на развој погона са асинхроним мотором

Због веома сложеног управљања, Теслин асинхронни мотор првенствено је кориштен у погонима у којима није било неопходно управљање брзином. Евентуална промјена брзине смањивањем напона помоћу трансформатора је могућа само у уским границама јер долази до значајног деградирања моментних карактеристика. Додавањем отпорника у коло ротора брзина се може регулисати у опсегу од нуле до номиналне, али се значајан дио енергије неповратно претвара у губитке, а конструкција мотора усложњава. Разне врсте каскада омогућавају промјену брзине без великих губитака енергије, али су сложене и скупе, па је њихова примјена оправдана само у посебним случајевима. Сви наведени начини управљања не омогућују рад асинхроног мотора са брзинама већим од номиналне. Без претварача енергетске електронике, који ће обезбиједити промјенљив напон и учестаност (а самим тим и промјенљиву брзину обртања обртног магнетног поља), асинхроним мотором не може се управљати на задовољавајући начин, у широком опсегу брзина, од нулте, па до вишеструко веће од номиналне. На Сл. 1.1 приказана је класификација метода управљања асинхроним мотором.



Сл. 1.1. Класификација метода управљања асинхроним мотором

Захваљујући развоју енергетске електронике средином педесетих година прошлог вијека, омогућено је једноставно добијање напона промјенљиве амплитуде и учестаности. Истовременом промјеном амплитуде и учестаности напона напајања реализује се скаларно односно фреквенцијско управљање. Овај начин управљања је задовољавајући за погоне

нижих и средњих перформанси, којих има више од 50% у односу на укупан број регулисаних погона. Скаларно управљање засновано је на једначинама асинхроног мотора у стационарном стању, па нема распрегнуто управљање ни моментом ни нивоом флукса, а самим тим ни примјену у погонима високих перформанси – сервопогонима.

Даљим развојем енергетске електронике, микропроцесора за обављање сложених математичких операција у реалном времену, те примјеном опште теорије електричних машина, омогућено је распрегнуто управљање моментом и флуксом асинхроног мотора. Овај други корак начињен је седамдесетих и осамдесетих година прошлог вијека, увођењем векторског управљања и технике директне контроле момента [A1-A8].

Концепт векторског управљања (енг. *Field Oriented Control – FOC*) омогућује да асинхрона машина емулира машину једносмјерне струје. Да би се омогућило независно управљање по флуксу и моменту помоћу само једног електричног приступа (статора), потребно је контролисати комплетан вектор струје асинхроног мотора. Истовременом контролом сва три параметра наизмјеничне струје (амплитуде, учестаности и фазе) могуће је управљати асинхроном машином на сличан начин као и машином једносмјерне струје са независном побудом, уз добијање истих или чак и бољих перформанси погона. Због чињенице да се управља комплетним вектором струје, овај концепт се назива векторским управљањем. Векторско управљање широко је распрострањено; почевши од погона малих снага у кућним апаратима, преко индустријских примјена, до електричне вуче. Векторски управљани погони данас не одступају битно у цијени од скаларно управљаних погона (разлика је у цијени софтвера и евентуално јачем управљачком процесору), али имају знатно боље перформансе у односу на скаларно управљање. Током више од тридесет година свог постојања, и још увијек, ради се на унапређењу основног концепта. Правци истраживања у области векторског управљања су:

1. Одређивање просторног положаја вектора флукса и стања мотора са што мање непосредних мјерења, тј. смањење броја сензора (давача) – директно управљање;
2. Оптимално управљање погонским претварачем са аспекта губитака, виших хармоника и буке;
3. Квалитетно управљање позицијом, брзином и моментом у широком распону брзина: од нулте, па до брзине знатно веће од номиналне.
4. Смањивање укупних губитака у погону;
5. Поједностављење комплетног алгоритма и елиминација параметарске осјетљивости изазване загријавањем и магнетним засићењем.

Постигнути су значајни резултати на сваком од наведених поља, али најбитнији недостаци векторског управљања везани су за саму његову природу: то је присилна емулација машине једносмјерне струје помоћу асинхроног мотора. Само векторско управљање није директно везано са природом рада асинхроног мотора. Да би се остварило распрегнуто управљање магнетизационом и активном компонентом вектора струје статора (односно флуксом и моментом), неопходно је формирати сложену управљачку каскаду између референтних и излазних величина (позиције, брзине или момента). Каскада је обично сачињена од каскадно везаних регулатора, обртних трансформација, струјно регулисаног напонског инвертора и мотора. Због тога су битни недостаци векторског управљања следећи:

1. Распрегнуто управљање моментом и флуксом је посредно, преко струје статора;
2. Каскадно управљање је сложено и смањује пропусни опсег регулације;
3. Струјна регулација по правилу се реализује у синхронно ротирајућем координатном систему, те је неопходно примијенити сложене обртне трансформације;
4. Погонски претварач је најчешће струјно управљани напонски инвертор. Употреба струјно контролисаног инвертора битан је ограничавајући фактор примјене векторског управљања, јер је динамика управљања моментом директно диктирана динамиком струјног регулатора;
5. При раду са великим брзинама напонска маргина је сувише мала да би се остварио квалитетан одзив на изненадну промјену референци;

6. Потребно је познавати положај вектора флукса (ротора) без обзира да ли се он регулише или не;
7. Погон је осјетљив на варијације параметара током рада.

Другачији начин управљања асинхроним мотором је концепт директне контроле момента (енг. *Direct Torque Control – DTC*), који се може назвати и директним управљањем вектором обртног поља. Овај релативно новији концепт појавио се средином осамдесетих година прошлог вијека [A1-A8]. Основа идеја концепта директне контроле момента је директно (не-каскадно) управљање моментом и флуksom мотора, односно непосредно управљање вектором обртног поља. Иако постоји велики број различитих алгоритама директне контроле момента, за све је заједничко да не посједују регулаторе струје. Варијанте векторског управљања према флуksу статора или ротора, које не посједују класични струјни регулатор са интерном повратном спрегом, него различите структуре у отвореној (енг. *Feed-Forward – FF*) или затвореној (енг. *Feed-Back – FB*) петљи за одређивање напона, такође се могу сврстати у алгоритме директне контроле момента. У литератури се ове технике називају и *управљање према вектору флукса статора*, енг. *Stator Flux Vector Control-SFVC* [A3].

Директна контрола момента базирана је на основним принципима рада асинхроне машине: непосредном контролом флукса статора директно се контролишу и момент и флуks. Алгоритми директне контроле момента користе непосредну везу између примијењеног напона и одговарајућег вектора статорског флукса и момента. Сам концепт на тај начин је директно повезан са природним процесом генерисања флукса и момента, и омогућено је добијање теоријски максималних перформанси мотора уз знатно једноставнији и природан начин.

Пионирски радови из области директне контроле момента остварују непосредну контролу момента и флукса директним одређивањем стања прекидача инверторског моста на основу одступања задатих и реализованих вриједности. Кориштењем одговарајуће табеле (енг. *Look – up Table*), са седам предефинисаних стања прекидача инверторског моста, може се на основу познатог стања у машини и одступања реализованог момента и флукса од задатих референци, одабрати један просторни вектор (полифазор) напона који момент и флуks води у жељеном правцу и смјеру. Комплетан алгоритам састоји се од два компаратора са хистерезисом (за флуks и момент), два естиматора (положаја вектора флукса статора и момента), те табеле са предефинисаним стањима прекидача. На тај начин нестаје потреба за обртним трансформацијама, струјном регулацијом, тј. струјном контролом напонског инвертора. Сам инвертор је напонски управљан и инхерентно се добија бољи рад са максималним напоном (у области слабљења поља), те знатно већи пропусни опсег у свим режимима. Алгоритам се може директно реализовати у фазном домену, чиме се процес додатно поједностављује [A3]. Најзначајнији недостатак основног концепта, и поред једноставне реализације и изразито добре динамике, је веома велика таласност (енг. *Ripple*) излазних вриједности момента и флукса. Таласност настаје због дискретне природе управљачке величине (напона), јер је вектор излазног напона дефинисан искључиво знаком одступања задатих и реализованих вриједности момента и флукса. Мотору се доводи напон дискретно промјенљивог фазног става, али увијек константне максималне амплитуде. Због тога момент и флуks увијек посједују таласност око задате вриједности, а величина одступања зависи од ширине прага хистерезиса и радног режима. Ова таласност недопустива је за већину примјена. Учестаност комутације полупроводничких компоненти инвертора није константна, јер и она зависи од величине прагова хистерезиса и радног режима. При малим брзинама обртања, учестаност комутације је мала, те постоје значајне таласности момента и флукса и проблеми са поласком, док превелика учестаност комутације која превазилази вриједност дозвољену карактеристикама полупроводника може да доведе до њиховог термичког оштећења. У циљу смањења таласности, истраживања су ишла у два правца: први, модификовање основног концепта кориштења дискретних напонских вектора (минимизација таласности), и други, редефинисање управљачке концепције, уз задржавање основне идеје директне контроле момента: управљање моментом и флуksом директном контролом флукса статора уз увођење континуалних напонских вектора [A3].

Први приступи за побољшање перформанси (минимизацију таласности) засновани су на инјекцији троугаоног сигнала у сигнал пропорционалан одступању момента и флукса од задатих вриједности, на проширењу управљачких табела и броја расположивих напонских вектора или коришћењу оптимизационих процедура. Све модификације основног концепта задржавају једноставност основне идеје и изразито брз одзив (нема потребе за бројачима у погонском претварачу и прорачунима напона). Недостаци су што се таласности момента и флукса не могу свести на теоријски минимално могућу вриједност, те заједно са учестаношћу комутације зависе од радног режима и прага хистерезиса. И поред наведених недостатака, и данас су на тржишту доступни контролери реализовани на овом принципу.

Други приступ у модификацији изворног алгоритма директне контроле момента је задржавање основне идеје: контрола момента и флукса реализује се контролом вектора обртног поља, али примјеном знатно сложенијих управљачких шема, односно континуалних вектора напона. Потребан напон се прорачунава и реализује управљањем претварачем по некој од техника импулсно – ширинске модулације (енг. *Pulse Width Modulation – PWM*). Алгоритми су засновани на дјелимичном или комплетном математичком моделу асинхроног мотора, и организовани тако да одреде и реализују напон инвертора којим се грешке момента и флукса минимизирају тако да прелазни процеси трају што краће, а да грешке у стационарном стању достигну нулте вриједности. Задржана је природна веза са принципом рада асинхроне машине, одзив је и даље изразито брз, али је таласност драстично смањена уз добијање константне учестаности комутације. Недостаци овог приступа су везани за кориштење математичког модела мотора који је осјетљив на варијације параметара, естимацију знатног броја потребних величина, употребу бројача за реализацију импулсно – ширинске модулације, сложен прорачун потребног излазног напона, те дефинисање напонског вектора у ситуацијама када се задате референце не могу реализовати или када регулатори одлазе у засићење [А3].

И поред наведених недостатака, може се рећи да директна контрола момента заснована на комплетном математичком моделу асинхроног мотора и континуалним напонским векторима има потенцијал за реализовање управљања асинхроним мотором на такав начин да се остваре теоријски максималне перформансе погона. Ова тврдња заснована је на основној идеји алгоритма директне контроле момента, а то је директно управљање Теслиним обртним пољем.

### **1.1.2. Правци даљег развоја погона са асинхроним мотором**

Правци развоја електромоторних погона су повећавање перформанси уз разматрање економских и еколошких захтјева [А1-А8]:

1. Обезбјеђење изузетне тачности позиционирања, те управљања брзином и моментом уз изузетан динамички одзив у широком опсегу брзина;
2. Минимизација загријавања, енергетских губитака, буке и електромагнетних сметњи;
3. Развијање нових топологија конвертора;
4. Смањење цијене погона и елиминисање електромагнетног загађења интеграцијом мотора и погонског претварача у исто кућиште.

Ако би се електромоторни погон подијелио на два дијела, енергетски (мотор и погонски претварач - инвертор), и управљачки (микропроцесор са периферијама и софтвером), тада се може рећи да је за било коју технику управљања асинхроним мотором (скаларно или распрегнуто), енергетски дио погона идентичан. Топологија погонских претварача у савременим електромоторним погонима је углавном стандардизована: састоји се од трофазног инвертора мостне конфигурације напајаног из једносмјерног међукола са диодним исправљачем. Разлика између техника управљања постоји само у управљачком дијелу, односно у програму микроконтролера. Векторско управљање и директна контрола момента су знатно сложенији концепти од скаларног управљања, те управљачки дио мора посједовати снажнији микропроцесор, и евентуално додатне сензоре и периферије за мјерење величина потребних за естимацију и управљање. Падом цијена и даљим развојем микропроцесора, дискусија о потребној рачунарској снази процесора постаје ирелевантна.

Удио цијене процесора у укупној цијени погона је готово занемарљив, тако да је тренд у савременим електромоторним погонима примјена стандардизованог хардвера (погонског претварача, процесора и мотора) за различите технике управљања. Разлика између техника управљања налази се у софтверу, односно различитим софтвером омогућено је управљање погоном на различите, мање или више квалитетне начине. Софтистициранији алгоритми, поред квалитетнијег управљања, треба да пруже и низ додатних опција везаних за надзор, контролу и заштиту, те да омогуће потискивање нежељених утицаја насталих варијацијом напона напајања, утицајем температуре или засићења (промјене параметара), ударима оптерећења, те да омогуће смањење губитака, елиминацију механичке резонанције, олакшају подешавање погона (енг. *Self-Commissioning*) итд.

### 1.1.3. Рад асинхроне машине у слабљењу поља

Асинхрони мотор може радити у широком распону брзина, од нулте па до брзине вишеструко веће од номиналне. Рад асинхроне машине са брзинама већим од номиналне назива се рад у области слабљења поља, јер је у том режиму флуks мањи од номиналног, док се при брзинама мањим од номиналне флуks одржава на номиналној вриједности. Потреба за редукцијом флуksа је директна посљедица лимита напона. Амплитуда напона ограничена је јер је ограничен расположиви напон погонског претварача, а постоји и ограничење максималног напона којег изолација мотора може да поднесе. Машина може радити са смањеним флуksом и при брзинама мањим од номиналне (када се желе смањити губици или побољшати естимација), али се обично радом у слабљењу поља назива рад са брзинама већим од номиналне [А1-А8].

Растом брзине пропорционално расте и индукована контраелектромоторна сила те при номиналној брзини постаје једнака номиналном напону напајања. Даљи раст брзине и индуковане електромоторне силе није могућ, те се она мора одржавати на вриједности блиској номиналном напону умањивањем флуksа обрнуто пропорционално брзини. Због тога се рад у слабљењу поља често назива и рад у лимиту напона. Поред лимита напона, у области слабљења поља потребно је посматрати и струјни лимит, одређен струјним капацитетом актуатора (и мотора). Због постојања истовременог напонског и струјног лимита неопходно је са посебном пажњом одабрати ниво флуksа у режиму слабљења поља да би се остварило квалитетно управљање моментом, односно добиле максималне динамичке перформансе и у потпуности искористио магнетни материјал машине. У литератури постоји низ приједлога за рјешавање цјелокупног проблема управљања асинхроним мотором у напонском и струјном лимиту, али задовољавајуће рјешење још увијек није нађено [А1-А8].

Уобичајени приступ управљању у слабљењу поља је једноставно задавање флуksа обрнуто пропорционално брзини обртања. Такав начин управљања не уважава потребу за варијацијом флуksа због варијације момента, као ни струјни лимит актуатора. Векторско управљање полази од претпоставке независног задавања флуksа и момента помоћу активне и магнетизационе компоненте струје. За реализацију распрегнутог управљања базираног на струјној регулацији потребно је имати два степена слободе, што при раду у лимиту напона није случај. Методе директног управљања у слабљењу поља уобичајено користе идентичне приступе као и векторско управљање. Због тога постоји потреба да се истраже могући начини за директно управљање асинхроним мотором у слабљењу поља, којим ће се уважити системска ограничења уз оптимално кориштење магнетног кола и квалитетан одзив.

## 1.2. Преглед релевантне литературе

На бази претходних разматрања, референтна литература може се класификовати у три групе релевантне за развој алгоритма директног управљања у слабљењу поља:

- проблематика директног управљања асинхроним мотором [Б1-Б70];
- проблематика векторског управљања у слабљењу поља и одређивање оптималног нивоа флуksа [В1-В6], [Г1-Г16];
- управљање погонским претварачем у лимиту напона [Д1-Д20].

## 1.2.1. Директно управљање асинхроним мотором

### 1.2.1.1. Директно управљање са дискретним напонским векторима

Директно управљање моментом је концепт који је стар готово четвртину вијека. Основна идеја концепта са дискретним векторима је напонско управљање мотором, тако да се на основу одступања момента и флуksа статора од задатих вриједности директно бира једна од шест дискретних вриједности напона статора у свакој периоди управљања [Б1, Б2]. Првобитни концепт је изузетно једноставан, јер се на основу знака одступања момента и флуksа директно из *Look-up* табеле бира потребан напон статора, било да је управљање реализовано у стационарном [Б1] или фазном [Б2] координатном систему. У [Б17] показано је да је приступ из [Б2] специјални случај [Б1] који одговара једној карактеристичној величини прага хистерезиса, што за последицу има мању комутациону учестаност. Због тога се приступ из [Б2] користи у погонима великих снага код којих полупроводничке компоненте не подносе велике комутационе учестаности. Основни алгоритми директног управљања моментом базирани су на управљању амплитудом вектора флуksа статора, који се веома лако естимира интеграцијом контралекторне силе, уз потребу познавања само једног параметра, отпорности статора. Ова једноставна техника управљања у клизном режиму (енг. *bang-bang* или енг. *sliding-mode*) поставила је темељ директном управљању моментом и флуksом, јер се распрегнуто управљање остварило без употребе струјног регулатора са пратећом интерном повратном спрегом [Б11, Б13]. Битна карактеристика ове групе алгоритама директне контроле момента је да не садрже одређивање референтне вриједности синхроне брзине, него је она одређена развијеним моментом. Што је потребни момент већи, то ће бити већа и синхрона брзина. Флуks статора је унапријед задат, и једнак је интегралу напона једосмјерног међукола, па се учестаност комутације инверторског моста мора директно мијењати са синхроним брзином. Због тога се у литератури [Б13] наводи да се синхрона учестаност самостално успоставља на рачун промјене комутационе учестаности претварача. При малим брзинама обртања, комутациона учестаност је веома мала, што узрокује проблеме при поласку. Пошто на располагању стоји само један напонски вектор током периоде управљања, неминовно постоји таласност момента и/или флуksа јер у општем случају није могуће само једним дискретним вектором задовољити истовремено елиминисање одступања и момента и флуksа од задатих вриједности.

Изворно рјешење побољшавано је у четири главна правца: а) повећавање комутационе учестаности са циљем смањења таласности [Б3, Б20, Б23, Б30, Б34, Б54]; б) увођење више расположивих дискретних напонских вектора како би се повећао број различитих управљања [Б15, Б25, Б36, Б38, Б43, Б47, Б60] или повећавање броја фаза мотора [Б53], [Б56]; в) увођење напредних техника естимације умјесто чистог интегратора електромоторне силе статора [Б14, Б18, Б26, Б28, Б33], и г) различите модификације *Look-up* табеле са циљем умањења броја сензора [Б4], рада на великим брзинама [Б10], минимизације губитака [Б19], увођење фази контролера [Б45], те одабир вектора напона статора на основу минимизације таласности момента [Б22] или тако да одабрани дискретни вектор буде геометријски најближи прорачунатом [Б57].

У раду [Б59] анализира се утицај ширине прагова хистерезисних компаратора на спектар флуksа у алгоритмима директног управљања са континуалним напонским векторима. Показано је да се повећавањем ширине хистерезиса компаратора флуksа учестаност виших хармоника смањује, док параметри мотора немају никав утицај на хармонике напона, него они искључиво зависе од ширине хистерезиса. Повећавање комутационе учестаности у циљу смањења таласности у [Б3] остварено је дијелењем периоде управљања на два дијела, уз кориштење тако добијеног степена слободе за одржавање одступања момента и флуksа у унапријед предефинисаним границама. Успостављена је веза између одступања момента и флуksа (ширине хистерезиса) и односа трајања та два активна вектора, тако да се контролом односа активних вектора директно контролишу таласност момента и флуksа. У [Б20] изведен је израз за ефективну вриједност таласности у којој фигурише подинтервал периоде управљања. Ако је унапријед позната



максимално допуштена вриједност таласности момента, тада се из добијеног израза може одредити тренутак у коме активни вектор треба замијенити нултим како би се и таласност одржала у задатим границама. И овај поступак резултује повећавањем комутационе учестаности на сличан начин као и [Б3]. Другачији начин за повећавање комутационе учестаности дат је у [Б23], гдје се у сигнал грешке (одступања референтног и оствареног момента) инјектује троугаони сигнал (енг. *Dither*) мале амплитуде који уз константан праг хистерезиса доводи до повећавања комутационе учестаности, односно смањења таласности. У [Б7] показано је да инјектовање хармоника у сигнал грешке момента доводи до тога да путања полифазора флуksа статора постане квази-кружног облика. Са друге стране, превелика комутациона учестаност може да доведе до оштећења полупроводничких прекидача, те се у [Б30] анализира појава непотребних комутација (енг. *Over-switching*). Циљ предложеног приступа из [Б30] је да се уведу двије периоде: једна, краћа, којом ће се извршавати управљачки алгоритам, и друга, спорија, која ће дефинисати комутациону учестаност. На тај начин повећава се резолуција управљања, а полупроводнички мост се растерећује непотребних комутација. У [Б34] и [Б54] се умјесто хистерезисних компаратора са два прага, уводе компаратори са три прага, те се на одговарајући начин у сигнал грешке инјектује хомополарни троугаони високофреквентни сигнал који доводи до повећавања комутационе учестаности на малим брзинама. У [Б36] предложено је рјешење за директно управљање у режиму слабљења поља базирано на употреби троугаоног високофреквентног сигнала и модификацији сигнала грешке флуksа, тако да се референца флуksа смањује стрмије него обрнуто пропорционално брзини. Овај приступ омогућава добијање бржег одзива момента и флуksа јер се оставља већа управљачка маргина.

Као могући начин за смањење таласности момента и флуksа у [Б15] предложено је кориштење већег скупа дискретних вриједности активних напонских вектора. За повећавање броја расположивих вектора могу се користити различите технике. У [Б15] предложено је кориштење два инверторска моста напајана из истог једносмјерног међукола, а везана у паралелу преко комутационих пригушница, чиме се број активних вектора повећава са шест на осамнаест. Већи број расположивих активних вектора омогућава модификацију *Look-up* табеле тако да се умјесто управљања у клизном режиму бирају активни вектори у зависности од „мале“, „средње“ или „велике“ промјене момента и флуksа. Умјесто кориштења два инвертора у паралели, у [Б25] и [Б38] предложена је употреба технике дискретне модулације просторног вектора (енг. *Discrete Space Vector Modulation-DSVM*), којом се скуп активних напонских вектора повећава тако што се шест постојећих вектора користи за синтетисање нових активних вектора на унапријед предефинисан начин. Број нових активних вектора одређен је бројем подинтервала на које се управљачки период може подијелити. Превелик број нових дискретних напонских вектора ствара потребу за превише сложеним *Look-up* табелама, тако се се у [Б25] и [Б38] предлаже тражење компромиса између допуштене таласности момента и сложености управљачке стратегије, односно броја елемената у табели.

У [Б43] и [Б63] разматра се начин директног управљања погоном велике снаге намијењеним за електричну вучу код којих се комутациона учестаност мора одржавати на ниској вриједности, реда величине стотину херца како би се умањили комутациони губици, што резултује појавом субхармоника. У [Б43] модификује се управљачка табела тако да се у сукцесивним периодама наизмјенично користе алтернативни нулти вектори (када су укључени сви „доњи“, па затим сви „горњи“ прекидачи у инверторском мосту). Ово је варијанта DI секвенце управљања инвертором, а повећавање броја (нултих) расположивих напонских вектора наметнуто је потребом за уједначеним напрезањем полупроводника у инверторском мосту без утицаја на таласност момента и флуksа. У [Б63] предлаже се да однос комутационе учестаности и учестаности основног хармоника буде цијели број, како би се смањила изобличења, односно појава субхармоника у стационарном стању.

У [Б47] користи се инвертор са три нивоа (енг. *Multi level*) чиме се повећава број активних вектора. Инвертор посједује два антипаралелно везана диодна моста на улазу, који су напајани из мреже путем тронамотајног трансформатора, затим неутралну тачку у једносмјерном међуколу, те дванаест полупроводничких прекидача и одговарајуће диоде ка

неутралној тачки. Оваква конфигурација омогућава четвороквадрантни рад погона, уз добијање осамнаест различитих дискретних вриједности напона. Пошто је погон намијењен за велике снаге, односно мале комутационе учестаности, на излазу претварача налази се одговарајући филтер који филтрира струју мотора. За добијање већег броја напонских вектора, користе се и претварачи са више од три нивоа [Б36]. Они посједују више независних једносмјерних извора (акумулаторских ћелија или редно везаних кондензатора) који се по потреби везују на ред помоћу одговарајуће прекидачке комбинације са диодама које спречавају добијање инверзних напона. Осим што већи број расположивих вектора смањује таласност момента и флукса и оставља слободу за даље побољшавање перформанси (побољшање фактора снаге итд.), на овај начин се смањује и „стрмина“ напона на мотору. Недостатак ових претварача је што је поступак уважавања динамике пуњења/допуњавања кондензатора изузетно сложен. Повећавање броја расположивих дискретних вектора могуће је и кориштењем машина које имају више од три фазе [Б53], [Б56]. Кориштењем машина са шест фаза, које су постављене под међусобним углом од 30 електричних степени, и одговарајућег шестофазног претварача, на располагању се добија 64 активних вектора, од којих је 48 међусобно различитих. Намотаји мотора везани су у групе по три фазе спрегнуте у звијезду, при чему су звјездишта међусобно изолована. Предност ове методе, осим у смањеној таласности момента и флукса, је у кориштењу јефтених полупроводника мањих снага, али је приступ нестандардан, како са становишта конструкције мотора, тако и конструкције претварача.

У [Б60] предложена је употреба матричног претварача (енг. *Matrix Converter*). Матрични претварач има могућност директног везивања сваке фазе на улазу са сваком фазом на излазу кориштењем  $m \times n$  бидирекционих прекидача, гдје су  $m$  и  $n$  број фаза на улазу и излазу. Код трофазних матричних претварача постоји 9 бидирекционих прекидача који омогућавају добијање 27 дискретних вектора напона. Захваљујући великом броју дискретних вектора, добијен је још један степен слободе, те се *Look-up* табела може модификовати тако да се оствари и побољшање фактора снаге погона минимизирањем средње вриједности угла између струје и напона. Да би се у потпуности искористио потенцијал великог броја расположивих вектора напона, уводе се хистерезисни компаратори са четири прага: за „мала“, „велика“, „позитивна“ и „негативна“ одступања момента и флукса од референтних вриједности. Вектори напона комплексну раван дијеле на дванаест сектора, а табела се формира тако што се у њој налазе само активни вектори, који се укључују на основу излаза из хистерезисних компаратора, док се посебним селектором укључују нулти вектори у случају потребе да се момент задржи на достигнутој вриједности.

У раду [Б8] се посматра могућност смањења комутационих губитака помоћу инвертора са резонантно напајаним инвертором са једносмјерним међуколом. У једносмјерно међуколо додаје се резонантни LC члан који се укључује помоћу полупроводничког прекидача, чиме је омогућено да напон једносмјерног међукола има правоугаон облик. Поворка правоугаоника се синхронизује са сигналимa за импулсно-ширинску модулацију инверторског моста тако да прекидачи у инверторском мосту комутују у тренуцима када је напон једносмјерног међукола једнак нули, што значајно смањује комутационе губитке.

Алгоритми директне контроле момента асинхроног мотора засновани на кориштењу дискретних напонских вектора и одговарајућих *Look-up* табела као управљачку величину користе флукс статора. Естимација флукса статора обавља се једноставно у отвореној спрези, интегралњем индуковане контраелектромоторне силе, а за рад естиматора неопходно је познавање само једног параметра, отпорности статора. У [Б14] анализира се утицај отпорности статора на естимацију, те се предлаже кориштење трећег хармоника флукса који не зависи од отпора, али се у том случају директно управљање мора реализовати према флуксу магнећења. У [Б18] предлаже се кориштење напредног естиматора флукса, реализованог као обсервер стања, са уграђеним механизмима за адаптивно естимирање отпора статора и ротора. У естимацији се користи напонски естиматор флукса статора, базиран на једначини напонске равнотеже статора и струјни естиматор флукса статора, базиран на једначини напонске равнотеже ротора. На бази естимираних вриједности

флуксева статора и ротора формирају се четири нелинеарне функције помоћу којих се у адаптивном механизму естимирају отпори. У [Б26] описана је техника аутоматског подешавања претварача (енг. *Self-commissioning*) којом се аутоматски одређују параметри мотора потребни за естимацију и параметри регулатора брзине. У раду [Б33] анализира се могућност примјене алгорита директне контроле момента базиране на дискретним векторима на малим брзинама обртања. Показано је да се боље перформансе постижу када се машином управља по флуксу ротора, те је на бази математичког модела у синхронном координатном систему везаном за флукс ротора успостављена веза између флукса статора, референтног флукса ротора и референтног момента из које се одређује референтна вриједност флукса статора. Да би погон остварио задовољавајуће перформансе на малим брзинама, користи се естиматор флукса ротора у затвореној спрези. Затворена спрега формирана је на основу једначине напонске равнотеже ротора уз додавање компензационог члана. Компензациони члан једнак је производу одступања референтног од естимираног флукса ротора и константног комплексног појачања. Захваљујући управљању по флуксу ротора и естимацији истог у затвореној спрези, остварене су врло добре перформансе на малим брзинама. У раду [Б28] разматран је рад естиматора базираног на интеграцији електромоторне силе статора. У циљу елиминације офсета, односно побољшања рада при малим брзинама обртања, предлаже се увођење нископропусног филтра. Показано је да замјена чистог интегратора нископропусним филтром резултује уношењем фазне грешке у естимацији флукса, што резултује и грешком у естимацији момента. Фазна грешка у естимираном флуксу доводи и до погрешног одређивања сектора у коме се флукс налази, што значајно умањује квалитет управљања јер се тада из *Look-up* табеле бира неодговарајући вектор. Рад [Б28] предлаже увођење селектора, који ће, у зависности од радног режима, активирати чисти интегратор или нископропусни филтер умјесто њега.

Рад [Б4] бави се проблематиком смањења броја давача у погону са директним управљањем. Предлаже се кориштење само једног струјног давача постављеног у једносмјерно међуколо, као и поступак естимације фазних струја мотора на бази мјерене струје међукола и стања прекидача у инверторском мосту. Естимација струје могућа је само ако се не користе нулти вектори, тако да се *Look-up* табела модификује тако да у њој не фигуришу нулти вектори. У раду [Б10] анализирана је могућност примјене директног управљања у погону електричног возила за широки опсег промјене брзине, који обухвата и режим слабљења поља. За избор референтне вриједности флукса кориштен је приступ какав се уобичајено користи у векторском управљању према флуксу ротора. Управљање је реализовано према флуксу ротора, из кога је унапријед (енг. *off-line*) срачунат потребан флукс статора у виду *Look-up* табеле уз уважавање напонских и струјних лимита као и варијације напона једносмјерног међукола. У [Б19] показано је да се приступ директног управљања моментом асинхроног мотора може искористити и за управљање инвертором који напаја RL оптерећење тако да се повећају фактор снаге и ефикасност. У раду [Б45] предложено је да се умјесто хистерезисних компаратора користе неуро-фази контролери. На тај начин омогућена је боља резолуција сигнала грешке момента и флукса („мала негативна“, „средње негативна“, „нулта“, „мала позитивна“, „средње позитивна“, „велика позитивна“), што уз одговарајуће подешен фази контролер омогућава смањење таласности момента и флукса без потребе за повећавањем броја расположивих вектора. Смањење таласности момента без повећавања броја расположивих дискретних вектора према [Б22] остварује се предиктивним алгоритмом. Током управљачке периоде, на бази математичког модела мотора, рачунају се таласности момента и флукса у наредној периоди при примјени сваког дискретног напонског вектора понаособ. За управљање се узима онај напонски вектор који ће довести до најмањег одступања момента и флукса у наредној периоди. У [Б57] се на бази одступања момента и флукса одређује тачно потребна вриједност напона статора, а онда се помоћу посебног поступка бира геометријски најближи дискретни вектор. Предложени алгоритам у ствари ради као векторски квантизатор: потребни континуални вектор апроксимиран је „најближим“ дискретним, односно оним који ће да произведе најмању таласност момента и флукса. Алгоритам има два режима рада, један приликом старта, када се

флукс ротора још није успоставио и када се расположиви капацитет претварача у потпуности користи за успостављање флукса, и други, нормални режим рада. У [Б61] показано је да се процеси у погону са директно управљаним асинхроним мотором могу подијелити на брзе и споре (енг. *Singularly-perturbed systems*), те је установљена зависност између између перформанси погона и параметара мотора. Показано је да у алгоритмима директног управљања моментом боље перформансе остварују мотори са мањим расипањем. Рад [Б65] описује управљање моментом у слабљењу поља заснованом на хистерезисним компараторима и генератору трајекторије флукса статора тако да се при свим брзинама у слабљењу поља може добити превални момент, а у раду [Б69] такође се описује хистерезисни приступ, али се за управљање мотором у слабљењу поља користи надмодулација.

Промјенљива комутациона учестаност, проблеми поласка и рада на малим брзинама, спречавање струјног преоптерећења, бука и велика таласност момента и флукса су битан ограничавајући фактор за примјену концепта директне контроле момента са дискретним напонским векторима. Пошто је комутациона учестаност код алгоритама директне контроле момента са дискретним напонским векторима промјенљива, управљачки алгоритми се тешко реализују у дигиталном облику, јер управљачка учестаност микропроцесора мора бити веома велика како би се оствариле задовољавајуће перформансе. Према [Б13], при управљачкој учестаности од 40kHz, комутациона учестаност је тек негдје око 3kHz.

#### **1.2.1.2. Директно управљање са континуалним напонским векторима**

Други правац у директном управљању асинхроним мотором је кориштење континуалних напонских вектора. У овој групи алгоритама, на бази одступања момента и флукса, одређује се потребна средња вриједност напона током управљачке периоде, и реализује примјеном неке од техника управљања погонским претварачем, најчешће техником модулације просторног вектора (енг. *Space Vector Modulation*). Увидом у доступну литературу, могу се уочити три основна правца развоја континуалних приступа: а) кориштење *Dead-Beat* концепта [Б5], [Б6], [Б9], [Б12], [Б16], [Б32], [Б37], [Б41], [Б44], [Б58], [Б64], [Б68]; б) одређивање референтног напона на бази компоненти флукса статора [Б24], [Б29], [Б31], [Б35], [Б39], [Б46], [Б48], [Б52] [Б69] и в) методе базиране на управљању брзином обртног поља [Б40], [Б51], [Б55], [Б62] [Б70]. Иако су међусобно различити, сви наведени концепти засновани су на директној вези између флукса и напона статора, без кориштења регулатора струје. Због тога се ова група алгоритама назива и *управљање по вектору флукса статора*, енг. *Stator Flux Vector Control-SFVC*.

*Dead-Beat* приступи управљања, код којих прелазни процес траје коначан број периода управљања, користе инверзни модел објекта управљања (асинхроног мотора) и одликује их веома велика брзина одзива [Б49]. У [Б6] на бази математичког модела асинхроног мотора и одступања момента и флукса од задатих вриједности формиран је систем једначина чија су рјешења компоненте напона статора у непокретном координатном систему. Добијени систем једначина рјешава се у свакој управљачкој периоди, а израчунати напон се реализује примјеном технике модулације просторног вектора напона. Одзив управљања је изузетно брз, уз минималну таласност момента и флукса. У [Б6] и [Б9] указано је на проблематику кориштења *Dead-Beat* приступа: у ситуацијама када су одступања између референтних и стварних вриједности превелика, односно толика да се не могу достићи у једном кораку, систем једначина или нема рјешење, или је добијени референтни напон превелик, тако да се мора кориговати начин управљања. У [Б6] предложено је да се у тим ситуацијама *Dead-Beat* модификује тако да се не користе нулти вектори, чиме претварач прелази у режим надмодулације, односно понаша се слично као да ради са дискретним напонским векторима. За рјешавање насталих конфликтних ситуација у [Б9] предлаже се задржавање израчунатог фазног става (угла) напона, а да се његова амплитуда ограничи на максимално расположиву вриједност коју инвертор може да пружи на свом излазу у режиму надмодулације. Сличан приступ користи се и у [Б12], гдје се предлаже да се у конфликтним ситуацијама референтни напон одабере тако да додирује странице шестоугла максималног напона и минимизира

грешка између потребне и стварне струје, на сличан начин као код векторског управљања. У [Б41] такође се анализирају ситуације када се референтне вриједности не могу достићи у само једној управљачкој периоди. Дефинише се вектор прираштаја флукса статора који је директно пропорционалан потребном напону. Зависно од одступања момента од референце, регулатор момента генерише „динамичко клизање“ које одређује потребну референтну вриједност вектора флукса, тј. напона. У раду [Б58] предлаже се да се, умјесто задржавања потребног угла напона [Б9] или минимизирања струјне грешке [Б12], пређе у шестопулсни (енг. *Six-step Modulation*) режим надмодулације како би се максимално искористио расположиви напон претварача. Недостатак овог приступа је изузетно велика таласност момента јер се тада ради о приступу из [Б1].

У [Б16] показано је да су *Dead-Beat* алгоритми изузетно осјетљиви на квалитет естимације флукса статора, те се умјесто употребе естиматора у отвореној спрези предлаже кориштење нископропусног филтра. На тај начин се значајно унапређују перформансе на малим брзинама, односно учестаностима изнад пропусног опсега филтра. Рад [Б5] бави се проблематиком естимације вектора флукса статора, односно његове амплитуде и одговарајућег угла у случају када је на вратилу мотора присутан давач брзине. На бази напонских једначина ротора у синхронном координатном систему одређује се клизање, које, када се сабере са измјереном брзином, даје синхрону брзину чији је интеграл угао вектора флукса статора. Амплитуда флукса статора одређује се кориштењем нископропусног филтра умјесто интегратора електромоторне силе. Пошто се користе једначине напонске равнотеже ротора, присутан је утицај варијације роторске временске константе. Предложено је да се варијација компензује адаптивним механизмом са ПИ регулатором на чијем улазу је одступање између активне компоненте струје статора одређене тако да она не зависи и зависи од отпорности ротора. Струја која не зависи од роторских параметара рачуна се из израза за момент у коме фигуришу искључиво статорске величине, док се струја која зависи од отпора ротора добија трансформацијом струје у синхронно ротирајући координатни систем уз кориштење естимираног угла. Везивањем синхронно ротирајућег координатног система за флукс статора, потребне једначине попримају једноставан облик.

У раду [Б37] анализиран је математички модел асинхроног мотора у синхронно ротирајућем координатном систему везаном за флукс статора. Показано је да се флуksom статора и моментом може управљати распрегнуто преко компоненти напона статора, али се умјесто ПИ регулатора момента и флукса уводе *Dead-Beat* контролери који се подешавају тако да се у затвореној спрези добије жељена преносна функција по моменту и флуксу. Модел мотора је тако организован да у њему не фигурише ни један параметар кола ротора, али је зато изузетно осјетљив на варијације отпорности статора. У раду [Б44] предлаже се оригинални *Dead-Beat* приступ заснован на поларној представи комплексног модела асинхроног мотора. Уочено је да се на бази референтног флукса статора и одступања момента од задате вриједности, може једноставно одредити угао инкремента флукса, односно вектор прираштаја флукса слично као у [Б41] који даље директно одређује компоненте напона статора. Према овом приступу, конфликтне ситуације се веома лако рјешавају јер се лимити могу директно уважити, а процес генерисања момента и флукса директно је везан са природним принципом рада асинхроног мотора. У [Б32] предложен је *Dead-Beat* алгоритам директне контроле момента базиран на флуksном моделу асинхроног мотора у непокретном координатном систему. Предност овог приступа је што је модел прегледан и интуитиван, јер се константна амплитуда флукса статора представља кружницом, а константан момент правом у непокретном координатном систему. *Dead-Beat* алгоритам заснован је на рјешавању система двије једначине са двије непознате компоненте напона, односно одређивање пресека праве и кружнице. Да би се детаљније анализирали проблеми када не постоји рјешење система (односно када су референтне вриједности момента и флукса сувише велике, па не постоји пресјек кружнице и праве), добијени систем једначина трансформисан је у синхронно ротирајући координатни систем везан за вектор флукса статора. Сам поступак превођења добијених израза је једноставан, јер се користе координатни системи инваријантни по по амплитуди. Оваквим избором координатног

система елиминисани су сложени прорачуни из [Б6] па се уважавају лимити по струји и стабилности (превалном моменту). Развијени приступ се разрађује у [Б64] и [Б67], гдје је анализирана осјетљивост предложеног рјешења на варијацију параметара и показано је да је алгоритам веома осјетљив на одступања отпора статора и индуктивности магнећења. Предложена је естимација флукса статора и ротора у затвореној спрези, на бази струјних и напонских естиматора и одговарајућег адаптивног механизма [Б64]. У [Б67] анализирани су проблеми при дигиталној реализацији предложеног рјешења из [Б32]. Уобичајеним поступком дискретизације континуалних једначина обсервера флукса испољава се проблем несинхронизованог одабирања напона и струје. Наиме, улази у обсервер су референтни напони који се добијају у тренутку  $k$  и мјерене струје које се добијају у тренутку  $k-1$ . Кашњење у једној периоди доводи до нежељених осцилација у управљању моментом и флуksom јер се ради о *Dead-beat* алгоритму. Предложен је одговарајући естиматор струје статора која ће се успостављати у наредном тренутку, као и естимација флуkseва у затвореној повратној спрези које рјешавају поменуте проблеме.

У раду [Б24] предложен је приступ директног управљања момента базиран на одређивању потребног напона у *FB* структури. Прво је предложено кориштење естиматора у затвореној спрези. Естиматор се састоји од струјног и напонског естиматора флукса статора, при чему је струјни естиматор реализован у синхронном координатном систему везаном за флуks ротора, а напонски у непокретном координатном систему. Флуks статора, естимиран у струјном естиматору, трансформише се у непокретни координатни систем, и затим пореди са флуksom статора естимираним у напонском естиматору. Добијени сигнал грешке води се у ПИ регулатор, чији се излаз додаје напонској једначини у напонском естиматору флукса статора у виду негативне повратне спреге као компензациони члан. Предложени естиматор такође одређује и флуks ротора, чији се аргумент користи у трансформацији координата. Алгоритам са континуалним напонским векторима садржи управљање по флуксу ротора, те се из референтне вриједности флукса ротора и референтног момента одређује референтна амплитуда флукса статора. Амплитуда флукса статора пореди се са естимираним флуksom статора, те се тако добијени сигнал грешке уводи у ПИ регулатор који на свом излазу даје референтни напон по  $d$  оси у синхронном координатном систему. Референтни напон по  $q$  оси добија се сабирањем одговарајуће естимиране ортогоналне електромоторне силе и излаза ПИ регулатора који на свом улазу има одступање референтног и естмираног момента. На основу компоненти референтног напона, одређује се његова амплитуда и одговарајући угао, који се користе као референтна вриједност за генерисање напона по принципу модулације просторног вектора. Наведени приступ представља основну варијанту директног управљања по *FB* принципу и даје веома квалитетан одзив. Недостатак приступа очигледан је у ситуацијама када се референце не могу достићи, па ПИ регулатори одлазе у засићење. У тим режимима предлаже се кориштење дискретних напонских вектора. Слична управљачка структура као у [Б24] налази се и у [Б31], гдје се користе два ПИ регулатора за момент и флуks. За разлику од [Б24], у референтном напону  $q$  оси не фигурише ортогонална електромоторна сила, тако да постоји спрега између момента и флукса што значајно деградира перформансе погона. Поред тога, у предложеном приступу управља се по флуксу статора, тако да алгоритам не уважава утицај оптерећења на варијацију флукса ротора што се негативно одражава на транзијентну моментну карактеристику. У радовима [Б35] и [Б46], на основу преуређеног математичког модела асинхроног мотора у непокретном координатном систему, показано је да други извод флукса ротора зависи од напона по  $d$  оси, док извод момента по времену зависи од напона по  $q$  оси. Добијени изрази искориштени су за формирање робусног *FF* регулатора напона статора у алгоритму названом енг. *Continuous Direct Torque Control-CDTC*. Предложени алгоритам мора да садржи подсистем за генерисање трајекторије флукса и момента, тј. одређивање потребних извода уз поштовање системских ограничења, па је предложено рјешење изузетно компликовано. У раду [Б39] приказан је алгоритам директног управљања назван *распрегнуто директно управљање*, енг. *Decoupled Direct Control-DDC*. На сличан начин као у [Б35] и [Б46] показано је да извод момента зависи од напона статора по  $d$  оси, док извод квадрата флукса статора зависи од

напона статора по  $q$  оси. За разлику од [Б35] и [Б46], овдје је управљање реализовано према флуксу статора. Уочена је спрега између управљачких промјенљивих која је идентичне структуре као и код класичног векторског управљања према флуксу статора [А3, А9], те се елиминиса на сличан начин, распрежућим колом. Распрежуће коло је у облику матрице која садржи флуксе статора и ротора у непокретном координатном систему. Избор овакве матрице аналоган је коришћењу трансформације ротације, јер су компоненте флукса аналогне синусима и косинусима угла између флукса статора и непокретне осе, а предност овог избора је што је елиминисана параметарска осјетљивост јер у распрежућем колу фигуришу само флуксеви. Предложено је рјешење за генерисање референци (извода) које користи *Dead-Beat* поступак умјесто генератора трајекторије из [Б35]. Наиме, дискретизацијом извода момента и извода квадрата амплитуде флукса, добија се веза између референтног модула флукса и референтног момента у тренутном и наредном тренутку, што се лако може свести на *Dead-Beat* концепт. Како би се избјегли проблеми *Dead-Beat* приступа у случају када се референце не могу достићи у једној управљачкој периоди, у раду је предложен и алтернативни приступ са два ПИ регулатора (енг. *PI-DDC*) који је робуснији. ПИ регулатори на бази одступања референтних и естимираних управљачких величина (извода момента и извода флукса) генеришу потребне референце напона. Због кориштења флукса статора, постоје проблеми при старту, као и проблеми са стабилношћу (преоптеретљивошћу). У раду [Б29] на бази математичког модела у синхронно ротирајућем координатном систему везаном за вектор флукса ротора показано је да флукс ротора зависи од статорске компоненте флукса по  $d$  оси, а момент од компоненте флукса по  $q$  оси. Користећи референтни флукс ротора и референтни момент, рачунају се референтне компоненте флукса статора које се користе као управљачке промјенљиве. Након што се трансформишу у непокретни координатни систем, оне се уводе у *FF* регулатор флукса статора заснован на једначини напонске равнотеже статора за устаљено стање у непокретном координатном систему којој је придодат компензациони члан пропорционалан одступању референтног и стварног вектора флукса статора. За естимацију се користи естиматор флукса ротора у затвореној спреси базиран на једначини напонске равнотеже статора у непокретном координатном систему којој је придодат компензациони члан пропорционалан одступању референтног и естимираниог флукса ротора. Пошто алгоритам управља флуksom ротора, за рад у слабљењу поља може се користити поступак уобичајен за векторско управљање којим се уважавају струјни и напонски лимити. У предложени алгоритам уврштен је и подсистем за компензацију ефекта мртвог времена (енг. *Dead-time effect*) како би се побољшао рад погона на малим брзинама. У раду [Б48] користи се сличан поступак као и у [Б24] [Б29], гдје се флуksom и моментом управља преко компоненти напона по  $d$  и  $q$  оси, респективно, уз увођење компензационог члана за распрезање једначина у *FF* регулатору флукса. Умјесто ПИ регулатора користе се контролери са клизним режимом. Естимација флуксева статора и ротора је у затвореној спреси, при чему се користе и струјни и напонски естиматори флукса статора са компензационим члановима у којима фигуришу одступања од референтног и естимираниог флукса статора, те мјерене и естимиране струје статора. У [Б66] алгоритам директног управљања прилагођен је раду у слабљењу поља. Као и у претходним рјешењима, моментом се управља помоћу  $q$ , а флуksom помоћу  $d$  компоненте флукса статора. На основу одступања референтног и естимираниог момента, из одговарајућег ПИ регулатора добија се референтна вриједност флукса статора по  $q$  оси. Показано је да се максимални момент развија када је угао између флуксева статора и ротора  $45^\circ$ , што је искориштено за формирање структуре која омогућава уважавање струјног лимита, као и лимита по стабилности погона. Наиме, ограничењем максималне вриједности флукса статора по  $q$  оси уважава се струјни, а уважавањем минималне вриједности уважава лимит по стабилности. Да би се елиминисала параметарска зависност при рачунању базе брзине при којој машина улази у слабљење поља, редефинисан је услов уласка у другу зону. Када год је референтни напон, добијен из *FF* регулатора флукса статора, већи од максимално расположивог напона, машини се смањује флукс. Алгоритам за слабљење поља заснован је на ПИ регулатору на чијем је улазу разлика између максимално расположивог напона и референтног напона добијеног и

регулатора флуksа статора. На излазу ПИ регулатора добија се референтна вриједност флуksа статора по  $d$  оси која се мора ограничити на минималну и максималну вриједност. Минимална вриједност одређена је условом по стабилности, док је максимална вриједност једнака номиналном флуksу. Предложено рјешење избора референтног флуksа је изузетно робусно, јер је засновано на ограниченом броју параметара мотора, али посједује недостатак да се, приликом растерећења погона у зони слабљења поља, не користи максимални напон, него се задржава претходно затечена вриједност флуksа.

У раду [Б40] изложена је концепција алгорита директног управљања моментом заснована на вектору одступања (прираштаја) флуksа. Вектор одступања флуksа директно је пропорционалан референтном напону, па се користи као управљачка величина за погонски претварач управљан по принципу модулације просторног вектора. Он се добија одузимањем естимираног од референтног вектора флуksа у непокретном координатном систему користећи референтну амплитуду флуksа и ПИ регулатор момента који одређује потребан угао флуksа статора. Показано је да се при повећавању момента повећава угао између флуksа у текућем и наредном тренутку. Због тога наведени ПИ регулатор у ствари управља клизањем мотора преко тангенцијалне компоненте вектора одступања флуksа, док радијална компонента вектора одступања флуksа одређује промјену амплитуде флуksа статора. У раду [Б55] је на основу математичког модела асинхроног мотора у непокретном координатном систему показано да је момент директно пропорционалан клизању, уз претпоставку да се флуks одржава константним. На основу тог закључка, моментом се управља промјеном клизања, односно ако се брзина обртања сматра споропромјенљивом, моментом се директно може управљати промјеном синхроне брзине. Алгоритам посједује само један ПИ регулатор, који на основу одступања референтног и естимираног момента генерише инкремент угла флуksа статора. Тај угао се сабира са естимираним углом флуksа статора те се добија референтни фазни став флуksа статора, који, заједно са референтном вриједношћу модула флуksа статора представља управљање. Од референтног флуksа статора одузима се естимирани вектор флуksа статора, и формира вектор инкремента флуksа статора. Он се даље користи у модулацији просторног вектора на исти начин као и у [Б40]. У раду [Б62] представљена је метода управљања синхроним брзином преко одговарајућег угла флуksа статора који се добија као пондерисана сума излаза из регулатора момента, регулатора флуksа ротора и тренутног положаја флуksа. Изложен је и оригинални  $FF$  регулатор флуksа статора који остварује изузетну брзину рада и уједно је робустан на варијације напона једносмјерног међукола. У раду [Б51] изложена је оригинална метода директног управљања заснована на убрзавању вектора флуksа (енг. *Flux Vector Acceleration Method*). Алгоритам се састоји од естиматора у затвореној спрези,  $FF$  регулатора флуksа статора у непокретном координатном систему, ПИ регулатора момента који на свом излазу даје референтну синхрону брзину, те блока за прорачун референтног флуksа статора. Показано је да се, уз одржавање флуksа ротора константним, моментом може управљати промјеном синхроне брзине (убрзавањем/успоравањем). Пошто је алгоритам базиран на управљању флуksом ротора, неопходно је из референтног момента и флуksа ротора одредити референтну амплитуду вектора флуksа статора који одређује синхрону брзину. За разлику од [47], овдје се на излазу из ПИ регулатора добија референтна синхрона брзина, а не инкремент угла, те је усвојени приступ једноставнији за реализацију, тј. регулатор флуksа статора је робуснији. Захваљујући усвојеној топологији, редукован је скуп потребних параметара, док је робусност на малим брзинама постигнута естиматором флуksева у затвореној спрези

У раду [Б21] изложена је процедура подешавања опсервера стања који се може користити како у алгоритмима директне контроле, тако и у алгоритмима векторског управљања. Уведени обсервер базиран је на моделу асинхроног мотора у синхроним координатном систему, и дата је процедура одређивања појачања обсервера стања заснована на теорији Љапунова. Недостатак предложеног концепта је велика параметарска осјетљивост, пошто у појачањима обсервера фигуришу параметри мотора и брзина обртања. У [Б27] анализирани су карактеристике естиматора заснованих на различитим моделима мотора: комплетном моделу у стационарном координатном систему, редукованом моделу у



синхронно ротирајућем и у стационарном координатном систему. Указано је на недостатке редукованог модела у синхронном координатном систему, те је предложен обсервер базиран на Калмановом филтру. У [B42] изложен је адаптивни обсервер стања који се користи за естимацију флуksа ротора у затвореној спрези. У [B70] предложен је поступак за управљање асинхроним мотором у слабљењу поља заснован на управљању углом напона статора.

### 1.2.2. Векторско управљање у слабљењу поља

У наредном излагању даће се преглед литературе везане за векторско управљање у слабљењу поља. Концепт векторског управљања је у зрелом добу развоја [A1, A2], те ће се на овом мјесту анализирати само дио веома обимне литературе који је од интереса за формирање алгоритма директног управљања у слабљењу поља.

У раду [B1] анализира се естимација у векторском управљању. Циљ који је постављен је да се путем естимације статорских величина елиминише давач брзине на вратилу мотора. У ту сврху предлаже се векторско управљање асинхроним мотором према вектору флуksа статора. За одређивање флуksа статора није неопходно постојање давача брзине јер се он може одредити из терминалних напона и струја. Показано је да код реализације векторског управљања према флуksу статора постоји спрега између директне и ортогоналне осе, те се мора увести распрежуће коло. Оно се реализује тако што се референтна струја по  $q$  оси директно срачунава на основу референтног момента, док се струја по  $d$  оси добија из распрежућег кола састављеног од ПИ регулатора флуksа и референтне струје по  $q$  оси. Предложени алгоритам користи струјно регулисан напонски инвертор. Показано је да се код векторског управљања према флуksу статора јавља проблем стабилности, односно постоје конфликтне ситуације у случају да је референтни момент већи од превалног. У [B2, B3] посматра се рад асинхроне машине у области слабљења поља за случај када се магнетно коло може сматрати линеарним [B3], односно када постоји магнетно засићење [B2]. Флуks ротора варира се и за брзине мање од номиналне, а са циљем оптималног (најбржег) одзива момента. Варијацијом флуksа ротора у обје зоне постиже се временски оптималан одзив момента уз уважавање струјног капацитета актуатора. Оптимизациона процедура базирана је на математичком моделу, на основу којег су унапријед срачунате *Look-up* табеле за различите радне режиме. Из добијених табела се на бази задатог момента читава референтни флуks како би се добио најбржи одзив уз поштовање струјног лимита. Проблем представљају ситуације које настају у режимима наглих или изузетно великих промјена момента приликом успорења-убрзања, тако да се предлаже увођење ПИ регулатора са промјенљивим појачањима. Наведени поступак даје временски оптималан одзив момента уз поштовање струјног лимита захваљујући промјенљивом флуksу у прелазним режимима. У [B4-B6] анализирани су конфигурације векторског управљања према флуksу статора и ротора, као и могућност струјне регулације за одабрану стратегију. [B4] и [B6] засновани су на векторском управљању према флуksу статора, те је наведено да естиматор флуksа статора може да преузме улогу давача брзине на већим брзинама односно учестаностима, док се за рад на мањим брзинама сугерише употреба давача брзине или позиције. Предлаже се критеријум који је базиран на тежинским коефицијентима зависним од радног режима, којима се одређује да ли да се управљање реализује према флуksу ротора са давачем брзине, или према флуksу статора без давача брзине. Математички модел предложен у [B5] је организован тако да се измјена координатног система, а самим тим и концепта управљања према флуksу статора или ротора, обавља промјеном само једног коефицијента.

У [Г1] анализира се рад векторски управљаног погона са асинхроним мотором у слабљењу поља. Показано је да се, када се асинхрони мотор напаја из идеалног струјног извора, једначине напонске равнотеже статора могу искористити за естимацију роторске временске константе и естимацију флуksа ротора. Неопходно је постојање давача брзине на вратилу и мјерење основног хармоника напона како би се реализовао предложени естиматор. На бази добијеног модела, анализиран је утицај магнетног засићења у слабљењу поља, те је наведено да се засићење флуksа магнетног поља може занемарити, тј. да се машина може сматрати линеарном у режиму високих брзина. У [Г2] анализиран је погон са векторским

управљањем према флуксу ротора и динамика промјене флукса. Показано је да се при промјени флукса ротора јавља ненулта компонента струје ротора по  $d$  оси, што резултује губљењем оријентације синхронно ротирајућег координатног система због појаве флукса ротора по  $q$  оси. Ова спрега је последица нелинеарне зависности између флукса ротора и клизања. Због тога је референтна вриједност напона већа него што је потребна, односно смањује се напонска маргина што може да деградира одзив момента. Предлаже се да се у слабљењу поља напон  $q$  осе држи константним, што при расту брзине доводи до смањења флукса ротора. Рад [Г3] бави се статичким карактеристикама векторски управљаног асинхронног мотора у слабљењу поља. Математички модел у стационарном стању је реорганизован тако да се су све величине сведене на статорску страну, те је примјеном теореме о преносу максималне снаге показано да се режим слабљења поља може подијелити на двије под-области: прву, у којој је могуће достићи и струјни и напонски лимит актуатора, и другу, у којој постоји само напонски лимит јер се струјни не може достићи. Наиме, растом брзине, пад напона на динамичкој индуктивности (производу коефицијента расипања и индуктивности статора) постаје доминантану односу на производ брзине и флукса. Слични закључци добијени су и у [Г4] гдје се уважава и магнетно засићење машине. Растом брзине обртања расте и пад напона на динамичкој индуктивности, што доводи до бржег опадања момента, тј напуштања струјног лимита. Пошто се асинхрона машина напада искључиво преко статора, тада се, уз поштовање струјног лимита, може дозволити да се при уласку у зону слабљења поља струја по  $q$  оси значајније повећа, а струја по  $d$  оси значајније смањи него у [Г3]. У прилог значајнијем смањењу  $d$  компонентне струје на почетку слабљења поља иде и магнетно засићење машине. Због тога се у [Г4] наводи да асинхронни мотор има ширу транзијентну карактеристику него одговарајући мотор једносмјерне струје. Рад [Г5] бави се проблематиком оптималне расподеле струје мотора на активну и магнетизациону компоненту како би се уз ограничен струјни капацитет добио максималан транзијентни момент. Циљ је да се потпуно искористи расположиви струјни капацитет погонског претварача динамичком расподелом струја уз претпоставку да се флукс ротора споро мијења. Током старта, предлаже се да се прво сав струјни капацитет алоцира у правцу магнетизационе компоненте струје, како би се флукс ротора што брже успоставио, а након тога сав капацитет реалоцира у правцу активне компоненте струје јер се флукс краткоспојеног кавезног ротора споро мијења у складу са теоремом о конзервацији флукса. Показано је да се код векторског управљања у случају незасићеног магнетног кола максимални момент у струјном лимиту добија када су активна и магнетизациона компонента међусобно једнаке. Када је машина засићена, тада се максимални момент добија при мањој вриједности магнетизационе компоненте струје, јер њено повећавање тада не доприноси значајном повећавању флукса. Слични закључци, као и у [В2, В3], донешени су за ситуације када се машини нагло мијења момент било у првој или другој зони. Наиме, умјесто сложеног оптимизационог критеријума из [В2, В3], предлаже се да се при повећавању (удару) момента значајније повећа струја по  $q$  оси на рачун смањења струје по  $d$  оси јер се флукс ротора споро мијења. Процедура се састоји од три корака. Први корак је да се прије захтјева за промјеном момента, сав струјни капацитет искористи за повећавање струје по  $d$  оси, чак и ако би машина ушла у засићење, јер се тако припрема за удар момента. У другом кораку се сав струјни капацитет алоцира у  $q$  осу, а да се струја по  $d$  оси држи на нули, како би се, уз претпоставку да се током прелазног режима флукс ротора неће битно промијенити, добила што већа вриједност момента. Наведено је да та вршна вриједност момента може бити и већа од момента са транзијентне моментне карактеристике. Трећи корак је постављање обје компоненте струје на међусобно једнаке вриједности када се достигне момент са транзијентне моментне карактеристике, те да се даље управља на уобичајен начин, задавањем референтног флукса ротора обрнуто пропорционално брзини обртања. У [Г6] детаљно су анализирани струјни и напонски лимит код векторског управљања према флуксу ротора. Анализа је заснована на математичком моделу у синхронно ротирајућем координатном систему везаном за флукс ротора у стационарном стању и уз занемарен омски отпор намотаја статора. Показано је да се струјни лимит у  $d$ - $q$  равни може представити

кружницом константног полупречника дефинисаним максималном струјом, а да се напонски лимит представља одговарајућом елипсом у којој синхрона брзина фигурише као параметар. Растом брзине, елипсе напонског лимита се сужавају, те је показано да у првој под-области слабљења поља постоје истовремено и струјни и напонски лимит, док у другој под-области постоји само лимит по максималном напону. Захваљујући овако утврђеним ограничењима, може се одредити оптимални флуks ротора, односно вриједности активне и магнетизационе компоненте струје, како би се истовремено уважили и напонски и струјни лимит. Такође, показано је да је утицај омског отпора намотаја статора у другој зони занемарљив, те да се евентуално може уважити преко угла којим се елипсе напонског лимита закрећу у односу на координатни систем. У [Г7] показано је да се приступ из [Г5] и [Г6], може уопштити тако да се уважи и магнетно засићење. Умјесто посматрања компоненти струје као у [Г6], у  $d-q$  равни посматра се зависност између момента и флуksа ротора. Добијена зависност, уз адекватну функцијску апроксимацију нелинеарности магнећења, користи се за избор оптималног флуksа ротора у зависности од задатог момента у лимиту. У [Г8, Г9] посматра се векторски управљан погон према флуksу ротора, те се одређује оптимална вриједност флуksа ротора тако да се задржи жељена напонска маргина. Очување напонске маргине обезбјеђује квалитетан рад струјног регулатора. У [Г8] напонска маргина се одржава на жељеној вриједности и у присуству варијације напона једносмјерног међукола погонског претварача или варијације терета, док се у [Г9] она одржава на таквој вриједности која ће гарантовати унапријед стриктно дефинисану динамику момента. У оба приступа показује се да потребан напон мотора зависи од задатог момента и брзине обртања. У раду [Г10] анализиран је утицај варијације параметара мотора на перформансе рада векторског погона у слабљењу поља. Наведено је да је од интереса посматрати варијације индуктивности магнећења и варијације динамичке индуктивности статора. Показано је да је утицај варијације или непознавања потпуно тачне вриједности индуктивности магнећења у слабљењу није изражен, па се машина у слабљењу поља може сматрати линеарном. Стога се предлаже да се не троше ресурси управљачког микроконтролера за одређивање промјене индуктивности магнећења, него да се она у слабљењу поља сматра константном. Са друге стране, показано је да је векторски погон у слабљењу поља изузетно осјетљив на варијације транзијентне индуктивности статора. Када је естимирана (претпостављена) индуктивност мања од стварне, тада машина ради са мањом вриједношћу флуksа од оптималне, те се магнетно коло не користи оптимално, и не могу се добити максималне перформансе управљања моментом у струјном лимиту. У супротном, када је претпостављена индуктивност већа од стварне, машини се задаје превелика вриједност флуksа ротора, што резултује губљењем напонске маргине и струјне регулације. За елиминисање ефекта варијације динамичке индуктивности, предлаже се поступак за њену енг. *on-line* адаптацију помоћу инјекције високофреквентног тест сигнала у сигнал референтне струје. Мјерењем одзива напона на тест сигнал и кориштењем модела машине може се одредити тачна вриједност динамичке индуктивности. Код инјекције тест сигнала у слабљењу поља јавља се потреба за веома брзим микроконтролером, јер је вријеме између два одбирка често недовољно да би се могли обавити сложени прорачуни неопходни за добијање вриједности естимираних динамичке индуктивности. Са друге стране, ако је учестаност тест сигнала сувише мала, долази до пулсација момента на тој учестаности. Посебан проблем при инјектовању тест сигнала ствара појава скин ефекта, те се као оптимум предлаже да учестаност тест сигнала буде у опсегу од 50-250Hz и да се мијења са радним режимом.

У раду [Г11] посматра се векторско управљање асинхроним мотором преко флуksа статора у слабљењу поља уз уважавање струјног и напонског лимита. Анализа је базирана на математичком моделу у синхронно ротирајућем координатном систему везаном за флуks статора у стационарном стању. Струјни и напонски лимити уважени су аналитички, те је добијена зависност између активне компоненте струје и флуksа статора са брзином као параметром. На бази добијеног израза, одређује се оптимална вриједност референтног флуksа статора којом ће се уважити оба лимита. Показано је да се код векторског управљања према флуksу статора, осим проблема са спрегнутошћу оса, јавља и проблем стабилности,

односно наступају конфликтне ситуације када је референтна вриједност момента превелика. Због тога се предлаже увођење лимита референтног момента тако да он ни у којем режиму не буде већи од превалног момента. Пошто превални момент у слабљењу поља опада са квадратом брзине, овај лимит је промјенљив.

У [Г12] предложен је поступак за снимање криве магнећења асинхроног мотора у погону са векторским управљањем према флуксу ротора. Крива магнећења је апроксимирана повољно одабраном функцијом са два члана, при чему је та функција доминантно зависна од само једног параметра. У циљу одређивања параметара одабране криве, спроводи се оглед празног хода у слабљењу поља, које не мора наступити при напонском лимиту. Приликом смањења флукса, током огледа празног хода, мјере се и основна компонента напона статора и брзина обртања. Показано је да, ако је крива магнећења коректно апроксимирана предложеном функцијом, тада при сваком флуксу, односно магнетизационој компоненти струје, напон остаје константан. Предлаже се да се варирају коефицијенти функције (односно само један коефицијент) све док се не постигне да је напон на мотору константан при било којој вриједности флукса ротора. Метода је робусна, тако да даје коректне резултате и при погрешно одређеној почетној вриједности индуктивности магнећења, као и у случају погрешно одређене динамичке индуктивности. У [Г13, Г14] дат је поступак којим се умањује утицај варијације динамичке индуктивности статора на векторско управљање према флуксу ротора у слабљењу поља. Слично као и у [Г10] показано је да на квалитет управљања у слабљењу поља доминантно утиче тачност познавања динамичке индуктивности статора, те да је у управљачком алгоритму боље користити мању него већу вриједност динамичке индуктивности у односу на стварну. Предлаже се елиминисање регулатора струје у слабљењу поља. Наиме, умањење магнетизационе компоненте струје у слабљењу поља аналогно је одржавању напона на константној вриједности. Због тога се умјесто класичног ПИ регулатора магнетизационе компоненте струје користи чисто интегрално дејство чиме се поједностављује алгоритам за одређивање флукса. Умјесто регулатора акативне компоненте струје користе се једначине напонске равнотеже статора у којима фигурише магнетизациона компонента струје, па се предложеном методом, у ствари, векторско управљање према флуксу ротора своди на управљање према флуксу статора са напоном као управљачком величином. Усвојене модификације су фактички распрежуће коло засновано на напонским једначинама статора уз увођење тежинских коефицијената на основу којих се елиминише струјни регулатор. У [Г14] метода из [Г13] је проширена тако да се детекција уласка у зону слабљења поља обавља поређењем референтног и максимално расположивог напона претварача. Када је референтни напон већи од расположивог, тада је потребно смањивати флукс јер машина улази у зону слабљења поља.

У [Г15] и [Г16] анализира се проблематика естимације брзине обртања у слабљењу поља. Генерално, методе за естимацију брзине могу се класификовати у двије кључне групе: методе базиране на анализи спектра (било паразитног сигнала, било одзива на инјектовани сигнал), и методе базиране на инверзном моделу [А3-А8]. Недостатак метода заснованих на анализи спектра сигнала, слично као и у [Г10], је што мала учестаност тест сигнала доводи до пулсација момента, а велика учестаност до утицаја скин ефекта и проблема везаних за брзину обраде сигнала. Недостатак метода базираних на инверзном моделу је осјетљивост на варијацију параметара, првенствено варијацију индуктивности магнећења. У [Г15] изложен је естиматор брзине базиран на адаптивном управљању према референтном моделу (енг. *Model Reference Adaptive System – MRAS*) у стационарном координатном систему. За реализацију алгоритма неопходно је мјерење струја мотора и мјерење основног хармоника напона. Предложени алгоритам у себи садржи и систем за естимацију индуктивности магнећења, са естиматором зависности индуктивности магнећења од квадрата флукса магнећења. У [Г16] приказан је поступак естимације брзине обртања заснован на једначини слагања брзина асинхроног мотора. Синхрона брзина се естимира у отвореној спрези, на основу компоненти флукса статора и њихових извода у непокретном координатном систему. Из референтних струја статора одређује се учестаност клизања, чијим се одузимањем од естимираних синхроне брзине добија брзина обртања. Показано је да је добијени сигнал

брзине неопходно филтрирати, и да нискофреквентни филтер естимиране брзине доводи до кашњења у одређивању брзине. Естимирана брзина користи се за генерисање референтног флукса обрнуто пропорционално брзини обртања. Кориштењем естимиране брзине са кашњењем, долази до задавања превелике референтне вриједности флукса ротора у слабењу поља што резултује уласком струјног регулатора у засићење због недовољне напонске маргине. Предлаже се да се умјесто класичног нископропусног филтера естимиране брзине користи Калманов филтер чиме се елиминише кашњење у сигналу естимиране брзине.

### 1.2.3. Управљање претварачем у лимиту напона

За напајање погона са асинхроним мотором стандардно се користе погонски претварачи базирани на топологији са једносмјерним међуколом и трофазним инверторским мостом. Код векторског управљања користи се струјно, а код директне контроле момента напонско управљање претварачем.

За остваривање струјне регулације неопходно је постојање интерне повратне спреге по струји, било да је њена регулација у фазном или синхронном координатном систему. Квалитет управљања моментом векторског погона директно је одређен квалитетом струјног регулатора. Струјна регулација класификује се на нелинеарну и линеарну регулацију [А2-А8].

Битан квалитет нелинеарних регулатора је изузетно велика брзина рада јер се нелинеарни регулатори најчешће реализују хардверски. Стања прекидачког моста одређена су знаком одступања референтне и стварне струје у оквиру предефинисаног хистерезиса. Најједноставнија реализација нелинеарног струјног регулатора је у фазном домену, употребом три компаратора са хистерезисом у свакој фази мотора [А2-А8]. Класични хистерезисни струјни регулатори у фазном домену засновани су на три компаратора који функционишу независно један од другог, што резултује великим комутационим учестаностима при мањим индексима модулације, при чему је највећа учестаност при индексу модулације једнаком једној половини. Умјесто у фазном, нелинеарни регулатори могу реализовати и у синхронно ротирајућем координатном систему, када постоје два компаратора за регулацију струја по  $d$  и  $q$  оси [Д2, Д4, Д6]. Овај поступак подразумијева регулацију полифазора струје. Одбирци струје трансформишу се у синхронно ротирајући координатни систем и пореде са референтном струјом те се на основу знака одступања бира одговарајући напонски вектор. Овом техником се добија боља регулација струје уз смањену комутациону учестаност, а самим тим и мањи комутациони губици и мања бука. Промјенљива учестаност посљедица је константног прага хистерезиса, па када је праг хистерезиса промјенљив по синусоидалном закону током једне периоде основног сигнала, постиже се значајно увећавање комутационе учестаности и елиминисање проблема таласности момента [Д3]. Промјена комутационе учестаности са радним режимом онемогућава једноставну компензацију ефекта мртвог времена [Д10]. Умјесто хистерезисних компаратора, може се користити и неуро-фази регулатор заснован на тродимензионалној представи матрице стања инверторског моста у фазном домену [Д7]. Показано је да се прекидачка функција инверторског моста у простору представља коцком чија дужина странице представља максимално дозвољену струју, односно струјни лимит. Пројекције коцке на раван која пролази кроз једно тјеме нормално на одговарајућу дијагонали представљају осам расположивих напонских вектора методе модулације просторног вектора. Посебно обучена неуронска мрежа бира оптималне векторе како би се комутациона учестаност налазила у задатим границама уз поштовање струјног лимита. У погонима велике снаге неопходно је комутациону учестаност одржавати на ниским вриједностима како би се контролисали комутациони губици, па се користи техника дискретне модулације просторног вектора, гдје се на основу вектора струјне грешке бирају два активна напонска вектора током периоде управљања и аплицирају са унапријед задатом учестаношћу [Д4]. Другачији приступи за одржавање малих комутационих учестаности је да се углови вођења полупроводника унапријед (енг. *off-line*) одреде, па да се имплементира управљачка структура која ће да реализује тако одређену трајекторију [Д9], или да се користи

предиктивни алгоритам са табелама са струјним грешкама за сва могућа стања инверторског моста из којих се бирају оптимална стања којим се максимизира вријеме између двије комутације [Д15].

Недостатак свих нелинеарних струјних регулатора је што они не узимају у обзир постојање индуковане контраелектромоторне силе мотора, него је управљање базирано искључиво на знаку одступања струје. Ово је пресудан ограничавајући фактор за њихову употребу у режиму слабљења поља. Поред тога, нелинеарни регулатори имају промјенљиву комутациону учестаност зависну од од радног режима. Ниска учестаност проузрокује таласност момента, изобличења струја и појаву субхармоника због којих је отежано мјерење струје, док висока учестаност узрокује значајно напрезање полупроводничког моста и велике комутационе губитке.

Линеарни струјни регулатори засновани су на генерисању референтног напона на основу одступања вектора струје и по знаку и по вриједности. Анализом једначине напонске равнотеже статора, може се закључити да се напон статора састоји из три члана: пада напона на омском отпору, пада напона на динамичкој индуктивности, и индуковане контраелектромоторне силе ротора [Д1, Д2, Д11, Д16, Д19]. Први члан је најчешће занемарљив, нарочито на већим брзинама, док су друга два члана директно пропорционална брзини. Комплексна једначина напонске равнотеже показује да постоје спрежући чланови између  $d$  и  $q$  осе. Растом брзине, утицај спрежућих чланова постаје све више изражен. Спрега ортогоналних оса онемогућава квалитетну регулацију струје, што је кључни ограничавајући фактор за употребу погона са струјном регулацијом у слабљењу поља јер се тада напон претварача доминантно троши на савладавање спрежуће електромоторне силе. У циљу елиминисања спреге, односно омогућавања инјекције потребне струје, линеарни струјни регулатори морају да садрже структуру за распрезање ортогоналних контраелектромоторних сила, односно елиминацију тзв. природне интерне повратне спреге (енг. *State Variable Feedback*) [А3, А4, А8]. Интерна спрега у лимиту напона може се поништити а) енг. *feed-forward* регулатором у директним гранама, тако што се додаје одговарајући регулатор са појачањем значајно већим од природних [Д1]; б) употребом ПИ регулатора на чије ће се излазе довести компензациони члан пропорционалан електромоторној сили унакрсне осе [Д11, Д12, Д14, Д16, Д18]; в) употребом унутрашњег модела [Д13] и г) радом претварача у режиму надмодулације (енг. *Overmodulation*) [Д5, Д8, Д10, Д17, Д19, Д20] када се изласком из линеарног режима претварача добија резерва напона неопходна за инјекцију струје у режиму великих брзина. Недостатак рада у надмодулацији је изразито изобличење струје које је последица довођења изобличеног напона на мотор чије индуктивности не могу довољно да филтрирају настале хармонике струје.

У [Д1] приказан је струјни регулатор којим се генеришу референтни напони статора у синхронно ротирајућем систему и користи напонски регулисан погонски претварач. Регулатор садржи два члана: први, који је излаз ПИ регулатора струје и други, индуковану електромоторну силу једнаку производу флуksа статора и синхроне брзине. Недостатак овог приступа је што је базиран на укупној електромоторној сили која потиче од флуksног обухвата статора, а она се фактички састоји од пада напона на динамичкој индуктивности и индуковане контраелектромоторне силе која потиче од флуksа ротора. Када се електромоторна сила статора разложи на пад напона на динамичкој индуктивности и контраелектромоторну силу потеклу од ротора, може се формирати струјни регулатор који потпуно распреже једначине напонске равнотеже статора и омогућава квалитетну регулацију [Д11, Д12, Д14, Д16, Д18]. Недостатак овог приступа је, осим у параметарској осјетљивости, што је потребно одредити велики број параметара регулатора. Проблем одређивања параметара може бити ријешен примјеном концепта унутрашњег модела [Д13]. У ситуацијама када распрезање оса није потпуно, долази до утицаја струје по  $q$  оси на струју по  $d$  оси. Овај утицај често не деградира перформансе у зони константног флуksа, јер се флуks ротора не мијења брзо при промјени магнетизационе компоненте струје статора, али битно утиче на перформансе погона у режиму слабљења поља [Д19].

Пожељно је да погонски претварач омогући добијање што веће амплитуде излазног напона, како би се постигла што боља динамика струје. У ту сврху користи се нелинеарни режим рада погонског претварача, надмодулација [Д5, Д8, Д10, Д17, Д19, Д20]. Погонски претварач има два основна режима рада: линеарни (синусоидални) режим у коме је референтни вектор напона унутар кружнице уписане у шестоугао активних напонских вектора у комплексној равни, и нелинеарни, надмодулацију, у којој референтни напон додирује странице шестоугла. Специјални случај нелинеарног режима рада наступа када се вектор напона налази у тјеменима шестоугла (енг. *Six-step operation*), односно када се реализује шестопулсна комутација. Прелазак из линеарног у нелинеарни режим рада код претварача са троугаоним модулишућим сигналом аналоган је инјектовању виших хармоника различитих од умношка троструке учестаности основног сигнала у референтну вриједност напона [Д5, Д17, Д20]. При раду у надмодулацији, јављају се субхармоници који доводе до изобличења струје, таласности момента, а и отежавају мјерење струје. Ако се умјесто модулације са троугаоним носећим сигналом користи метода модулације просторног вектора, управљање у надмодулацији је значајно олакшано јер се времена трајања вектора одређују експлицитно, а негативно вријеме трајања нултог вектора одговара уласку у надмодулацију. У случајевима када је референтни напон изван страница шестоугла, постоје три варијанте за модификацију методе просторног вектора а) задржавање одређеног угла напона, уз ограничење амплитуде тако да додирује шестоугао максималног напона [Д5]; б) одабирање активног вектора који је геометријски најближи жељеном [Д17], или да се в) одабере такав напонски вектор који ће омогућити максималну промјену струје по  $q$  оси чиме се, уз претпоставку константног флукса ротора, добија максимална промјена момента [Д8].

### 1.3. Критички осврт на референтну литературу

На бази референтне литературе, могу се донијети закључци о предностима и недостацима постојећих рјешења, те се може указати на правце потребних побољшања:

1. Крајњи домети побољшања алгоритама директне контроле момента са дискретним напонским векторима су: а) увођењем троугаоног сигнала у постојећи сигнал грешке, као и кориштењем модификованих *Look-up* табела без нултих вектора, рјешавају се проблеми при старту; б) кориштењем више дискретних вриједности напонских вектора значајно се умањују таласност момента и флукса, и в) формирањем управљачких структура и естиматора тако да у њима фигурише и флукс ротора остварује се већа преоптеретљивост погона јер се компензује варијација флукса ротора са оптерећењем. Алгоритми директне контроле момента са дискретним напонским векторима интересантни су само зато што максимално користе расположиви напон претварача. Наиме, у шестопулсном (енг. *Six-step*) режиму рада, на излазу претварача добија се теоријски највећа вриједност излазног напона. Међутим, таласност момента и флукса у стационарном стању је битан ограничавајући фактор за развој ове групе алгоритама јер се у управља само фазним ставом напона у дискретним корацима.
2. Основни недостаци *Dead-Beat* алгоритама директног управљања су: а) приступ је базиран на инверзном математичком моделу асинхроног мотора и стога је изузетно осјетљив на варијацију параметара мотора; б) у режимима када се референтне вриједности момента и флукса не могу достићи у једној управљачкој периоди, неопходно је модификовати управљачку стратегију, која се најчешће своди на улазак у режим надмодулације при чему треба водити рачуна о таласности момента, и в) лимити по струји и стабилности морају се уважавати посредно, неком од техника предикције, односно *FF* прорачуна. Алгоритми директне контроле момента засновани на *Dead-Beat* принципу имају веома брз одзив и изузетно малу грешку у стационарном стању, али су а) параметарски изузетно осјетљиви и б) у режимима када се задате референце не могу достићи само у једној периоди, најчешће користе режим надмодулације, са свим недостацима које посједују и алгоритми са дискретним напонским векторима.

3. Статичке и динамичке карактеристике погона са векторским управљањем директно су одређене квалитетом струјног регулатора; У режиму високих брзина, због лимита напона, струјни регулатор нема довољну маргину напона да успостави струје на задовољавајући начин, што значајно деградира перформансе векторског управљања јер машина не ради са оптималним нивоом флукса. Што је флукс већи, напонска маргина је мања, док, са друге стране, мањи флукс смањује преоптеретљивост погона.
4. У основи свих алгоритама директне контроле лежи естимација. Квалитетна естимација је услов за елиминисање прво давача брзине, а затим и струјног регулатора. Алгоритми директне контроле, као методе директног напонског управљања обртним пољем, намећу се као природно рјешење у свим ситуацијама када се може остварити добра естимација потребних величина.
5. Алгоритми засновани на управљању флуksom статора осјетљиви су на варијацију флукса ротора са оптерећењем, што доводи до проблема са стабилношћу погона. Такви алгоритми, поред ограничења струје, морају да садрже и ограничаваче референтног момента, како би се спријечили радни режими у којима је референтни момент већи од превалног. Управљање према флуксу статора је сложеније због потребе за распрежућим колима, али се у том концепту користи веза између флукса статора и напона.
6. Карактеристике струјних регулатора су: а) нелинеарна струјна регулација са компараторима, било у фазном, било у синхронном координатном систему не даје задовољавајуће резултате јер не узима у обзир постојање индукване контраелектрооторне силе, него само знак одступања струје; б) употреба струјних регулатора са распрежућим колом за генерисање референтних напона и њихова реализација модулатијом просторног вектора даје најбоље резултате јер се уважава постојање контраелектромоторне силе; в) недостататак струјне регулације са ПИ регулаторима је што се регулатори налазе у засићењу у слабљењу поља, тако да се машина понаша као да је скаларно управљана; г) кориштење претварача у режиму надмодулатије доводи до изобличења струје и проблема са мјерењем исте.

#### 1.4. Кратак садржај и организација рада

У р а д у ћ е се предложити и детаљно анализирати алгоритам у којем се а) користе робусне методе директне контроле засноване на директном управљању обртним пољем преко амплитуде и фазног става; б) управља моментом у затвореној спрези без давача на вратицу; в) флукс ротора одржава на оптималној вриједности одржавањем амплитуде напона на својој максималној вриједности. Основна идеја рада заснована је на чињеници да је у слабљењу поља напон максималан, те је тада једина могућа управљачка величина фазни став, односно угао напона.

Рад је подијељен у десет цјелина.

У првом, претходном, дијелу истакнут је значај примјене асинхроних машина у савременим електромоторним погонима. Уз краћи осврт на историјски развој погона са асинхроним мотором дати су и актуелни правци истраживања. Након тога, детаљно је анализирана референтна литература везана за директно управљање асинхроним мотором, литература везана за постојећа рјешења управљања машином у слабљењу поља, те литература везана за управљање погонским претварачем у лимиту напона и струје. Рјешења из доступне литературе су критички дискутована и истакнути су још увијек неријешени проблеми и правци потребних побољшања за управљање асинхроним мотором у слабљењу поља.

Други дио рада представља теоријску основу за анализу и даљи развој алгоритма директног управљања асинхроним мотором у слабљењу поља. Формирани су математички модели на којима је заснована даља квантитативна и квалитативна анализа рада асинхроне машине и погонског претварача. Стандардни модели, базирани на уобичајеним поступцима моделовања асинхроних машина и погонског претварача, прилагођени су директном управљању асинхроним мотором.



У трећем дијелу изведене су транзијентне моментне карактеристике асинхроног мотора у слабљењу поља уз уважавање струјног и напонског лимита претварача. Предложен је оригинални приступ за анализу истовремених струјних и напонских лимита базиран на Клосовој једначини и анализи у устаљеном стању. Приступ се може користити како у погонима са директним, тако и у погонима са векторским управљањем. Анализом се на оригиналан начин објашњавају ситуације у стационарним стањима које настају у случају када није испуњен услов по стабилности, односно ситуације када долази до колапса флукса.

Четврти дио посвећен је детаљној анализи најзначајнијих рјешења за управљање асинхроним мотором у слабљењу поља. Као референтни приступи, изабрани су класично векторско управљање према флуксу статора и ротора, те метода директне контроле момента базирана на континуалним напонским векторима уз директно уважавање системских ограничења.

У петом дијелу анализирана је промјена момента између двије сукцесивне управљачке периоде. Циљ анализе је да покаже промјену момента при дискретном управљању. На бази добијеног израза за промјену момента, анализирани су ситуације које се имају када се машина напаја константним напоном, и када је једина управљачка величина фазни став напона.

Шести дио садржи синтезу оригиналног рјешења за директно управљање моментом у слабљењу поља. Ово је кључно поглавље дисертације, гдје је истражена могућност директног управљања моментом асинхроног мотора помоћу фазног става (угла) напона при константној амплитуди. Полазна претпоставка је да се на тај начин користити пуни капацитет погонског претварача, па су перформансе погона одређене само физичким ограничењима, а не управљачком стратегијом. Утврђена је могућности добијања брзог апериодског одзива момента мотора у слабљењу поља, а без вањског задавања трајекторија флукса. Математички модел асинхроног мотора написан је у облику погодном за анализу понашања мотора при напајању напоном максимално расположиве амплитуде, а промјенљивог фазног става. Линеаризацијом формираног модела добијена је одговарајућа функција преноса којом је описана промјена момента узрокована промјеном синхроне брзине. Показано је да се може добити брз апериодски одзив момента примјеном једног пропорционално – интегралног регулатора са промјенљивим појачањима (енг. *Gain Scheduling*). Детаљно је објашњен поступак подешавања регулатора, а перформансе погона анализирани су рачунарским симулацијама. Путем симулација анализиран је и утицај варијације параметара, тј. робусност предложене управљачке структуре на варијацију параметара регулатора, односно напона једносмјерног међукола. Након пројектовања регулатора момента у слабљењу поља, пројектован је и надређени регулатор брзине. Тај регулатор је заснован на модификацији једног уобичајеног приступа у литератури, тако што је на оригиналан начин динамички уважена промјена лимита по максималном моменту у слабљењу поља. Перформансе регулатора брзине такође су провјерене рачунарским симулацијама.

У седмом дијелу дати су најзначајнији резултати експерименталне верификације предложеног рјешења из претходног поглавља. Експериментална верификација спроведена је на хардверу који је посебно пројектован за ово истраживање. Дат је критички осврт на перформансе предложеног рјешења поређењем са најзначајнијим постојећим приступима управљања у слабљењу поља.

Осми дио је закључак, гдје су сумирани резултати предметног истраживања, анализирани домети предложеног рјешења, те дате смјернице за даљи истраживачки рад.

Девети дио је списак референтне литературе, док се у десетом дијелу, у Прилогу, налазе математичка извођења која би оптеретила основни текст, подаци кориштени у симулацијама, као и подаци о конкретно реализованом погону.

## 2. МАТЕМАТИЧКИ МОДЕЛИ

У овом поглављу биће формиран математички модели асинхроне машине и погонског претварача неопходни за даља излагања. Математички модели формираће се по приступу уобичајеном у пројектовању и анализи рада погона са асинхроним мотором [А2-А9], а биће прилагођени директном управљању у слабљењу поља.

### 2.1. Моделовање асинхроне машине

Математички модел асинхроне машине је скуп диференцијалних и алгебарских једначина који треба довољно тачно да опише све релевантне аспекте динамичког понашања машине, а да буде једноставан за анализу и рачунарску обраду. У циљу анализе рада и управљања асинхроним мотором, математички модел се формира тако да интерпретира све битне процесе од конкретног интереса, а то су електрични, електромагнетски и механички процеси, док се ефекти од секундарног значаја занемарују.

Обично се математички модел асинхроне машине изводи у форми простора стања. Такав модел се састоји од диференцијалних једначина стања (које описују акумулационе елементе система) и алгебарских једначина, које описују везе између одговарајућих промјенљивих. Најчешће се изводи флуksни модел машине са флуksевима као промјенљивим стања, који се послје може трансформисати у струјни модел, са струјама као промјенљивим стања. Поред флуksева, као промјенљиве стања јављају се и брзина и позиција ротора.

Ефекти од секундарног значаја, који знатно компликују извођење модела, су неидеалност конструкције машине и промјена параметара током рада. Због тога се реална машина идеализује, односно промјена параметара са радним режимом занемарује. Ови ефекти могу се накнадно уважити, директном трансформацијом добијеног модела. При моделовању трофазног асинхроног мотора обично се уводе сљедеће идеализације:

1. Посматра се трофазни асинхронни мотор са три идентична фазна намотаја на статору просторно помјерена за тачно 120 степени електричних;
2. Намотаји ротора еквивалентирају се трофазним намотајима просторно помјереним за тачно 120 степени електричних;
3. Расподјела магнетнобудне силе по ободу зазора је синусна;
4. Занемарује се утицај зубаца статора и ротора на индуктивности;
5. Занемарују се појаве паразитних капацитивности у машини;
6. Губици у магнетном колу могу се занемарити;
7. Омске отпорности се усвајају као константне;
8. Међусобна зависност флуksа и струје је линеарна;
9. Момент инерције погона сматра се константним;
10. Појаве у електричној машини описују се примјеном концентрисаних параметара;
11. Сматра се да су сви преносници идеални (без губитака), те да су сва вратила крута.

Првих шест идеализација идеализује конструкцију асинхроне машине, односно посматра се идеално уравнотежена трофазна асинхрона машина са магнетним колом без губитака. Седма, осма и девета идеализација претпостављају непромјенљивост параметара машине са радним режимом, десетом идеализацијом се занемарују појаве таласних ефеката, док се једанаестом идеализацијом сматра да је машина круто спрегнута са оптерећењем.

Увођењем наведених идеализација формирање математичког модела је знатно поједностављено, без битног губљења сагласности са реалном машином. Идеализација која је најмање оправдана је претпоставка о линеарности флуksа и струје. Асинхронни мотори, посебно мотори новије производње, имају номиналну радну тачку на самој граници

засићења, па ће се у овом раду, након извођења идеализованог модела изложити поступак који ће уважити нелинеарност магнетног материјала, односно зависност индуктивности од струје. Промјене параметара машине са радним режимом могу се уважити естимацијом, односно праћењем промјена током рада машине примјеном неке од напредних техника естимације, те тако естимиране вриједности укључити у модел.

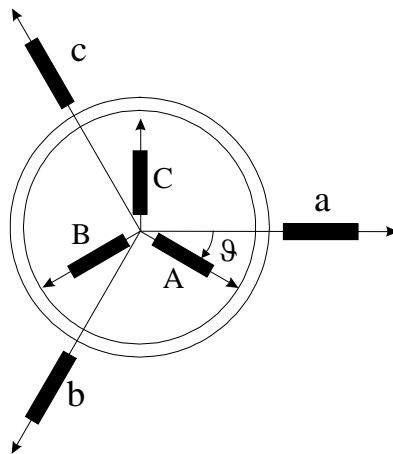
### 2.1.1. Математички модел асинхроне машине у фазном домену

На основу уведених идеализација, на Сл. 2.1. шематски је приказана трофазна асинхрона машина у оригиналном (фазном) подручју. Магнетне осе намотаја статора означене су словима  $a$ ,  $b$  и  $c$ , док је намотај ротора еквивалентиран одговарајућим трофазним намотајем, са осама  $A$ ,  $B$  и  $C$ . У сваку осу постављен је намотај који еквивалентира одговарајућу магнетопобудну силу. Електрични угао  $\vartheta$  је функција времена и њиме је дефинисан тренутни положај између магнетне осе статора и одговарајуће осе ротора.

Уважавајући наведене идеализације, према Сл. 2.1, могуће је написати једначине напонске равнотеже намотаја статора и ротора у матричном облику у домену фазних величина:

$$\underline{u} = \underline{R} \cdot \underline{i} + \frac{d\underline{\Psi}}{dt}, \quad (2.1)$$

$$\underline{\Psi} = \underline{L}(\vartheta) \cdot \underline{i}. \quad (2.2)$$



Сл. 2.1. Шематски приказ трофазне асинхроне машине у оригиналном подручју

Једначина механичке равнотеже (Њутнова једначина) је:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left( m_e - m_m - \frac{k_{tr}}{P} \omega \right). \quad (2.3)$$

Електромагнетни момент је:

$$m_e = \frac{P}{2} \underline{i}^T \frac{d\underline{L}(\vartheta)}{d\vartheta} \underline{i}, \quad (2.4)$$

гдје су:

- $\underline{u}$  - вектор напона статора и ротора,
- $\underline{R}$  - матрица отпорности намотаја статора и ротора,
- $\underline{i}$  - вектор струја статора и ротора,
- $\underline{\Psi}$  - вектор флуксних обухвата статора и ротора,
- $\underline{L}(\vartheta)$  - матрица индуктивности,
- $\vartheta$  - угао између осе "a" намотаја статора и осе "A" намотаја ротора,
- $m_e$  - електромагнетни момент,
- $m_m$  - механички момент оптерећења,

- $P$  - број пари полова,  
 $J$  - момент инерције,  
 $\omega$  - електрична угаона брзина ротора,  
 $k_{tr}$  - коефицијент трења.

Веза између брзине обртања вратила мотора и електричне угаоне брзине ротора је:

$$\omega_m = \frac{\omega}{P}, \quad (2.5)$$

гдје је  $\omega_m$  брзина обртања вратила мотора.

Електрична угаона брзина ротора једнака је изводу угла између осе статора и одговарајуће осе ротора:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}. \quad (2.6)$$

Матрице у изразима (2.1)– (2.4) приказане у развијеном облику гласе:

$$\underline{u} = [u_a \ u_b \ u_c \ u_A \ u_B \ u_C]^T, \quad (2.7)$$

$$\underline{i} = [i_a \ i_b \ i_c \ i_A \ i_B \ i_C]^T, \quad (2.8)$$

$$\underline{\Psi} = [\Psi_a \ \Psi_b \ \Psi_c \ \Psi_A \ \Psi_B \ \Psi_C]^T, \quad (2.9)$$

$$\underline{R} = \text{diag}\{R_s, R_s, R_s, R_r, R_r, R_r\}, \quad (2.10)$$

$$\underline{L} = \begin{bmatrix} \underline{L}_s & \underline{L}_{sr} \\ \underline{L}_{rs} & \underline{L}_r \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

Подматрице  $\underline{L}_s$ ,  $\underline{L}_r$  и  $\underline{L}_{sr}$  су облика:

$$\underline{L}_s = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (2.12a),$$

$$\underline{L}_r = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix}, \quad (2.12b)$$

$$\underline{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}, \quad (2.13)$$

гдје су:

- $u_a, u_b, u_c$  - фазни напони намотаја статора,  
 $u_A, u_B, u_C$  - фазни напони намотаја ротора,  
 $i_a, i_b, i_c$  - фазне струје намотаја статора,  
 $i_A, i_B, i_C$  - фазне струје намотаја ротора,  
 $\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c$  - флуksни обухвати намотаја статора,  
 $\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C$  - флуksни обухвати намотаја ротора,  
 $R_s$  - омска отпорност намотаја статора,  
 $R_r$  - омска отпорност намотаја ротора,

$L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}$  - сопствене индуктивности намотаја статора,  
 $L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}$  - међусобне индуктивности намотаја статора,  
 $L_{AA}, L_{BB}, L_{CC}$  - сопствене индуктивности намотаја ротора,  
 $L_{AB}, L_{BC}, L_{CA}$  - међусобне индуктивности намотаја ротора,  
 $L_{sr} = L_m$  - међусобна индуктивност намотаја фазе  $a$  статора и фазе  $A$  ротора.

Математички модел асинхроног мотора у фазном домену састоји се од једначина (2.1 - 2.6), и има седам нелинеарних диференцијалних једначина (једначине 2.1 и 2.4) са исто толико непознатих величина, и осму диференцијалну једначину (2.6) са константним параметром. При напајању из напонског извора познати су вектори напона статора и ротора, а при напајању из струјног извора познате су струје статора и ротора. Матрица индуктивности је квадратна, димензија  $6 \times 6$ . Она је функција тренутног положаја ротора (времена). Због тога су једначине (2.1-2.4) нелинеарне са промјенљивим коефицијентима, па је математички модел у домену фазних величина непогодан за анализу и треба га трансформисати. Оригиналне величине ће бити трансформисане, након чега ће се ријешити трансформисани модел на знатно једноставнији начин и за краће вријеме, па ће се све величине надаље вратити у оригинално подручје помоћу инверзних трансформација.

### 2.1.2. Трансформисање трофазног модела асинхроне машине у двофазни

Да би се модел асинхроне машине упростио, извршиће се комплексна трансформација распрезања [А3, А4, А9]. Трансформација распрезања подразумијева дефинисање комплексног полифазора (просторног вектора) наизмјеничне величине статора, односно ротора као:

$$\underline{f}_s = k[f_a + af_b + a^2 f_c]; \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad (2.14a)$$

$$\underline{f}_r = k[f_A + af_B + a^2 f_C], \quad (2.14b)$$

гдје је  $\underline{f}$  вектор одговарајуће величине ( $i, \Psi, u$ ) статора или ротора, а  $k$  коефицијент којим се дефинише инваријантност одређених величина из фазног и трансформисаног система. Комплексне промјенљиве, струје, флуксеви и напони, добијени трансформацијом распрезања, представљају просторне векторе (полифазоре, енг. *Space – Vectors*) који су функција времена.

Трофазни намотаји статора ( $a, b, c$ ) и ротора ( $A, B, C$ ) сада се еквивалентирају одговарајућим фиктивним двофазним намотајима ( $\alpha - \beta$ ), који су дефинисани пројекцијама вектора (2.11) и (2.12) на реалну ( $\alpha$ ) и имагинарну ( $\beta$ ) осу. Захваљујући помјерају фиктивних намотаја ( $\alpha - \beta$ ) од  $90^\circ$  и цилиндричном облику ротора, нестају спреге између фазних намотаја статора и између фазних намотаја ротора, па је трансформисана матрица индуктивности дијагонална. Ова трансформација (еквивалентирање трофазне машине двофазном) често се назива Кларкином трансформацијом [А3, А4, А9]. Раздвајање реалних и имагинарних дијелова полифазора може се једноставно обавити примјеном одговарајуће трансформационе матрице<sup>1</sup>.

Примјеном трансформације распрезања на математички модел мотора (2.1-2.6) добија се једна комплексна диференцијална једначина напонске равнотеже статора, и једна комплексна диференцијална једначина напонске равнотеже ротора, умјесто одговарајућих полазних матричних диференцијалних једначина. Друга добијена комплексна једначина за статор (и друга добијена комплексна једначина за ротор) је конјуговано комплексна првој, па се конјуговане једначине могу изоставити из разматрања јер не носе никакву нову информацију.

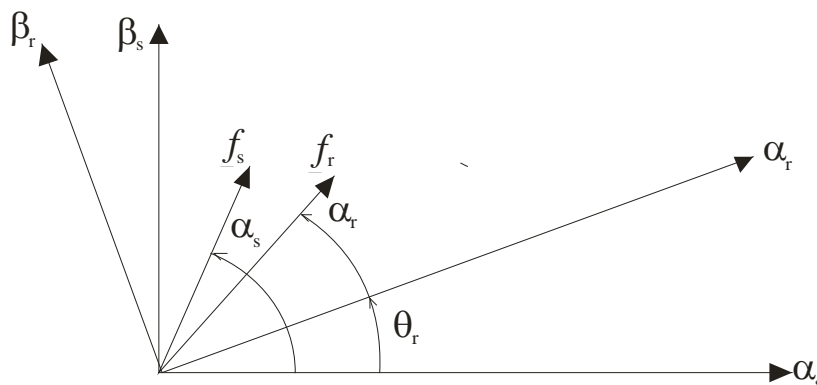
Добијени вектори (2.14a) и (2.14b) могу се изразити у поларној форми:

<sup>1</sup> Нулте компоненте се избацују, пошто не утичу на процес електромеханичке конверзије.

$$\underline{f}_s = |\underline{f}_s| e^{j\alpha_s}, \quad (2.15a)$$

$$\underline{f}_r = |\underline{f}_r| e^{j\alpha_r}, \quad (2.15b)$$

а графички представити у комплексној равни у виду вектора који полази из координатног почетка и заклапа угао  $\alpha_s$ , односно  $\alpha_r$  са позитивним дијелом одговарајуће реалне референтне осе, а има дужину пропорционалну његовом модулу, што је приказано на Сл. 2.2.



Сл. 2.2. Графичка представа полифазора и дефиниција стационарног координатног система ( $\alpha - \beta$ )

Коефицијент  $k$  у изразима (2.14а) и (2.14б) најчешће узима једну од три сљедеће вриједности [А3, А4]:

1.  $k = 1$ , чиме се постиже инваријантност броја навојака по фази двофазне и трофазне машине;
2.  $k = 2/3$ , чиме се постиже инваријантност амплитуда свих величина двофазне и трофазне машине;
3.  $k = \sqrt{2/3}$ , чиме се постиже инваријантност по снази двофазне и трофазне машине.

У овом раду ће се узети коефицијент  $k = 2/3$ . Примјеном Кларкине трансформације оригинални трофазни систем је еквивалентан двофазним системом. На овај систем може се примијенити трансформација кретања (Паркова трансформација).

### 2.1.3. Математички модел у генерализованом координатном систему

Трансформација кретања је замјена једне референтне осе другом, при чему избор трансформације кретања представља избор референтне осе новог (генерализованог) система. У генерализованом координатном систему који ротира брзином  $\omega_g$  трансформисани вектори статорских и роторских величина гласиће [А3, А4, А9]:

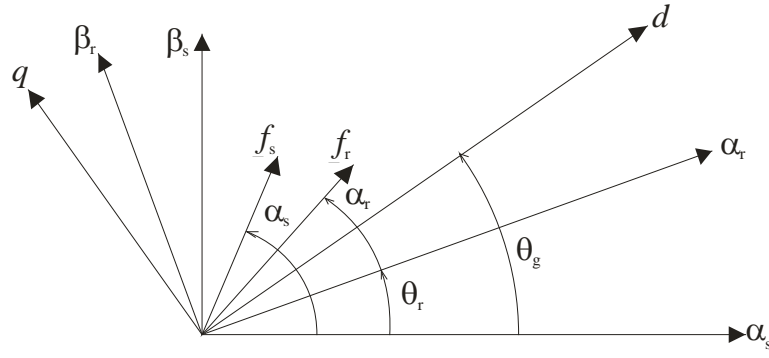
$$\underline{f}_{sg} = \underline{f}_s e^{-j\vartheta_g} = |\underline{f}_s| e^{j(\alpha_s - \vartheta_g)}, \quad (2.16a)$$

$$\underline{f}_{rg} = \underline{f}_r e^{-j(\vartheta_g - \vartheta_r)} = |\underline{f}_r| e^{j\alpha_r} e^{-j(\vartheta_g - \vartheta_r)}, \quad (2.16b)$$

гдје је  $\vartheta_g$  угао дефинисан изразом:

$$\omega_g = \frac{d\vartheta_g}{dt}. \quad (2.17)$$

На Сл. 2.3 приказана су три координатна система: координатни систем  $\alpha_s - \beta_s$  везан за статор, координатни систем  $\alpha_r - \beta_r$  везан за ротор, и координатни систем  $d - q$ , (тзв. генерализовани координатни систем) који се обрће брзином  $\omega_g$ .



Сл. 2.3. Илустрација просторног вектора у различитим координатним системима

Примјеном једначина (2.15а,б) и (2.16а,б) на једначине (2.1) и (2.2), и примјеном навојне трансформације [А3, А4, А9], добијају се једначине напонске равнотеже и флуksних обухвата у комплексном домену у генерализованом координатном систему:

$$\underline{u}_{sg} = R_s \cdot \underline{i}_{sg} + \frac{d\underline{\Psi}_{sg}}{dt} + j\omega_g \underline{\Psi}_{sg}, \quad (2.18)$$

$$\underline{u}_{rg} = 0 = R_r \cdot \underline{i}_{rg} + \frac{d\underline{\Psi}_{rg}}{dt} + j(\omega_g - \omega) \underline{\Psi}_{rg}, \quad (2.19)$$

$$\underline{\Psi}_{sg} = L_s \underline{i}_{sg} + L_m \underline{i}_{rg}, \quad (2.20)$$

$$\underline{\Psi}_{rg} = L_r \underline{i}_{rg} + L_m \underline{i}_{sg}. \quad (2.21)$$

Електромагнетни момент је:

$$m_e = \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s) = -\frac{3}{2} P \operatorname{Im}\{\underline{\Psi}_s \underline{i}_s^*\}, \quad (2.22)$$

гдје знак „\*“ означава комплексну конјугацију.

Једначине (2.18 – 2.22), укључујући и Њутнову једначину (2.3) представљају математички модел асинхроне машине у генерализованом комплексном координатном систему.

Вектор  $\underline{f}_g$  може се представити преко свог реалног и имагинарног дијела:

$$\underline{f}_g = f_d + j f_q, \quad (2.23)$$

гдје су:

$\underline{f}_g$  - вектор флуksа, струје или напона у генерализованом координатном систему,

$f_d, f_q$  - пројекције вектора на  $d$  и  $q$  осу,

$j$  - имагинарна јединица.

Када се одговарајући вектори представе помоћу једначине (2.23) и уврсте у једначине математичког модела асинхроне машине у комплексном домену (2.18 – 2.22), па затим изврши раздвајање реалних и имагинарних дијелова, добија се реални модел асинхроне машине у  $B_g T_s$  подручју [А3, А4, А9] приказан једначинама стања (2.3), (2.24 – 2.29):

$$\frac{d\underline{\Psi}_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega_g \underline{\Psi}_q, \quad (2.24)$$

$$\frac{d\underline{\Psi}_q}{dt} = u_q - R_s i_q - \omega_g \underline{\Psi}_d, \quad (2.25)$$

$$\frac{d\underline{\Psi}_D}{dt} = u_D - R_r i_D + (\omega_g - \omega) \underline{\Psi}_Q, \quad (2.26)$$

$$\frac{d\Psi_Q}{dt} = u_Q - R_r i_Q - (\omega_g - \omega) \Psi_D, \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_s i_d + L_m i_D; & \Psi_D &= L_r i_D + L_m i_d, \\ \Psi_q &= L_s i_q + L_m i_Q; & \Psi_Q &= L_r i_Q + L_m i_q, \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \left( m_e - m_m - \frac{k_{tr}}{P} \omega \right), \quad (2.3)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d), \quad (2.29)$$

гдје су:

- $L_s$  - сопствена индуктивност намотаја статора,
- $L_m$  - међусобна индуктивност намотаја статора и намотаја ротора,
- $L_r$  - сопствена индуктивност намотаја ротора (сведена на статор),
- $f$  -  $u, i, \Psi$ ,
- $f_d, f_q$  - величине  $d$  и  $q$  намотаја на статору
- $f_D, f_Q$  - величине  $D$  и  $Q$  намотаја на ротору (сведене на статор),
- $\omega_g$  - брзина обртања генерализованог координатног система.

Пошто се ради о стандардном асинхронном мотору, роторски намотај је кавезни, те је  $u_D = 0$  и  $u_Q = 0$ .

Код асинхроне машине постоји слобода у избору брзине обртања референтног координатног система. Најчешће се користе следеће три варијанте [A3, A4, A9]:

- $\omega_g = 0$ , добија се непокретни модел везан за статор, у тзв. стојећем систему оса ( $\alpha - \beta$ );
- $\omega_g = \omega_e = 2\pi f_s$ , гдје је  $f_s$  учестаност статорских величина. Ово је тзв. синхроно ротирајући координатни систем ( $d - q$ ) (Парков модел);
- $\omega_g = \omega$ , добија се модел са референтним осама које ротирају електричном брзином ротора (брзином обртања вратила мотора сведеном на један пар полова).

#### 2.1.4. Једначине флуksних обухвата

Једначине (2.18. – 2.22), односно (2.24. – 2.29) представљају модел асинхроне машине у комплексном, односно реалном подручју. У циљу даљег извођења потребно је флуksеве по  $d$  и  $q$  оси статора и ротора (2.20, 2.21 или 2.28) раставити на расипне флуksеве и компоненте флуksа магнећења како би се анализирано засићење машине. Тако се добија:

$$\Psi_d = L_s i_d + L_m i_D = (L_{\gamma s} + L_m) i_d + L_m i_D = L_{\gamma s} i_d + \Psi_{dm}, \quad (2.30)$$

$$\Psi_q = L_s i_q + L_m i_Q = (L_{\gamma s} + L_m) i_q + L_m i_Q = L_{\gamma s} i_q + \Psi_{qm}, \quad (2.31)$$

$$\Psi_D = L_r i_D + L_m i_d = (L_{\gamma r} + L_m) i_D + L_m i_d = L_{\gamma r} i_D + \Psi_{dm}, \quad (2.32)$$

$$\Psi_Q = L_r i_Q + L_m i_q = (L_{\gamma r} + L_m) i_Q + L_m i_q = L_{\gamma r} i_Q + \Psi_{qm}. \quad (2.33)$$

У изразима (2.30 – 2.33) индуктивности статора и ротора представљене су као збир расипне индуктивности и индуктивности магнећења:

$$L_s = L_{\gamma s} + L_m, \quad (2.34)$$

$$L_r = L_{\gamma r} + L_m, \quad (2.35)$$

гдје су  $L_{\gamma s}$  и  $L_{\gamma r}$  индуктивности расипања статора и ротора, а  $L_m$  индуктивност магнећења која је једнака међусобној индуктивности статора и ротора.



Флуксеви магнећења по  $d$  и  $q$  оси  $\Psi_{dm}$  и  $\Psi_{qm}$  су дефинисани изразима:

$$\Psi_{dm} = L_m (i_d + i_D) = L_m i_{dm}, \quad (2.36)$$

$$\Psi_{qm} = L_m (i_q + i_Q) = L_m i_{qm}, \quad (2.37)$$

а укупни флукс магнећења је:

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_{dm}^2 + \Psi_{qm}^2}. \quad (2.38)$$

Струја магнећења по  $d$  и  $q$  оси је:

$$i_{dm} = i_d + i_D, \quad (2.39)$$

$$i_{qm} = i_q + i_Q, \quad (2.40)$$

а укупна струја магнећења је:

$$i_m = \sqrt{i_{dm}^2 + i_{qm}^2}. \quad (2.41)$$

### 2.1.5. Стационарна еквивалентна шема и биланс снаге

Еквивалентна шема асинхроног мотора за стационарно стање изводи се из једначина математичког модела (2.24-2.29) у комплексном облику. Усвојиће се синхронно ротирајући координатни систем ( $\omega_g = \omega_s$ ), те се добија:

$$\underline{u}_{dq} = \underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega_s L_{\gamma s} \underline{i}_s + j\omega_s L_m \underline{i}_m, \quad (2.42)$$

$$0 = R_r \underline{i}_r + j\omega_{kl} L_{\gamma r} \underline{i}_r + j\omega_{kl} L_m \underline{i}_m, \quad (2.43)$$

гдје су  $\omega_{kl} = \omega_s - \omega_m$  кружна учестаност клизања,  $\omega_s$  учестаност статорских величина, а  $\omega_m$  брзина обртања вратила сведена на један пар полова. Да би једначине (2.42 и 2.43) биле представљене у зависности од само једне учестаности, уводи се појам релативног клизања  $s$ :

$$s = \frac{\omega_{kl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s}. \quad (2.44)$$

Дијелећи једначину напонске равнотеже ротора (2.43) са клизањем  $s$  (уз претпоставку  $s \neq 0$ ):

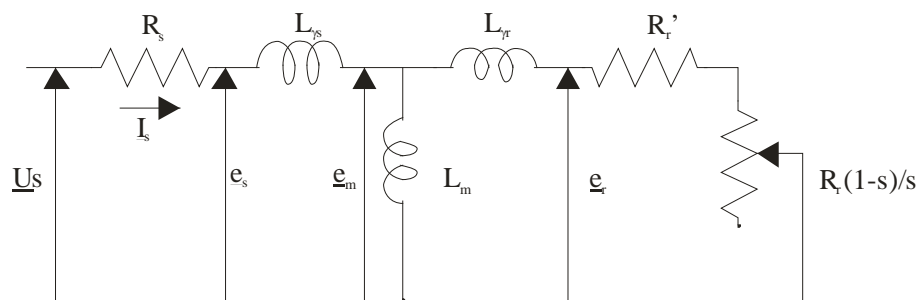
$$0 = \frac{R_r}{s} \underline{i}_{DQ} + j\omega_s L_{\gamma r} \underline{i}_{DQ} + j\omega_s L_m \underline{i}_m. \quad (2.45)$$

На основу израза (2.42) и (2.45) може се нацртати еквивалентна шема асинхроног мотора која је приказана на Сл. 2.4. Уважавајући једначине (2.30 – 2.41) може се писати да је:

$$\underline{\Psi}_m = L_m \underline{i}_m, \quad (2.46)$$

$$\underline{\Psi}_s = \underline{\Psi}_m + \underline{\Psi}_{\gamma s}, \quad (2.47)$$

$$\underline{\Psi}_r = \underline{\Psi}_m + \underline{\Psi}_{\gamma r}. \quad (2.48)$$



Сл. 2.4. Еквивалентна шема асинхроног мотора за квазистационарна стања

За простопериодичну побуду статора, на Сл. 2.4. нацртане су и одговарајуће индуковане електромоторне силе магнећења, статора и ротора:

$$\underline{e}_m = j\omega_s \underline{\Psi}_m, \quad (2.49a)$$

$$\underline{e}_s = j\omega_s \underline{\Psi}_s, \quad (2.49b)$$

$$\underline{e}_r = j\omega_s \underline{\Psi}_r. \quad (2.49b)$$

Улазна снага у асинхронну машину у синхронном  $dq$  систему је:

$$p_e = \frac{3}{2} (u_d i_d + u_q i_q). \quad (2.50)$$

Уврштавајући једначине напонске равнотеже статорског намотаја (2.24 и 2.25) у (2.50) добија се:

$$p_e = \frac{3}{2} \left[ \{R_s i_d^2 + R_s i_q^2\} + \left\{ \frac{d\Psi_d}{dt} i_d + \frac{d\Psi_q}{dt} i_q \right\} + \omega_s \{\Psi_d i_q - \Psi_q i_d\} \right]. \quad (2.51)$$

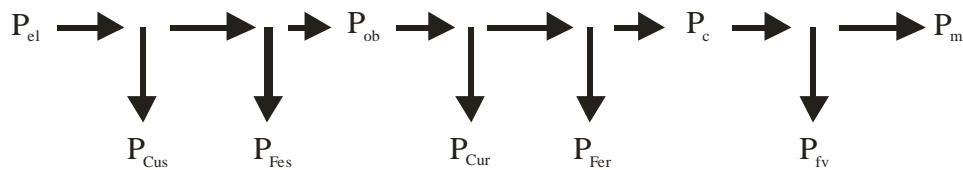
Први члан у загради представља Џулове губитке у намотајима статора, други члан представља акумулацију магнетне енергије, док трећи члан представља снагу која се са статора преноси у зазор. Ова снага се назива снага обртног поља ( $P_{ob}$ ). Дијелењем ове снаге са угаоном учестаношћу статорских величина добија се познати израз за развијени електромагнетни момент (2.29). Елиминишући апроксимације из дијела 2.1.1. о занемарењу губитака у гвожђу те губитака фрикције и вентилације, може се графички приказати комплетан биланс снаге асинхроног мотора (Сл. 2.5). Уобичајено се занемарују додатни губици услед ефекта потискивања струје и појаве скин ефекта, или се они прибарају Џуловим губицима, те ће се надаље сматрати да су сви губици у намотајима једнаки Џуловим губицима. Џулови губици снаге на отпору роторског намотаја су:

$$P_{Cur} = \frac{3}{2} R_r (i_D^2 + i_Q^2), \quad (2.52)$$

до к су губици снаге у магнетном колу статора (губици у гвожђу) пропорционални учестаности, квадрату учестаности, маси гвожђа и квадрату амплитуде индукције:

$$P_{Fes,r} \sim (k_H f_{s,r} + k_V f_{s,r}^2) \Psi_{s,r}^2, \quad (2.53)$$

гдје су  $k_H$  и  $k_V$  коефицијенти хистерезисних, односно губитака вртложних струја,  $f$  је учестаност,  $\Psi$  је флуks, а индекси  $s, r$  означавају статор, односно ротор, респективно.



Сл. 2.5. Биланс снаге трофазног асинхроног мотора

Ознаке величина са Сл. 2.5. су следеће:

- $P_{el}$  - улазна електрична снага;
- $P_{Cus}$  - Џулови губици у намотају статора;
- $P_{Fes}$  - губици у гвожђу статора;
- $P_{ob}$  - снага обртног поља;
- $P_{Cur}$  - Џулови губици у ротору;
- $P_{Fer}$  - губици у гвожђу ротора;
- $P_c$  - снага конверзије;

- $P_{fv}$  - снага губитака трења и вентилације;
- $P_m$  - излазна механичка снага.

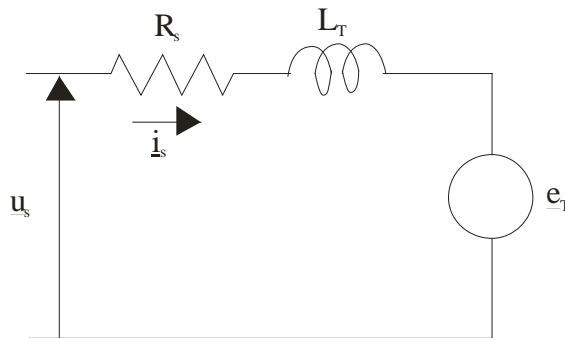
Снага конверзије,  $P_c$ , одговара енергији која се из електричне претвара у механичку енергију, док је  $P_m$  излазна механичка снага. Та снага би се на фиктивном отпорнику  $\frac{1-s}{s} R_r'$  са Сл. 2.4. претворила у топлоту.

### 2.1.6. Динамичка еквивалентна шема

Еквивалентна шема асинхроне машине са Сл. 2.4. одговара раду на учестаности основног хармоника напајања. Како би се анализирао рад машине напајане из погонског претвараача прекидачког типа, потребно је формирати еквивалентну шему за побуду на учестаности комутације, тј. високофреквентну или динамичку – транзијентну еквивалентну шему асинхроног мотора. Динамичка еквивалентна шема може се извести на основу математичког модела, или трансформацијом стационарне еквивалентне шеме [А4, А8]. Претпоставка је да се флуks ротора споро мијења, па се стога може сматрати да је електромоторна сила  $e_r$  (2.49в) константна током периода комутације. Еквивалентна шема се добија примјеном Тевененове теореме на шему са Сл. 2.4. Одговарајући Тевененови еквиваленти дати су изразима (2.54-2.55), гдје су  $e_T$  Тевененова контраелектромоторна сила, а  $L_s'$  динамичка индуктивност, док је динамичка еквивалентна шема приказана је на Сл. 2.6.

$$e_T = \frac{L_m}{L_m + L_{rr}} j\omega_s \Psi_r = \frac{L_m}{L_r} j\omega_s \Psi_r = j\omega_s (\Psi_s - \sigma L_s i_s), \quad (2.54)$$

$$L_T = L_{rs} + \frac{L_m L_{rr}}{L_m + L_{rr}} = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right) L_s = \sigma L_s = L_s'. \quad (2.55)$$



Сл. 2.6. Динамичка еквивалентна шема асинхроног мотора

### 2.1.7. Уважавање магнетног засићења машине

За квалитетну анализу појава у електричној машини, потребно је размотрити утицај магнетног засићења. У излагањима у дијеловима 2.1.1.-2.1.3. изведен је флуksни модел асинхроне машине у простору стања без уважавања засићења. Изведени модел биће у овом дијелу допуњен тако да се уважи појава магнетне нелинеарности.

Зависност флуksа и струје асинхроне машине одређена је магнетним материјалом машине. У литератури је наведено више различитих функција којима се крива магнетнења може апроксимирати [А1, А3, А4]. Најчешће су то полиноми или експоненцијалне функције чији се коефицијенти одређују интерполацијом тачака флуksа магнетнења и струје празног хода  $(\Psi_m, i_{PH})$  снимљених у експерименту празног хода. Уобичајени начин за апроксимацију зависности флуksа и струје асинхроног мотора је [А2]:

$$\left(\frac{i_m}{i_{mn}}\right) = \beta \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}\right) + (1-\beta) \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}\right)^s, \quad (2.56)$$

гдје су  $i_{mn}$  и  $\Psi_{mn}$  номиналне вриједности струје магнећења и флуksа магнећења, док коефицијенти  $\beta$  и  $s$  узимају вриједности дате у Табели 2.1.

Табела 2.1. Коефицијенти  $\beta$  и  $s$

	Стандардни мотори	Мотори са високим степеном корисног дејства
$\beta$	0.7	0.92
$s$	9	6.9

На наведени начин хистерезисна крива апроксимирана је кривом првог магнећења, која се представља функцијом (2.56). Да би се у математичком моделу асинхроног мотора уважила нелинеарност, користиће се трансформисани модел из дијела 2.1.3. Све индуктивности у изразима (2.34) и (2.35) су нелинеарне. Током рада мотора долази до засићења и флуksа магнећења и расипних флуksева. Међутим, засићење расипних флуksева може се занемарити [A2, A3, A4], те се расипне индуктивности  $L_{\gamma s}$  и  $L_{\gamma r}$  сматрају константним. Тиме се магнетна нелинеарност магнетног кола посматра искључиво преко засићења индуктивности магнећења:

$$L_m = \Psi_m / i_m, \quad (2.57)$$

$$L_m = L_m(i_m). \quad (2.58)$$

Нелинеарност индуктивности магнећења  $L_m$  у изразима (2.57) и (2.58) у овом раду уважена је помоћу нелинеарне функције (2.56) из које се види да су струја и флуks магнећења у фази. Потребно је из флуksева машине (2.30-2.33) пронаћи флуks магнећења, па затим помоћу нелинеарне функције (2.56) одредити струју магнећења. Након тога се из познате струје магнећења и помоћу (2.39-2.41) једноставно одређују струје статора и ротора.

Флуksни модел асинхроне машине (2.24 – 2.29) има флуksеве статора и ротора  $\Psi_d$ ,  $\Psi_q$ ,  $\Psi_D$  и  $\Psi_Q$  као промјенљиве стања. Сматрајући ове флуksеве познатим, потребно је одредити струје статора и ротора, уважавајући нелинеарност (2.57) и (2.58). Сабирањем једначина (2.30) и (2.32), односно (2.31) и (2.33) добија се:

$$\Psi_{dm} = \frac{1}{2}(\Psi_d + \Psi_D) - \frac{L_{\gamma e}}{2}(i_d + i_D), \quad (2.59)$$

$$\Psi_{qm} = \frac{1}{2}(\Psi_q + \Psi_Q) - \frac{L_{\gamma e}}{2}(i_q + i_Q), \quad (2.60)$$

гдје је  $L_{\gamma e} = L_{\gamma s} + L_{\gamma r}$  укупна индуктивност расипања статора и ротора (сматра се да је  $L_{\gamma s} \approx L_{\gamma r}$ ). На тај начин су компоненте флуksа магнећења (2.36 и 2.37) одређене преко познатих флуksева статора и ротора и претходно одређених вриједности струја статора и ротора. Амплитуда флуksа магнећења дефинисана је једначином (2.38), док је фазни угао флуksа:

$$\vartheta_\Psi = \arctg \frac{\Psi_{qm}}{\Psi_{dm}}. \quad (2.61)$$

Користећи чињеницу да је флуks магнећења у фази са струјом магнећења, из зависности (2.56) може се на основу познате амплитуде флуksа магнећења  $\Psi_m$  одредити амплитуда струје магнећења  $i_m$ . Тада су компоненте струје магнећења:

$$i_{dm} = i_m \cos \vartheta_\Psi, \quad (2.62)$$

$$i_{qm} = i_m \sin \vartheta_\Psi . \quad (2.63)$$

Када су на основу криве првог магнећења одређене компоненте струје магнећења,  $i_{dm}$  и  $i_{qm}$  (2.62 и 2.63), могу се израчунати струје статора и ротора. Одузимањем једначине (2.32) од (2.30), односно (2.33) од (2.31), добија се:

$$i_d = \frac{\Psi_d - \Psi_D}{2L_{\gamma e}} + \frac{i_{dm}}{2} ; \quad (2.64)$$

$$i_q = \frac{\Psi_q - \Psi_Q}{2L_{\gamma e}} + \frac{i_{qm}}{2} . \quad (2.65)$$

Познавајући компоненте струја статора (2.64 и 2.65), као и струје магнећења (2.62) и (2.63), могу се израчунати компоненте струје ротора:

$$i_D = i_{dm} - i_d , \quad (2.78)$$

$$i_Q = i_{qm} - i_q . \quad (2.79)$$

На овај начин су на основу познатих вриједности флуксева статора и ротора одређене струје статора и ротора уз уважену нелинеарност магнетног кола асинхроне машине.

### 2.1.8. Дискретизација математичког модела асинхроне машине

За потребе дигиталног управљања асинхроним мотором потребно је располагати дискретним моделом асинхроног мотора. Дискретни модел добија се из континуалног модела, уз претпоставку да је објекат управљања линеаран континуалан стационаран модел са више улаза и излаза [А3, А10, А11]. Потребно је познавати модел објекта управљања (асинхроног мотора) у облику једначина стања:

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A}\underline{x}(t) + \underline{B}\underline{u}(t) , \quad (2.80)$$

$$\underline{y}(t) = \underline{C}\underline{x}(t) + \underline{D}\underline{u}(t) , \quad (2.81)$$

гдје су  $\underline{x}(t)$ ,  $\underline{u}(t)$ ,  $\underline{y}(t)$  респективно  $n$ -,  $r$ - и  $m$ -димензионални вектори стања, улаза и излаза, а  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$ ,  $\underline{C}$  и  $\underline{D}$  константне матрице стања, улаза, излаза и преноса одговарајућих димензија.

Ако се на сваком улазу налазе А/Д конвертори са периодом одабирања  $\Delta T$ , тада је:

$$u_i(t) = u_i(k\Delta T), \quad k\Delta T \leq t < (k+1)\Delta T \quad (2.82)$$

за свако  $k = 0, 1, 2, \dots$  и  $i = 1, 2, \dots, r$ .

Дискретни еквивалент модела (2.80-2.81) има облик:

$$\underline{x}(k+1) = \underline{A}_d \underline{x}(k) + \underline{B}_d \underline{u}(k) , \quad (2.83)$$

$$\underline{y}(k) = \underline{C}_d \underline{x}(k) + \underline{D}_d \underline{u}(k) , \quad (2.84)$$

гдје су:

$\underline{x}(k)$ ,  $\underline{x}(k+1)$   $n$ -димензионални вектори стања у тренуцима  $k\Delta T$  односно  $(k+1)\Delta T$ ,  $\underline{u}(k)$  и  $\underline{y}(k)$   $r$ - и  $m$ -димензионални вектори улаза и излаза у тренуцима  $k\Delta T$ , а

$$\underline{A}_d = e^{\underline{A}\Delta T} \quad (2.85)$$

дискретна матрица стања,

$$\underline{B}_d = \left( \int_0^{\Delta T} e^{\underline{A}\tau} d\tau \right) \underline{B} \quad (2.86)$$

дискретна матрица улаза, а  $\underline{C}_d = \underline{C}$  и  $\underline{D}_d = \underline{D}$  матрице излаза и преноса, респективно.

За дискретизацију модела електричне машине погодно је изразе (2.85) и (2.86) развити у Тејлоров ред [A3]:

$$\underline{A}_d = \underline{I} + \underline{A}\Delta T + \frac{(\underline{A}\Delta T)^2}{2} + \dots, \quad (2.87)$$

$$\underline{B}_d = \underline{B}\Delta T + \frac{\underline{A}\underline{B}\Delta T^2}{2} + \dots, \quad (2.88)$$

па је за довољно малу периоду одабирања  $\Delta T$  (одбацивањем малих величина другог и вишег реда):

$$\underline{A}_d \approx \underline{I} + \underline{A}\Delta T, \quad (2.89)$$

$$\underline{B}_d \approx \underline{B}\Delta T, \quad (2.90)$$

гдје је  $\underline{I}$  јединична матрица одговарајућих димензија.

Континуални математички модел асинхроног мотора у стационарном координатном систему добија се из (2.18-2.21) уврштавањем  $\omega_g = 0$ , те се једначине електричног подсистема могу написати као:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{\Psi}_s \\ \underline{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_r T_s} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_r T_s} & -\frac{1}{\sigma T_r} + j\omega_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\Psi}_s \\ \underline{\Psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{u}_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (2.91)$$

гдје су  $T_s = L_s/R_s$ ,  $T_r = L_r/R_r$  временске константе статорског и роторског намотаја респективно, а  $\sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r$  коефицијент расипања. Одговарајуће матрице (2.80-2.81) су:

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} \underline{\Psi}_s \\ \underline{\Psi}_r \end{bmatrix}, \quad \underline{u} = \begin{bmatrix} \underline{u}_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \underline{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \underline{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_r T_s} \\ -\frac{L_m}{\sigma L_r T_s} & -\frac{1}{\sigma T_r} + j\omega_m \end{bmatrix}. \quad (2.92)$$

Дискретни еквиваленти модела (2.91) добијају се из (2.89) и (2.90) и они гласе:

$$\underline{A}_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{\Delta T}{\sigma T_s} & -\frac{L_m}{\sigma L_r T_s} \Delta T \\ -\frac{L_m}{\sigma L_r T_s} \Delta T & 1 - \frac{\Delta T}{\sigma T_r} + j\omega_m \Delta T \end{bmatrix}, \quad (2.93)$$

$$\underline{B}_d = \begin{bmatrix} \Delta T \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \underline{x}(k+1) = \begin{bmatrix} \underline{\Psi}_s(k+1) \\ \underline{\Psi}_r(k+1) \end{bmatrix}, \quad \underline{x}(k) = \begin{bmatrix} \underline{\Psi}_s(k) \\ \underline{\Psi}_r(k) \end{bmatrix}, \quad \underline{u}(k) = \begin{bmatrix} \underline{u}_s(k) \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.94)$$

Нека су промјене (инкременти) флуkseва статора и ротора дефинисани као:

$$\Delta \underline{\Psi}_s = \underline{\Psi}_s(k+1) - \underline{\Psi}_s(k), \quad (2.95)$$

$$\Delta \underline{\Psi}_r = \underline{\Psi}_r(k+1) - \underline{\Psi}_r(k), \quad (2.96)$$

па дискретни модел напонских једначина асинхроног мотора у стационарном координатном систему има развијени облик (уз писање ознаке периоде  $k$  у индексу):

$$\underline{u}_{sk} = \underline{R}_s \underline{i}_{sk} + \frac{\Delta \underline{\Psi}_{sk}}{\Delta T}, \quad (2.97)$$

$$\underline{u}_{rk} = \underline{R}_r \underline{i}_{rk} + \frac{\Delta \underline{\Psi}_{rk}}{\Delta T} + j\omega_{mk} \underline{\Psi}_{rk}. \quad (2.98)$$

Дискретне једначине флуksних обухвата (2.28) задржавају свој облик.

Момент конверзије током периода  $\Delta T$  може се одредити на основу линеаризације израза за момент (2.22) око стационарне вриједности  $m_e^0$  током периода  $\Delta T$  на начин приказан у [А3, Б6, Б32]. Стационарна вриједност момента конверзије у систему оса  $(\alpha - \beta)$  везаних за статор је:

$$m_e^0 = \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_s^0 \times \underline{i}_s^0), \quad (2.99)$$

гдје су суперскриптом "0" означене стационарне вриједности струја и флукса статора. Промјена момента конверзије око стационарне тачке може се писати у облику:

$$m_e^0 + \Delta m_{ek} = \frac{3}{2} P\left[\left(\underline{\Psi}_s^0 + \Delta \underline{\Psi}_{sk}\right) \times \left(\underline{i}_s^0 + \Delta \underline{i}_{sk}\right)\right], \quad (2.100)$$

гдје су са  $\Delta m_{ek}$ ,  $\Delta \underline{\Psi}_{sk}$  и  $\Delta \underline{i}_{sk}$  означене промјене момента, флукса и струја статора око стационарних вриједности. Сређивањем једначине (2.100) и одбацивањем малих величина другог реда добија се:

$$m_e^0 + \Delta m_{ek} = \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_s^0 \times \underline{i}_s^0) + \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_s^0 \times \Delta \underline{i}_{sk}) + \frac{3}{2} P(\Delta \underline{\Psi}_{sk} \times \underline{i}_s^0), \quad (2.101)$$

односно уврштавањем једначине (2.99) у (2.101) и избацивањем суперскрипта "0":

$$\Delta m_{ek} = \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_{sk} \times \Delta \underline{i}_{sk}) + \frac{3}{2} P(\Delta \underline{\Psi}_{sk} \times \underline{i}_{sk}). \quad (2.102)$$

Уобичајеним начином дискретизације одбачене су мале величине другог реда, тако да се од овог приступа не може очекивати комплетност при анализи промјене момента током једне управљачке периоде, односно не може се очекивати да ће се добити свеобухватни резултати пошто ће недостајати поједине компоненте промјене момента.

Избор величине периоде одабирања  $\Delta T$  условљен је са два опречна захтјева: први, да се смањењем периоде одабирања квалитет динамичког понашања дигиталног система са затвореном повратном спрегом приближава квалитету аналогног еквивалента, и други, да се смањењем периоде одабирања повећава пропусни опсег што може довести до изражаја тзв. немоделоване динамике система. Такође, периода одабирања не може бити сувише мала и због ограничења извршних органа, претварача физичких промјенљивих, као и захтјева за радом у реалном времену [А3, А10, А11].

### 2.1.9. Нормализовани континуални математички модел асинхроне машине

Нормализовани математички модел асинхроне машине добија се представљањем величина модела (2.24-2.29) у релативном односу према одговарајућим базним вриједностима. За основне базне величине усвајају се базни напон, базна струја и базна учестаност, који су једнаки номиналним амплитудама напона и струје, и номиналној синхроној угаоној учестаности:

$$V_b = \sqrt{2} U_{fneff}, \quad (2.103)$$

$$I_b = \sqrt{2} I_{fneff}, \quad (2.104)$$

$$\omega_b = 2\pi f_n. \quad (2.105)$$

Изведене базне величине су базна импеданса, базна индуктивност, базни флукс, базна снага и базни момент:

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b}, \quad L_b = \frac{Z_b}{\omega_b}, \quad \Psi_b = \frac{V_b}{\omega_b}, \quad S_b = \frac{3}{2} V_b I_b, \quad M_b = P \frac{S_b}{\omega_b}. \quad (2.106)$$

Када се из модела (2.24-2.29) елиминишу струје, а преостале величине изразе у односу на одговарајуће базне вриједности, добија се нормализовани континуални флуксни модел асинхроне машине:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \omega_b \left[ u_d' - \frac{1}{T_s} \psi_d + \omega_e \psi_q + \frac{k_r}{T_s} \psi_D \right], \quad (2.107)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \omega_b \left[ u_q' - \omega_e \psi_d - \frac{1}{T_s} \psi_q + \frac{k_r}{T_s} \psi_Q \right], \quad (2.108)$$

$$\frac{d\psi_D}{dt} = \omega_b \left[ \frac{k_s}{T_r} \psi_d - \frac{1}{T_r} \psi_D + (\omega_e - \omega_r) \psi_Q \right], \quad (2.109)$$

$$\frac{d\psi_Q}{dt} = \omega_b \left[ \frac{k_s}{T_r} \psi_q - (\omega_e - \omega_r) \psi_D - \frac{1}{T_r} \psi_Q \right], \quad (2.110)$$

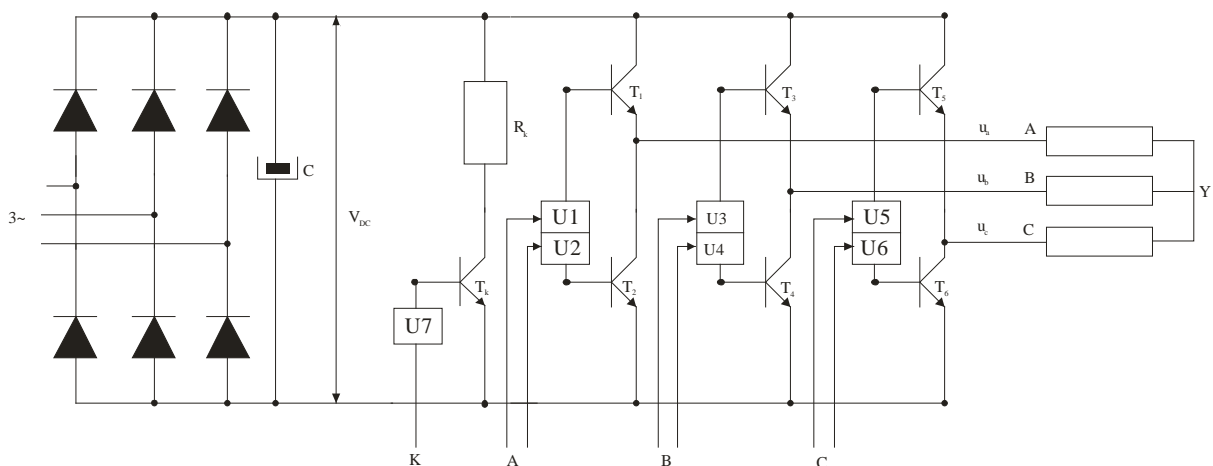
$$t_e = \frac{k_r}{\sigma l_s} (\psi_D \psi_q - \psi_Q \psi_d), \quad (2.111)$$

$$T_m \frac{d\omega}{dt} = t_e - t_L. \quad (2.112)$$

У моделу  $u_d'$ ,  $u_q'$ ,  $\psi_d$ ,  $\psi_q$ ,  $\psi_D$ ,  $\psi_Q$  означавају релативне компоненте напона и флукса статора и ротора,  $\omega_e$  и  $\omega_r$  релативна синхрона брзина и брзина обртања,  $k_s = L_m / L_s$  и  $k_r = L_m / L_r$  су коефицијенти спреге статора и ротора,  $T_s' = \omega_b \sigma L_r / R_s$  и  $T_r' = \omega_b \sigma L_r / R_r$  су динамичке временске константе статора и ротора у релативним јединицама,  $l_s = L_s / L_b$  је релативна индуктивност статора,  $t_e$  и  $t_L$  релативни момент мотора и терета,  $T_m = J \omega_b / M_b$  механичка временска константа. Треће је у нормализованом моделу придодато моменту оптерећења.

## 2.2. Моделовање погонског претварача

За управљање асинхроним мотором неопходно је располагати напонем промјенљиве амплитуде и учестаности који се добија из погонског претварача. Као погонски претварачи (актуатори) данас се стандардно користе полупроводнички претварачи састављени од исправљачког и инверторског моста повезаних једносмјерним међуколом (Сл. 2.7).



Сл. 2.7. Трофазни погонски претварач мостне конфигурације

Погонски претварач везан је са примарним извором (градском мрежом) преко исправљача, најчешће мрежно комутованог диодног моста, којим се обезбјеђује напон једносмјерног међукола. У међуколу се налази електролитски кондензатор  $C$  и у паралели са њиме отпорник за кочење  $R_K$  који се укључује прекидачем  $T_K$ . Инверторски мост, састављен од шест полупроводничких прекидача распоређених у три гране, напаја се из једносмјерног међукола. Полупроводнички прекидачи су обично снажни биполарни



транзистори, снажни мосфет транзистори, или *IGBT* транзистори. Индуковани напони на прекидачима, настали прекидом индуктивног кола мотора, елиминишу се замајним диодама које се везују антипаралелно са прекидачким компонентама.

Ако снага на излазу из инвертора промијени знак (када мотор ради у генераторском режиму), напон једносмјерног међукола  $V_{DC}$  расте јер диодни исправљач не дозвољава негативан смјер струје (враћање снаге примарном извору). Енергија кочења се тада мора дисипирати у једносмјерном међуколу на отпорнику  $R_K$  укључивањем прекидача  $T_K$ . Погонским претварачем управља се довођењем прекидачких сигнала на улазе  $A$ ,  $B$  и  $C$  инверторског моста. Обично се сигнал за укључивање обликује одговарајућим управљачким колима, на Сл. 2.7. означеним са  $U_1..U_7$ .

Секундарни ефекти, који значајно компликују моделовање претварача, су губици на полупроводничким компонентама, варијације улазног напона, те коначно вријеме укључења и искључења прекидача. Уобичајено се при моделовању претварача уведе сљедеће идеализације:

1. Занемарују се губици снаге на полупроводницима, односно падови напона у укљученом и струје цурења у искљученом стању;
2. Сви прекидачи могу се укључити и искључити бесконачно брзо у било ком тренутку;
3. Варијације напона једносмјерног међукола узроковане варијацијама напона примарног извора се занемарују.

Прва и друга идеализација омогућавају моделовање полупроводника идеалним прекидачима, док се трећом идеализацијом претпоставља да излазни напон претварача зависи искључиво од начина управљања прекидачима. Код реалног претварача постоје губици и у стационарном стању и током комутације, а прекидачи се укључују и искључују у коначном времену. Због коначног времена укључења и искључења, потребно унапријед дефинисати интервал када оба прекидача у свакој грани моста морају бити искључена (тзв. „мртво вријеме“) како би се избјегли кратки спојеви једносмјерног међукола. Мртво вријеме може битно деградирати перформансе погона, посебно у режиму малих брзина. Варијације улазног напона директно се пресликавају на излазни напон, те ако електролитски кондензатор није довољног капацитета, или се не коригује управљање при промјени улазног напона, долази до значајног одступања излазних од задатих вриједности напона. Ова појава може да доведе до деградације перформанси при раду у лимиту напона односно у режиму слабљења поља. Праћењем промјене напона примарног извора и кориговањем управљачке стратегије, може се значајно умањити овај утицај.

Прекидачки сигнали се могу генерисати на више начина; у сваком случају, циљ је да претварач реализује задати излазни напон или струју, тј. да се понаша као напонски или струјни извор промјенљиве учестаности. Због лимита напона једносмјерног међукола дефинисаног напоном примарног извора, те лимита струје инвертора дефинисаног максималном струјом полупроводничких прекидача, актуатор се не може сматрати идеалним извором у општем случају.

### 2.2.1. Метода модулације просторног вектора

Метода модулације просторног вектора (енг. *Space Vector Modulation – SVM*) је начин управљања претварачем тако да се трофазни излазни напон генерише у све три фазе истовремено. Ова метода је заснована на полифазорској представи излазног напона претварача у стационарном координатном систему, а помоћу ње се могу анализирати и друге технике управљања претварачем. Основне карактеристике управљања по принципу модулације просторног вектора су већи расположиви напони у односу на синусну модулацију, константна учестаност прекидања, те једноставна дигитална реализација. Због тога је овај поступак управљања претварачем доминантан у савременим погонима [А3-А8]. Реализација ове технике је дигитална.

У општем случају, напони три гране (фазе) инвертора одређени су стањем одговарајућих прекидача. Нека је прекидачка (логичка) функција  $F_A$  фазе  $A$  одређена тако да је њена вриједност једнака логичкој јединици када је укључен горњи прекидач (Т1), односно једнака логичкој нули када је укључен доњи прекидач (Т2). Аналогно се дефинишу прекидачке функције остале двије гране. Стања када су оба прекидача у једној фази истовремено укључена или искључена нису дозвољена. Прекидачка функција  $\underline{F}$  цијелог моста је:

$$\underline{F} = [F_A \quad F_B \quad F_C]. \quad (2.113)$$

Мост може укупно да има  $2^3 = 8$  стања. Стања у којима су укључена односно искључена сва три прекидача ( $[1 \ 1 \ 1]$  и  $[0 \ 0 \ 0]$ ) на излазу генеришу напон једнак нули, односно кратко спајају потрошач. Дискретне вриједности полифазора излазног напона у стационарном координатном систему добијају се примјеном Кларкине трансформације [А3].

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} V_{DC} \underline{F}^T. \quad (2.114)$$

Вриједности напона у стационарном координатном систему за све комбинације прекидачке функције  $\underline{F}$  приказане су у Табели 2.2, релативно у односу на напон једносмјерног међукола  $V_{DC}$ .

Табела 2.2. Дискретне вриједности напона у стационарном координатном систему за све вриједности прекидачке функције  $\underline{F}$

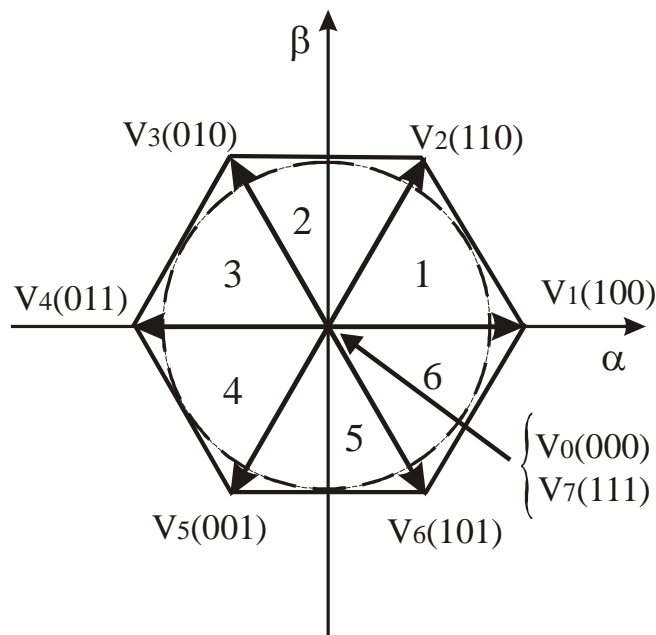
Вектор	$F_A$	$F_B$	$F_C$	$V_{AY}$	$V_{BY}$	$V_{CY}$	$u_\alpha$	$u_\beta$	Полифазор
$V_1$	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	2/3	0	$(2/3) e^{j0}$
$V_2$	1	1	0	1/3	1/3	-2/3	1/3	$\sqrt{3}/3$	$(2/3) e^{j\pi/3}$
$V_3$	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1/3	$\sqrt{3}/3$	$(2/3) e^{j2\pi/3}$
$V_4$	0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-2/3	0	$(2/3) e^{j3\pi/3}$
$V_5$	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	$(2/3) e^{j4\pi/3}$
$V_6$	1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1/3	$-\sqrt{3}/3$	$(2/3) e^{j5\pi/3}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Ако се дискретне вриједности напона представе у комплексној равни, ненулти вектори  $V_1 - V_6$  ће образовати шестоугао са центром у координатном почетку. Шест ненултих вектора  $V_1 - V_6$  образују шест сектора, при чему сваки сектор обухвата угао од  $\pi/3$ . Нулти вектори  $V_0$  и  $V_7$  леже у координатном почетку. Ако  $k = 0..7$  представља редни број излазног фазног напонског вектора, сви излазни дискретни напони могу се представити у комплексном облику као:

$$\underline{u}_{\alpha\beta} = \begin{cases} V_{DC} \cdot e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, & k = 1..6 \\ 0, & k = 0, 7 \end{cases}. \quad (2.115)$$

Распоред вектора (2.115) приказан је на Сл. 2.8. Полифазор излазног напона ограничен је шестоуглом у комплексној равни чија је страница одређена расположивим напонам једносмјерног међукола. Било који референтни вектор који лежи унутар кружнице уписане у шестоугао може се реализовати у току једног прекидачког периода као средња вриједност два сусједна активна и једног нултог вектора. Унутрашњи пречник добијеног шестоугла је  $d = V_{DC} \sin(2\pi/3)$ , и одговарајућа фазна ефективна вриједност основног хармоника напона је

$|V_{\alpha\beta}^{LIN}| = V_{DC} / \sqrt{3}$ . Максимална вриједност излазног напона је  $|V_{\alpha\beta}^{MAX}| = (2/3)V_{DC}$ , која се има када напон лежи у тјеменима шестоугла, па је фазна вриједност основног хармоника тада  $(2/\pi)V_{DC}$ .

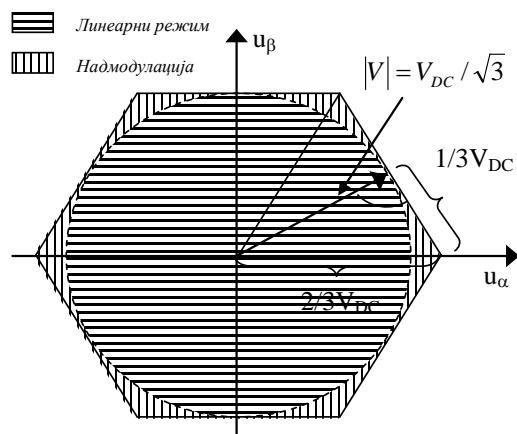


Сл. 2.8. Распоред напонских вектора у стационарном координатном систему

Претварач ради у линеарном режиму када се референтни вектор напона налази унутар кружнице уписане у шестоугао. У односу на синусну модулацију, техником модулације просторног вектора у линеарном режиму добија се 90,6% расположивог напона претварача. Режим рада када вектор излазног напона напушта линеарни режим назива се надмодулација (енг. *Overmodulation*) [A3]. У овом режиму, вектор излазног напона додирује странице шестоугла. Специјални случај нелинеарног режима има се када се излазни напон налази у тјеменима шестоугла, тј. у режиму шестопулсне модулације (енг. *Six – Step Modulation*). Због тога, у зависности од величине излазног напона, погонски претварач ради у једној од три области: линеарној модулацији, надмодулацији и шестопулсном режиму рада. У првој области излазни напон је неизобличен, док је у друге двије изобличен. На слици 2.9. означене су области линеарног и нелинеарног режима рада у комплексној равни.

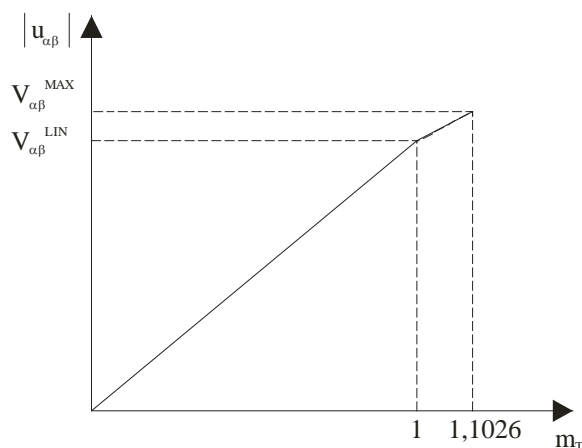
Индекс модулације  $m_T$  дефинише се као однос референтног напона и максималног неизобличеног излазног напона:

$$m_T = \frac{V^*}{|u_{\alpha\beta}^{LIN}|} = \frac{V^*}{V_{DC} / \sqrt{3}}. \quad (2.116)$$



Сл. 2.9. Границе линеарног режима рада и надмодулације

На Сл 2.10. дате су максималне вриједности основног хармоника излазног фазног напона у линеарном режиму рада  $V_{\alpha\beta}^{LIN}$  и режиму надмодулације  $V_{\alpha\beta}^{MAX}$ .

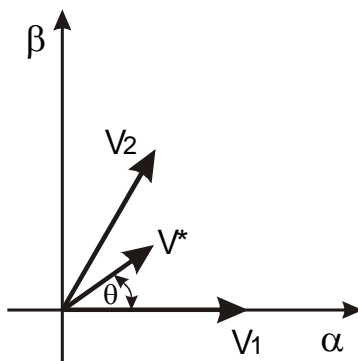


Сл. 2.10. Максимална вриједност излазног фазног напона

У циљу што бољег искориштења расположивог напона једносмјерног међукола, у слабљењу поља може се користити режим надмодулације. Међутим, излазни напон је тада значајно изобличен, па надмодулација није пожељна у погонима са моторима који имају мање индуктивности расипања јер тада наступају значајна изобличења струје и пулсације момента.

### 2.2.2. Генерисање излазног напона

Поступак за одређивање напона заснован је на анализи рада током једне периоде. Нека се референтни вектор излазног напона у стационарном координатном систему  $V^*$ , без губљења на општости, налази у првом сектору и према  $\alpha$  оси заклапа угао  $\vartheta$  (Сл. 2.11).



Сл. 2.11. Референтни вектор у првом сектору

Вектор излазног напона може се остварити у току једног прекидачког периода помоћу два сусједна ненулта вектора ( $V_1$  и  $V_2$ ) и једног нултог вектора. Времена трајања ненултих вектора  $T_1$  и  $T_2$ , као и трајање нултог вектора  $T_0$  зависе од амплитуде и смјера референтног вектора. За референтни вектор који лежи у првом сектору средња вриједност излазног напона у једном прекидачком периоду  $T_s$  добија се помоћу вектора  $V_0$ ,  $V_1$  и  $V_2$  и износи:

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt. \quad (2.117)$$

Претпостављајући да је прекидачка учестаност  $f_s = 1/T_s$  довољно велика, може се сматрати да је референтни вектор у једном прекидачком периоду константан. Тада се може сматрати и да су вектори  $V_0$ ,  $V_1$  и  $V_2$  константни, односно интегрални у изразу (2.117) могу се

замијенити сумама. Вектор  $V_0$  је једнак нули, те су пројекције излазног напона на осе стационарног координатног система:

$$V^* \begin{bmatrix} \cos \vartheta \\ \sin \vartheta \end{bmatrix} T_s = V_{DC} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} T_1 + V_{DC} \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} (T_2 - T_1) + 0, \quad (2.118)$$

$$0 \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}. \quad (2.119)$$

Угао  $\vartheta$  представља угао између  $\alpha$  осе и референтног вектора  $V^*$ . Из израза (2.118) добијају се времена трајања напонских вектора у једном прекидачком периоду  $T_s$  за познати индекс модулације  $m_T$ :

$$T_1 = T_s \cdot m_T \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \vartheta\right), \quad (2.120)$$

$$T_2 = T_s \cdot m_T \cdot \sin \vartheta, \quad (2.121)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2. \quad (2.122)$$

На сличан начин се изводе времена трајања и за остале секторе. Увођењем нултог вектора који не утиче на стварање излазног напона омогућено је да учестаност  $f_s = 1/T_s$  буде константна у линеарном режиму рада. Иако се за било који од вектора  $V_0$  и  $V_7$  добија иста вриједност излазног напона, избором нултог вектора могу се побољшати перформансе инвертора. Редослијед три напонска вектора у једном прекидачком циклусу не утиче на вриједност излазног напона, али се погодним избором редослиједа могу смањити прекидачки губици, таласност струје, уједначити оптерећење полупроводника, као и побољшати спектар излазног напона [A3, A4].

### 2.2.3. Генерисање излазног напона за машину спрегнуту у спрегу троугао

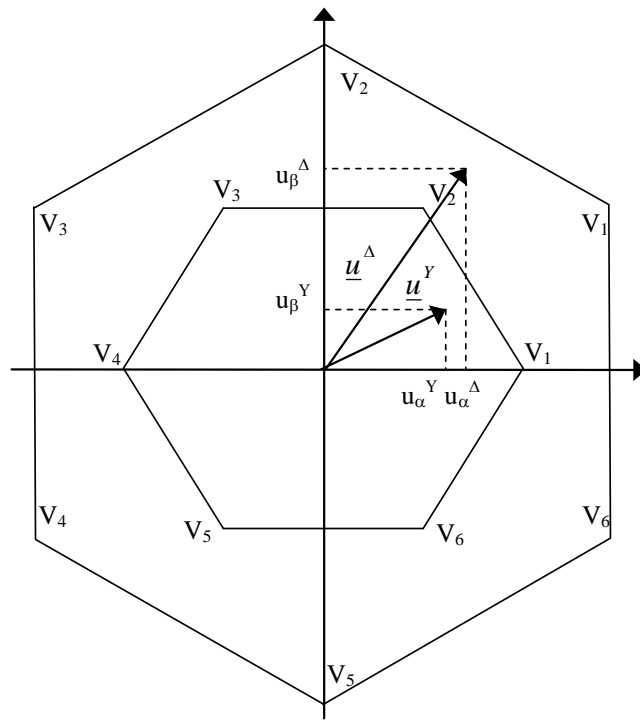
Досадашња излагања односила су се на генерисање напона на мотору спрегнутом у спрегу звијезда, као на Сл. 2.7, те је за спрегу троугао потребно модификовати постојећи приступ који се односи на фазне напоне на претварача. Веза између полифазора линијских и фазних напона за спрегне звијезда и троугао дата је изразом [A3]:

$$\underline{u}_{\alpha\beta}^{\Delta} = \sqrt{3} \underline{u}_{\alpha\beta}^Y e^{j\frac{\pi}{6}}, \quad (2.123)$$

па се одговарајући комплексни вектори могу приказати као на Сл. 2.12 за спрегне звијезда и троугао. Када је мотор везан у троугао, и познате су компоненте референтног напона  $u_{\alpha}^{\Delta}$  и  $u_{\beta}^{\Delta}$ , тада се одговарајуће референтне компоненте напона  $u_{\alpha}^Y$  и  $u_{\beta}^Y$  за спрегу звијезда могу одредити на основу израза:

$$\begin{aligned} u_{\alpha}^Y &= \frac{1}{2} u_{\alpha}^{\Delta} + \frac{1}{2\sqrt{3}} u_{\beta}^{\Delta} \\ u_{\beta}^Y &= -\frac{1}{2\sqrt{3}} u_{\alpha}^{\Delta} + \frac{1}{2} u_{\beta}^{\Delta} \end{aligned} \quad (2.124)$$

Референтне компоненте напона (2.124) даље се користе за генерисање напона на начин описан у претходном дијелу. Модуо референтног вектора напона ће бити  $\sqrt{3}$  пута већи, док ће се угао  $\vartheta$  у изразу (2.118) увећати за  $\pi/6$ . Захваљујући спрезању у троугао, излазни напон ће порасти  $\sqrt{3}$  пута, па ће се и максимални излазни напони толико повећати, односно излазни напон са Сл. 2.10. скалираће се коефицијентом  $\sqrt{3}$ .



Сл. 2.12. – Распоред полифазора напона претварача за случај мотора спрегнутог у троугао

#### 2.2.4. Одређивање струја модела за машину спрегнуту у спрегу троугао

У математичком моделу асинхроног мотора (2.18-2.22) фигуришу струје и напони намотаја мотора. Уобичајено су познате линијске струје мотора,  $i_{aL}$ ,  $i_{bL}$ ,  $i_{cL}$ , било да се директно мјере, или да се реконструишу на бази редукованог скупа мјерења фазних струја или струје једносмјерног међукола. Најчешће се мјере двије струје и реконструише трећа, док се, у циљу смањења броја давача, струје могу реконструисати и на основу познавања прекидачке функције  $F$  и мјерења само струје једносмјерног међукола [A2-A8].

Када су познате линијске струје мотора, струје кроз намотаје (2.8) одређују се на основу израза:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \underline{K} \begin{bmatrix} i_{aL} \\ i_{bL} \\ i_{cL} \end{bmatrix}, \quad (2.125)$$

гдје је  $\underline{K}$  трансформациона матрица. За мотор спрегнут у звијезду, трансформациона матрица  $\underline{K}$  је јединична, тј.  $\underline{K} = I$ , док је за мотор спрегнут у троугао трансформациона матрица:

$$\underline{K} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.126)$$

### 3. ТРАНЗИЈЕНТНА КАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОНЕ МАШИНЕ У СЛАБЉЕЊУ ПОЉА

У наредном излагању биће анализирана транзијентна моментна карактеристика асинхроне машине. Истражиће се могућност добијања максималног момента у зависности од карактеристика погонског претварача, као и услови при којима се претварач може сматрати идеалним напонским извором. Прво ће се дефинисати транзијентна карактеристика при напајању из идеалног напонског извора, а затим ће се анализирати утицај струјног, те истовременог струјног и напонског лимита на максимални момент који се има у присуству тих ограничења. Успоставиће се веза између струјног капацитета актуатора и односа максималног момента у струјном лимиту и превалног момента који се има у напонском лимиту.

Транзијентни момент који машина развија одређен је квадратом флукса и клизањем. Флукс зависи од напонског, а клизање од струјног лимита, тако да транзијентни момент зависи од оба лимита. Када је машина напајана из идеалног напонског извора, тада је максимални момент једнак превалном моменту. Због напонског лимита превални момент у слабљењу поља опада са квадратом брзине. Додатни утицај струјног лимита доводи до тога да је максимални момент мањи од превалног. При превалном моменту клизање је једнако превалном клизању и оно зависи само од параметара мотора. Утицај струјног лимита на транзијентну карактеристику може се анализирати поређењем превалног клизања са клизањем које се има при максимално дозвољеној струји, што одговара поређењу максималног момента у струјном лимиту са превалним моментом.

Да би се одредиле транзијентне карактеристике асинхроног мотора у реалном погону, биће дефинисан капацитет погонског претварача, а затим анализиране перформансе погона при напајању из идеалног извора. Анализираће се перформансе за случај лимита, односно када машина ради у условима напонског, струјног и истовременог напонског и струјног лимита.

#### 3.1. Струјне и напонске карактеристике погонског претварача

Погонски претварач – актуатор на свом излазу обезбјеђује напоне и струје одговарајуће учестаности. Његов *капацитет* дефинисан је номиналним напоном и струјом у трајном раду (номиналном привидном снагом) и максималном краткотрајном струјом. Номиналне привидне снаге претварача и мотора треба да буду једнаке (исти номинални напони и струје), док максимална струја актуатора дефинише динамичке перформансе.

Инверторски напајани асинхрони мотори имају значајно ојачану изолацију због веома стрме промјене напона, тако да би могли да раде и са напонима већим од номиналног. Ограничење наметнуто степеном изолације знатно је изнад назначеног номиналног напона мотора. Као ограничење напона треба посматрати максимално могући напон актуатора који је одређен напоном његовог једносмјерног међукола. Ограничење трајне струје актуатора одређено је номиналном струјом полупроводничких прекидача, условима хлађења, те топологијом претварача, док је максимална краткотрајна струја одређена дозвољеним преоптерећењем полупроводника. Због тога се напон и струја актуатора налазе у границама:

$$0 \leq U_{inv} \leq U_{MAX}, \quad (3.1)$$

гдје је  $U_{MAX}$  максимални напон актуатора и најчешће такав да је једнак номиналном напону мотора  $U_{MAX} = u_{sn}$ , а струја актуатора је у границама:

$$0 \leq I_{inv} \leq I_{MAX}, \quad (3.2)$$

гдје је  $I_{MAX}$  максимална краткотрајна струја актуатора.

Погон може достигати или напонски или струјни лимит, или оба истовремено. Пожељно је формирати управљачку стратегију и димензионисати актуатор тако да се оба лимита достигну у тачки у којој ће момент бити максималан. Ако би се при максималном моменту напонски лимит достигао прије него струјни, тада би актуатор био предимензионисан по струји, док се у супротном случају, када се струјни лимит достиже прије него напонски, не могу добити максималне перформансе погона због недовољне струје. Према томе, правилним избором погонског претварача, перформансе комплетног погона постају једнаке теоријским перформансама асинхроног мотора, док су у случају лимита струје и/или напона актуатора перформансе погона одређене капацитетом актуатора и управљачком стратегијом којом се покушава достићи максимум уз присутна ограничења.

### 3.2. Моментне карактеристике асинхроне машине

Моментна карактеристика асинхроне машине представља зависност момента од брзине обртања у стационарном стању. У регулисаним електромоторним погонима машина на свом вратилу може развијати различите моменте при различитим брзинама, односно радити у различитим тачкама у  $m-\omega$  равни. При анализи радних тачака обично се посматрају три моментне карактеристике:

- Природна, на којој леже све радне тачке у случају напајања машине напоном номиналне амплитуде и номиналне учестаности;
- Експлоатациона, која обухвата све радне тачке у којима машина може трајно да ради (није угрожена ни у ком погледу). Она је дефинисана номиналним напоном, струјом и индукцијом;
- Транзијентна, која обухвата све могуће радне тачке у којима машина може (краткотрајно) радити. Величина транзијентне карактеристике одређена је карактеристикама мотора и капацитетом актуатора.

У трајном раду радна тачка мотора налази се унутар експлоатационе карактеристике. Прелазак из једне радне тачке у другу биће бржи ако је прелазни (транзијентни) момент већи, односно ако је транзијентна карактеристика шира.

#### 3.2.1. Изрази за момент асинхроне машине

Момент машине представљен је изразом (2.29), и могао би се анализирати на основу комплетног математичког модела. Уобичајено се при анализи моментних карактеристика и кретања радне тачке користи другачији, упрошћени приступ, односно занемарују се динамичке прелазне појаве. Као моментна карактеристика посматра се зависност унутрашњег момента од брзине<sup>2</sup>, који је тада једнак количнику снаге конверзије и механичке брзине обртања вратила:

$$m_c = \frac{P_c}{\omega_m / P}. \quad (3.3)$$

Као што је речено у претходном поглављу, снага конверзије  $P_c$  једнака је снази која би се на фиктивном отпорнику  $\frac{1-s}{s} R_r'$  на Сл. 2.4 претворила у топлоту, па је:

$$m_c = \frac{3}{2} \frac{P}{(1-s)\omega_s} \frac{1-s}{s} R_r' i_r^2. \quad (3.4)$$

Пошто се асинхронни мотор напаја са стране статора, потребно је из израза (3.4) елиминисати струју ротора. На основу еквивалентне шеме са Сл. 2.3, могу се писати једначине:

<sup>2</sup> Губици на трење и вентилацију придодају се моменту терета.



$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + j\omega_s L_{\gamma s} \underline{i}_s + j\omega_s L_m \underline{i}_m, \quad (3.5)$$

$$\frac{R_r}{s} \underline{i}_r + j\omega_s L_{\gamma r} \underline{i}_r = j\omega_s L_m \underline{i}_m, \quad (3.6)$$

$$\underline{i}_s = \underline{i}_m + \underline{i}_r, \quad (3.7)$$

чијим се рјешавањем (уз занемаривање отпора статора) добија израз за струју ротора:

$$\underline{i}_r = \frac{\underline{u}_s}{\frac{L_s}{L_m} \sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_s^2 \sigma^2 L_r^2}}, \quad (3.8)$$

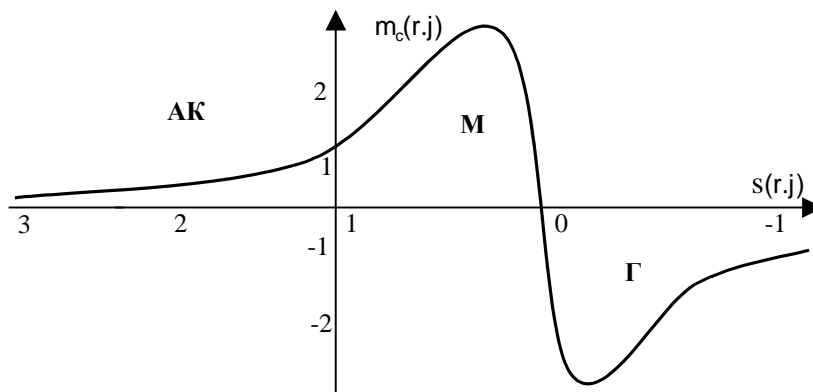
гдје су  $L_s = L_{\gamma s} + L_m$  и  $L_r = L_{\gamma r} + L_m$  индуктивности статора и ротора, а коефицијент расипања и момент:

$$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r \quad (3.9)$$

$$m_m \approx m_e = \frac{3}{2} \frac{P}{\omega_s} u_s^2 \frac{\frac{R_r}{s}}{\left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2 \left[\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_s^2 \sigma^2 L_r^2\right]}. \quad (3.10)$$

У случају да се занемари индуктивност магнећења, коефицијенти у изразу (3.10) упрошћавају се на следећи начин:  $L_s / L_m \rightarrow 1$ ,  $\sigma L_r \rightarrow L_{\gamma s} + L_{\gamma r}$ .

Цртањем графика једначине (3.10) за различите вриједности клизања  $s$ , при номиналном напону и номиналној учестаности напајања асинхроне машине, добија се статичка природна карактеристика асинхроног мотора, приказана на Сл. 3.1. Режим са клизањем  $0 \leq s \leq 1$  је моторски (М), са клизањем  $s < 0$  је генераторски (Г) и са клизањем  $s > 1$  је режим асинхроне кочнице (АК).



Сл. 3.1. Статичка природна карактеристика асинхроног мотора

Максимални момент који машина може развити на своме вратилу при номиналном напону и без струјних ограничења назива се превални момент. Израз за превални момент добија се диференцирањем једначине (3.10) по клизању, или примјеном теореме о преносу максималне снаге [А3, А4, А7]. Превални момент се има при превалном клизању које се добија на основу:

$$\frac{\partial m_e}{\partial s} = 0, \quad (3.11)$$

одакле је израз за превално клизање:

$$s_{pr} = \pm \frac{R_r}{\sigma \omega_s L_r} = \pm \frac{1}{\omega_s \sigma T_r}, \quad (3.12)$$

гдје је  $T_r = L_r / R_r$  временска константа ротора, а превални момент:

$$m_{pr} = \pm \frac{3}{4} P \frac{u_s^2}{\omega_s^2} \frac{1 - \sigma}{\sigma L_s}. \quad (3.13)$$

Радна тачка машине у стабилном раду треба да се креће по линеарном дијелу моментне карактеристике, односно када је клизање је у границама:

$$-s_{pr} \leq s \leq s_{pr}. \quad (3.14)$$

У изразима (3.12) и (3.13) знаку „+“ одговара моторски, а знаку „-“ генераторски рад асинхроне машине. Као што се види из израза (3.13), превални момент не зависи од омског отпора ротора. Превални момент се разликује у генераторском и моторном режиму при константном напону статора, јер је електромоторна сила  $e_m$  на грани магнећења различита због промјене знака пада напона на импеданси статора (Сл. 2.4). Ако се занемари индуктивност магнећења, а уважи отпор статора, превални момент и превално клизање постају:

$$m_{pr} = \pm \frac{3}{4} P \frac{u_s^2}{\omega_s} \frac{1}{\sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 (L_{\gamma s} + L_{\gamma r})^2} \pm R_s}, \quad (3.15)$$

$$s_{pr} = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_s^2 (L_{\gamma s} + L_{\gamma r})^2}}. \quad (3.16)$$

Занемарењем отпора статора, превални моменти у моторском и генераторском режиму постају једнаки по апсолутној вриједности (3.13). Када се момент мотора (3.10) изрази преко превалног момента (3.13) и превалног клизања (3.12) добија се позната Клосова формула [A3]:

$$m_e = \frac{2m_{pr}}{\frac{s}{s_{pr}} + \frac{s_{pr}}{s}}. \quad (3.17)$$

Пошто се Клосова формула изводи за исто напајање (у изразима (3.10) и (3.13) фигуришу исти напон и учестаност), она се може тумачити као однос развијеног и превалног момента у посматраној радној тачки при задатом напајању.

До сада су изведени изрази за момент асинхроне машине у функцији релативног клизања  $s$ . Код машина које се напајају из извора промјенљиве учестаности, пожељно је умјесто релативног клизања користити угаону учестаност клизања  $\omega_{kl}$  и учестаност клизања при превалном моменту  $\omega_{klpr}$ :

$$\omega_{kl} = \omega_s - \omega_m = s\omega_s, \quad (3.18)$$

$$\omega_{klpr} = s_{pr}\omega_s. \quad (3.19)$$

Битно је примјетити да апсолутно превално клизање (угаона учестаност ротора при превалном клизању) зависи само од параметара мотора:

$$\omega_{klpr} = R_r / \sigma L_r = 1 / \sigma T_r. \quad (3.20)$$

Уврштавањем израза за учестаност клизања (3.18) и превално клизање (3.19) у израз за момент (3.10) и Клосову формулу (3.17), добијају се изрази за момент преко учестаности:

$$m_e = \frac{3}{2} P \left( \frac{u_s}{\omega_s} \right)^2 \frac{R_r \omega_{kl}}{\left[ R_r^2 + \omega_{kl}^2 \sigma^2 L_r^2 \left( \frac{L_s}{L_m} \right)^2 \right]}, \quad (3.21)$$

$$m_e = \frac{2m_{pr}}{\frac{\omega_{kl}}{\omega_{klpr}} + \frac{\omega_{klpr}}{\omega_{kl}}}. \quad (3.22)$$

### 3.2.2. Напонски лимит

Индукција у мотору пропорционална је количнику напона и учестаности напајања (једначине (2.24 - 2.27) у стационарном стању, уз занемарење расипања и пада напона на отпору статора):

$$B \sim u_s / \omega_s. \quad (3.23)$$

Да би мотор радио са номиналним флуksom, за брзине мање од номиналне, односно учестаности мање од номиналне, однос (3.23) одржава се константним истовременом варијацијом амплитуде и учестаности напона статора. За брзине веће од номиналне, напон на мотору се не повећава преко номиналне вриједности, те се даље повећавање учестаности обавља при константном напону. Када не би постојало напонско ограничење, машина би на свим брзинама могла да има номинални флуks, и при томе развија номинални превални момент. Преласком преко номиналне брзине, реална машина улази у напонски лимит и зону слабљења поља.

У случају када је оптерећење релативно мало, или када се тражи пролазак радне тачке кроз нулту брзину, може се одступити од израза (3.23), односно смањити ниво флуksа у мотору и за брзине мање од номиналне. На тај начин се могу постићи уштеде у потрошњи електричне енергије, односно побољшати естимација позиције и брзине ротора на ниским учестаностима јер се повећавањем клизања повећава пропусни опсег естиматора на брзинама блиским нули [A3, A4, A7]. Уколико би се флуks током дужег периода држао на ниској вриједности ради смањења губитака или побољшавање естимације положаја ротора при малим брзинама, у случају удара оптерећења јавио би се велики пропад брзине због недовољног краткотрајног струјног капацитета. Такође, јавља се и проблем смањења превалног момента проузрокован умањеним флуksом у односу на номинални. У наредном излагању ће се усвојити приступ да се до номиналне синхроне брзине индукција (односно флуks) одржава на номиналној вриједности, док ће у слабљењу поља анализирати ситуација када индукција (флуks) опада обрнуто пропорционално са брзином:

$$\Psi \sim \frac{u_s}{\omega_s} = \begin{cases} \frac{u_{sn}}{\omega_{sn}}, & \omega_s \leq \omega_{sn} \\ \frac{u_{sn}}{\omega_s}, & \omega_s > \omega_{sn} \end{cases}. \quad (3.24)$$

### 3.2.3. Експлоатациона и транзијентна карактеристика за напонско напајање

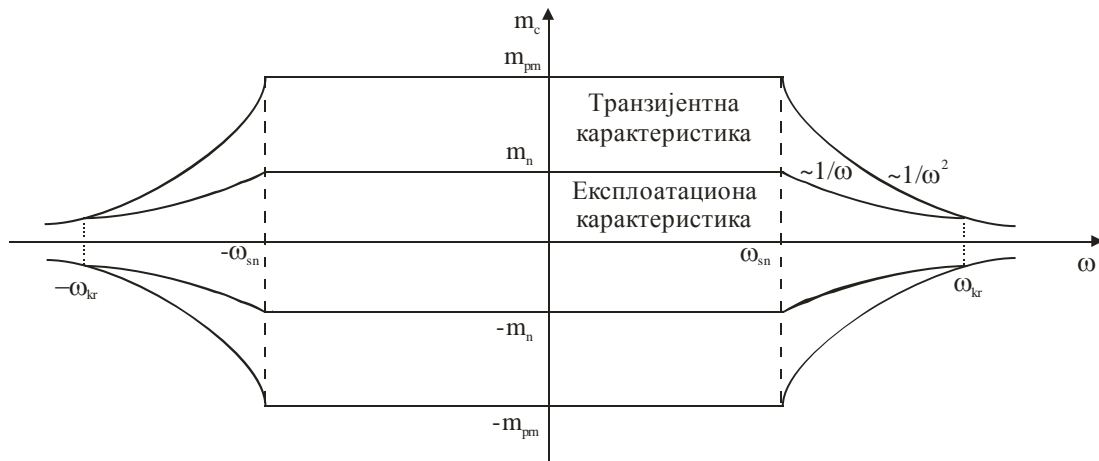
За напоне и учестаности мање од номиналне индукција се одржава на номиналној вриједности, па је експлоатациона карактеристика ограничена номиналним моментом и номиналном (синхроним) брзином, док је транзијентна карактеристика мотора ограничена превалним моментом и номиналном (синхроним) брзином. У области слабљења поља момент који мотор развија у трајном раду (3.10) због (3.24) опада обрнуто пропорционално синхроној брзини:

$$m_e \sim 1 / \omega_s, \quad (3.25)$$

односно превални момент (3.13) опада обрнуто пропорционално квадрату брзине:

$$m_{pr} \sim 1 / \omega_s^2. \quad (3.26)$$

На Сл. 3.2. приказане су експлоатациона и транзијентна карактеристика трофазног асинхроног мотора у случају напонског напајања без струјних лимита.



Сл. 3.2. Експлоатациона и транзијентна карактеристика асинхроног мотора

Ознаке са Сл. 3.2. су следеће:  $m_{cn}$  - номинални момент (конверзије);  $\omega_s$  - номинална синхрона брзина;  $m_{pm}$  - номинални превални момент;  $\omega_{kr}$  - критична брзина.

У области слабљења поља транзијентна и експлоатациона карактеристика се сијеку. Брзина  $\omega_{kr}$  при којој се ове двије карактеристике сијеку назива се критична брзина [А3, А4]. Повећавањем брзине преко критичне момент опада пропорционално квадрату брзине (експлоатациона карактеристика је уједно и транзијентна). Критична брзина добија се изједначавањем момента на експлоатационој и транзијентној карактеристици при критичној брзини  $\omega_{kr}$ :

$$m_{ekspl}(\omega = \omega_{kr}) = m_{tranz}(\omega = \omega_{kr}), \quad (3.27)$$

односно:

$$m_n \frac{\omega_n}{\omega_{kt}} = m_{pm} \left( \frac{\omega_n}{\omega_{krit}} \right)^2. \quad (3.28)$$

Тада је критична брзина:

$$\omega_{kr} = \omega_n \frac{m_{pm}}{m_n}. \quad (3.29)$$

Индексом "n" у изразима (3.27 – 3.29) означене су номиналне вриједности. Због преласка транзијентне карактеристике испод експлоатационе, област слабљења поља дијели се на двије под-области: прву, за брзине мање од критичне, у којој је трајни момент на вратилу обрнуто пропорционалан брзини, и другу, за брзине веће од критичне, у којој је трајни момент обрнуто пропорционалан квадрату брзине. У првом дијелу зоне слабљења поља механичка снага мотора (уз занемарење губитака фрикције и вентилације) је константна, па се она назива и *област константне снаге*:

$$p_m = m_c \omega = const. \quad (3.30)$$

### 3.3. Утицај струјног лимита актуатора на транзијентну карактеристику

У претходној анализи моментних карактеристика претпостављено је да не постоји струјно ограничење, односно да је погонски претварач идеалан напонски извор. Транзијентна карактеристика са Сл. 3.2 дефинише област теоријски максималног (превалног) момента који се има за напонско напајање. Ако је струјни капацитет претварача недовољан, тада машина у прелазним режимима неће моћи да развије превални момент дефинисан изразом (3.13), па ће транзијентна карактеристика бити другачија него на Сл. 3.2. Струјни лимит може се уважити преко односа максималне струје претварача  $I_{MAX}$  и номиналне струје асинхроне машине  $i_{sn}$ , који се може назвати струјним капацитетом актуатора.

У наставку ће прво бити одређен потребан струјни капацитет акутатора за добијање превалног момента у свим режимима, односно услов под којим се актуатор може посматрати као идеалан напонски извор, без ограничења по струји. Након тога ће бити изведена зависност између струјног лимита и клизања, која ће даље послужити за одређивање транзијентног момента у струјном лимиту. У струјном лимиту клизање при максималном моменту биће мање од превалног, па ће и максимални момент бити мањи од превалног. Анализа транзијентне карактеристике у случају струјног лимита биће спроведена на основу Клосове формуле и идеализација уведених у претходним излагањима.

### 3.3.1. Одређивање довољног струјног капацитета актуатора

Ако погонски претварач има довољан струјни капацитет, тада ће максимални момент бити једнак превалном. Да би претварач имао довољан струјни капацитет, неопходно је да његова максимална струја буде једнака струји која се има при превалном моменту. Како би се одредила струја при превалном моменту, потребно је прво успоставити везу између струје и превалног клизања. Струја статора, на основу (3.5) и (3.6), уз занемарење отпора статора и гране магнећења је:

$$\underline{i}_s = \frac{\underline{u}_s}{\frac{R_r}{s} + j\omega_s(L_{\gamma s} + L_{\gamma r})}, \quad (3.31)$$

а њена амплитуда је:

$$i_s = \frac{u_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_s^2(L_{\gamma s} + L_{\gamma r})^2}}. \quad (3.32)$$

Ако се у израз (3.32) уврсти превално клизање са занемареним отпором статора (3.16), добија се израз за струју статора у функцији клизања:

$$i_s = \frac{u_s \cdot s \cdot s_{pr}}{R_r \sqrt{s^2 + s_{pr}^2}}. \quad (3.33)$$

Дијелењем и множењем израза (3.33) са синхроним брзином, може се добити зависност струје статора од учестаности клизања:

$$i_s = \left(\frac{u_s}{\omega_s}\right) \frac{\omega_{kl} \cdot \omega_{klpr}}{R_r \sqrt{\omega_{kl}^2 + \omega_{klpr}^2}}. \quad (3.34)$$

Када машина на свом вратилу развија превални момент, тада је  $s = s_{pr}$ , и на основу (3.16) амплитуда струје статора  $i_{spr}$  при превалном моменту је:

$$i_{spr} = \left(\frac{u_s}{\omega_s}\right) \frac{1}{\sqrt{2}(L_{\gamma s} + L_{\gamma r})}, \quad (3.35)$$

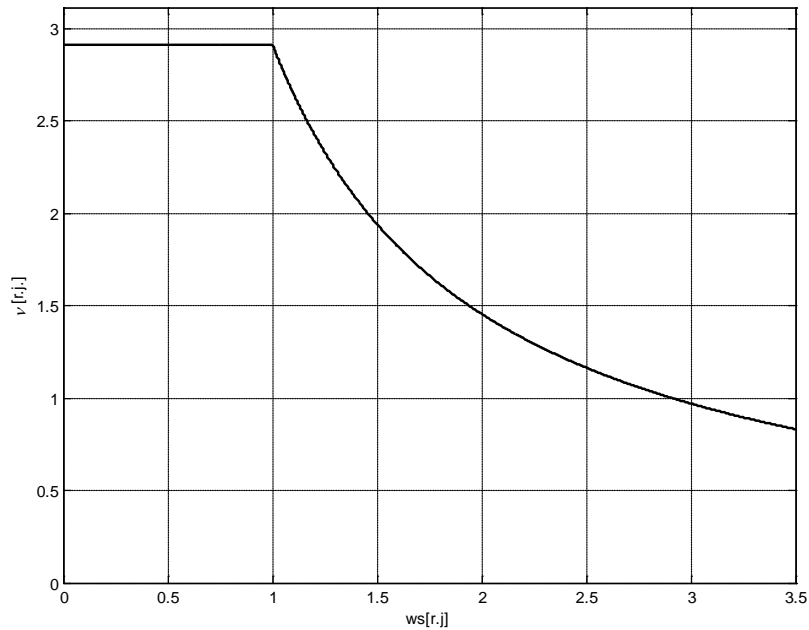
док је према (3.34) номинална струја мотора:

$$i_{sn} = \left(\frac{u_{sn}}{\omega_{sn}}\right) \frac{\omega_{kln} \cdot \omega_{klpr}}{R_r \sqrt{\omega_{kln}^2 + \omega_{klpr}^2}}, \quad (3.36)$$

Дијелењем (3.35) и (3.36) добија се однос струје при превалном клизању и струје у номиналном режиму за посматрану радну тачку:

$$v = \frac{i_{spr}}{i_{sn}} = \left(\frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s}\right) \cdot \frac{\sqrt{\omega_{kln}^2 + \omega_{klpr}^2}}{\sqrt{2}\omega_{kln}}. \quad (3.37)$$

На Сл. 3.3. приказан је однос струја при превалном и номиналном клизању (3.37) у функцији релативне брзине у првој и другој зони за један типичан нисконапонски асинхрони мотор са параметрима  $\omega_{k\ln} = 0.05r.j.$ ,  $\omega_{klpr} = 0.2r.j.$



Сл. 3.3. Однос струје при превалном моменту и номиналне струје у обје зоне

У првој зони је однос (3.37) константан, односно све док је флукс на номиналној вриједности, превални момент се развија при истој струји. У зони слабења поља струја при превалном моменту опада обрнуто пропорционално синхроној брзини. При брзини  $\omega_{ln}$  струја при превалном моменту пада испод номиналне струје. За брзине веће од  $\omega_{ln}$  у другој зони струја при превалном моменту ће увијек бити мања од номиналне струје. У примјеру са Сл. 3.3, брзина при којој струја опада испод номиналне је  $\omega_{ln} \approx 2,94r.j.$  Ова брзина може се одредити из (3.37) уврштавањем  $i_{sn} = i_{spr}$ :

$$\omega_{ln} = \omega_{sn} \cdot \frac{\sqrt{\omega_{k\ln}^2 + \omega_{klpr}^2}}{\sqrt{2}\omega_{k\ln}}. \quad (3.38)$$

Пошто се највећа струја при превалном моменту има у првој зони, потребна струја  $I_{POT}$  за добијање превалног момента у обје зоне одређује се основу израза (3.37) у првој зони:

$$v_D = \frac{I_{POT}}{i_{sn}} = \frac{\sqrt{\omega_{k\ln}^2 + \omega_{klpr}^2}}{\sqrt{2}\omega_{k\ln}}. \quad (3.39)$$

Актуатор који на свом излазу даје струју  $I_{POT}$ , односно има одговарајући струјни капацитет  $v_D$  (3.39) омогућује да мотор развија превални момент са транзијентне карактеристике (3.13) у обје зоне. Повећавање струјног капацитета преко довољне вриједности дефинисане изразом (3.39) нема практичног смисла, јер је струја одређена према (3.39) довољна да се у сваком режиму може постићи превални момент као да се машина напаја из идеалног напонског извора. Ако би струјна преоптеретљивост актуатора била већа од (3.39), актуатор би био струјно предимензионисан. Због тога се струјни капацитет актуатора  $v_D$  одређен на основу (3.39) може назвати *довољним струјним капацитетом*. У примјеру са Сл. 3.3. довољан струјни капацитет је  $v_D \approx 2,85$ . Овај капацитет се може даље увећати за евентуални фактор сигурности.

### 3.3.2. Утицај струјног лимита на максимално дозвољено клизање

Довољан струјни капацитет актуатора (3.39) обезбјеђује потребну струју за добијање превалног момента (3.13) идентичног оном који би се имао када би се машина напајала из идеалног напонског извора. Код реалног извора неопходно је уважити стварни струјни капацитет дефинисан као однос  $v_i$  између максимално дозвољене струје претварача  $I_{MAX}$  и номиналне струје мотора:

$$v_i = \frac{I_{MAX}}{i_{sn}}, \quad (3.40)$$

Ако је стварни струјни капацитет (3.40) мањи од (3.39), тј.  $I_{MAX} < I_{POT}$ , машина неће моћи да у развије превални, него мањи, момент. Да би се одредио максимални могући момент који се има у условима ограничења струје, потребно је прво одредити клизање  $\omega_{klMAX}$  при коме је струја (3.34) једнака максимално дозвољеној струји актуатора  $I_{MAX}$ , па онда одредити момент који се има при таквом клизању. На тај начин ће се добити максимални момент у условима истовременог ограничења и напона и струје. На основу (3.34) пише се израз за струју  $I_{MAX}$  при одговарајућем клизању  $\omega_{klMAX}$ :

$$I_{MAX} = \left( \frac{u_s}{\omega_s} \right) \frac{\omega_{klMAX} \cdot \omega_{klpr}}{R_r \sqrt{\omega_{klMAX}^2 + \omega_{klpr}^2}}, \quad (3.41)$$

гдје је  $I_{MAX}$  максимална допуштена струја актуатора, а  $\omega_{klMAX}$  учестаност клизања при којој се има та струја (односно максимално могући момент). Дијелењем израза за максималну и номиналну струју ((3.41) и (3.36)) добија се израз за учестаност клизања  $\omega_{klMAX}$  при задатом напону и учестаности тако да је струја мотора једнака  $I_{MAX}$ :

$$\omega_{klMAX} = \frac{v_i \omega_{kln}}{\sqrt{\left( \frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s} \right)^2 \omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2 \left[ \left( \frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s} \right)^2 - v_i^2 \right]}} \omega_{klpr}. \quad (3.42)$$

Израз (3.42) описује веома битан однос између превалног клизања  $\omega_{klpr}$  које се има када се актуатор понаша као идеалан напонски извор, и клизања  $\omega_{klMAX}$  које се има када је струја актуатора  $I_{MAX}$  максимална. При раду са клизањем  $\omega_{klMAX}$  машина развија највећи могући момент у условима струјног лимита јер је струјни капацитет актуатора  $v_i < v_D$  недовољан за добијање превалног момента. Израз (3.42) може се представити преко коефицијента  $k_i$

$$k_i = \frac{\omega_{klMAX}}{\omega_{klpr}} = \frac{v_i \omega_{kln}}{\sqrt{\left( \frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s} \right)^2 \omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2 \left[ \left( \frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s} \right)^2 - v_i^2 \right]}}, \quad (3.43)$$

који се може назвати *коефицијентом максималног клизања* и који показује колико је клизање при максималној дозвољеној струји  $I_{MAX}$  мање од превалног клизања. У струјном лимту је максимално дозвољено клизање увијек мање или једнако превалном, те је:

$$\omega_{klMAX} = k_i \cdot \omega_{klpr}, \quad k_i \leq 1. \quad (3.44)$$

Када је струјни капацитет актуатора довољан (нема лимита струје), тада је  $k_i = 1$  у свим режимима, односно машина може да развије превални момент са транзијентне карактеристике као да је напајана из идеалног напонског извора и ради са превалним клизањем. Наведена зависност коефицијента максималног клизања од струјног капацитета актуатора  $v_i$  (3.37) може се приказати као:

$$k_i = \begin{cases} 1, & v_i \geq v_D \\ \frac{v_i \omega_{k \ln}}{\sqrt{\left(\frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s}\right)^2 \omega_{klpr}^2 + \omega_{k \ln}^2 \left[\left(\frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s}\right)^2 - v_i^2\right]}}, & v_i < v_D \end{cases} \quad (3.45)$$

Када актуатор није идеалан напонски извор, машина неће при свим брзинама моћи да развије превални момент због недовољне струје, него мањи мањи момент ( $m_{ogr} \leq m_{pr}$ , гдје је  $m_{ogr}$  највећи момент који се може развити у струјном и напонском лимиту). Израз (3.45) дефинише коефицијент максималног клизања у функцији расположивог капацитета актуатора и радног режима (напона и брзине, односно флукса). Растом брзине, струја при превалном моменту опада, па постоји најмања брзина у слабљењу поља при којој машина може да почне да ради са превалним клизањем. Коефицијент максималног клизања треба исказати у функцији брзине обртања и са струјним капацитетом као параметром, како би се одредила најмања брзина у слабљењу поља при којој машина може да ради са превалним клизањем.

### 3.3.3. Одређивање максимално дозвољеног клизања у струјном лимиту

Када струјни капацитет актуатора није довољан, максимални момент је ограничен јер се не може добити струја већа од  $I_{MAX}$ . Због тога ће у првој зони максимални момент и максимално дозвољено клизање бити мањи од превалног момента односно превалног клизања. У другој зони машина ће моћи да ради са превалним клизањем и превалним моментом тек када брзина пређе вриједност на којој струја при превалном моменту довољно опадне. У наставку је описан поступак одређивања те брзине.

У првој зони однос (3.24) је  $\frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s} = 1$ , па је коефицијент максималног клизања (3.43):

$$k_i = \frac{v_i \omega_{k \ln}}{\sqrt{\omega_{klpr}^2 + \omega_{k \ln}^2 (1 - v_i^2)}} = const. \quad (3.46)$$

Пошто струја при превалном моменту у првој зони не зависи од брзине (3.37), коефицијент максималног клизања  $k_i$  је константан. У другој зони превални момент и струја која одговара превалном моменту (3.37) опадају са растом брзине, те максимално дозвољено клизање расте и приближава се превалном. То значи да и коефицијент максималног клизања  $k_i$  (3.45) расте са растом брзине, односно може се дозволити све веће клизање јер струја која одговара превалном моменту опада:

$$k_i = \frac{v_i \omega_{k \ln}}{\sqrt{\left(\frac{\omega_{sn}}{\omega_s}\right)^2 \omega_{klpr}^2 + \omega_{k \ln}^2 \left[\left(\frac{\omega_{sn}}{\omega_s}\right)^2 - v_i^2\right]}}. \quad (3.47)$$

Овај режим траје све док се не достигне брзина на којој се струја при превалном клизању изједначи са максимално дозвољеном струјом:

$$i_{spr} = I_{sMAX}, \quad (3.48)$$

те је тада коефицијент  $k_i = 1$ , а максимално дозвољено клизање постаје једнако превалном. Брзина у слабљењу поља при којој струја при превалном клизању опадне испод максимално дозвољене струје може се назвати *граничном синхронном брзином по струјном лимиту*  $\omega_{grl}$  и израчунати уврштавањем  $k_i = 1$  и  $v_i = 1$  у (3.43):



$$\omega_{grI} = \frac{\sqrt{\omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2}}{\sqrt{2}\omega_{kln}v_i} \omega_{sn}. \quad (3.49)$$

Преласком синхроне брзине преко граничне вриједности по струјном лимиту  $\omega_{grI}$  струја је опала испод вриједности  $I_{MAX}$  дефинисане струјним капацитетом актуатора, те машина даље може да ради са превалним клизањем. Гранична синхрона брзина по струјном лимиту је битан параметар у другој зони. Све док је брзина обртања мања од ње, машина се налази у истовременом струјном и напонском лимиту. Преласком брзине преко граничне брзине по струјном лимиту машина је само у напонском лимиту, те може да ради са превалним клизањем односно превалним моментом који би се имао као када би актуатор био идеалан напонски извор.

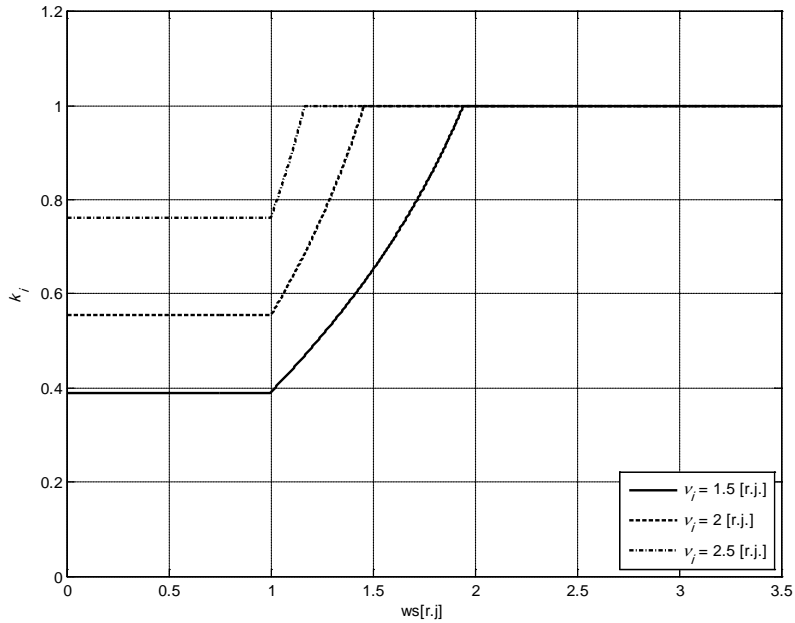
Гранична брзина је одређена параметрима машине (номиналним и превалним клизањем) и струјним капацитетом актуатора. У зависности од капацитета актуатора, може да узима карактеристичне вриједности. За довољан струјни капацитет (3.45), коефицијент максималног клизања једнак је јединици, па је гранична брзина по струјном лимиту у другој зони једнака синхроној брзини. Тада машина у комплетној другој зони може да ради са превалним клизањем и развија превални момент као да се напаја из идеалног напонског извора. Аналогно, што је струјни капацитет актуатора мањи, гранична брзина по струјном лимиту је већа. То значи да се у другој зони због ограничења струје рад са превалним клизањем (и превалним моментом са транзијентне карактеристике) дозвољава на све већој брзини од синхроне, када струја при превалном моменту и превални момент значајно опадну.

Може се закључити да се у слабљењу поља брзина при којој се дозвољава рад са превалним клизањем раније достиже ако је струјни капацитет актуатора  $v_i$  већи, а самим тим ће и максимални момент бити већи. Посматрајући Сл. 3.3, може се видјети да би у конкретном примјеру за фактор преоптерећења  $v_i = 1,5$  гранична брзина по струјном лимиту била једнака  $\omega_{grI2} = 1,95$ , док би за већи фактор, нпр.  $v_i = 2$  она била мања и једнака  $\omega_{grI1} = 1,45$ , односно машина би на мањој брзини почела да развија превални момент.

На основу претходне анализе, могу се дефинисати границе за коефицијент  $k_i$  у првој и другој зони управљања у функцији брзине. У случају да је струјни капацитет актуатора довољан (испуњен услов (3.39)), тада је у обје зоне  $k_i = 1$  независно од брзине и машина може стално радити са превалним клизањем односно моментом. Када је струјни капацитет актуатора недовољан, тада је коефицијент превалног клизања  $k_i$ :

$$k_i = \begin{cases} \frac{v_i \omega_{kln}}{\sqrt{\omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2 (1 - v_i^2)}} = const, & \omega_s < \omega_{sn} \\ \frac{v_i \omega_{kln}}{\sqrt{\left(\frac{\omega_{sn}}{\omega_s}\right)^2 \omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2 \left[\left(\frac{\omega_{sn}}{\omega_s}\right)^2 1 - v_i^2\right]}}, & \omega_{sn} \leq \omega_s < \omega_{grI} \\ 1, & \omega_s > \omega_{sgrI} \end{cases} \quad (3.50)$$

На Сл. 3.4. нацртана је зависност коефицијента  $k_i$ , односно израз (3.50) у првој и другој зони за струјне капацитете  $v_i = 1,5$ ,  $v_i = 2$ , те довољан струјни капацитет  $v_D$ . У првој зони коефицијент  $k_i$  је константан и одређен максималном струјом (3.40), док у другој зони расте све до достизања граничне брзине (3.49). Након што се достигне гранична брзина по струјном лимиту, машина може радити са превалним клизањем, јер се коефицијент  $k_i$  (3.50) изједначава са јединицом, односно струја при превалном клизању је опала испод струјног лимита.



Сл. 3.4. Зависност коефицијента максималног клизања од брзине при различитим струјним капацитетима актуатора

На основу претходне анализе, може се закључити да што је струјни капацитет актуатора већи, машина у другој зони на мањим брзинама може да развија превални момент са транзијентне карактеристике која би се имала при идеалном напонском напајању. У случају да је актуатор довољног капацитета (односно понаша се као идеални напонски извор), машина може радити са превалним клизањем у цијелом опсегу брзина, односно тада је  $v_i = v_D$  и  $k_i = 1$ .

### 3.4. Транзијентна карактеристика у напонском и струјном лимиту

У претходној анализи одређена је учестаност клизања  $\omega_{kMAX}$  према струјном капацитету актуатора  $v_i$  (3.40). Она је дефинисана преко коефицијента клизања  $k_i$  као:

$$\omega_{kMAX} = k_i \omega_{klpr} = k_i \frac{1}{\sigma T_r}, \quad (3.51)$$

односно када је клизање једнако (3.51), машина на свом вратилу развија максимално могући момент у условима струјног лимита. Тај момент је у општем случају мањи или једнак превалном са транзијентне карактеристике (3.13). Да би се одредила транзијентна карактеристика у струјном лимиту, треба одредити однос максимално могућег момента у лимиту и превалног момента у случају напајања из идеалног напонског извора. Може се написати Клосова формула (3.22) у којој ће фигурирати превални момент  $m_{pr}$  (3.13) без ограничења струје, и момент  $m_{MAX}$  одређен струјним капацитетом актуатора преко учестаности клизања  $\omega_{kMAX}$  (3.51). Тако се добија:

$$\frac{m_{MAX}}{m_{pr}} = \frac{2}{\frac{\omega_{kMAX}}{\omega_{klpr}} + \frac{\omega_{klpr}}{\omega_{kMAX}}}, \quad (3.52)$$

што уз уврштавање коефицијента струјне преоптеретљивости (3.44) даје:

$$\frac{m_{MAX}}{m_{pr}} = 2 \frac{k_i}{1 + k_i^2}, \quad (3.53)$$

односно након уврштавања (3.50):

$$\frac{m_{MAX}}{m_{pr}} = 2 \frac{v_i \omega_{kln} \sqrt{\left(\frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s}\right)^2 \omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2 \left[\left(\frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s}\right)^2 - v_i^2\right]}}{\left(\frac{u_s \omega_{sn}}{u_{sn} \omega_s}\right)^2 (\omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2)}. \quad (3.54)$$

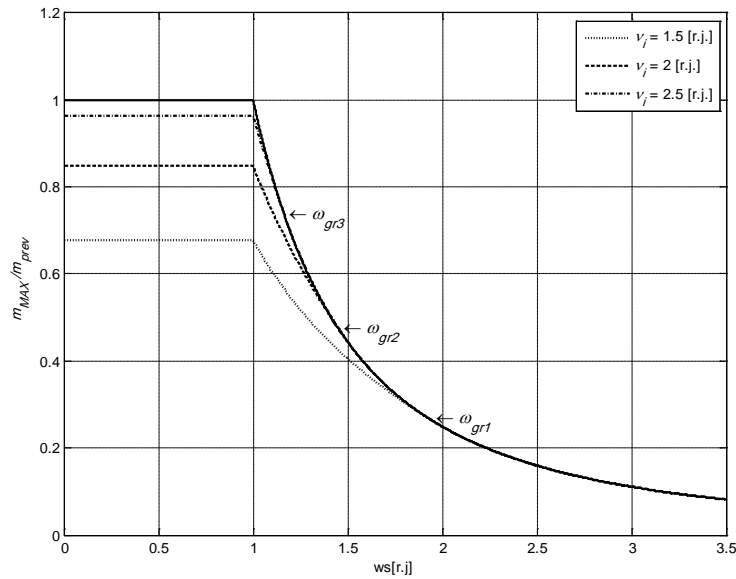
Израз (3.54) представља однос максималног момента  $m_{ogr}$  у струјном лимиту и превалног момента  $m_{pr}$ , који се има када се машина напаја из идеалног напонског извора. Да би се овај однос анализирао у цијелом опсегу брзина, потребно је у (3.54) уврстити вриједности превалног момента са транзијентне карактеристике мотора напајаног из идеалног напонског извора са Сл. 3.2, односно уважити да превални момент у слабљењу поља опада са квадратом брзине (3.15).

Уврштавањем (3.15) у (3.55), па добијеног израза у (3.54), добија се транзијентна карактеристика (3.56) у условима струјног лимита у првој, те струјног лимита и истовременог струјног и напонског лимита у другој зони. Карактеристика је одређена параметрима машине, напонем, те струјним капацитетом актуатора (3.37).

$$m_{MAX} = \begin{cases} \pm \frac{3}{2} P \frac{1}{L_{\gamma s} + L_{\gamma r}} \left(\frac{u_{sn}}{\omega_{sn}}\right)^2 \frac{v_i \omega_{kln} \sqrt{\omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2 [1 - v_i^2]}}{(\omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2)} = const, & \omega_s \leq \omega_{sn} \\ \pm \frac{3}{2} P \frac{1}{L_{\gamma s} + L_{\gamma r}} \left(\frac{u_{sn}}{\omega_{sn}}\right)^2 \frac{v_i \omega_{kln} \sqrt{\left(\frac{\omega_{sn}}{\omega_s}\right)^2 \omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2 \left[\left(\frac{\omega_{sn}}{\omega_s}\right)^2 - v_i^2\right]}}{(\omega_{klpr}^2 + \omega_{kln}^2)}, & \omega_{sn} < \omega_{grl} \\ \pm \frac{3}{2} P \frac{1}{L_{\gamma s} + L_{\gamma r}} \left(\frac{u_{sn}}{\omega_s}\right)^2, & \omega_{sgrl} \leq \omega_s \end{cases} \quad (3.56)$$

Транзијентна карактеристика у условима лимита у обје зоне (3.56), заједно са експлоатационом карактеристиком (3.25), приказана је на Сл. 3.5 за моторски квадрант за мотор са параметрима датим у Прилогу. Пошто је у изразу (3.56) занемарен отпор статора, карактеристика је идентична и у моторском и генераторском режиму, па је симетрична у односу на координатне осе и лако се добија за остале квадранте. График је приказан за различите вриједности струјног капацитета акутатора  $v_i$  као параметра:  $v_i = 1,5$ ,  $v_i = 2$ , и  $v_i = 2,5$ .

У случају недовољног струјног капацитета, машина се у првој зони налази у струјном лимиту, у другој зони од номиналне до граничне брзине по струјном лимиту  $\omega_{grl}$  у истовременом струјном и напонском лимиту, а за брзине веће од граничне  $\omega_{grl}$  само у напонском лимиту. Као што се види са Сл. 3.5, што је дозвољена струја већа, транзијентна карактеристика у струјном лимиту је шира, односно момент који мотор може развити је већи. У области слабљења поља, када струја при превалном моменту опадне испод лимита (при граничној брзини у струјном лимиту  $\omega_{grl}$ , карактеристике ограниченог и превалног момента се поклапају, односно машина може да развија превални момент са транзијентне карактеристике. Ако је струјни капацитет довољан, односно једнак  $v_D$  (3.39), струјни лимит не постоји и добија се транзијентна карактеристика као у условима напајања из идеалног напонског извора. Преласком преко критичне брзине  $\omega_{kr}$  карактеристика у струјном лимиту се поклапа са транзијентном карактеристиком.



Сл. 3.5. Транзијентна карактеристика у струјном лимиту

### 3.5. Спрега флукса ротора и момента у напонском лимиту

Флукс ротора асинхроног мотора аналоган је побудном флуксу мотора једносмјерне струје са независном побудом, док флукс расипања одговара струји арматуре. Распрегнуто управљање моментом и флуksom у режимима када актуатор није у засићењу реализује се независним управљањем магнетизационом и активном компонентом струје статора. Као што је речено у претходном излагању, у слабљењу поља, због лимита напона (и/или струје), јавља се спрега између момента и флукса. Ова спрега онемогућава распрегнуто управљање, јер је у слабљењу поља физички могуће управљати само фазним ставом напона. На овом мјесту ће се анализирати спрега флукса ротора и момента у напонском лимиту.

#### 3.5.1. Зависност флукса ротора од оптерећења и брзине у лимиту напона

Као што је показано у претходном излагању, када не би постојало напонско ограничење, машина би у цијелом опсегу брзина могла да ради са номиналним флуksom и развија номинални и константан превални момент. Због напонског лимита, флукс мора да се смањује са растом брзине што доводи до опадања превалног момента, а контуре флукса и момента постају спрегнуте. Анализа ових утицаја биће спроведена на основу модела асинхроне машине у синхронном координатном систему (2.19-2.22) за стационарно стање:

$$0 = R_r \underline{i}_r + j\omega_{kl} \underline{\Psi}_r, \quad (3.57)$$

$$\underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r, \quad (3.58)$$

$$\underline{\Psi}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s, \quad (3.59)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P(\underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s). \quad (3.60)$$

Из модела (3.57-3.60) треба добити зависност између момента и флукса ротора. Елиминацијом струје ротора из (3.59) и уврштавањем у (3.57-3.58) добија се веза између флукса ротора, учестаности клизања и струје статора:

$$\underline{\Psi}_r = \frac{L_m \underline{i}_s - j\omega_{kl} T_r L_m \underline{i}_s}{1 + \omega_{kl}^2 T_r^2}, \quad (3.61)$$

гдје је  $T_r = L_r / R_r$  временска константа ротора. Рачунајући флукс статора из (3.58-3.59):

$$\underline{\Psi}_s = \frac{M}{L_r} \underline{\Psi}_r + \frac{M}{L_r} \sigma L_s \dot{i}_s, \quad (3.62)$$

гдје је  $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ , те уврштавајући (3.61) и (3.62) у (3.60), добија се веза између момента, флуksа ротора и учестаности клизања:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{|\underline{\Psi}_r|^2}{R_r} \omega_{kl}. \quad (3.63)$$

Израз (3.63) показује да ако се флуks ротора одржава на константној вриједности, момент мотора је директно пропорционалан клизању. Линеарна зависност момента и клизања представља кључни разлог зашто је пожељно одржавати флуks ротора на константној вриједности када год је то могуће: убрзавање или успоравање вектора обртног поља (промјена клизања) при константном флуksу ротора доводи до тренутне промјене момента.

Да би се добила зависност флуksа и момента у напонском лимиту, потребно је користити израз (3.21) у коме је момент мотора изражен преко флуksа статора (количника напона и учестаности) и клизања:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{|u_s|^2}{\omega_s^2} \frac{R_r \omega_{kl}}{\left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2 [R_r^2 + \sigma^2 L_r^2 \omega_{kl}^2]}. \quad (3.21)$$

Елиминацијом клизања из (3.21) и (3.63) добија се зависност флуksа статора, флуksа ротора и момента мотора при познатом напону и синхроној брзини:

$$\Psi_r^4 - \left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}\right)^2 \Psi_r^2 + \sigma^2 L_r^2 \frac{4}{9P^2} m_e^2 = 0. \quad (3.64)$$

Добијени израз (3.64) представља основу за анализу рада асинхроног мотора у лимиту напона. Узимајући да је напон статора константан, може се одредити флуks ротора  $\Psi_r$  потребан да би се при некој синхроној брзини  $\omega_s$  добио момент  $m_e$ . Пошто је једначина (3.64) биквадратна, ограничења за добијање реалног рјешења за флуks ротора  $\Psi_r$  директно су повезана са физичким ограничењима добијања задате вриједности момента  $m_e$  у слабљењу поља. Да би биквадратна једначина имала реално рјешење, њена дискриминанта мора бити ненегативна:

$$\left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}\right)^4 - 4\sigma^2 L_r^2 \frac{4}{9P^2} m_e^2 \geq 0, \quad (3.65)$$

одакле се добија услов:

$$m_e \leq \pm \frac{3}{4} P \frac{u_s^2}{\omega_s^2} \frac{1-\sigma}{\sigma L_s}. \quad (3.66)$$

Израз (3.66) представља израз за превални момент асинхроног мотора за случај напонског напајања (3.13). При задавању референтне вриједности момента у лимиту напона неопходно је водити рачуна да задати момент не буде већи од превалног момента, како би услов (3.66) био испуњен, односно како би се могао реализовати тражени момент. Када услов (3.66) није испуњен, једначина (3.64) нема реално рјешење, односно машина не може развити тражени момент у лимиту напона због недовољног флуksа ротора. Неједначина (3.66) је познати услов стабилности погона управљаних према флуksу статора [A3, A7, A8]. У литератури је наведено да ако услов стабилности није испуњен, односно када потребни момент не може да се достигне, управљачка структура убрзава ротацију поља статора

повећавањем синхроне брзине уз смањење флуksа, доводећи кумулативно до даљег пада флуksа. Ова појава назива се *колапсом флуksа ротора*.

Рјешење биквадратне једначине (3.64) по флуksу ротора које је физички оствариво је:

$$\Psi_r = \sqrt{\frac{\left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}\right)^2 + \sqrt{\left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}\right)^4 - 4\sigma^2 L_r^2 \frac{4}{9P^2} m_e^2}}{2}}. \quad (3.67)$$

Израз (3.67) дефинише потребну вриједност флуksа ротора такву да се при познатом напону (у лимиту) и познатој учестаности реализује тражени момент. Као што се из израза (3.67) види, флуks ротора при константном односу напона и учестаности статора опада са растом оптерећења. Максимална вриједност флуksа ротора при константном флуksу статора има се када је машина у празном ходу ( $m_e = 0$ ) и износи:

$$\Psi_r^0 = \frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}, \quad (3.68)$$

док се минимална вриједност флуksа ротора при константном флуksу статора има када је машина оптерећена превалним моментом (3.66) и износи:

$$\Psi_r^{MIN} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}. \quad (3.69)$$

Пошто је флуks статора пропорционалан количнику напона и синхроне учестаности, на основу (3.68) и (3.69) може се закључити да би се флуks ротора од празног хода до превалног момента смањио за  $\sqrt{2}$  пута ако би се флуks статора одржавао константним:

$$\frac{\Psi_r^0}{\Psi_r^{MIN}} = \sqrt{2} \text{ уз } \Psi_s = u_s / \omega_s = const. \quad (3.70)$$

Однос (3.69) показује да је флуks ротора  $\sqrt{2}$  пута мањи од флуksа у празном ходу када машина ради са превалним моментом и константним флуksом статора. Примјеном теореме о преносу максималне снаге на еквивалентне шеме са Сл. 2.4 и Сл. 2.6, уз занемарење губитака у гвожђу, у случају када је

$$\omega_s \sigma L_s = R_r' / s, \quad (3.71)$$

односно када је релативно клизање једнако превалном клизању:

$$s = s_{pr} = \frac{R_r'}{\omega_s \sigma L_s}, \quad (3.72)$$

преноси се максимална снага са статора на ротор, што одговара услову добијања максималног момента на вратилу. На основу шема са Сл. 2.4 и Сл. 2.6, флуks ротора изражен преко флуksа статора је:

$$\underline{\Psi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\underline{\Psi}_s}{R_r' / s + j\omega_s \sigma L_s}, \quad (3.73)$$

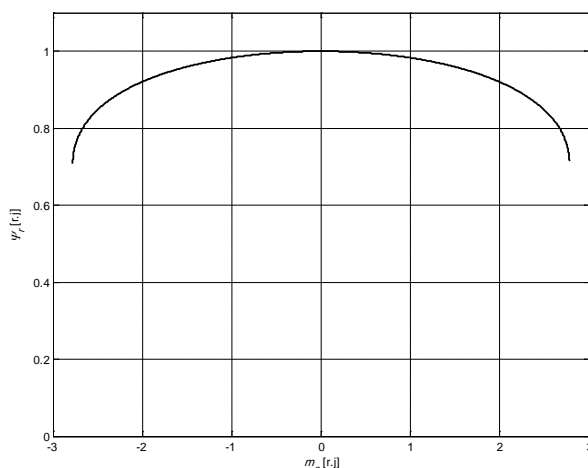
а његов модул када машина ради са превалним клизањем (3.72)

$$|\underline{\Psi}_r| = \frac{L_m}{L_s} \frac{|\underline{\Psi}_s|}{|1 + j|} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{L_m}{L_s} |\underline{\Psi}_s|, \quad (3.74)$$

чиме се потврђује да је однос модула флуksа статора и ротора при превалном моменту једнак  $\sqrt{2}$ , и да полифазор флуksа ротора касни за флуksом статора за угао  $\pi/4$ .

На Сл. 3.6. приказана је зависност флуksа ротора од оптерећења (3.67) при номиналном и константном флуksу статора за мотор чији су подаци дати у Прилогу ( $m_{pr} / m_n = 5,25$ ). Карактеристика на Сл. 3.6. нацртана је при константном флуksу статора као параметру.

Флукс ротора опада са растом оптерећења, те ако је референтни момент већи од превалног, једначина (3.64) нема реално рјешење, те тада наступа колапс флуksа ротора.



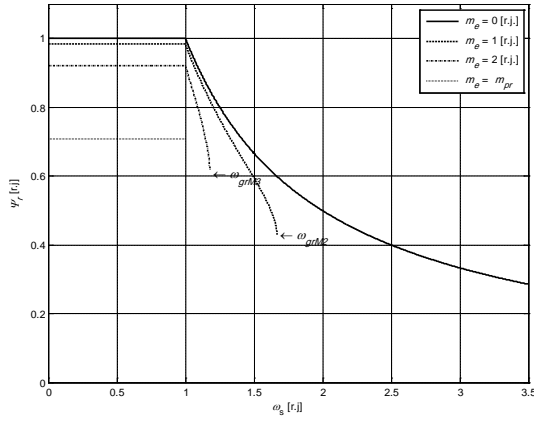
Сл. 3.6. Зависност флуksа ротора од оптерећења при константном флуksу статора

У претходном излагању добијен је израз који описује зависност флуksа ротора од оптерећења при константном флуksу статора (првој зони) или константном напону (другој зони). У излагању је посматран само напонски лимит, односно претпостављено је да је актуатор идеални напонски извор.

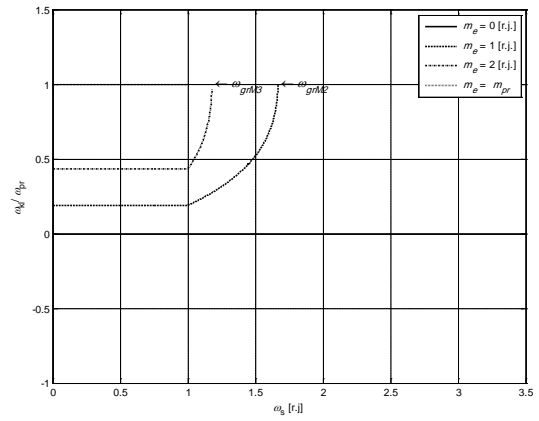
На Сл. 3.7а. приказана је зависност флуksа ротора (3.67) при различитим оптерећењима у другој зони ( $u_s = U_{MAX} = const.$ ) у функцији синхроне брзине. Карактеристика са Сл. 3.7а. дата је за исти мотор, при чему је оптерећење мотора узето као параметар (за празан ход, 50% и 100% номиналног момента). Као што се из израза (3.67) односно са Сл. 3.7а. види, када је машина у празном ходу ( $m_e = 0$ ), флуks ротора опада обрнуто пропорционално синхроној брзини. Када је машина оптерећена моментом  $m_e \neq 0$ , тада флуks ротора опада стрмије, све до максималне брзине при којој се задати момент уопште може добити, тј. тада наступа колапс флуksа ротора. Та брзина може се израчунати из (3.66) као:

$$\omega_{grM} = \sqrt{\frac{3}{4} \frac{P}{m_e} \frac{u_s^2}{\sigma L_s} (1 - \sigma)}. \quad (3.75)$$

Када је машина неоптерећена, тада гранична синхрона брзина (3.75) тежи бесконачности, односно колапс флуksа никада неће наступити. Растом терета, ова брзина се смањује, и колапс флуksа наступа на мањим брзинама. Када се достигне брзина  $\omega_{grM}$ , флуks ротора постаје недефинисан, односно тражени момент се не може добити. На основу (3.75), односно Сл. 3.7б, за конкретан мотор, 50% номиналног момента може се добити при брзини  $\omega_{grM2} = 3,0936 \text{ r.j.}$ , док се номинални момент у слабљењу поља може добити на мањој брзини, која износи  $\omega_{grM1} = 2,1875 \text{ r.j.}$  (струјни лимит није узет у обзир). Повећавање момента при константној брзини, или убрзавање при константном терету, у слабљењу поља је могуће само повећавањем синхроне брзине. А повећавање синхроне брзине доводи до смањења флуksа статора и тиме до кумулативног повећавања клизања и смањивања флуksа ротора. Флуks ротора опада стрмије од флуksа статора због утицаја терета и колапс лакше наступа при већим оптерећењима.



а)



б)

Сл. 3.7. Зависност флуksа ротора (а) и клизања (б) од оптерећења и синхроне брзине

### 3.5.2. Зависност напона статора од момента и нивоа флуksа ротора

У претходном излагању анализирана је зависност флуksа ротора и статора од брзине и момента, те је дефинисан поступак одређивања флуksа ротора у лимиту напона. Наведени поступак може се размотрити и са друге стране, и то тако да се на основу потребног (задатог) момента и флуksа ротора у стационарном стању, одреди потребна вриједност напона статора. У том изразу, момент ће фигурирати као параметар. Рјешавањем једначине (3.64) по напону статора, добија се:

$$u_s = \frac{|\omega_s| L_s}{\Psi_r L_m} \sqrt{\Psi_r^4 + \sigma^2 L_r^2 \frac{4}{9P^2} m_e^2}. \quad (3.76)$$

Када је машина у идеалном празном ходу ( $m_e = 0$ ), тада је потребан напон статора:

$$u_s^0 = |\omega_s| \frac{L_s}{L_m} \Psi_r^0 = |\omega_s| \Psi_s^0. \quad (3.77)$$

Растом брзине расте и напон статора. Када напон статора постане једнак својој максималној вриједности, његово даље повећавање није могуће, па наступа смањење флуksа ротора, дефинисано изразом:

$$\Psi_r = \begin{cases} \Psi_m, & u_s \leq u_{sn} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}\right)^2 + \sqrt{\left(\frac{L_m u_s}{L_s \omega_s}\right)^4 - 4\sigma^2 L_r^2 \frac{4}{9P^2} m_e^2}}, & u_s = u_{sn} \end{cases}, \quad (3.78)$$

док је напон статора дефинисан изразом:

$$u_s = \begin{cases} \frac{|\omega_s| L_s}{\Psi_r L_m} \sqrt{\Psi_r^4 + \sigma^2 L_r^2 \frac{4}{9P^2} m_e^2} & u_s \leq u_{sn} \\ u_{sn}, & u_s = u_{sn} \end{cases}. \quad (3.79)$$

Израз (3.79) често се користи у алгоритмима директне контроле момента за одређивање потребног напона статора у стационарном стању из референтних вриједности момента и флуksа ротора [А3].



## 4. КАРАКТЕРИСТИЧНИ ПРИСТУПИ УПРАВЉАЊА У СЛАБЉЕЊУ ПОЉА

У овом поглављу биће анализирани карактеристични приступи управљања асинхроним мотором у слабљењу поља. Поглавље се састоји од четири дијела. Прво ће бити изведен општи модел векторски управљаног асинхроног мотора, на основу којег ће се анализирати варијанте векторског управљања према флуксу ротора и флуксу статора у слабљењу поља. Након тога ће се, у трећем дијелу, анализирати један типичан алгоритам директног управљања у слабљењу поља. На крају ће се анализа заокружити поређењем карактеристика ова три репрезентативна концепта управљања асинхроним машином.

### 4.1. Универзални векторски контролер

#### 4.1.1. Генерализовани модел векторског контролера

Векторско управљање је базирано на контроли амплитуде и положаја просторног вектора струје статора у односу на просторни вектор одабраног флукса, чиме се асинхроним машином управља на сличан начин као и мотором једносмјерне струје са независном побудом

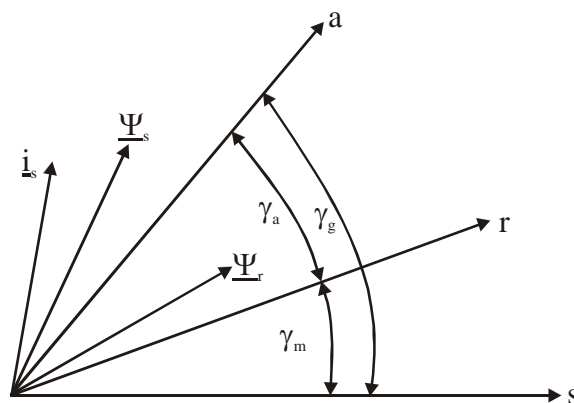
Према математичком моделу асинхроне машине (2.24-2.29), флуксеви статора,  $\underline{\Psi}_s$ , ротора,  $\underline{\Psi}_r$  и магнећења,  $\underline{\Psi}_m$  обрћу се синхроним брзином  $\omega_s$ . Флуксеви се могу изразити преко струја статора и ротора изразима (2.20-2.21), чиме се исказује и њихова међусобна веза (за линеарно магнетно коло):

$$\underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r, \quad (4.1)$$

$$\underline{\Psi}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s, \quad (4.2)$$

$$\underline{\Psi}_m = L_m (\underline{i}_s + \underline{i}_r). \quad (4.3)$$

Генерализовани - синхрони координатни систем обрће се синхроним брзином, док је у општем случају његова оријентација произвољна. Одговарајућом оријентацијом, односно постављањем синхроног координатног система у правац одабраног флукса, реализују се различите варијанте векторског управљања. Избором синхроно ротирајућег система све величине су у стационарном стању једносмјерне. На Сл. 4.1. приказане су осе  $s$  и  $r$  везане за статор и ротор респективно, оса  $a$  генерализованог координатног система, као и полифазори струје статора  $\underline{i}_s$ , флукса статора  $\underline{\Psi}_s$  и флукса ротора  $\underline{\Psi}_r$ .



Сл. 4.1. Дефиниције углова универзалног векторског контролера

На основу Сл. 4.1 и математичког модела асинхроне машине у генерализованом координатном систему, могу се дефинисати углови:

$\gamma_g$  - угао између осе  $s$  везане за статор и  $d$  осе генерализованог координатног система (означена словом  $a$  на Сл. 4.1);

$\gamma_m$  - угао између осе  $s$  везане за статор и осе  $r$  везане за ротор и

$\gamma_a$  - угао између осе  $r$  везане за ротор и  $d$  осе генерализованог координатног система.

Веза између одговарајућих брзина и углова дата је следећим изразима:

$$\omega_g = \frac{d\gamma_g}{dt} = \omega_s, \quad (4.4)$$

$$\omega_m = \frac{d\gamma_m}{dt}, \quad (4.5)$$

$$\omega_a = \frac{d\gamma_a}{dt}, \quad (4.6)$$

уз поштовање услова

$$\omega_g = \omega_m + \omega_a. \quad (4.7)$$

При анализи погона са различитим оријентацијама векторског управљања, обично се дефинишу генерализоване роторске величине на следећи начин [A8]:

$$\underline{i}_{ra} = \underline{i}_r / a, \quad (4.8)$$

$$\underline{\Psi}_{ra} = \underline{\Psi}_r / a, \quad (4.9)$$

$$R_{ra} = R_r \cdot a^2, \quad (4.10)$$

док је генерализовани флукс

$$\underline{\Psi}_{ma} = aL_m(\underline{i}_s + \underline{i}_{ra}). \quad (4.11)$$

У изразима (4.8-4.11)  $\underline{i}_{ra}$ ,  $\underline{\Psi}_{ra}$  и  $R_{ra}$  су генерализована струја, флукс и отпорност ротора респективно,  $\underline{\Psi}_{ma}$  је генерализовани флукс магнећења, а  $a$  реални коефицијент чијим се избором одређује векторско управљање према флуксу статора, ротора или магнећења. У општем случају коефицијент  $a$  може узети било коју произвољну вриједност осим  $a = 0$  [A8, B1].

Полазећи од математичког модела асинхроне машине у генерализованом координатном систему (2.18-2.22) математички модел електричног подсистема постаје:

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} + j \frac{d\gamma_g}{dt} \underline{\Psi}_s \quad (4.12)$$

$$0 = R_r \underline{i}_r + \frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} + j \frac{d\gamma_a}{dt} \underline{\Psi}_r, \quad (4.13)$$

$$m_c = \frac{3P}{2} (\underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s). \quad (4.14)$$

Уводећи оператор извода  $p = d/dt$  и уврштавајући (4.8-4.11) у (4.12) и (4.13), те узимајући да је  $\omega_g = \omega_s$ , једначине напонске равнотеже постају:

$$\underline{u}_s = [R_s + (p + j\omega_s)(L_s - aL_m)] \cdot \underline{i}_s + (p + j\omega_s) \underline{\Psi}_{ma}, \quad (4.15)$$

$$0 = -[R_r + (p + j\omega_a)(L_r - L_m/a)] \cdot \underline{i}_s + [R_r + (p + j\omega_a)L_r] \frac{\underline{\Psi}_{ma}}{aL_m}. \quad (4.16)$$

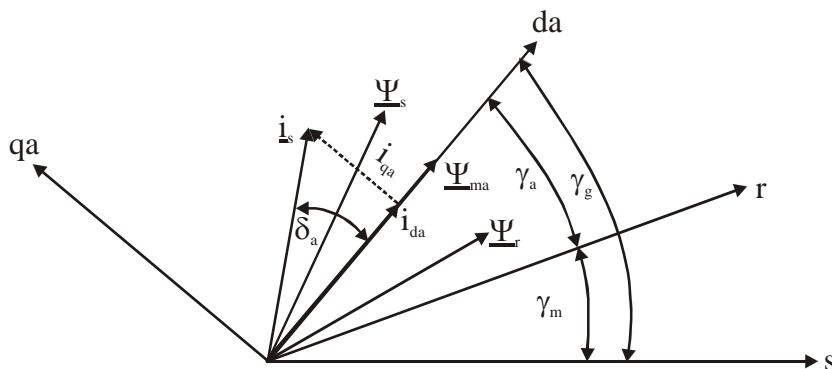
Једначина за момент конверзије (4.14) уз кориштење (4.8-4.11) постаје:

$$m_c = \frac{3P}{2} (\underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s) = \frac{3P}{2} aL_m (\underline{i}_{ra} \times \underline{i}_s) = \frac{3P}{2} (\underline{\Psi}_{ma} \times \underline{i}_s). \quad (4.17)$$

Постављањем  $d$  осе генерализованог координатног система у правац генерализованог флуksа  $\underline{\Psi}_{ma}$ , како је приказано на Сл. 4.2, добија се:

$$\underline{\Psi}_{ma} = \Psi_{mad}, \quad (4.18)$$

$$\underline{i}_s = i_{sad} + j i_{saq}. \quad (4.19)$$



Сл. 4.2. Генерализовани координатни система у правцу генерализованог флуksа

У складу са Сл. 4.2 и у уврштавањем (4.18) и (4.19) у (4.17) добија се:

$$m_c = \frac{3}{2} P \Psi_{ma} \cdot i_{saq}, \quad (4.20)$$

$$i_{sad} = |i_s| \cos \delta_a, \quad (4.21)$$

$$i_{saq} = |i_s| \sin \delta_a. \quad (4.22)$$

Као што се може видјети са Сл. 4.2 и према (4.20), машина ради у моторском режиму за позитивне вриједности угла  $\delta_a$ , односно када струја статора предњачи генерализованом флуksу ротора. Из израза (4.18) и (4.20) може се закључити да се распрегнуто управљање моментом и флуksом може добити само ако се могу независно контролисати струје  $i_{sad}$  и  $i_{saq}$  (4.21-4.22), уз постављање генерализованог координатног система у правац генерализованог флуksа (4.18). Векторски контролер на основу референтних вриједности момента и флуksа,  $m_c^*$  и  $\Psi_{ma}^*$  треба да одреди референтне струје  $i_{sad}^*$  и  $i_{saq}^*$ . Уврштавањем (4.19) у (4.16) те раздвајањем реалних и имагинарних дијелова добија се:

$$-\left[ R_r + pL_r \left( 1 - \frac{L_m}{aL_r} \right) \right] i_{sad} + \omega_a L_r \left( 1 - \frac{L_m}{aL_r} \right) i_{saq} + (R_r + pL_r) \frac{\Psi_{ma}^*}{aL_m} = 0. \quad (4.23)$$

$$\omega_a L_r \left[ \frac{\Psi_{ma}^*}{aL_m} - \left( 1 - \frac{L_m}{aL_r} \right) i_{sad} \right] - \left[ R_r + pL_r \left( 1 - \frac{L_m}{aL_r} \right) \right] i_{saq} = 0. \quad (4.24)$$

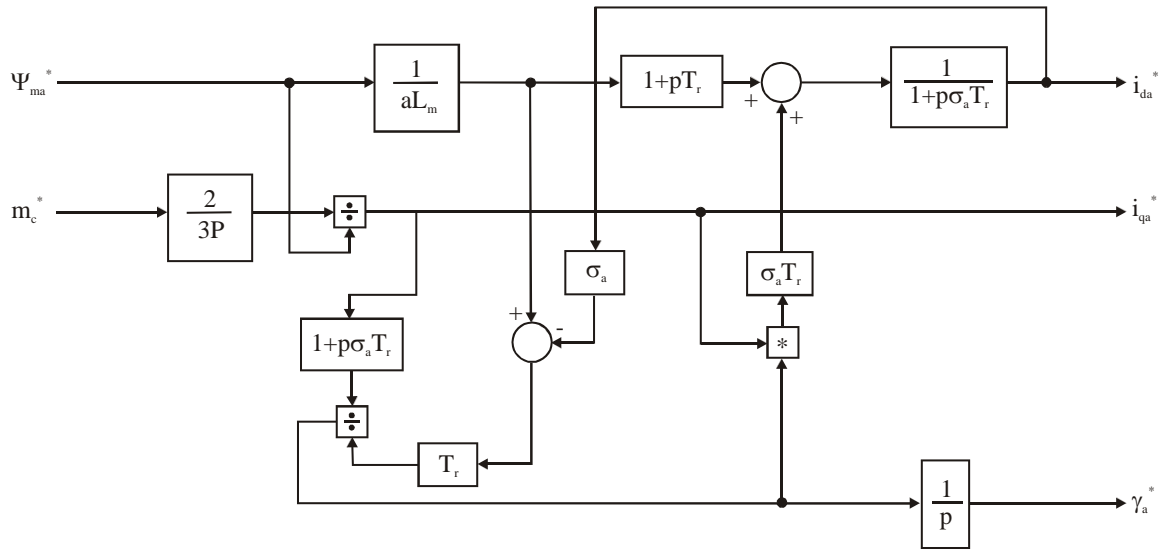
Дефинишући роторску временску константу као  $T_r = L_r / R_r$ , а коефицијент  $\sigma_a$  као  $\sigma_a = 1 - L_m / (aL_r)$ , једначине (4.23) и (4.24) након дијелења са  $R_r$  постају:

$$(1 + p\sigma_a T_r) i_{sad} = (1 + pT_r) \frac{\Psi_{ma}^*}{aL_m} + \omega_a \sigma_a T_r i_{saq}, \quad (4.25)$$

$$\omega_a = \frac{i_{saq} (1 + p\sigma_a T_r)}{\left( \frac{\Psi_{ma}^*}{aL_m} - \sigma_a i_{sad} \right) T_r}. \quad (4.26)$$

Једначине (4.25) и (4.26) заједно са једначином (4.20) представљају модел векторски управљане асинхроне машине према генерализованом флуksу, са струјама као управљачким

величинама. Општа блок - шема векторског контролера базирана на моделу (4.20), (4.25) и (4.26) приказана је на Сл. 4.3.



Сл. 4.3. Генерализовани векторски контролер

Као што се са Сл. 4.3 види, за распрегнуто управљање моментом и флуksom у генерализованом систему потребно је формирати распрежуће коло јер постоји веза између струја статора по  $d$  и  $q$  оси (4.25-4.26). Израз (4.26) представља потребан и довољан услов да би се генерализовани координатни систем поставио у правац жељеног флуksа. Одговарајућим избором коефицијента  $a$  у изразима (4.8-4.26) добија се векторско управљање према флуksу статора, ротора или магнећења. Када је  $a = L_m / L_r$ , односно  $\sigma_a = 0$ , добија се векторско управљање према флуksу ротора. За  $a = L_s / L_m$  и  $\sigma_a = \sigma$ , тј.  $a = 1$  и  $\sigma_a = 1 - L_m / L_r$  добија се векторско управљање према флуksу статора и флуksу магнећења, респективно [A8].

Генерализовани векторски контролер са Сл. 4.3 одређује три непознате, међусобно спрегнуте величине: положај синхронно ротирајућег координатног система  $\omega_a$  и компоненте полифазора струје,  $i_d$  и  $i_q$ . Ове величине рачунају се на основу задатих вриједности флуksа  $\Psi_{ma}^*$  и момента  $m_c^*$  помоћу система једначина (4.20), (4.25) и (4.26). Добијени систем једначина у општем случају не мора имати рјешење. Да би се дефинисао потребан и довољан услов да систем једначина има рјешење, посматраће се (4.20), (4.25), (4.26) у стационарном стању ( $p = 0$ ):

$$i_{sad} = \frac{\Psi_{ma}^*}{aL_m} + \omega_a \sigma_a T_r i_{saq}, \quad (4.27)$$

$$\omega_a = \frac{i_{saq}}{\left( \frac{\Psi_{ma}^*}{aL_m} - \sigma_a i_{sad} \right) T_r}, \quad (4.28)$$

$$m_c^* = \frac{3}{2} P \Psi_{ma}^* \cdot i_{saq}. \quad (4.29)$$

Елиминишући струју статора  $i_{sad}$  из (4.27) и (4.28), добија се квадратна једначина по брзини  $\omega_a$ :

$$\omega_a^2 - \frac{(1 - \sigma_a) \Psi_{ma}^*}{aL_m \sigma_a^2 T_r i_{saq}} \omega_a + \frac{1}{\sigma_a^2 T_r^2} = 0. \quad (4.30)$$

Да би квадратна једначина (4.30) имала реално рјешење, њена дискриминанта мора да буде ненегативна, односно мора да буде испуњен услов:

$$\left[ \frac{(1-\sigma_a)\Psi_{ma}^*}{aL_m\sigma_a^2 T_r i_{saq}} \right]^2 - \frac{4}{\sigma_a^2 T_r^2} \geq 0. \quad (4.31)$$

Када се (4.31) уврсти у (4.29), добија се услов који задати флуks  $\Psi_{ma}^*$  и момент  $m_c^*$  морају задовољити да би систем био рјешив:

$$m_c^* \leq \frac{3P}{4aL_m} \frac{1-\sigma_a}{\sigma_a} \Psi_{ma}^{2*}. \quad (4.32)$$

За векторско управљање према флуksу статора ( $\sigma_a = \sigma$ ), израз (4.32) је у ствари познати израз за превални момент асинхроног мотора. Физички, израз (4.32) је услов да референтни момент мора да буде мањи од превалног момента при задатом нивоу флуksа. За векторско управљање према флуksу ротора ( $\sigma_a = 0$ ), ограничење (4.32) не постоји. У литератури се услов (4.32) назива „услов по стабилности“ [A9].

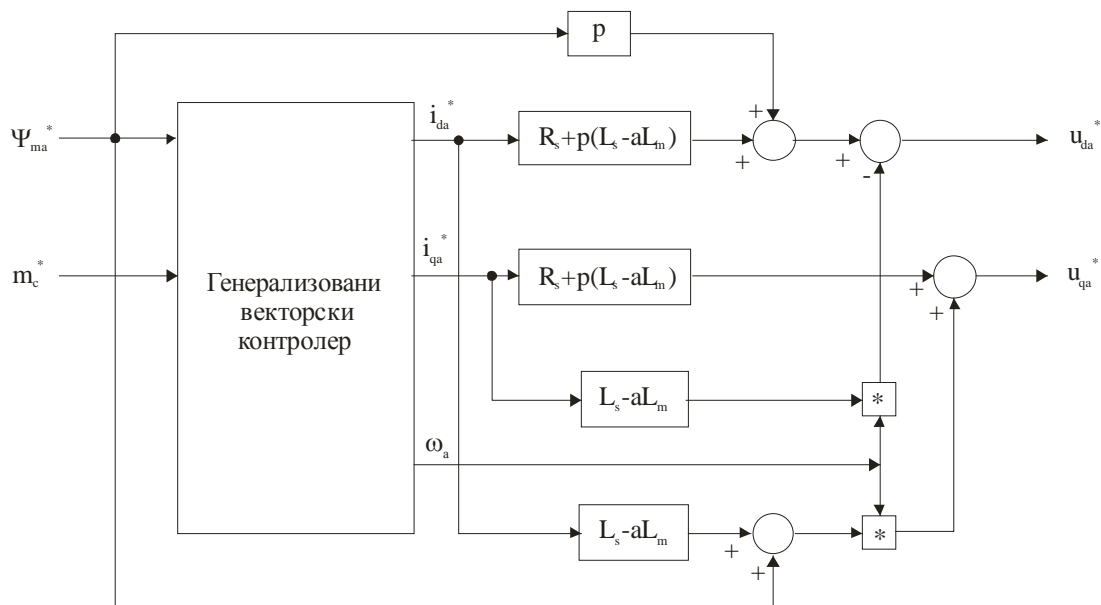
#### 4.1.2. Струјна регулација у векторском управљању

Одзив момента директно је одређен динамиком успостављања струје, односно постојањем довољног напона за инјекцију потребне струје. Када је коло струјне регулације довољно брзо (односно када је актуатор идеалан струјни извор), једначине (4.20), (4.25) и (4.26) представљају комплетан математички модел векторски управљаног асинхроног мотора који је приказан на Сл. 4.3. Када струјна регулација није задовољавајућа, што је типичан случај у слабљењу поља, не може се сматрати да је актуатор идеални струјни извор. Да би се анализирано понашање погона у том случају, потребно је проширити модел, односно у векторском контролеру уважити и једначине напонске равнотеже статора (4.12) уз услов  $\Psi_{mq} \equiv 0$ . Растављањем једначине (4.12) на реални и имагинарни дио добијају се зависности струје и напона:

$$u_d = [R_s + p(L_s - aL_m)]i_d - \omega_s(L_s - aL_m)i_q + p\Psi_{md}, \quad (4.33)$$

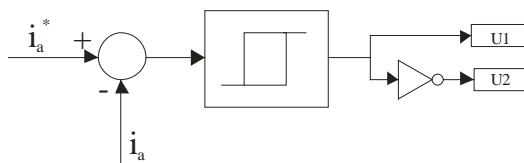
$$u_q = [R_s + p(L_s - aL_m)]i_q + \omega_s(L_s - aL_m)i_d + \omega_s\Psi_{md}. \quad (4.34)$$

Једначине (4.27-4.28), заједно са генерализованим векторским контролером са Сл. 4.3. представљају општи блок-дијаграм векторског погона који је приказан на Сл. 4.4.



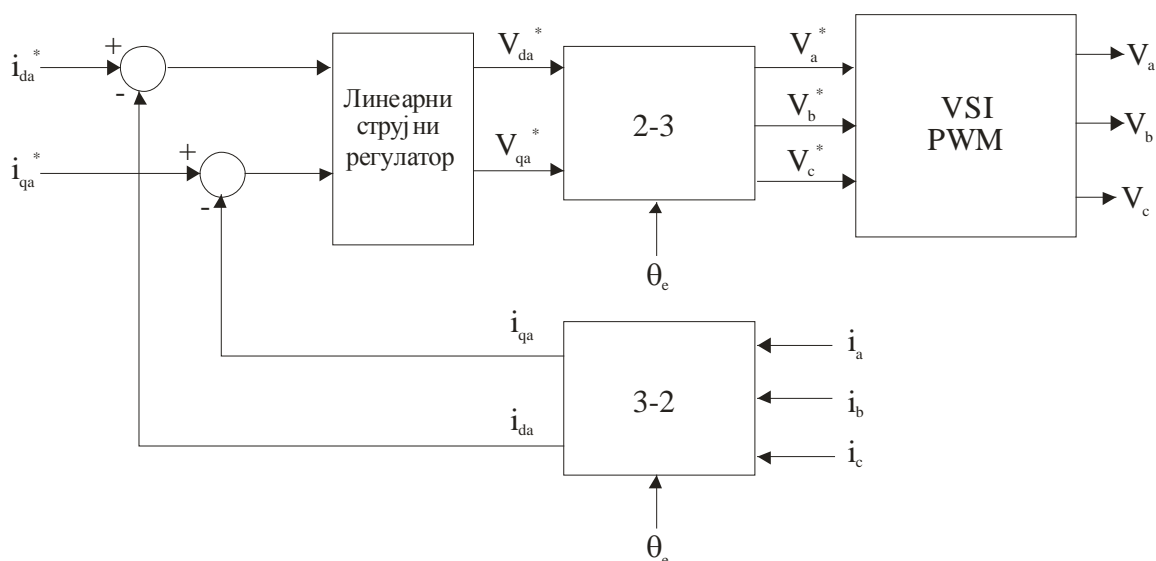
Сл. 4.4. Динамичка блок-шема погона са генерализованим векторским контролером

Када погон посједује довољно брз струјни регулатор, тада се погон са векторским управљањем са Сл. 4.4. своди на Сл. 4.3. У супротном, за динамичко понашање векторски управљаног погона користи се блок-дијаграм са Сл. 4.4. Уобичајено се разликују два концепта струјних регулатора, нелинеарна и линеарна регулација [А8, Д3, Д18]. Код линеарних струјних регулатора, референтне вриједности струја статора се из одговарајућег координатног система директно преводe у фазни домен. Струјни регулатор пореди референтну вриједност фазне струје са стварном фазном струјом и укључује одговарајући полупроводнички прекидач у актуатору. Нелинеарни регулатори се најчешће реализују као хистерезисни, са три независна регулатора у свакој фази, како је приказано на Сл. 4.5. На основу одступања референтне и стварне струје статора, укључује се одговарајући „горњи“ или „доњи“ прекидач инверторског моста са Сл. 2.7.



Сл. 4.5. Нелинеарна регулација струје једне фазе у фазном домену

Предност нелинеарних регулатора је велика брзина рада, док су основни недостаци промјенљива учестаност комутације и недовољна напонска маргина. Линеарна струјна регулација подразумијева превођење референтних струја у референтне напоне, који се после генеришу примјеном неке од техника импулсно-ширинске модулације, како је приказано на Сл. 4.6. У овом случају учестаност прекидања актуатора постаје константна. Проблем примјене оваквих шема постоји у раду у напонском лимиту, јер елементи регулатора одлазе у zasiћење.



Сл. 4.6. Линеарна струјна регулација

#### 4.1.3. Утицај напонске маргине на векторско управљање у слабљењу поља

Напонска маргина дефинисана је разликом између расположивог (максималног) напона погонског претварача и индуковане контраелектромоторне силе мотора која зависи од радног режима, односно брзине. Што се вратило машине брже обрће, напонска маргина се смањује, и у режиму слабљења поља одржава се на потребној вриједности помоћу смањења флуksа или уласком у режим надмодулације. Математичко моделовање утицаја напонске маргине може се спровести у стационарном или синхронно ротирајућем координатном систему [А8, Д1-Д20], уз уобичајену претпоставку да се флуks ротора мијења знатно спорије него струја. У наставку ће бити прво анализиран утицај напонске маргине, па ће се након тога дефинисати потребна напонска маргина према жељеној динамици момента.

У стационарном координатном систему ( $\omega_g = 0$ ) једначина напонске равнотеже статора (2.18) је:

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d\Psi_s}{dt}, \quad (4.35)$$

а веза између флуksних обухвата статора и ротора (2.20-2.21):

$$\Psi_s = \frac{L_m}{L_r} \Psi_r + \sigma L_s \underline{i}_s. \quad (4.36)$$

Уврштавањем (4.36) у (4.35) добија се:

$$\underline{u}_s = R_s \underline{i}_s + \sigma L_s \frac{d\underline{i}_s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt}. \quad (4.37)$$

Флуks ротора може се изразити преко амплитуде и фазног става као:

$$\underline{\Psi}_r = \Psi_r e^{j\gamma_r}, \quad (4.38)$$

гдје је  $\gamma_r$  угао између флуksа ротора и референтне ( $\alpha$ ) осе. Извод флуksа ротора (4.38) је:

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \frac{d\Psi_r}{dt} e^{j\gamma_r} + j\omega_s \Psi_r. \quad (4.39)$$

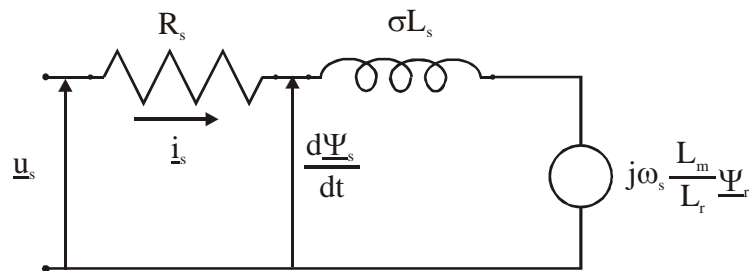
Пошто се модуо флуksа ротора мијења знатно спорије од струје, први члан у изразу (4.39) може се занемарити. Тада се уврштавањем (4.39) у (4.37) добија:

$$\underline{u}_s \approx R_s \underline{i}_s + \sigma L_s \frac{d\underline{i}_s}{dt} + j\omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_r. \quad (4.40)$$

Из (4.40) промјена струје је:

$$\frac{d\underline{i}_s}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( \underline{u}_s - j\omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_r - R_s \underline{i}_s \right). \quad (4.41)$$

У изразу (4.41) члан  $\underline{u}_i = j\omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_r$  представља електромоторну силу ротације, односно индуковану контраелектромоторну силу. На основу (4.40) може се нацртати еквивалентна шема асинхроног мотора у стационарном координатном систему уз занемарену промјену флуksа ротора. Ова шема приказана је на Сл. 4.7.



Сл. 4.7. Еквивалентна шема асинхроног мотора уз занемарену промјену флуksа ротора

У области слабљења поља, пад напона на омском отпору статора износи само неколико процената од номиналног напона, па се може занемарити, и израз (4.41) постаје:

$$\frac{d\underline{i}_s}{dt} = \frac{\underline{u}_s - \underline{u}_i}{\sigma L_s} = \frac{\underline{u}_\Delta}{\sigma L_s}, \quad (4.42)$$

гдје је  $\underline{u}_\Delta$  маргина напона. На основу (4.42) може се закључити да је могуће добити већу промјену струје ако је напонска маргина већа (већи напон актуатора и мања контраелектромоторна сила), као и када је расипање мање. Када синхрона брзина постане блиска номиналној вриједности, тада напон статора постаје близак индукованој

електромоторној сили, и динамика успостављања струје (4.42) је спора јер је  $\underline{u}_\Delta \approx 0$ , те се машина не може посматрати као струјно напајана. При међусобно блиским вриједностима напона и контраелектромоторне силе,  $u_s \approx u_r$ , потребна струја статора се не може никако ни остварити, јер је  $\underline{u}_\Delta = 0$ . Због потребе да се напонска маргина (4.42) одржава на потребној вриједности дефинисаној жељеном динамиком момента, у режиму високих брзина флуks се мора смањивати брже него што је дефинисан условом рада у стационарном стању према (3.24):

$$\Psi^* < \Psi_n \frac{\omega_n}{\omega}. \quad (4.43)$$

Већим смањењем флуksа од вриједности дефинисане (4.43) омогућује се постојање веће напонске маргине за добијање задовољавајуће динамике момента у лимиту напона.

Пошто динамика успостављања струја директно одређује динамику успостављања момента, потребно је одредити минималну напонску маргину (односно ниво флуksа) да би машина у напонском лимиту имала задовољавајућа динамику момента. Тражена динамика момента се задаје као жељена брзина промјене момента у времену,  $\partial m_c / \partial t$  и она је улазни параметар при одређивању потребне маргине напона. Посматраће се синхрони модел асинхроне машине и векторско управљање према флуksу ротора. Једначина напонске равнотеже статора је

$$\underline{u}_s = R_s \dot{i}_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_s \Psi_s, \quad (4.44)$$

док је веза између флуksних обухвата статора и ротора из (2.20-2.21):

$$\Psi_s = \frac{L_m}{L_r} \Psi_r + \sigma L_s \dot{i}_s. \quad (4.45)$$

Уврштавањем (4.45) у (4.44) добија се:

$$\underline{u}_s = R_s \dot{i}_s + \sigma L_s \frac{d\dot{i}_s}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + j\omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_r + j\omega_s \sigma L_s \dot{i}_s. \quad (4.46)$$

Пошто се ради о синхронно ротирајућем координатном систему, све величине у изразу (4.46) су једносмјерне у стационарном стању. Поново уводећи претпоставку о спорој промјени флуksа ротора, (4.46) се може свести на:

$$\underline{u}_s \approx R_s \dot{i}_s + \sigma L_s \frac{d\dot{i}_s}{dt} + j\omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_r + j\omega_s \sigma L_s \dot{i}_s. \quad (4.47)$$

Пошто је израз (4.47) написан у синхронно ротирајућем координатном систему, у њему се, за разлику од израза (4.40) појављује и члан  $j\omega_s \sigma L_s \dot{i}_s$  који обезбјеђује ротацију полифазора струје. Из (4.47) је извод струје:

$$\frac{d\dot{i}_s}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( \underline{u}_s - R_s \dot{i}_s - j\omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_r - j\omega_s \sigma L_s \dot{i}_s \right), \quad (4.48)$$

У раду [Г8] на основу (4.48) анализирана је могућност добијања жељене брзине промјене момента при векторском управљању према флуksу ротора. Овдје ће се сличан поступак обавити кориштењем (4.48) постављањем  $d$  осе синхронног координатног система у правац вектора флуksа ротора,  $\Psi_{ma} = \Psi_D$ ,  $i_{saq} = i_q$ . Из (4.20) извод момента (брзина промјене момента) уз претпоставку о спорој промјени флуksа ротора је:

$$\frac{\partial m_c}{\partial t} = \frac{3P}{2} \Psi_D \frac{\partial i_q}{\partial t}. \quad (4.49)$$

Из (4.41) извод струје  $i_q$  по времену (уз занемарење омског отпора статора) је:



$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left( \underline{u}_q - \omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_D - \omega_s \sigma L_s i_d \right), \quad (4.50)$$

па се уврштавањем (4.50) у (4.49) добија:

$$\omega_s \frac{L_m}{L_r} \Psi_D^2 - (\underline{u}_q - \omega_s \sigma L_s i_d) \Psi_D + \frac{2\sigma L_s}{3P} \frac{\partial m_c}{\partial t} = 0. \quad (4.51)$$

Квадратна једначина (4.51) рјешава се по флуксу  $\Psi_D$ , те се као рјешење добија вриједност флукса при којој се може остварити задата динамика момента,  $\partial m_c / \partial t$ . Потребан флукс ротора дат је изразом (4.52):

$$\Psi_D = \frac{L_r}{L_m} \frac{(\underline{u}_{qMAX} - \omega_s \sigma L_s i_d)}{2\omega_s} + \frac{L_r}{L_m} \sqrt{\left( \frac{\underline{u}_{qMAX} - \omega_s \sigma L_s i_d}{2\omega_s} \right)^2 - \frac{2\sigma L_s}{3P\omega_s} \frac{\partial m_c}{\partial t}}, \quad (4.52)$$

при чему је из (4.33) и (4.34) у стационарном стању и уз занемарење отпора статора:

$$\underline{u}_{qMAX} = \sqrt{V_{MAX}^2 - (\omega_s \sigma L_s i_q)}. \quad (4.53)$$

Из (4.52) може се одредити потребан флукс ротора који у датом радном режиму обезбјеђује жељену брзину промјене момента  $\partial m_c / \partial t$ , односно одржава маргину напона довољном. У првој зони, као рјешење једначине (4.52) добиће се веће вриједности флукса од номиналног, тако да тада треба као референтни усвојити номинални флукс. Када машина уђе у слабљење поља тада (4.52) даје референтни ниво флукса који оставља довољну напонску маргину за инјекцију струја према задатој динамици момента  $\partial m_c / \partial t$ . Ако се задаје превелика вриједност брзине промјене момента, једначина (4.52) се не може ријешити, па се тражена динамика момента не може реализовати. Тада је машина у напонском лимиту, те је према [Г9] потребно омогућити успостављање максимално могуће струје, чиме ће и успостављање момента бити максимално могуће брзо. Потребан флукс ротора тада се одређује из услова да је машина у напонском лимиту. Прво се одреди максимално оствариви флукс статора у лимиту напона као:

$$\Psi_{sMAX} = V_{MAX} / \omega_s, \quad (4.54)$$

те користећи везу између флуксева статора и ротора (4.45) и напонске једначине векторског управљања према флуксу ротора (4.33-34), одреди се флукс ротора у функцији струја статора:

$$\Psi_s = \sqrt{(\Psi_D + \sigma L_s i_d)^2 + (\sigma L_s i_q)^2}. \quad (4.55)$$

Комбинујући (4.54) и (4.55) добија се израз за потребан ниво флукса:

$$\Psi_D \leq \sqrt{\left( \frac{V_{MAX}}{\omega_s} \right)^2 - (\sigma L_s i_{qMAX})^2} - \sigma L_s i_d, \quad (4.56)$$

гдје је

$$i_{qMAX} = \sqrt{I_{MAX}^2 - i_d^2}. \quad (4.57)$$

Израз (4.56) показује колики треба да буде флукс ротора да би се у области слабљења поља (односно лимита напона) у мотору могла успоставити максимална струја  $i_{qMAX}$ . У овом случају се не може добити тражена динамика успостављања момента  $\partial m_c / \partial t$ , али се момент успоставља при максимално дозвољеној струји у том режиму. Према [Г9] код задавања референце флукса ротора увијек треба изабрати строжији од услова (4.52) и (4.56) како би се добила задата динамика момента  $\partial m_c / \partial t$ , односно омогућило форсирање максималне струје  $i_q$ . Изрази (4.52) и (4.56) представљају директну везу између флукса ротора и струје статора

и они су у контрадикторности са претпоставком о споропромјенљивости флуksа ротора. Осим тога, када машина ради у напонском лимиту, струја  $i_d$  се смањује, а  $i_q$  расте да би се флуks смањивао и истовремено поштовао струјни лимит. Потребне струје не могу се израчунати из (4.52) или (4.56) тако да њихова расподела буде оптимална.

Претходна дискусија показује да употреба струјних регулатора у слабљењу поља не даје задовољавајуће карактеристике, јер у истовременом струјном и напонском лимиту струјни регулатори не омогућавају добијање задовољавајуће динамике струје.

## 4.2. Анализа векторског управљања према флуksу ротора

### 4.2.1. Векторски контролер према флуksу ротора

Векторско управљање према флуksу ротора добија се избором коефицијента  $a$  таквим да буде  $\sigma_a = 0$ , односно

$$a = \frac{L_m}{L_r}. \quad (4.58)$$

На основу (4.11) биће

$$\Psi_{ma} = aL_m(\underline{i}_s + \underline{i}_{ra}) = \frac{L_m^2}{L_r}\underline{i}_s + L_m\underline{i}_r = \frac{L_m}{L_r}(L_m\underline{i}_s + L_r\underline{i}_r) = \frac{L_m}{L_r}\Psi_r, \quad (4.59)$$

односно у складу са Сл. 4.2 координатни систем је постављен у правац вектора флуksа ротора. Самим тим је  $\Psi_Q \equiv 0$ , а  $\Psi_{ma} = (L_m/L_r)\Psi_D$  и  $\omega_a = \omega_{kl}$ . Даљим сређивањем модела, односно уврштавањем (4.58) у (4.25) и (4.26) добијају се једначине векторски управљаног асинхроног мотора према флуksу ротора:

$$T_r \frac{d\Psi_D}{dt} + \Psi_D = L_m i_d, \quad (4.60)$$

$$\omega_{kl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_q}{\Psi_D}. \quad (4.61)$$

Израз (4.60) показује да се флуksом ротора по  $d$  оси, односно укупним флуksом ротора, управља искључиво струјом статора по  $d$  оси, са динамиком првог реда (временском константом  $T_r$ ), на сличан начин као што се код машине једносмјерне струје побудни флуks подешава преко побудне струје. Израз (4.61) показује колико треба да буде клизање при задатом моменту и флуksу да би био испуњен услов (4.18). Момент конверзије (4.20) биће:

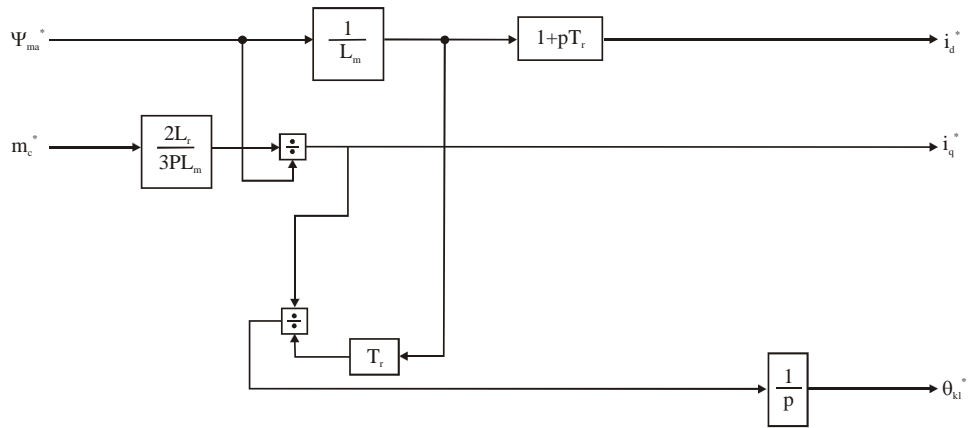
$$m_c = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_D i_q, \quad (4.62)$$

односно у стационарном стању и за линеарно магнетно коло ((4.60) и (4.62)):

$$m_c = \frac{3P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_d i_q. \quad (4.63)$$

У стационарном стању је  $p = 0$ , па је према (4.60)  $\Psi_D = L_m i_d$ , а самим тим је и струја ротора по директној оси  $i_D = 0$ . На основу једначина (4.60) и (4.62) може се закључити да се флуksом ротора управља искључиво преко струје статора по  $d$  оси (тзв. магнетизациона компонента), док се моментом управља преко струје статора по  $q$  оси (тзв. активна компонента струје) на сличан начин као што се код мотора једносмјерне струје са независном побудом управља преко струја побуде и арматуре. Момент мотора (4.62) могуће је тренутно промијенити уколико се може реализовати тренутна промјена струје  $i_q$  при константном флуksу  $\Psi_D$  (тј. струји  $i_d$ ).

Блок - шема векторски управљаног асинхроног мотора према флуксу ротора може се извести на основу Сл. 4.3 уз уважавање (4.58). Ова шема приказана је на Сл. 4.8, те се може примијетити да је векторски контролер код управљања према флуксу ротора са струјама као управљачким величинама знатно једноставнији у односу на случај са Сл. 4.3, односно да су величине по  $d$  и  $q$  оси сада потпуно распрегнуте. Када је струјни регулатор довољно брз, тј. у случају идеалног струјног извора, једначине (4.60-4.62) представљају модел векторског управљања према флуксу ротора, који је приказан на Сл. 4.8.



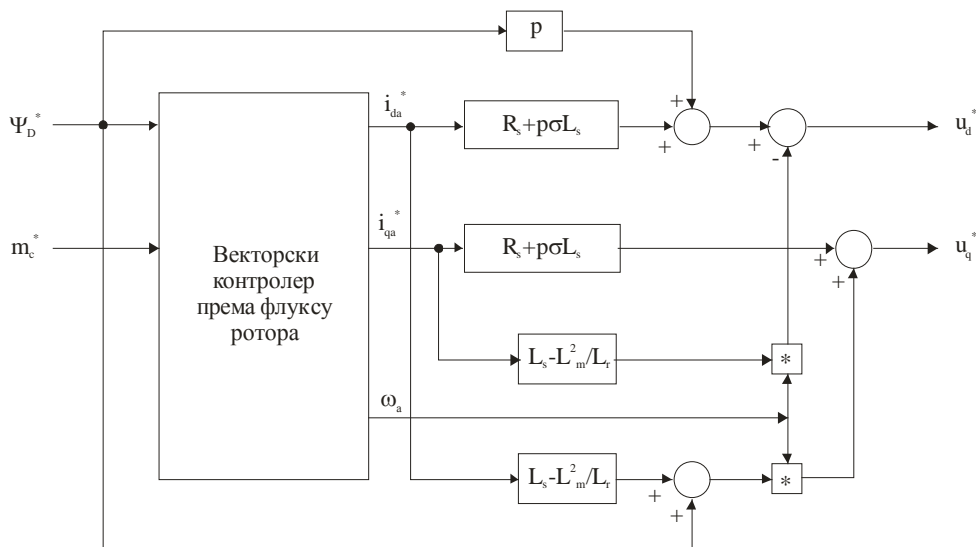
Сл. 4.8. Блок - шема векторског контролера према флуксу ротора

Када се уважи динамика успостављања струја, што је карактеристичан случај у слабљењу поља, тада се и једначине напонске равнотеже морају узети у обзир. Пошто је  $\Psi_{m_a} = \Psi_D$ , коефицијент  $a$  узима вриједност (4.58), па се једначине (4.33) и (4.34) свODE на:

$$i_d + T_s' \frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{R_s} u_d - \frac{1}{R_s} \frac{L_m}{L_r} \frac{d}{dt} \Psi_D + \omega_s T_s' i_q, \quad (4.64)$$

$$i_q + T_s' \frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{R_s} u_q - \frac{1}{R_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Psi_D - \omega_s T_s' i_d, \quad (4.65)$$

гдје је  $T_s' = \sigma L_s = \sigma L_s / R_s$ . Једначине (4.64) и (4.65) показују спрегу између  $d$  и  $q$  компоненти напона и струје, односно напонске једначине су спрегнуте. Блок – дијаграм погона са векторским управљањем према флуксу ротора добија се модификацијом дијаграма са Сл. 4.4. тако што се за коефицијент  $a$  усвоји вриједност (4.58), како је приказано на Сл. 4.9.



Сл. 4.9. Динамичка блок-шема погона управљањем према флуксу ротора

Са Сл. 4.9. види се да једначине напонске равнотеже код векторског управљања према флуксу ротора садрже спрежуће чланове што значајно отежава пројектовање струјне регулације.

Да би се анализирила динамика управљања моментом и флуksom преко компоненти статорских струја, потребно је у једначинама напонске равнотеже роторског кола (2.19) и флуkсног обухвата ротора (2.21), уважити услов  $\Psi_Q \equiv 0$ , те се добија:

$$0 = R_r i_D + p \Psi_D, \quad (4.66)$$

$$0 = R_r i_Q + \omega_{kl} \Psi_D, \quad (4.67)$$

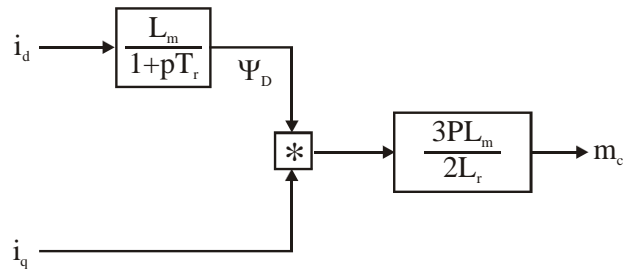
$$i_D = \frac{\Psi_D - L_m i_d}{L_r}, \quad (4.68)$$

$$i_Q = -\frac{L_m}{L_r} i_q. \quad (4.69)$$

Елиминисањем флуkса ротора из (4.66) и (4.68) добија се:

$$i_D = -\frac{pL_m / R_r}{1 + pT_r} i_d. \quad (4.70)$$

Једначина (4.70) показује да свака промјена струје статора  $i_d$  доводи до промјене струје ротора  $i_D$ , односно нарушава се услов стационарног стања  $i_D = 0$ , без обзира на струју  $i_q$ . Промјена струје  $i_d$  неминовна је у свим режимима када се мијења флуkс, а прелазни процес одређен је временском константном ротора  $T_r$ . Момент зависи од струја по обје осе са кашњењем у одзиву због временске константе ротора, што је приказано на Сл. 4.10. Због тога је динамика управљања моментом чак и у случају идеалног струјног извора зависна од тога да ли се моментом управља само преко  $d$  или  $q$  компоненте струје, или преко обје истовремено. Карактеристичне ситуације су када се једна струја одржава константном, а друга мијења.



Сл. 4.10. Динамика успостављања момента при управљању струјама  $i_d$  и  $i_q$

Када се магнетизациона струја одржава константном,  $i_d = const.$ , тада је и флуkс ротора константан, па је из (4.70),  $i_D = 0$  и  $\Psi_D = L_m i_d$ . На основу (4.69) може се закључити да тада промјена струје  $i_q$  доводи до тренутне промјене струје  $i_Q$ , односно долази до тренутне промјене момента који је пропорционалан производу  $i_d i_q$  (4.63). При одржавању флуkса ротора константним преко  $i_d = const.$  омогућен је тренутан одзив момента искључиво промјеном струје  $i_q$ , а  $d$  и  $q$  оса су потпуно распрегнуте. Овај начин управљања користи се када машина ради са брзинама мањим од номиналне (у првој зони), односно када се флуkс одржава на номиналној вриједности.

Када се мијења референтна вриједност флуkса преко струје статора  $i_d$ , индукује се струја ротора  $i_D$  са кашњењем дефинисаним временском константом ротора  $T_r$  (израз (4.70)). Индукована струја успорава промјену флуkса, тако да се и момент мотора

успоставља са временском константом  $T_r$ . Ова појава може се објаснити и преко теореме о конзервацији флукса, када се код промјене флукса индуктивних кола успоставља транзијентна струја која тежи да флукс у магнетном колу одржи константним.

Прелазни процес момента при промјени струје  $i_d$  може се компензовати погодним задавањем струје  $i_d$  (диференцијалним дејством регулатора струје), али се тада могу очекивати велики удари струје  $i_d$  [А8]. Потреба за истовременом промјеном струја по  $d$  и  $q$  оси јавља се у случајевима када је потребно мијењати ниво флукса уз задржавање или мијењање момента. Овај режим рада типично настаје у области слабљења поља, када се због напонског лимита флукс мора смањивати са растом брзине уз истовремену контролу момента. Потреба за истовременом варијацијом обје компоненте струје може се јавити и у првој зони управљања, када се машини мијења флукс са циљем умањења губитака или побољшавања естимације.

#### 4.2.2. Математички модел векторског контролера према флуксу ротора

Математички модел векторски управљаног погона према флуксу ротора добија се из генерализованог модела (2.24-2.29) уз услов  $\Psi_Q \equiv 0$ :

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_s \Psi_q, \quad u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_s \Psi_d, \quad (4.71 \text{ а, б})$$

$$0 = R_r i_D + \frac{d\Psi_D}{dt}, \quad \omega_{kl} = \frac{1}{L_m T_r} \frac{\Psi_D}{i_q}, \quad (4.72 \text{ а, б})$$

$$\Psi_d = L_s i_d + L_m i_D, \quad \Psi_q = \sigma L_s i_q, \quad (4.73 \text{ а, б})$$

$$\Psi_D = L_r i_D + L_m i_d, \quad i_Q = -\frac{L_m}{L_r} i_q, \quad (4.74 \text{ а, б})$$

$$m_c = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_D i_q, \quad (4.75)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_c - m_{opt}, \quad (4.76)$$

$$\vartheta = \frac{d\omega}{dt}, \quad \omega_m = \frac{\omega}{P}, \quad (4.77 \text{ а, б})$$

гдје су  $T_r = L_r / R_r$  и  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$  временска константа ротора и коефицијент расипања, респективно.

#### 4.2.3. Векторско управљање према флуксу ротора у режиму слабљења поља

У наредном излагању анализираће се карактеристике векторског управљања према флуксу ротора у раду у слабљењу поља. Посматраће се кретање радне тачке по експлоатационој и транзијентној карактеристици у квазистационарним стањима.

Код векторског управљања према флуксу ротора, модел у стационарном стању уз занемарење засићења добија се из (4.71-4.77):

$$u_d = R_s i_d - \omega_s \Psi_q, \quad (4.78)$$

$$u_q = R_s i_q + \omega_s \Psi_d, \quad (4.79)$$

$$\Psi_d = L_s i_d, \quad (4.80)$$

$$\Psi_q = \sigma L_s i_q, \quad (4.81)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} i_d i_q, \quad (4.82)$$

$$\omega_{kl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_q}{i_d}. \quad (4.83)$$

Струје статора нису функција брзине обртања, односно учестаности напајања (оне су функција само оптерећења, односно учестаности клизања), док су напони, као и фактор снаге зависни од брзине обртања, односно учестаности напајања. У слабљењу поља, неопходно је посматрати напонски и струјни лимит заједно са условом добијања максималног момента, што ће бити урађено у анализи која слиједи.

#### 4.2.3.1. Напонски лимит

Напонско ограничење дефинисано максималним напоном претварача је:

$$u_d^2 + u_q^2 = U_{MAX}^2. \quad (4.84)$$

У режиму слабљења поља може се занемарити отпор статора, јер пад напона на њему износи свега пар процената, па се напонско ограничење уз (4.78) и (4.79) може изразити као:

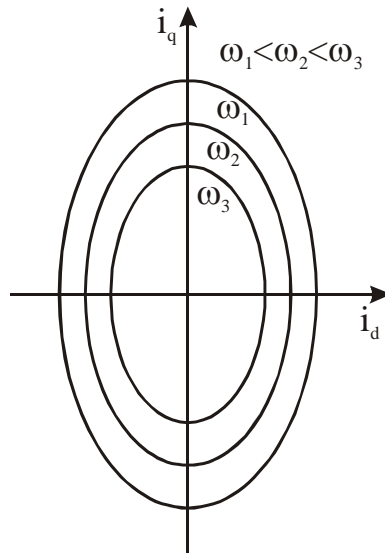
$$(\omega_s L_s i_d)^2 + (\omega_s \sigma L_s i_q)^2 = U_{MAX}^2, \quad (4.85)$$

Израз (4.85) представља елипсу у  $d - q$  равни која је приказана на Сл. 4.11.

Једначина елипсе (4.85) може се преуредити у облик дат изразом:

$$\left(\frac{i_d}{a}\right)^2 + \left(\frac{i_q}{b}\right)^2 = 1, \quad (4.86)$$

гдје је  $a = U_{MAX} / (\omega_s L_s)$  одсјечак на  $d$  оси, а  $b = U_{MAX} / (\sigma \omega_s L_s)$  одсјечак на  $q$  оси. Код машина са мањим расипањем  $\sigma$  напонске елипсе су више издужене у правцу  $q$  осе. Раством синхроне брзине  $\omega$ , елипсе напонског лимита се сужавају, као што је приказано на Сл. 4.11.



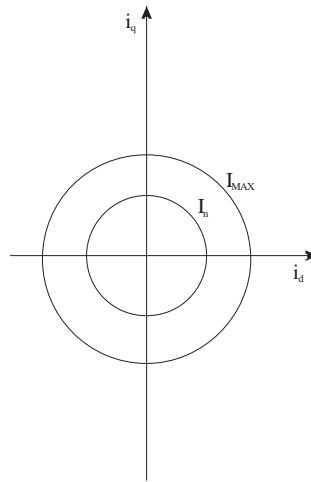
Сл. 4.11. Напонски лимит векторски управљаног мотора према флуксу ротора

#### 4.2.3.2. Струјни лимит

Код векторског управљања асинхроног мотора према флуксу ротора, струјни лимит може се написати као:

$$i_d^2 + i_q^2 = I_{MAX}^2, \quad (4.87)$$

гдје је  $I_{MAX}$  максимална струја која је у трајном раду једнака номиналној струји мотора  $I_n$ , а у прелазним режимима једнака максималној струји актуатора. Израз (4.87) представља кружницу у  $d - q$  равни, која је приказана на Сл. 4.12.



Сл. 4.12. Струјни лимит у трајном раду и у прелазним режимима

Струјни лимит не зависи директно од брзине обртања вратила мотора, тако да је кружница на Сл. 4.12 константног полупречника. У трајном раду максимална струја  $I_{MAX}$  ограничена је на номиналну вриједност струје мотора

$$I_{MAX}^{TRAJNO} = I_n, \quad (4.88)$$

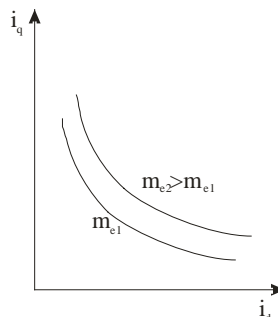
док се у прелазним режимима може дозволити да струја мотора пређе преко номиналне вриједности, али је и тада ограничена максимално дозвољеном струјом актуатора. Максимална струја актуатора обично износи 150-200% номиналне струје [A3-A8].

#### 4.2.4. Максимални момент у слабљењу поља

Момент који машина развија у стационарном стању пропорционалан је производу струја  $i_d i_q$  (уз претпоставку линеарности магнетног кола) и једнак:

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} i_d i_q. \quad (4.82)$$

Производ  $i_d i_q$  представља параболу у  $d - q$  равни, тако да се криве константног (задатог) момента могу представити као на Сл. 4.13.



Сл. 4.13. Параболе константног – задатог момента у  $d - q$  равни

Максимални момент који машина може развити при раду у напонском лимиту (слабљењу поља) добија се диференцирањем изрази (4.82) по струји  $i_d$  уз поштовање (4.85):

$$\frac{\partial m_c}{\partial i_d} = 0, \quad (4.89)$$

$$i_q = \frac{1}{\sigma L_s} \sqrt{\left(\frac{V_{MAX}}{\omega_s}\right)^2 - (L_s i_d)^2}, \quad (4.90)$$

што даје

$$\frac{\partial}{\partial i_d} \left( \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} i_d \frac{1}{\sigma L_s} \sqrt{\left(\frac{V_{MAX}}{\omega_s}\right)^2 - (L_s i_d)^2} \right) = 0, \quad (4.91)$$

односно

$$i_d = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2\omega_s L_s}}, \quad (4.92)$$

$$i_q = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2\omega_s \sigma L_s}}. \quad (4.93)$$

Из израза (4.92) и (4.93) могу се одредити потребне струје  $i_d$  и  $i_q$  тако да машина у напонском лимиту развија максималан могући момент. У зони номиналног флукса, максимални момент има се када је

$$i_d = \frac{\Psi_n}{\sqrt{2L_s}}, \quad (4.94)$$

$$i_q = \frac{\Psi_n}{\sqrt{2\sigma L_s}}. \quad (4.95)$$

Клизање које одговара овако одређеним струјама може се одредити уврштавањем (4.92) и (4.93) у (4.83), што даје

$$\omega_{kl} = \frac{1}{\sigma T_r} = \omega_{klpr}, \quad (4.96)$$

односно клизање при струјама одређеним на основу (4.92) и (4.93) је једнако превалном клизању. Максимални момент добија се уврштавањем (4.92) и (4.93) у (4.82):

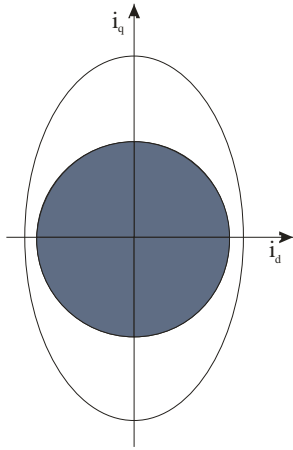
$$m_c = \frac{3P}{4L_s} \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{V_{MAX}}{\omega_s}\right)^2 = \frac{3P}{4L_s} \frac{1-\sigma}{\sigma} \Psi_s^2 = m_{pr}. \quad (4.97)$$

Израз (4.97) је познати израз за превални момент. Мотор ће разивјати већи максимални момент ако је коефицијент расипања  $\sigma$  мањи.

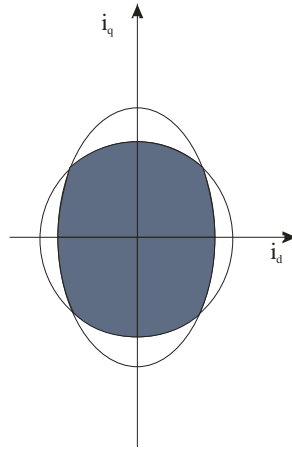
#### 4.2.5. Кретање радне тачке у слабљењу поља уз уважавање лимита

Да би се уважили и струјни и напонски лимити, потребно је да се радна тачка мотора (односно пар  $(i_d, i_q)$ ) налази унутар површине одређене пресеком елипсе (4.86) и кружнице (4.87). У трајном раду пар  $(i_d, i_q)$  мора се налазити у области дефинисаној напонским лимитом и кружницом трајно дозвољене (номиналне) струје, а у прелазним режимима, пар  $(i_d, i_q)$  мора се налазити у области дефинисаној напонским лимитом и кружницом максималне струје. У првој зони кружница струјног лимита (4.87) се налази унутар елипсе (4.86) напонског лимита, у осјенченој области приказаној на Сл. 4.14а. У првој зони потребно је посматрати само струјни лимит. Растом брзине елипсе напонског лимита (4.86) се скупљају, те долази до пресека кружнице и елипсе, а радна тачка мора се налазити на осјенченој површини која је сада одређена пресеком елипсе (4.86) и кружнице (4.87), што је показано на Сл. 4.14б. Дубоко у слабљењу поља напонска елипса (4.86) налази се потпуно унутар кружнице (4.87), што је приказано на Сл. 4.14в. У овом случају положај радне тачке одређен је искључиво напонским лимитом.

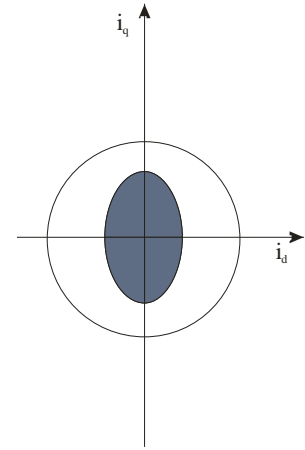




а) рад у струјном лимиту



б) рад у струјном и  
напонском лимиту



в) рад у напонском лимиту

#### Сл.4.14.- Струјни и напонски лимит

Класичан приступ у векторском управљању подразумева да се преласком номиналне брзине референтни флуks ротора задаје обрнуто пропорционално механичкој брзини:

$$\Psi_r^* = \begin{cases} \Psi_m, & \omega_m < \omega_{mn} \\ \Psi_m \frac{\omega_{mn}}{\omega_m}, & \omega_m \geq \omega_{mn} \end{cases} \quad (4.98)$$

Овакав начин задавања флуksа за брзине веће од номиналне може се свести на услов:

$$i_d^* = \frac{i_{dn}}{\omega_m [r.j.]} \quad (4.99)$$

па је

$$i_q^* = \sqrt{(I_{MAX})^2 - (i_d^*)^2} \quad (4.100)$$

Према класичном приступу, у прелазним режимима референтне вриједности струја у  $d - q$  равни су:

$$\omega_m < \omega_{mn}, \quad i_d^* = \Psi_m / L_m, \quad i_q^* = \sqrt{(I_{MAX})^2 - (i_d^*)^2}, \quad (4.101)$$

$$\omega_m \geq \omega_{mn}, \quad i_d^* = i_{dn} \frac{\omega_m}{\omega_{mn}}, \quad i_q^* = \sqrt{(I_{MAX})^2 - (i_d^*)^2} \quad (4.102)$$

Треба примјетити да се оваквим начином задавања флуksа израз (4.100) своди на:

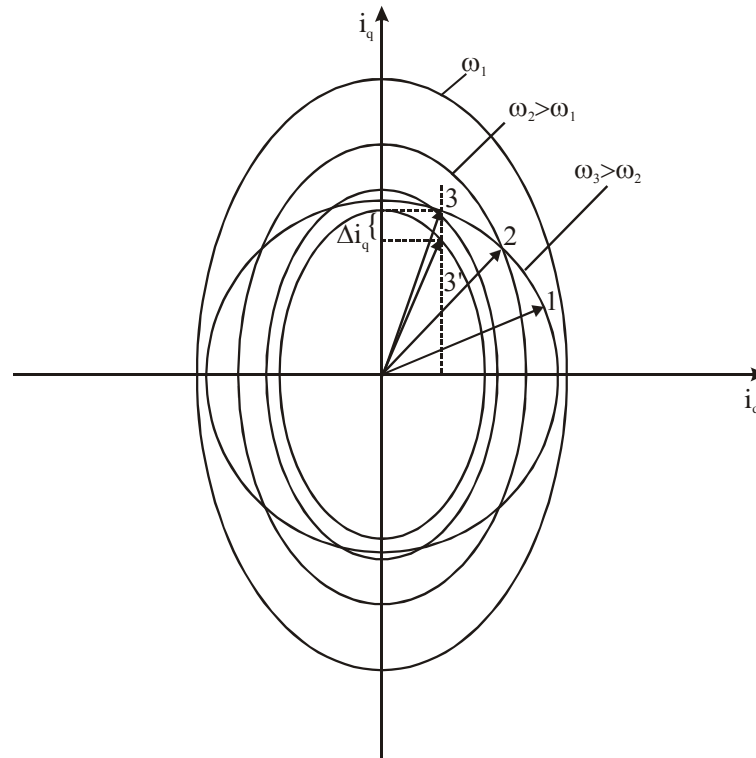
$$\left( \frac{i_{dn}}{\omega_m [r.j.]} \right)^2 + i_q^2 = I_{MAX}^2 \quad (4.103)$$

Једначина (4.103) показује да се у слабљењу поља радна тачка  $(i_d, i_q)$  креће по кружници максималне струје у позитивном математичком смјеру. Тако се кретање радне тачке при класичном приступу у слабљењу поља може приказати као на Сл. 4.15.

Када је машина у првој зони, у радној тачки 1, при брзини  $\omega_1$ , струјно ограничење је строжије од напонског. Растом брзине машини се слаби поље и елипсе се сужавају. У тачки 2 машина ради на брзини  $\omega_2 > \omega_1$ , када се налази и у струјном и у напонском лимиту, односно актуатор се налази у потпуном засићењу. Уколико би се и даље наставило са задавањем флуksа на класичан начин, референтна вриједност струје  $i_{d3}$  би била превелика (не би се могла реализовати са максималним напоном), те би погон умјесто у тачки 3 радио у тачки 3' јер је нарушен напонски лимит. Тада би струја  $i_q$  била мања од потребне за  $\Delta i_q$  и дошло би

до пропада момента. Због тога класичан приступ задавању флукса умањењем струје  $i_d$  доводи до пропада момента при преласку преко брзине  $\omega_3$ , па капацитет актуатора није искориштен у потпуности. Претходна анализа показује да у слабљењу поља максималним вриједностима напона и струје не мора да одговара и максимална вриједност момента.

У наредној анализи разматраће се могућност добијања максималног момента умјесто добијања максималних струја и напона. Поред струјних и напонских лимита, посматраће се и параболе максималног момента на сличан начин који је предложен у [Г6].



Сл. 4. 15. Кретање радне тачке у  $d - q$  равни при класичном начину задавања флукса

Са Сл. 4.15. очигледно је да ће машина развијати максималан момент ако се радна тачка креће по пресеку елипсе и кружнице, јер је момент у тачки 3 већи него у тачки 3'. То значи да је потребно да параболо максималног момента пролази кроз тачку 3, односно кроз пресјек кружнице и елипсе. На основу овог закључка лако се могу одредити компоненте струје по  $d$  и  $q$  оси тражећи пресјек елипсе и кружнице, односно рјешавањем система једначина (4.137) и (4.141) по струјама  $i_d$  и  $i_q$  што даје:

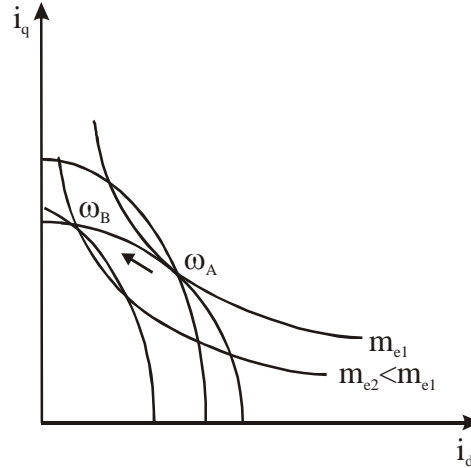
$$i_d = \sqrt{\frac{(V_{MAX} / \omega_s)^2 - (\sigma L_s I_{MAX})^2}{L_s (1 - \sigma^2)}}, \quad (4.104)$$

$$i_q = \sqrt{\frac{(L_s I_{MAX})^2 - (V_{MAX} / \omega_s)^2}{L_s (1 - \sigma^2)}} = \sqrt{I_{MAX}^2 - i_d^2}. \quad (4.105)$$

Брзину  $\omega_A$  при којој је струја по  $d$  оси је номинална,  $i_d^* = \psi_m / L_m = i_{dn}$ , а напон и струја су максимални потребно је одредити поштујући и струјни и напонски капацитет актуатора. Ова брзина није једанака номиналној брзини мотора која се код класичног приступа узима за дефинисање преласка из зоне константног флукса у зону слабљења поља. Ова брзина се одређује из (4.104) уз (4.101) као

$$\omega_A = \frac{V_{MAX}}{L_s \sqrt{\sigma^2 I_{MAX}^2 + (1 - \sigma^2) \left( \frac{\Psi_m}{L_m} \right)^2}}. \quad (4.106)$$

На основу (4.106) може се закључити да што је струјни капацитет претварача односно флуks већи, брзина  $\omega_A$  је мања, што значи да се при мањим брзинама улази у зону слабљења поља при максималној струји. Управљање мотором на овај начин приказано је на Сл. 4.16. У зону константне снаге улази се када је брзина обртања једнака брзини  $\omega_A$ , те се радна тачка креће по кружници константне струје (4.103) све до граничне брзине  $\omega_B$ . Кретање се одвија у правцу стрелице, а момент мотора опада обрнуто пропорционално брзини.



Сл. 4.16. Кретање радне тачке тако да се добије максимални момент на вратилу

Преласком брзине преко граничне,  $\omega_B$ , елипса максималног напона и кружница максималне струје се више не сијеку. Претходна стратегија може се примијенити све док постоји пресјек елипсе и кружнице, и тада ће и струја и напон актуатора бити максимални, а параболе максималног момента ће пролазити кроз њихов пресјек. Клизање мотора је:

$$\omega_{kl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_q}{i_d} = \frac{1}{T_r} \frac{\sqrt{I_{MAX}^2 - i_d^2}}{i_d}, \quad (4.107)$$

односно смањењем флуksа клизање расте да би се одржала константна струја статора. Због тога машина може да ради у зони константне снаге све док клизање не постане једнако превалном. Ако би се и даље наставило са редуцијом  $d$  компоненте струје, момент мотора би почео да опада. Због тога је максимална брзина  $\omega_B$  у зони константне снаге таква да при њој клизање буде једнако превалном.

Растом синхроне брзине долази се до ситуације када се елипса и кружница више не сијеку, што се дешава при граничној брзини  $\omega_B$ . У том случају, максимални момент одређен је само напонским лимитом. Тада се струје по  $d$  и  $q$  оси једноставно одређују из пресјека елипсе максималног напона (4.85) и параболе момента (4.82), те се поново добијају изрази (4.92) и (4.93):

$$i_d = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}\omega_s L_s}, \quad (4.92)$$

$$i_q = \frac{V_{MAX}}{\sqrt{2}\omega_s \sigma L_s}. \quad (4.93)$$

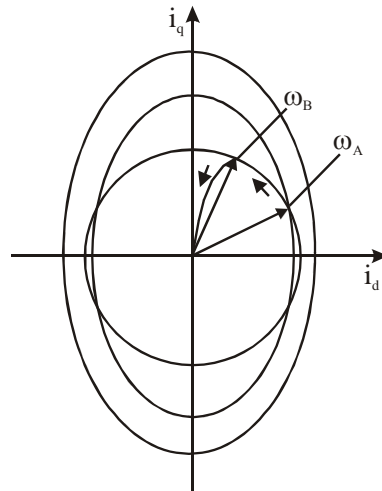
Гранична брзина  $\omega_B$  може се израчунати из услова да је струја мотора максимална (4.87), уврштавајући (4.92) у (4.93):

$$\omega_B = \sqrt{\frac{1 + \sigma^2}{2}} \frac{V_{MAX}}{\sigma L_s I_{MAX}} \quad (4.108)$$

Клизање машине при брзинама већим од граничне може се израчунати уврштавајући (4.92) и (4.93) у израз (4.83), те се добија:

$$\omega_{kl} = \frac{1}{\sigma T_r}, \quad (4.109)$$

односно клизање мотора у овом режиму једнако је превалном. Кретање радне тачке при раду са брзинама већим од граничне приказано је на Сл. 4.17.



Сл. 4.17. Кретање радне тачке у зони константне снаге и при брзинама већим од граничне

Приказаним поступком добијају се мање вриједности референтног флукса него у случају да се он задаје обрнуто пропорционално брзини обртања, али је добијени момент ипак већи [А8, Г5, Г7, Г9, Г10]

#### 4.2.6. Утицај расипања и отпора статора у зони слабљења поља

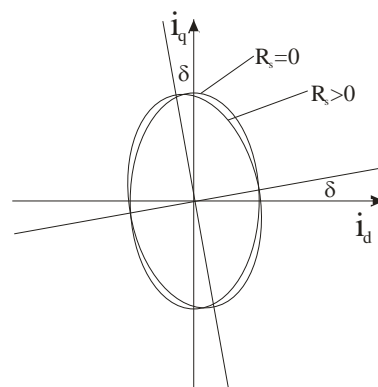
У наредном излагању анализираће се утицај омског отпора и утицај расипања статора на резултате добијене у претходним излагањима. Ако се отпор статора не би занемарио, тада би једначина елипсе напонског лимита имала облик:

$$\left(R_s i_q + \omega_s L_s i_d\right)^2 + \left(R_s i_d - \omega_s \sigma L_s i_q\right)^2 \leq V_{MAX}^2, \quad (4.110)$$

односно елипса би била нагнута у односу на  $q$  осу за угао

$$\delta = \arctan\left(\frac{2R_s}{\omega_s L_s (1 + \sigma)}\right) / 2, \quad (4.111)$$

што је приказано на Сл. 4.18.



Сл. 4.18. Утицај отпора статора на елипсу напонског лимита

У [Г6] наведено је да је угао  $\delta$  релативно мали, те да су одступања између струја одређених са и без занемарења отпора статора мања од 2%. Растом брзине овај угао се смањује, тако да одступања постају још мања. За компензовање утицаја отпора статора могу се користити изрази:

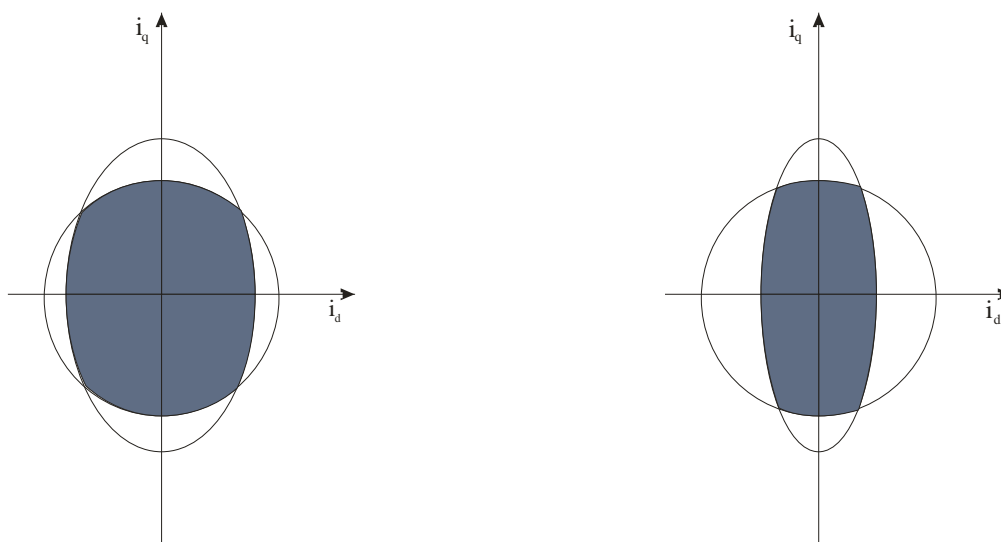
$$i_d^{Rs} = i_d - \Delta i_d \approx i_d - i_q \tan \delta, \quad (4.112)$$

$$i_q^{Rs} = \sqrt{I_{MAX}^2 - i_d^{Rs}}, \quad (4.113)$$

гдје су  $i_d^{Rs}, i_q^{Rs}$  струје са уваженим утицајем отпора статора, а  $i_d$  и  $i_q$  струје одређене уз занемарење отпорности статора.

Брзина, при којој се прелази из зоне константног момента у зону константне снаге (при којој се улази у слабљење поља) зависи и од отпора статора који је у претходној анализи занемарен. Међутим, према [А8, Г5, Г7, Г9, Г10] утицај отпора статора на на великим брзинама није велики, тако да се брзина при којој се улази у зону слабљења поља може одредити занемарујући отпор статора.

Ексцентрицитет  $e$  елипсе напонског лимита зависи од коефицијента расипања  $\sigma$ , и што је коефицијент расипања већи, ексцентрицитет је мањи, односно елипсе су мање издужене у правцу  $q$  осе. На Сл. 4.19. приказане су елипсе напонског лимита у зони константне снаге за машине са мањим и већим расипањем. Због утицаја расипања, област рада у слабљењу поља (осјенчена на Сл. 4.19) је ужа за машине са већим расипањем, односно на основу (4.108), може се закључити да је зона константне снаге већа за машине са мањим расипањем.



Сл. 4.19. а) Радна област у слабљењу поља за машине са мањим расипањем      Сл. 4.19. б) Радна област у слабљењу поља за машине са већим расипањем

#### 4.2.7. Утицај магнетног засићења у зони слабљења поља

Анализа спроведена у претходним излагањима подразумијевала је линеарно магнетно коло машине, односно засићење је занемарено. У наставку ће се продискутовати утицај нелинеарности магнетног кола на понашање векторски управљаног погона у режиму високих брзина [Г4, Г7, Г10, Г12].

Да би се уважило засићење индуктивности магнећења, све индуктивности је потребно написати као збир индуктивности магнећења и расипних индуктивности. Тада математички модел асинхронног мотора (2.24-2.29) има следећи облик:

$$u_d = R_s i_d - \left( L_m + L_{\gamma s} - \frac{L_m^2}{L_m + L_{\gamma r}} \right) \cdot \left( \frac{R_r}{L_m + L_{\gamma r}} \frac{i_q}{i_d} + p \omega_m \right) \cdot i_q, \quad (4.114)$$

$$u_q = p \omega_m (L_m + L_{\gamma s}) i_d + \left( \frac{L_m + L_{\gamma s}}{L_m + L_{\gamma r}} R_r + R_s \right) \cdot i_q, \quad (4.115)$$

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_m + L_{\gamma r}} i_d \cdot i_q, \quad (4.116)$$

$$\Psi_r = \Psi_D = L_m i_d. \quad (4.117)$$

Нелинеарност криве магнећења пожељно је апроксимирати функцијом погодног облика као зависност индуктивности магнећења од струје магнећења [Г7]:

$$L_m = L_m(i_m) \approx L_{\infty} + L_{\alpha} e^{-\alpha i_m} - L_{\beta} e^{-\beta i_m}, \quad (4.118)$$

гдје су  $L_{\infty}$ ,  $L_{\alpha}$ ,  $L_{\beta}$  и  $\alpha$  и  $\beta$  коефицијенти који се одређују на основу експериментално снимљене карактеристике празног хода. Модуо струје магнећења може се израчунати као:

$$i_m = i_d \sqrt{1 + \left[ \frac{i_q}{i_d} \left( 1 - \frac{L_m}{L_m + L_{\gamma r}} \right) \right]^2}. \quad (4.119)$$

Струјни лимит се ужавава као:

$$i_d^2 + i_q^2 = I_{MAX}^2 \quad (4.120)$$

На основу израза (4.116) и (4.120) може се наћи зависност момента мотора од флукса (струје  $i_d$ ) за незасићену машину:

$$m_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m^2}{L_m + L_{\gamma r}} i_d \cdot \sqrt{I_{MAX}^2 - i_d^2}, \quad (4.121)$$

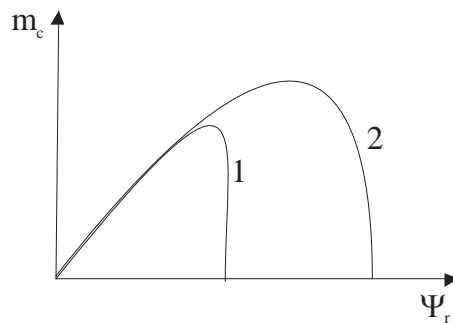
одакле се добија да ће машина развијати максимални момент ако је

$$\frac{\partial m_e}{\partial i_d} = 0, \quad (4.122)$$

што се своди на услов:

$$i_d = i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{MAX}, \quad (4.123)$$

односно машина са линеарним магнетним колом развија максимални момент када су струје по  $d$  и  $q$  оси међусобно једнаке. За анализу утицаја магнетног засићења, потребно је ријешити систем (4.114-4.120). То се може урадити посматрањем момента у функцији флукса ротора, прво ужававајући струјни лимит и рјешавајући систем (4.116-4.120), а затим ужававајући и напонски лимит. Ужававање струјног лимита своди се на рјешавање система једначина (4.116-4.120). Експлицитни израз за момент није једноставно извести, али се нумеричким рјешавањем као у [Г7] добија графичка зависност момента од флукса која се може приказати као на Сл. 4.20 за машину са засићеним и незасићеним магнетним колом.



Сл. 4.20. Зависност момента мотора од флукса за случај засићеног (1) и незасићеног мотора(2) при струјном лимиту  $I_{MAX}$ .

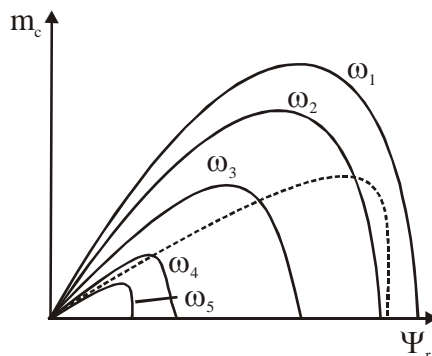
Засићење мотора више је изражено што је максимална струја  $I_{MAX}$  већа, тако да је и грешка која настаје услед занемарења магнетне нелинеарности већа ако је струјни лимит

већи. Дозвољена радна област с обзиром на максималну струју налази се испод кривих са Сл. 4.20.

Да би се уважио и напонски лимит засићене машине:

$$u_d^2 + u_q^2 = V_{MAX}^2, \quad (4.124)$$

потребно је (4.124) уврстити у (4.114-4.120), те поново наћи зависност момента мотора од флукса ротора са брзином као параметром. У [Г4, Г7] нумерички је ријешен наведени систем, те је зависност момента од флукса ротора у струјном и напонском лимиту приказано на Сл. 4.21.



Сл. 4.21. Границе радних области дефинисане струјним лимитом (испрекидана линија) и напонским лимитима за разне вриједности брзина ( $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3 < \omega_4 < \omega_5$ )

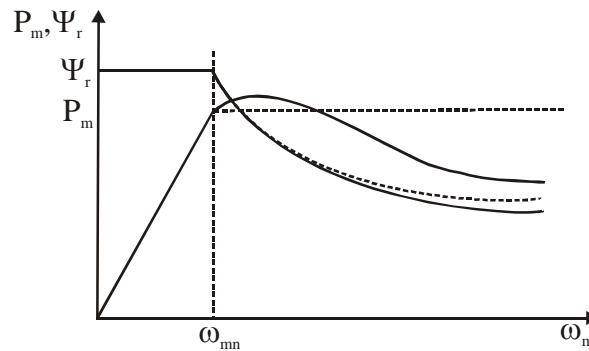
Област у којој машина може радити у истовременом струјном и напонском лимиту налази се испод кривих струјног лимита (испрекидана линија на Сл. 4.21) и кривих напонског лимита. Напонски лимит зависи од брзине, те се растом брзине криве напонског лимита спуштају, а радна област сужава, слично као и у спроведеној анализи за незасићену машину. Са Сл. 4.21. могу се уочити три радне области:

1. Радна област за брзине  $\omega < \omega_1$ , у којима се крива струјног лимита налази у потпуности испод криве напонског лимита. Овој радној области одговара зона константног момента, а максимални момент је ограничен само струјним лимитом. Због тога максимални момент у овој области не зависи од брзине, односно напона. Граница ове области настаје при брзини када се криве напонског и струјног лимита пресеку (при брзини  $\omega_2$ ).
2. Радна област  $\omega_2 < \omega < \omega_4$ , у којој се криве напонског и струјног лимита сијеку. Ова област одговара раду машине са константном снагом. Максимални момент који се добија у овој области (нпр. при брзини  $\omega_3$ ) одговара пресеку кривих напонског и струјног лимита. Пожељно је да се у овој области машина напаја максималном струјом уз такав флукс да се испоштује напонски лимит. Предложена стратегија не зависи ни од једног параметра мотора. Ова област се завршава при брзини  $\omega_5$ , када се криве напонског лимита почињу спуштати испод криве струјног лимита. Брзина  $\omega_5$  одговара граничној брзини за незасићену машину.
3. Радна област за брзине  $\omega > \omega_5$  у којој се криве напонског лимита у потпуности налазе унутар кривих струјног лимита. У овој области максимални момент ограничен је искључиво напонским лимитом. Ова област одговара раду мотора са брзинама већим од граничне.

Према предложеној стратегији, у првој зони машини се задаје номинална вриједност флукса ротора, односно њој одговарајућа компонента струје  $i_d$ . У другој зони (константне снаге) референтна вриједност струје  $i_d$  се задаје тако да се криве напонског и струјног лимита сијеку. У [Г4, Г7] је наведено да у овом случају актуатор треба да има напонску маргину од око 3% да би се могле задовољити динамичке карактеристике погона. Коначно, за брзине веће од граничне предлаже се да се струјни лимит константно смањује да би се

криве струјног лимита са Сл. 4.21. спустиле тако да се увијек сијеку са напонским лимитом. Вараирањем струјног лимита тако да одговарајуће криве пролазе кроз максимум кривих напонског лимита омогућено је кориштење јединствене стратегија за брзине мање и веће од граничне. Са друге стране, овом стратегијом посматрају се могућности добијања максималних напона и струја, а не момента.

На Сл. 4.22. приказана је зависност флукса мотора и излазне снаге у функцији брзине за засићену машину и то тако да се у слабљењу поља добијају максимални напони и струје. Предложеном стратегијом, добија се мањи флукс него што би се имао примјеном класичне  $1/\omega$  стратегије (приказан испректиданом линијом на Сл. 4.22). Излазна снага на почетку зоне слабљења поља може бити чак и већа од номиналне, што је последица тога да се због магнетног засићења струја  $i_d$  може значајније смањити уз исти флукс, па се добија већа струја  $i_q$  уз поштовање струјног лимита.



Сл. 4.22. Зависност излазне снаге и флукса од брзине обртања код засићене машине

### 4.3. Анализа векторског управљања према флуксу статора

#### 4.3.1. Векторски контролер према флуксу статора

Векторско управљање према флуксу статора реализује се постављањем  $d$  осе синхронно ротирајућег координатног система у правац вектора флукса статора. Увођењем коефицијента:

$$a = \frac{L_s}{L_m} \quad (4.125)$$

на основу (4.11) биће:

$$\underline{\Psi}_{ma} = aL_m(\underline{i}_s + \underline{i}_{ra}) = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r = \underline{\Psi}_s, \quad (4.126)$$

односно у складу са Сл. 4.1 координатни систем је постављен у правац вектора флукса статора. Самим тим је  $\Psi_q \equiv 0$ ,  $\Psi_{ma} = \Psi_d$ . У складу са одабраним коефицијентом  $a$ , коефицијент  $\sigma_a$  постаје

$$\sigma_a = 1 - \frac{L_m}{aL_r} = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} = \sigma. \quad (4.127)$$

Изрази за векторски контролер (4.25) и (4.26) су:

$$(1 + p\sigma T_r) i_d = (1 + pT_r) \frac{\Psi_d}{L_s} + \omega_a \sigma T_r i_q, \quad (4.128)$$

$$\omega_a = \frac{i_q (1 + p\sigma T_r)}{\left( \frac{\Psi_d}{L_s} - \sigma i_d \right) T_r}, \quad (4.129)$$

а развијени момент је



$$m_c = \frac{3}{2} P \Psi_d i_q. \quad (4.130)$$

На основу (4.127) и (4.128) закључује се да флуks статора зависи од обје компоненте струје статора чак и у стационарном стању ( $p = 0$ ). Као последица, свака промјена струје  $i_q$  мора бити праћена промјеном струје  $i_d$  да не би дошло до промјене флуksа статора. Код управљања према флуksу статора не долази до упрошћења блок шеме векторског регулатора са Сл. 4.3 као што је то био случај код управљања према флуksу ротора. Распрегнуто управљање могуће је остварити само ако се поштује услов (4.129), односно ако постоји распрежуће коло. Једначине (4.128) и (4.129) представљају распрежуће коло, које, када су његови параметри идентични са параметрима мотора, даје потребну струју  $i_d$  при задатом моменту (струји  $i_q$ ) тако да се испоштује  $\Psi_{ma} = \Psi_s$  (4.126). Потреба за постојањем распрежућег кола чак и при напајању из идеалног струјног извора је основни недостатак векторског управљања према флуksу статора.

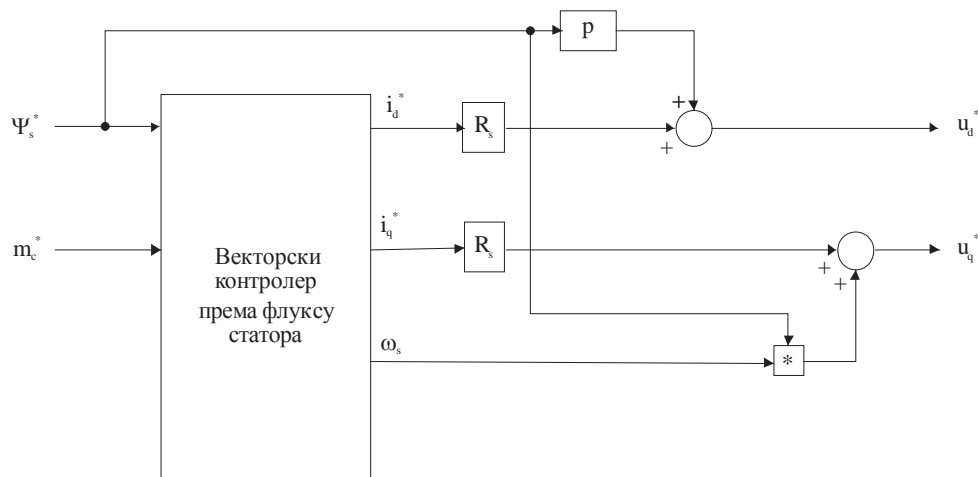
У једначини (4.128) распрежуће коло у ствари представља диференцијатор струје статора, односно коло је изузетно осјетљиво на шум. Ово је један од разлога зашто се у у аналогној реализацији није шире користило векторско управљање према флуksу статора. У дигиталној реализацији погона, нумерички алгоритми за диференцирање ублажавају овај утицај [A8].

За анализу динамике успостављања струје, односно случај напонског напајања потребно је посматрати и једначине напонске равнотеже статора. У случају векторског управљања према флуksу статора,  $\Psi_{ma} = \Psi_d$ , коефицијент  $a$  узима вриједност (4.125), па се једначине (4.33) и (4.34) свODE на:

$$u_d = R_s i_d + p \Psi_d, \quad (4.131)$$

$$u_q = R_s i_q + \omega_s \Psi_d, \quad (4.132)$$

односно шема са Сл. 4.4. се знатно поједностављује што је показано на Сл. 4.23.



Сл. 4.23. Динамичка блок-шема погона управљањем према флуksу ротора

Добијена шема векторског контролера је значајно једноставнија него са Сл. 4.9, јер су једначине напонске равнотеже потпуно распрегнуте. Ова чињеница је кључни разлог зашто је у случају напонског напајања пожељно користити управљање према флуksу статора.

#### 4.3.2. Математички модел векторског контролера према флуksу статора

Математички модел векторски управљаног асинхроног мотора према флуksу статора ( $\Psi_q \equiv 0$ ) има сљедећи облик:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt}, \quad u_q = R_s i_q + \omega_s \Psi_d, \quad (4.133 \text{ а,б})$$

$$(1 + p\sigma T_r)i_d = (1 + pT_r)\frac{\Psi_d}{L_s} + \omega_{kl}\sigma T_r i_q, \quad (4.134)$$

$$\omega_{kl} = \frac{i_q(1 + p\sigma T_r)}{(\Psi_s/L_s - \sigma i_d)T_r}, \quad (4.135)$$

$$\Psi_d = L_s i_d + L_m i_D \quad i_Q = -\frac{L_s}{L_m} i_q, \quad (4.136 \text{ a,б})$$

$$\Psi_D = L_r i_D + L_m i_d, \quad \Psi_Q = L_r i_Q + L_m i_q \quad (4.137 \text{ a,б})$$

$$m_c = \frac{3}{2} P \Psi_d i_q, \quad (4.138)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = m_c - m_{opt}, \quad (4.139)$$

$$\vartheta = \frac{d\omega}{dt}, \quad \omega_m = \frac{\omega}{P}. \quad (4.140 \text{ a,б})$$

### 4.3.3. Векторско управљање према флуксу статора у слабењу поља

Као и у претходно спроведеној анализи за векторско управљање према флуксу ротора, и овдје ће се прво дефинисати поједини лимити, а затим њихов заједнички утицај у зони слабења поља. Посматраће се квазистационарна стања, односно једначине модела (4.67-4.92) у стационарном стању:

$$u_d = R_s i_d, \quad u_q = R_s i_q + \omega_s \Psi_d \quad (4.141 \text{ a,б})$$

$$i_d = \frac{\Psi_d}{L_s} + \omega_{kl} \sigma T_r i_q, \quad \omega_{kl} = \frac{L_s i_q}{(\Psi_s - \sigma L_s i_d) T_r}, \quad (4.142 \text{ a,б})$$

$$\Psi_d = L_s i_d + L_m i_D, \quad i_Q = -\frac{L_s}{L_m} i_q, \quad (4.143 \text{ a,б})$$

$$\Psi_D = L_r i_D + L_m i_d, \quad \Psi_Q = L_r i_Q + L_m i_q, \quad (4.144 \text{ a,б})$$

$$m_c = \frac{3P}{2} \Psi_d i_q. \quad (4.145)$$

#### 4.3.3.1. Напонски и струјни лимит

Напонски лимит је:

$$u_d^2 + u_q^2 = V_{MAX}^2, \quad (4.146),$$

а струјно ограничење је:

$$i_d^2 + i_q^2 = I_{MAX}^2. \quad (4.147)$$

Пошто су код векторског управљања према флуксу статора струја и напон спрегнути, оба лимита се морају посматрати истовремено. Уврштавањем у (4.141) и (4.146) добија се:

$$i_q \leq \frac{\sqrt{V_{MAX}^2 - (R_s i_d)^2} - \omega_s \Psi_d}{R_s}, \quad \text{за } R_s i_q + \omega_s \Psi_d \geq 0, \quad (4.148)$$

$$i_q \geq \frac{-\sqrt{V_{MAX}^2 - (R_s i_d)^2} - \omega_s \Psi_d}{R_s}, \quad \text{за } R_s i_q + \omega_s \Psi_d < 0. \quad (4.149)$$

Пошто је  $(R_s i_d)^2 \ll V_{MAX}^2$ , изрази (4.148) и (4.149) могу се свести на:

$$i_q \leq \frac{|V_{MAX}| - \omega_s \Psi_d}{R_s}, \quad \text{за } R_s i_q + \omega_s \Psi_d \geq 0, \quad (4.150)$$

$$i_q \geq \frac{-|V_{MAX}| - \omega_s \Psi_d}{R_s}, \quad \text{за } R_s i_q + \omega_s \Psi_d < 0. \quad (4.151)$$

Као што се може видјети из (4.150-4.151), лимит за струју  $i_q$  зависи од флукса, односно напонско ограничење је строжије што је флукс у машини већи.

#### 4.3.3.2. Лимит по стабилности

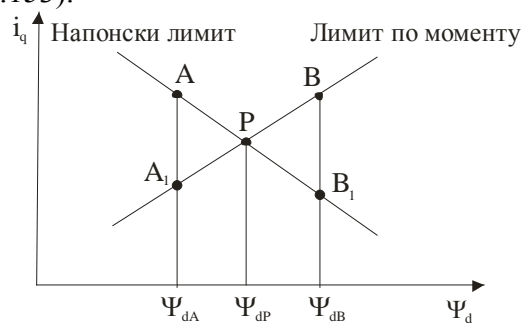
Код векторског управљања према флуксу статора потребно је да момент мотора задовољава услов (4.32) уз  $\sigma_a = \sigma$ , односно да буде мањи или једнак превалном моменту:

$$m_c^* \leq \frac{3}{2} P \frac{(1-\sigma)}{2\sigma L_s} \Psi_d^{*2} = m_{pr}, \quad (4.152)$$

гдје знак "\*" означава референтне вриједности. Из (4.145) и (4.152) добија се услов за ограничење струје  $i_q$  због ограничења момента:

$$i_q \leq \frac{(1-\sigma)}{2\sigma L_s} \Psi_d. \quad (4.153)$$

Лимит по напону и лимит по моменту зависе само од флукса  $\Psi_d$ , тако да се они не морају достићи истовремено. Да би се одредио однос између лимита по напону и лимита по моменту, на Сл. 4.24 нацртана је зависност струје  $i_q$  од флукса статора за напонски лимит (4.150) и лимит по моменту (4.153).



Сл. 4.24. Зависност струје  $i_q$  од флукса уз поштовање лимита по напону и моменту

Као што се може видјети са Сл. 4.24, ако се машини зада мања вриједност флукса, нпр.  $\Psi_{dA}$ , тада ће се радна тачка налазити у тачки  $A_1$  да би се задовољио лимит по моменту. Напонска маргина актуатора тада није у потпуности искориштена као када би се радна тачка налазила у тачки A. Ако се машини зада већи ниво флукса, нпр.  $\Psi_{dB}$ , тада ће се радна тачка због напонског лимита налазити у тачки  $B_1$  (актуатор ће се налазити у напонском засићењу), и неће се моћи развити максимални момент који одговара тачки B. Према [Г11], да би се задовољио и напонски лимит и лимит по моменту, флукс у машини треба да износи  $\Psi_{dP}$ , односно да радна тачка буде у пресјеку лимита по напону и лимита по моменту (тачка P на Сл. 4.23), како би се добила највећа вриједност струја  $i_q$ . Међутим, овако одабрани флукс не обезбјеђује добијање максималног момента.

#### 4.3.4. Кретање радне тачке у слабљењу поља уз уважавање лимита

Максимални момент уз уважавање лимита по стабилности је:

$$m_c^M = \frac{3}{2} P \frac{(1-\sigma)}{2\sigma L_s} \Psi_d^{*2}, \quad (4.152)$$

док се момент који се може развити уз уважавање лимита по напону добија уврштавањем (4.150) у (4.145) и износи:

$$m_c^V = \frac{3}{2} P \frac{V_{MAX} \Psi_d - \omega_s \Psi_d^2}{R_s}, \quad (4.154)$$

гдје су суперскриптом "V" и "M" означена ограничења по напону и моменту, респективно. Ограничења по моменту  $m_c^M$  и напону  $m_c^V$  су параболе које зависе од нивоа флукса статора, и приказане су на Сл. 4.25.

Радна тачка се мора одабрати тако да буде задовољен строжији услов од (4.152) и (4.154). Уколико је услов по стабилности строжији, тада се не искориштава капацитет погонског претварача у потпуности. Да би се анализирао могућност добијања максимално могућег момента, потребно је наћи екстремне вриједности израза (4.154). Максимум момента  $m_c^V$  зависи од нивоа флукса, тј. од брзине, и може се одредити диференцирањем (4.154):

$$\frac{\partial m_c^V}{\partial \Psi_d} = 0, \quad (4.155)$$

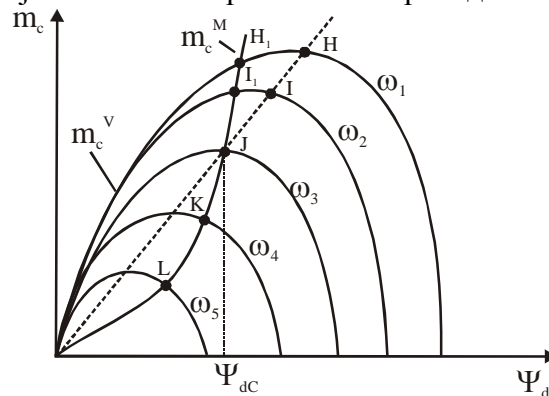
па максимални момент у напонском лимиту износи:

$$m_{cMAX}^V = \frac{3}{2} P \frac{V_{MAX}}{2R_s} \Psi_d, \quad (4.156)$$

а има се при флуксу

$$\Psi_d = \frac{V_{MAX}}{2\omega_s}. \quad (4.157)$$

Израз (4.156) представља једначину праве и на њој леже максимуми момента при напонском лимиту. Ова права је на Сл. 4.25 приказана испрекиданом линијом.



Сл. 4.25. Криве момента по лимиту стабилности  $m_c^M$  и напонском лимиту  $m_c^V$   
( $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3 < \omega_4 < \omega_5$ )

Радна тачка мотора дефинисана нивоом флукса у зони слабљења поља мора увијек поштовати строжији услов. То значи да при брзини  $\omega_1$  на Сл. 4.25 машина не може развити максимални момент дефинисан лимитом напона (тачка  $H$ ) него се мора поштовати строжији услов, односно лимит по стабилности, тако да ће радна тачка бити  $H_1$ . Машина не развија максимални момент који је одређен капацитетом претварача, него мањи, јер се мора задовољити услов по стабилности. Растом брзине, поштујући исти услов, машина ће при брзини  $\omega_2 > \omega_1$  умјесто у тачки максималног момента  $I$  радити у тачки  $I_1$ . Када се при флуксу  $\Psi_{dc}$  дође до пресека лимита по напону и лимита стабилности (тачка  $J$ ) машина ће развити максимални могући момент при максималном напону уједно поштујући и лимит по стабилности. Флукс  $\Psi_{dc}$  може се израчунати из услова да су тада momenti по услову лимита напона (4.156) и лимита по стабилности (4.152) једнаки, па је:

$$\Psi_{dc} = \frac{\sigma L_s}{(1-\sigma)R_s} V_{MAX}, \quad (4.158)$$

а брзина при којој се сијеку ова два лимита је из (4.150) и (4.153):

$$\omega_{skrit} = \frac{R_s(1-\sigma)}{2\sigma L_s}. \quad (4.159)$$

Даљим растом брзине напонски лимит постаје строжији, тако да су радне тачке даље тачке  $K$  и  $L$  на Сл. 4.29, респективно.

#### 4.4. Анализа директне контроле момента

Управљање асинхроним мотором у слабљењу поља примјеном алгоритма директне контроле момента најчешће се заснива на одређивању референтних вриједности флукса статора или ротора по идентичном поступку као и за векторско управљање [Б5, Б16, Б17, Б32, Б38, Б50, Б67].

За разлику од уобичајених приступа, у наставку ће бити описан један специфичан алгоритам директне контроле момента у слабљењу поља са генератором референтног флукса прилагођеном искључиво директној контроли момента [Б 66]. Алгоритам директне контроле управља вектором флукса статора (SFVC), и илуструје предности алгоритма директне контроле у напонском и струјном лимиту у односу на уобичајене приступе.

##### 4.4.1. Математички модел алгоритма директне контроле момента

Алгоритми директне контроле момента, базирани на компонентама флукса статора као управљачким величинама, структурно су слични векторском управљању, али не посједују струјни регулатор [А3, А8]. Полазна основа је математички модел асинхроног мотора у синхронно ротирајућем координатном систему (2.18-2.22) уз  $\omega_g = \omega_s$ :

$$\underline{u}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} + j\omega_s \underline{\Psi}_s, \quad (4.160)$$

$$0 = R_r \cdot \underline{i}_r + \frac{d\underline{\Psi}_r}{dt} + j(\omega_s - \omega) \underline{\Psi}_r, \quad (4.161)$$

$$\underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r, \quad (4.162)$$

$$\underline{\Psi}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s, \quad (4.163)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P (\underline{\Psi}_s \times \underline{i}_s) \quad (4.164)$$

Елиминацијом струја из модела (4.160-4.164) добијају се двије комплексне једначине:

$$0 = -\left(\frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r}\right) \cdot \underline{\Psi}_s + \left[\frac{R_r}{\sigma L_r} + j(\omega_s - \omega_m)\right] \underline{\Psi}_r + \frac{d\underline{\Psi}_r}{dt}, \quad (4.165)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\underline{\Psi}_r \times \underline{\Psi}_s), \quad (4.166)$$

у којима су компоненте флукса статора управљачке величине.

Када се  $d$  оса синхронно ротирајућег координатног система постави у правац вектора флукса ротора ( $\underline{\Psi}_r = \Psi_r = \Psi_D$ ), једначине (4.165-4.166), написане преко компоненти постају:

$$\frac{\sigma L_r}{R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} + \Psi_r = \frac{L_m}{L_s} \Psi_d, \quad (4.167)$$

$$(\omega_s - \omega_m)\Psi_r = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_q, \quad (4.168)$$

$$m_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Psi_r \Psi_q. \quad (4.169)$$

Добијени модел (4.167-4.169) по је сличан моделу векторски управљаног погона са струјама статора као управљачким величинама. Као што се из модела види, флуks ротора зависи само од компоненте флуksа статора  $\Psi_d$ , док момент зависи од флуksа статора  $\Psi_q$ . Алгоритми директне контроле момента на бази задатог момента и флуksа одређују потребне компоненте флуksа, које даље директно дефинишу референтне напоне.

#### 4.4.2. Директна контрола момента у слабљењу поља

За уважавање струјних и напонских лимита, користиће се модел (4.160-4.163) у стационарном стању:

$$\underline{u}_s = R_s \cdot \underline{i}_s + j\omega_s \underline{\Psi}_s, \quad (4.170)$$

$$\Psi_d = L_s i_d, \quad (4.171)$$

$$\Psi_q = \sigma L_s i_q, \quad (4.172)$$

$$\Psi_r = \frac{L_m}{L_s} \Psi_d, \quad (4.173)$$

##### 4.4.2.1. Уважавање лимита

Због лимита погонског претварача, напон и струја су ограничени на максималне вриједности  $U_{MAX}$  и  $I_{MAX}$ . Код директне контроле момента, постоји директна веза између флуksа и напона статора, тако да је за уважавање напонског лимита пожељно дефинисати угао  $\alpha$  између флуksева статора и ротора. Уз координатни систем везан за вектор флуksа ротора ( $\underline{\Psi}_r = \Psi_r = \Psi_d$ ), угао  $\alpha$  једнак је и углу између компоненти флуksа статора, па је:

$$\Psi_d = \Psi_s \cos \alpha, \quad (4.174)$$

$$\Psi_q = \Psi_s \sin \alpha, \quad (4.175)$$

а момент мотора на основу (4.169), (4.173), (4.174) и (4.175) је:

$$m_e = \frac{3}{4} P \frac{L_m^2}{\sigma L_s^2 L_r} \Psi_s^2 \sin 2\alpha. \quad (4.176)$$

У режиму високих брзина, пад напона на омском отпору статора може се занемарити, па је момент мотора при максималном напону (4.170) и (4.176):

$$m_e = \frac{3}{4} P \frac{L_m^2}{\sigma L_s^2 L_r} \left( \frac{U_{MAX}}{\omega_s} \right)^2 \sin 2\alpha. \quad (4.177)$$

Максимална вриједност момента добија се при углу између компоненти флуksа статора једнаким  $\pi/4$ , односно када су компоненте флуksа међусобно једнаке

$$m_e = m_{eMAX} \Leftrightarrow \Psi_d = \Psi_q, \quad (4.178)$$

што је идентичан услов за добијање парабола максималног момента као и код векторског управљања. Израз (4.177) добијен је уз кориштење максималног напона.

Да би се уважио струјни лимит, неопходно је ограничити флуks статора по  $q$  оси,  $\Psi_q$ . Дозвољена максимална вриједност струје  $i_{qMAX}$  у струјном лимиту је:

$$i_{qMAX} = \sqrt{I_{MAX}^2 - i_d^2}, \quad (4.179)$$

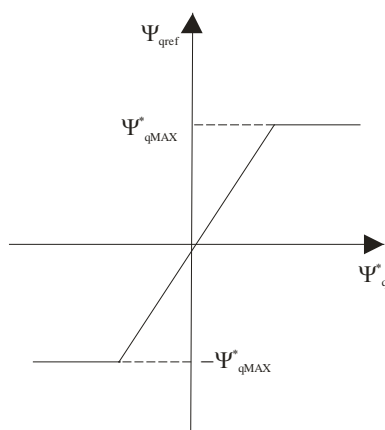
и њој одговара максимално дозвољена вриједност флукса  $\Psi_q$  из (4.172):

$$\Psi_{qMAX} = \sigma L_s i_{qMAX} . \quad (4.180)$$

Максимални момент, када не постоји струјни лимит, имаће се ако је испуњен услов (4.178)  $\Psi_d = \Psi_q$ , а када постоји струјни лимит, референтни флукс  $\Psi_q^*$  мора бити ограничен на  $\Psi_{qMAX}$  (4.180), па ће се добити мањи момент. Због постојања струјног лимита, избор референтног флукса статора по  $q$  оси,  $\Psi_{qref}$  одређује на основу:

$$\Psi_{qref} = \min\{\Psi_d, \Psi_{qMAX}\}, \quad (4.181)$$

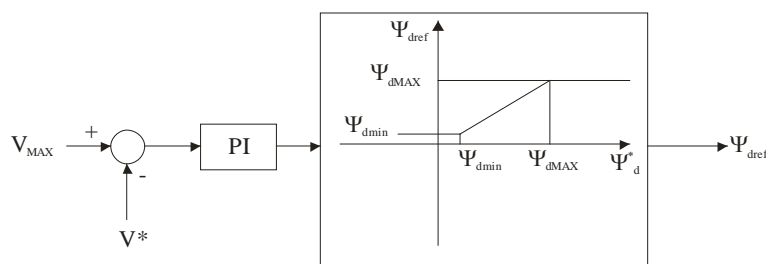
чиме је обезбијеђено да машина развија највећи могући момент уз поштовање струјног лимита. Услов (4.181) графички је приказан на Сл. 4.26.



Сл. 4.26. Ограничавање референтног флукса  $\Psi_{qref}$  уз уважавање струјног лимита

Када се флукс  $\Psi_{qref}$  одреди на основу (4.181), тада је истовремено задовољен и лимит по стабилности, јер је тада референтни момент ограничен тако да не може бити већи од превалног.

Уважавање напонског лимита у стационарном стању обавља се путем ограничења флукса  $\Psi_d$ . Да би се елиминисала параметарска осјетљивост, у [Б66] предлаже се да се флукс  $\Psi_d$  смањује чим референтни напон  $V^*$  пређе максимално дозвољену вриједност  $V_{MAX}$ . Овај поступак се реализује на начин приказан на Сл. 4. 27. Референтни напон је излаз регулатора флукса, и он се пореди са максималним напоном, а тако добијени сигнал грешке уводи се у ПИ регулатор који генерише референтни флукс. За брзине мање од номиналне, тако добијени референтни флукс би био већи од номиналног, док би дубоко у зони слабљења поља референтни флукс имао сувише мале вриједности. Због тога се излаз из регулатора флукса мора лимитирати на вриједност  $\Psi_{dMAX}$  и  $\Psi_{dMIN}$ , које одговарају номиналном и најмањем дозвољеном флуксу ротора, респективно, како је приказано на Сл. 4.27.



Сл. 4.27. Одређивање референтног флукса  $\Psi_{dref}$  уз уважавање напонског лимита

#### 4.4.2.2. Реализација алгоритма директне контроле момента

На Сл. 4.28. приказан је блок-дијаграм алгоритма за директно управљање моментом. Улазна величина је референтни момент,  $m^*$ , који се пореди са естимираним моментом. Сигнал грешке води се у ПИ регулатор момента, који на свом излазу даје потребан флуks статора по  $q$  оси,  $\Psi_q^*$ . Овај флуks се лимитира тако да буду задовољени лимити по струји и стабилности помоћу блок-дијаграма са Сл. 4.26, и на свом излазу даје референтни флуks  $\Psi_{qref}$ . Референтни флуks статора по  $d$  оси,  $\Psi_{dref}$ , добија се из блок-дијаграма са Сл. 4.27, тако да се задовољи напонски лимит. Добијени референтни флуksеви  $\Psi_{dref}$  и  $\Psi_{qref}$  чине полифазор референтног флуksа,  $\underline{\Psi}_{ref} = \Psi_{dref} + j\Psi_{qref}$ , који, се, заједно са полифазором естимираног флуksа статора, уводе у регулатор флуksа статора.

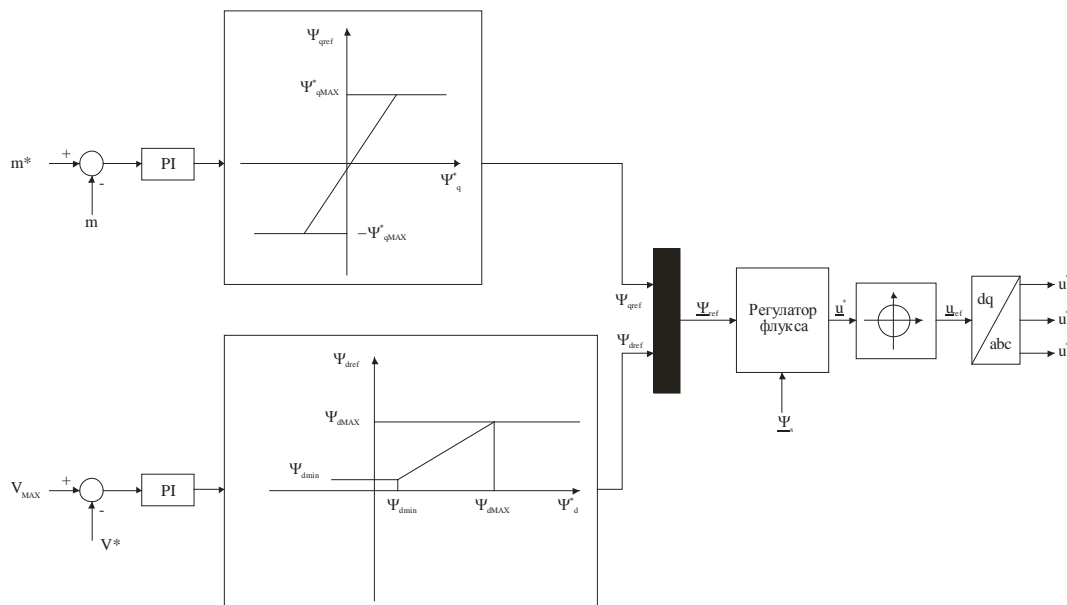
Регулатор флуksа статора генерише референтни вектор напона. Једначина регулатора флуksа је заснована на изразу са компензованом електромоторном силом  $j\omega_s \underline{\Psi}_s$ :

$$\underline{u}^* = R_s \cdot \underline{i}_s + j\omega_s \underline{\Psi}_s + \frac{\underline{\Psi}_{ref} - \underline{\Psi}_s}{\tau}, \quad (4.182)$$

гдје је  $1/\tau$  појачање регулатора флуksа статора. Поређењем једначине регулатора флуksа (4.182) и једначине напонске равнотеже статора (4.160), тј. уважавањем  $\underline{u}^* = \underline{u}_s$ , може се одредити једначина динамике предложеног регулатора флуksа као:

$$\tau \frac{d\underline{\Psi}_s}{dt} + \underline{\Psi}_s = \underline{\Psi}_{ref}, \quad (4.183)$$

те се може закључити да ће одзив бити тим бржи што је појачање регулатора  $1/\tau$  веће.



Сл. 4.28. Директно управљање моментом преко компоненти флуksа статора

Пошто је напонски лимит уважен на основу једначина стационарног стања, неопходно је референтни напон  $\underline{u}_{ref}$  (4.182) ограничити на максималну расположиву вриједност  $V_{MAX}$  како у прелазним режимима амплитуда референтног напона не би прелазила расположиву вриједност, док се потребан фазни став задржава:

$$\underline{u}_{ref} = \begin{cases} \underline{u}^*, & |\underline{u}| \leq V_{MAX} \\ \frac{\underline{u}^*}{|\underline{u}^*|} V_{MAX}, & |\underline{u}| > V_{MAX} \end{cases} \quad (4.184)$$



Компоненте референтног напона се даље, помоћу трансформације ротације, преводе у фазни домен и доводе у погонски претварач као управљачке величине.

Недостатак предложеног приступа је што у случају промјене момента у слабљењу поља долази до нежељених промјена флукса. Наиме, флукс је одређен тако да напон на мотору буде једнак максималном, па у случају растерећења, долази до претјераног смањења флукса током прелазног периода, тако да се предлаже да се током прелазних процеса флукс одржава на константној вриједности.

#### 4.5. Критички осврт на постојећа рјешења

1. Векторско управљање представља основни концепт распрегнутог управљања асинхроним машином. Управљање је базирано на контроли амплитуде и положаја просторног вектора струје статора у односу на просторни вектор одабраног флукса. Погодним распрезањем струје статора на међусобно ортогоналне компоненте, магнетизациону и активну, омогућује се управљање флуksom и моментом асинхроне машине на сличан начин као мотором једносмјерне струје са независном побудом.

2. Векторско управљање може се теоријски реализовати у односу на потенцијално бесконачан број флуксева. Обично се, у литератури, векторско управљање реализује у односу на један од три вектора: просторни вектор флукса статора, ротора или магнетизације. Векторско управљање према флуксу магнетизације се обично не користи због проблема са стабилношћу и значајном осјетљивошћу на магнетно засићење. Машина се може напајати из струјног или напонског актуатора (инвертора), а потребне величине се могу мјерити са мање или више давача. У случају идеалног векторски управљаног погона, када су параметри контролера израчунати на основу тачних вриједности параметара мотора, а давачи и актуатор идеални, нема разлике у перформансама појединих стратегија векторског управљања. У случају реалног погона поједине варијанте у различитим режимима рада имају боље или лошије перформансе.

3. Најједноставнија варијанта векторског управљања је векторско управљање према флуксу ротора при напајању из струјног извора. У том случају  $d$  и  $q$  оса су распрегнуте, а погон се у потпуности описује једначинама напонске равнотеже роторског кола и моментном једначином. У случају да се струјни извор не може сматрати идеалним, потребно је посматрати и једначине напонске равнотеже статора. Те једначине нису међусобно распрегнуте, те модел векторског управљања према флуксу ротора уз напонско напајање губи своју једноставност.

4. Код векторског управљања према флуксу статора,  $d$  и  $q$  оса су међусобно спрегнуте, те је за распрегнуто управљање по моменту и флуксу потребно увести распрежуће коло. Поред тога, јавља се проблем стабилности погона јер се може изгубити оријентација синхронно ротирајућег координатног система ако се задаје превелика референтна вриједност момента при недовољном флуксу. Предност векторског управљања према флуксу статора има се при напонском напајању, пошто су једначине напонске равнотеже статора у потпуности распрегнуте.

5. Брз одзив момента директно је одређен могућношћу брзе промјене струје, односно довољним напоном који ће омогућити инјекцију потребне струје. Сам струјни извор може бити регулисан у фазном домену (нелинеарна регулација, најчешће хистерезисна), или у синхронно ротирајућем систему, када је регулација линеарна. Када је однос између расположивог напона актуатора и индуковане електромоторне силе велики, тада постоји довољна резерва напона (напонска маргина) која омогућава брзо успостављање потребних струја. Растом брзине обртања расте и индукована контраелектромоторна сила, тако да се напонска маргина смањује и постаје недовољна за успостављање потребних струја траженом брзином, односно струје се чак не могу ни успоставити. Због тога је код векторског управљања неопходно перманентно одржавати напонску маргину, било додатним умањењем флукса, било потенцијалним уласком у режим надмодулације.

7. При анализи векторског управљања према флуксу ротора у слабљењу поља обично се посматрају квазистационарна стања. У обзир се узимају лимит по струји и напону, који у  $d-q$  равни представљају кружницу, односно елипсу. Референтна вриједност момента у  $d-q$  равни је парабола, те се радне тачке на експлоатационој и транзијентној карактеристици могу представити тачкама у  $d-q$  равни. Кружница константне струје не зависи од брзине, док се елипсе напонског лимита сужавају са растом брзине. Због тога се могу уочити три карактеристична режима: први, када је потребно посматрати само струјни лимит, и који одговара зони константног момента; други, када се истовремено посматрају и струјни и напонски лимит (који одговара режиму константне снаге), и коначно, трећи, који се има за брзине веће од граничне, када машина ради само у напонском лимиту.

8. Због утицаја расипања, област рада у слабљењу поља је ужа за машине са већим расипањем због релативно строжијег напонског лимита. Зона константне снаге (за брзине веће од номиналне, а мање од граничне) је мања за машине са већим расипањем. Утицај отпора статора оправдано је занемарити на великим брзинама, јер износи само неколико процената напона мотора.

9. Када је магнетно коло засићено, напонски лимит је више изражен него у случају линеарног магнетног кола. Анализа утицаја магнетног засићења обавља се функцијском апроксимацијом криве магнећења. Код засићених машина излазна снага на почетку зоне слабљења поља може бити чак и већа од номиналне јер се струја  $i_d$  може значајније смањити уз исти флукс него код примјене класичне  $1/\omega$  стратегије. Маchine које се налазе у засићењу имају већу струју  $i_q$ , односно снагу уз исти флукс и поштовање лимита струје. У режиму слабљења поља, најчешће се магнетно коло сматра линеарним.

10. Векторско управљање према флуксу статора има предност у томе што су једначине напонске равнотеже статора распрегнуте. Због тога је рад у лимиту напона инхерентно једноставнији, иако је потребно увести распрежућа кола за управљање моментом. Анализа радних тачака обавља се у  $\Psi_d - m_c$  равни дефинисаној флуksom статора и електромагнетним моментом. У слабљењу поља потребно је истовремено посматрати лимите по струји, напону и стабилности. Посматра се права максималног момента, крива лимита по стабилности, и фамилија кривих лимита по напону. Радна тачка мора увијек поштовати строжији услов. Растом брзине, области које су дозвољене лимитом по напону се сужавају. Због тога је при мањим брзинама лимит по стабилности строжији, а даљим растом брзине је строжији лимит по напону. Основни недостатак управљања према флуксу статора, је што овај приступ не уважава динамику роторског кола и смањење флуksа ротора са растом оптерећења.

11. Карактеристике алгорита директне контроле момента су супериорне у односу на векторско управљање. Непосредно се управља флуksom статора и моментом, без регулације струје, а уз одржавање флуksа ротора на задатој вриједности. На тај начин се користе предности векторског управљања према флуксу ротора, јер се уважава роторско коло, као и предности векторског управљања према флуксу статора, јер се користи директна веза између флуksа статора и напона. Недостатак анализираниог рјешења је што се ограничења уважавају индиректно, на основу једначина у стационарном стању. У прелазним режимима регулатор флуksа може да оде у засићење, односно да генерише веће вриједности референтних напона тако да амплитуда пређе максимално расположиви напон. Због тога уобичајени концепт директног управљања у слабљењу поља мора да садржи механизам за ограничење амплитуде напона, уз одржавање израчунатог фазног става, што доводи до нарушавања одзива у прелазним режимима.

## 5. АНАЛИЗА ПРОМЈЕНЕ МОМЕНТА У ЛИМИТУ НАПОНА

У наредном излагању анализираће се промјена момента, флуксева статора и ротора, клизања, синхроне брзине и струје у лимиту напона током једне управљачке периоде, чиме ће се стећи увид у динамичке појаве у машини у лимиту напона. У литератури постоји неколико приступа за анализу промјене момента током управљачке периоде који су засновани на линеаризацији моментне једначине и одговарајућим занемарењима. У излагању које слиједи, извешће се израз за промјену момента у лимиту напона током управљачке периоде у општем случају. На основу спроведене анализе, у комплексној равни приказаће се кретање одговарајућих полифазора у слабљењу поља.

### 5.1. Полифазорски инкрементални модел асинхроне машине

Промјена момента током управљачке периоде анализираће се полазећи од дискретног математичког модела у простору стања у стационарном координатном систему (2.93-2.95) заједно са једначинама флуксних обухвата (2.28) и једначином за електромагнетни момент (2.22) у тренутку  $k$ ,  $k = 0,1,2,\dots$ :

$$\underline{u}_{sk} = R_s \underline{i}_{sk} + \frac{\Delta \Psi_{sk}}{\Delta T}, \quad (5.1)$$

$$\underline{u}_{rk} = R_r \underline{i}_{rk} + \frac{\Delta \Psi_{rk}}{\Delta T} + j\omega_{mk} \Psi_{rk}, \quad (5.2)$$

$$\Psi_{sk} = L_s \underline{i}_{sk} + L_m \underline{i}_{rk}, \quad (5.3)$$

$$\Psi_{rk} = L_r \underline{i}_{rk} + L_m \underline{i}_{sk}, \quad (5.4)$$

$$m_k = \frac{3}{2} P(\Psi_{sk} \times \underline{i}_{sk}) = -\frac{3}{2} P \operatorname{Im}\{\Psi_{sk} \underline{i}_{sk}^*\}, \quad (5.5)$$

Одговарајуће промјене флуксева статора и ротора током периоде  $k$ ,  $k = 0,1,2,\dots$  дате су изразима (2.95) и (2.96):

$$\Delta \Psi_{sk} = \Psi_{s(k+1)} - \Psi_{sk}, \quad (5.6)$$

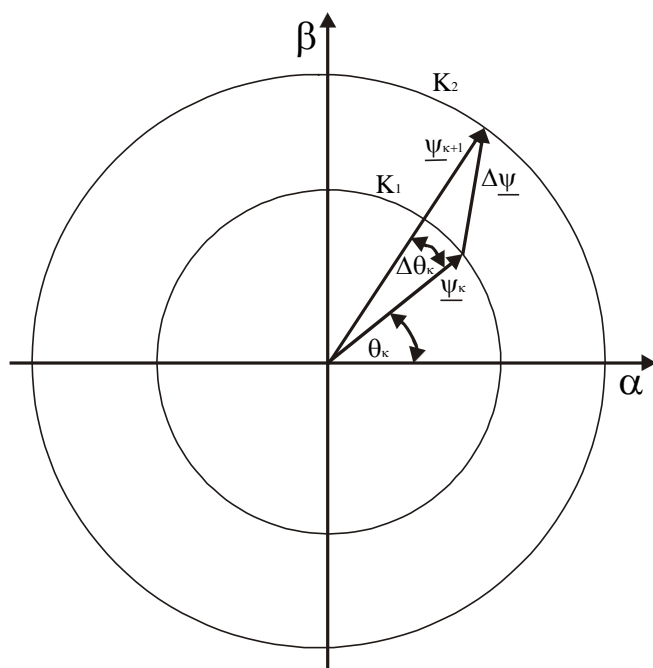
$$\Delta \Psi_{rk} = \Psi_{r(k+1)} - \Psi_{rk}. \quad (5.7)$$

Управљачка величина у тренутку  $k$ ,  $k = 0,1,2,\dots$  је полифазор напона  $\underline{u}_{sk}$ , тако да се комбиновањем (5.1) и (5.6) уз занемарење отпора статора добија:

$$\Psi_{s(k+1)} = \Psi_{sk} + \Delta \Psi_{sk} = \Psi_{sk} + \underline{u}_{sk} \Delta T. \quad (5.8)$$

У стационаром  $\alpha - \beta$  координатном систему могу се нацртати вектор флукса из текућег и наредног тренутка,  $\Psi_{sk}$  и  $\Psi_{s(k+1)}$  како је приказано на Сл.5.1. У општем случају, када је  $|\Psi_{s(k+1)}| \neq |\Psi_{sk}|$ , вектор флукса  $\Psi_{s(k+1)}$  лежи на кружници  $K_2$ , чији пречник може бити већи или мањи од пречника кружнице  $K_1$ . Уколико је  $|\Psi_{sk}| = |\Psi_{s(k+1)}|$ , тада жељени вектор флукса  $\Psi_{s(k+1)}$  лежи на кружници  $K_1$ . Угао  $\Delta \mathcal{G}_k$  између флуксева у текућем и наредном тренутку на Сл. 5.1 представља угао напредовања вектора флукса статора и у стационарном стању он је једнак производу синхроне брзине и периоде управљања:

$$\Delta \mathcal{G}_k^0 = \omega_{sk} \Delta T. \quad (5.9)$$



Сл. 5.1. Вектор прираштаја флукса  $\Delta \underline{\Psi}$  у опитем случају

Вектор инкремента флукса статора може се написати преко модула и одговарајућег угла напона као:

$$\Delta \underline{\Psi}_{sk} = |\underline{\Psi}_{s(k+1)}| (\cos \Delta \vartheta_k + j \sin \Delta \vartheta_k) - \underline{\Psi}_{sk}, \quad (5.10)$$

а пошто је из (5.1) вектор инкремента флукса пропорционалан напону:

$$\Delta \underline{\Psi}_{sk} = \underline{u}_{sk} \Delta T, \quad (5.11)$$

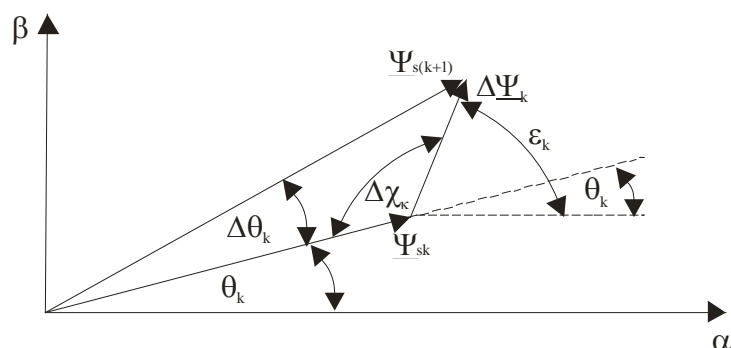
вектор инкремента флукса статора може се написати и у облику:

$$\Delta \underline{\Psi}_{sk} = |\underline{u}_{sk}| \Delta T [\cos(\pi - \Delta \chi_k) + j \sin(\pi - \Delta \chi_k)], \quad (5.12)$$

односно

$$\underline{u}_{sk}^{\Psi_s} = |\underline{u}_{sk}| [\cos(\pi - \Delta \chi_k) + j \sin(\pi - \Delta \chi_k)], \quad (5.13)$$

гдје је  $\Delta \chi_k$  угао између вектора прираштаја флукса  $\Delta \underline{\Psi}_{sk}$  и вектора флукса статора  $\underline{\Psi}_{sk}$ . Углови  $\Delta \vartheta_k$  и  $\Delta \chi_k$  као и напон  $\underline{u}_{sk}^{\Psi_s}$  реферисани су у односу на вектор флукса статора  $\underline{\Psi}_{sk}$ . Наведени углови приказани су на Сл. 5.2.



Сл. 5.2. Дефиниција одговарајућих углова

У изразу (5.13), напон статора,  $\underline{u}_{sk}^{\Psi_s}$ , који је управљачка величина, приказан је преко свог модула,  $|\underline{u}_{sk}|$ , и одговарајућег фазног става  $\Delta \chi_k$  у односу на флукс статора  $\underline{\Psi}_{sk}$ . У стационарном координатном систему, одговарајући напон статора је:

$$\underline{u}_{sk} = |\underline{u}_{sk}| \cos \varepsilon_k = |\underline{u}_{sk}| [\cos(\vartheta_k + \pi - \Delta \chi_k) + j \sin(\vartheta_k + \pi - \Delta \chi_k)]. \quad (5.14)$$

У првој зони, напон је мањи од номиналног,  $|\underline{u}_{sk}| < U_n$ , док је у зони слабљења поља, његова амплитуда константна и једнака максимално дозвољеном напону  $|\underline{u}_{sk}| = U_{MAX}$ . Једина управљачка величина у зони слабљења поља јесте само један од углова у троуглу  $\Delta \underline{\Psi}_{sk}, \underline{\Psi}_{sk+1}, \underline{\Psi}_{sk}$ . Улазне величине у модел (5.1-5.5) су полифазори флуксева статора и ротора  $\underline{\Psi}_{sk}$  и  $\underline{\Psi}_{rk}$ , као и брзина обртања  $\omega_{mk}$ . Пошто су електромагнетни процеси најмање за ред величине бржи него механички, у наредном излагању ће се сматрати да је брзина обртања током периоде управљања константна, тј.  $\omega_{mk} = \omega_m = const$ .

### 5.1.1. Извођење израза за промјену момента

Промјена момента током управљачке периоде  $k$ ,  $k = 0,1,2,\dots$  је:

$$\Delta m_k = m_{k+1} - m_k, \quad (5.15)$$

Промјена момента (5.15) уз познате почетне услове (флуксева статора, ротора и брзину) и управљање  $\underline{u}_{sk}$  у тренутку  $k$ ,  $k = 0,1,2,\dots$ , може се одредити рјешавањем модела (5.1-5.5). Међутим, добијени израз био би изузетно сложен и не би имао велику практичну вриједност. Због тога се у литератури обично прибјегава упрошћеним приступима који су сви засновани на кориштењу линеаризоване једначине за момент (2.102). Недостатак постојећих приступа је што не садрже све чланове из линеаризоване једначине [Б6], [Б25], [Б44], [Б62] или што у добијеном изразу фигурише брзина обртања [Б32], [Б64], [Б68].

Израз за промјену момента током управљачке периоде у општем случају може се извести полазећи од дефиниције (5.15):

$$\Delta m_k = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} [(\underline{\Psi}_{r(k+1)} \times \underline{\Psi}_{s(k+1)}) - (\underline{\Psi}_{rk} \times \underline{\Psi}_{sk})], \quad (5.16)$$

тако што ће се из математичког модела (5.1-5.5) елиминисати струје и користити Сл. 5.2. Са динамичке еквивалентне шеме са Сл. 2.6 промјена струје статора је:

$$\Delta \underline{i}_{sk} = \frac{\underline{u}_{sk} - \underline{e}_k}{\sigma L_s} \Delta T, \quad (5.17)$$

гдје је контраелектромоторна сила из (2.54)

$$\underline{e}_k = \frac{L_m}{L_r} j \omega_{sk} \underline{\Psi}_{rk} = j \omega_{sk} (\underline{\Psi}_{sk} - \sigma L_s \underline{i}_{sk}). \quad (5.18)$$

Друга једначина неопходна за елиминацију струје  $\underline{i}_{sk}$  и њене промјене  $\Delta \underline{i}_{sk}$  добија се на основу једначине напонске равнотеже ротора и једначина флуксних обухвата (5.2-5.4) одакле се прво роторске величине изражавају преко статорских:

$$\underline{i}_r = \frac{1}{M} (\underline{\Psi}_s - L_s \underline{i}_s), \quad (5.19)$$

$$\underline{\Psi}_{rk} = \frac{L_r}{M} (\underline{\Psi}_{sk} - \sigma L_s \underline{i}_{sk}), \quad (5.20)$$

и користи израз за тотални диференцијал флукса ротора (5.20):

$$\Delta \underline{\Psi}_{rk} = \frac{L_r}{M} (\Delta \underline{\Psi}_{sk} - \sigma L_s \Delta \underline{i}_{sk}). \quad (5.22)$$

Уврштавањем (5.19-5.20) у једначину напонске равнотеже ротора (5.2), те кориштењем (5.17-5.18) добијају се изрази за струју статора:

$$\underline{i}_{sk} = \frac{(1 + \sigma T_r^2 \omega_{klk}^2) + j(1 - \sigma) T_r \omega_{klk}}{L_s (1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_{klk}^2)} \underline{\Psi}_{sk} \quad (5.23)$$

и промјену струје статора

$$\Delta \underline{i}_{sk} = \frac{\Delta \underline{\Psi}_{sk}}{\sigma L_s} - j \omega_{sk} \frac{(1-\sigma) \Delta T L_r}{\sigma L_s (1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_{klk}^2)} \underline{\Psi}_{sk} - \omega_{sk} \Delta T \frac{(1-\sigma) T_r \omega_{klk}}{L_s (1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_{klk}^2)} \underline{\Psi}_{sk} \quad (5.24)$$

у фунцкији флуksа статора  $\underline{\Psi}_{sk}$ , управљања  $\Delta \underline{\Psi}_{sk}$  и учестаности клизања

$$\omega_{klk} = \omega_{sk} - \omega_{mk} \quad (5.25)$$

Треба истаћи да је, захваљујући претпоставци о простопериодичној промјени флуksа ротора, елиминисана зависност од тренутне брзине обртања. Флуks статора у текућој периоди је познат, а флуks статора у наредној периоди директно је одређен управљањем датим изразом (5.8). За одређивање флуksа ротора у текућој периоди могу се користити једначине (5.20) и (5.23) одакле је флуks ротора:

$$\underline{\Psi}_{rk} = \frac{L_r}{L_m} \frac{1-\sigma}{1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_{klk}^2} (1 - j \sigma T_r \omega_{klk}) \underline{\Psi}_{sk} \quad (5.26)$$

Може се примијетити да израз за флуks ротора (5.26) поново потврђује закључке из дијела 3.5. Када је машина у празном ходу ( $\omega_{klk0} = 0$ ), тада је флуks ротора из (5.26) једнак

$$\underline{\Psi}_{rk}^0 = \frac{L_m}{L_s} \underline{\Psi}_{sk}, \quad (5.27)$$

док је при превалном клизању ( $\sigma T_r \omega_{klkpr} = 1$ ), флуks ротора минималан и износи:

$$\underline{\Psi}_r^{MIN} = \frac{1}{2} \frac{L_m}{L_s} (1 - j) \underline{\Psi}_{sk} \quad (5.28)$$

Модуо флуksа ротора при превалном клизању идентичан је као и у изразу (3.74):

$$|\underline{\Psi}_r^{MIN}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{L_m}{L_s} |\underline{\Psi}_{sk}|, \quad (5.29)$$

тј. однос модула флуksа ротора при превалном моменту у односу на флуks ротора у празном ходу једнак је  $\sqrt{2}$ , а полифазор флуksа ротора касни за флуksом статора за угао  $\pi/4$ .

Да би се одредио флуks ротора у тренутку  $k+1$ , потребно је примијетити да он, према (5.2), не зависи од управљања у тренутку  $k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ . Поново користећи претпоставку да се флуks ротора простопериодично мијења, флуks ротора у наредном тренутку може се написати као:

$$\underline{\Psi}_{r(k+1)} = (1 + j \omega_{sk} \Delta T) \underline{\Psi}_{rk} \quad (5.30)$$

односно претпоставља се да флуks ротора има само тангенцијалну компоненту. Уврштавањем (5.26) у (5.30), добија се:

$$\underline{\Psi}_{r(k+1)} = \frac{L_r}{L_m} \frac{1-\sigma}{1 + \sigma^2 T_r^2 \omega_{klk}^2} [(1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T) + j(\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk})] \underline{\Psi}_{sk} \quad (5.31)$$

Када је машина у идеалном празном ходу ( $\omega_{klk0} = 0$ ), тада је из (5.31) флуks ротора у празном ходу у наредном тренутку једнак

$$\underline{\Psi}_{r(k+1)0} = \frac{L_m}{L_s} (1 + j \omega_{sk} \Delta T) \underline{\Psi}_{sk}, \quad (5.32)$$

односно флуksеви статора и ротора у тренутку  $k+1$  су у фази пошто је клизање једнако нули.

У (5.15) потребно је уврстити изразе за флуksеве статора и ротора у текућем и наредном тренутку (5.8), (5.26) и (5.31). У циљу елиминисања одговарајућих углова, на основу Сл. 5.2. могу се писати сљедеће једнакости:

$$\Delta \underline{\Psi}_{sk} = \underline{\Psi}_{s(k+1)} - \underline{\Psi}_{sk}, \quad (5.33)$$

$$\underline{\Psi}_{sk} \times \Delta \underline{\Psi}_{sk} = \underline{\Psi}_{sk} \times (\underline{\Psi}_{s(k+1)} - \underline{\Psi}_{sk}) = |\underline{\Psi}_{sk}| \cdot |\underline{\Psi}_{s(k+1)}| \sin \Delta \vartheta, \quad (5.34)$$

јер је:

$$\underline{\Psi}_{sk} \times \underline{\Psi}_{sk} = 0. \quad (5.35)$$

Такође је:

$$\underline{\Psi}_{sk} \times j\underline{\Psi}_{sk} = |\underline{\Psi}_{sk}|^2, \quad (5.36)$$

$$\Delta \underline{\Psi}_k \times \underline{\Psi}_{sk} = -|\underline{\Psi}_{sk}| \cdot |\underline{\Psi}_{s(k+1)}| \sin \Delta \mathcal{G}, \text{ па је:} \quad (5.37)$$

$$\Delta \underline{\Psi}_k \times j\underline{\Psi}_{sk} = |\underline{\Psi}_{sk}| \cdot |\underline{\Psi}_{s(k+1)}| \cos \Delta \mathcal{G} - |\underline{\Psi}_{sk}|^2. \quad (5.38)$$

Након сређивања, добија се израз за промјену момента током једне управљачке периоде:

$$\Delta m_k = \frac{3P(1-\sigma)|\underline{\Psi}_{sk}|}{2\sigma L_s [1 + \sigma^2 \omega_{klk}^2 T_r^2]} \begin{bmatrix} (1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T) |\underline{\Psi}_{s(k+1)}| \sin \Delta \mathcal{G}_k - \\ - |\underline{\Psi}_{s(k+1)}| (\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk}) \cos \Delta \mathcal{G}_k - \\ - |\underline{\Psi}_{sk}| \sigma T_r \omega_{klk} \end{bmatrix}. \quad (5.39)$$

У изразу (5.39) управљање је представљено преко модула флуksа статора у наредном тренутку и угла  $\Delta \mathcal{G}_k$  између тренутног и наредног полифазора флуksа статора. На основу Сл. 5.2. може се писати:

$$|\underline{\Psi}_{s(k+1)}| \sin \Delta \mathcal{G}_k = \Delta |\underline{\Psi}_k| \sin \Delta \chi_k, \quad (5.40)$$

$$|\underline{\Psi}_{s(k+1)}| \cos \Delta \mathcal{G}_k = |\underline{\Psi}_k| - \Delta |\underline{\Psi}_k| \cos \Delta \chi_k, \quad (5.41)$$

па се, уврштавањем (5.40) и (5.41), промјена момента (5.39) може представити преко модула напона  $\underline{u}_{sk}$  и његовог фазног става  $\Delta \chi_k$ :

$$\Delta m_k = \frac{3P(1-\sigma)|\underline{\Psi}_{sk}| \Delta T}{2\sigma L_s [1 + \sigma^2 \omega_{klk}^2 T_r^2]} \begin{bmatrix} |\underline{u}_{sk}| (1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T) \sin \Delta \chi_k + \\ + |\underline{u}_{sk}| (\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk}) \cos \Delta \chi_k - \\ - |\underline{\Psi}_{sk}| \omega_{sk} \end{bmatrix}. \quad (5.42)$$

Рјешења једначине (5.42) по углу  $\Delta \chi_k$  су<sup>3</sup>:

$$\Delta \chi_{k1} = -\arctan \frac{\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk}}{1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T} + \frac{2\sigma L_s [1 + \omega_{klk}^2 \sigma^2 T_r^2]}{3P(1-\sigma)|\underline{\Psi}_k| \Delta T} \Delta m_k + |\underline{\Psi}_k| \omega_{sk}, \quad (5.43)$$

$$+ \arcsin \frac{|\underline{u}_{sk}| \sqrt{(1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T)^2 + (\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk})^2}}{|\underline{u}_{sk}| \sqrt{(1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T)^2 + (\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk})^2}}$$

$$\Delta \chi_{k2} = \pi - \arctan \frac{\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk}}{1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T} - \frac{2\sigma L_s [1 + \omega_{klk}^2 \sigma^2 T_r^2]}{3P(1-\sigma)|\underline{\Psi}_k| \Delta T} \Delta m_k + |\underline{\Psi}_k| \omega_{sk}. \quad (5.44)$$

$$- \arcsin \frac{|\underline{u}_{sk}| \sqrt{(1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T)^2 + (\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk})^2}}{|\underline{u}_{sk}| \sqrt{(1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T)^2 + (\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk})^2}}$$

Максимална вриједност промјене момента (5.42) има се при услову

$$\frac{\partial(\Delta m_k)}{\partial(\Delta \chi_k)} = 0, \quad (5.45)$$

односно при углу

<sup>3</sup> Поступак рјешавања једначине облика  $A \sin \Delta \chi_k + B \cos \Delta \chi_k = C$  дат је у Прилогу рада.

$$\Delta\chi_{kMAX} = \arctan \frac{(1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T)}{(\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk})}. \quad (5.46)$$

Битно је примјетити да је средња вриједност нула функције промјене момента (5.43) и (5.44):

$$\frac{\Delta\chi_{k2} + \Delta\chi_{k2}}{2} = \frac{\pi}{2} - \arctan \frac{\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk}}{1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T} = \arctan \frac{(1 + \sigma T_r \omega_{klk} \omega_{sk} \Delta T)}{(\omega_{sk} \Delta T - \sigma T_r \omega_{klk})} \quad (5.47)$$

једнака углу при коме се има максимални момент (5.46)<sup>4</sup>. Ово значи да се максимум функције за промјену момента (5.42) налази између одговарајућих нула функције.

Када је машина у празном ходу у тренутку  $k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots$ , односно када је клизање једнако нули  $\omega_{klk0} = 0$ , тада се максимална промјена момента има при углу

$$\Delta\chi_{kMAX0} = \pi - \arctan \frac{1}{\omega_{sk} \Delta T} \approx \frac{\pi}{2}, \quad (5.48)$$

док се у случају превалног момента када је  $\sigma T_r \omega_{klkpr} = 1$ , максимална промјена момента има при углу

$$\Delta\chi_{kMAXpr} = \pi - \arctan \frac{1 + \omega_{sk} \Delta T}{\omega_{sk} \Delta T - 1} \approx \frac{3\pi}{4}. \quad (5.49)$$

### 5.1.2. Симулација израза за промјену момента током управљачке периоде

Путем рачунарске симулације приказани су промјена момента, флукса статора и клизања током једне периоде. Симулација је изведена тако што је за познато почетно стање вариран фазни став  $\Delta\chi_k$  напона у опсегу  $[-\pi \dots \pi]$  и рачунати одговарајући прираштаји. Као почетно стање усвојиће се да машина развија момент  $m_{e0}$  при номиналној синхроној брзини и при номиналном напону.

Пошто су познати момент и синхрона брзина, могу се одредити флукс ротора (3.78) и клизање у почетном тренутку у релативним јединицама из:

$$\Psi_{r0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_s}\right)^2 + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_s}\right)^4 - 4\sigma^2 L_r^2 m_{e0}^2}}, \quad (5.50)$$

$$\omega_{kl0} = R_r \frac{m_{e0}}{\Psi_{r0}^2}. \quad (5.51)$$

Усвојиће се вектор различитих момената у почетном тренутку:

$$m_{e0} = [0 \quad m_n \quad 1.5m_n \quad m_{pm}], \quad (5.52)$$

при номиналној синхроној брзини и номиналном напону уз периоду рачунања  $T = 0,1ms$ . За познате почетне услове по моменту, на основу (5.50) и (5.51) одговарајући вектори флуксева ротора и клизања у почетном тренутку су:

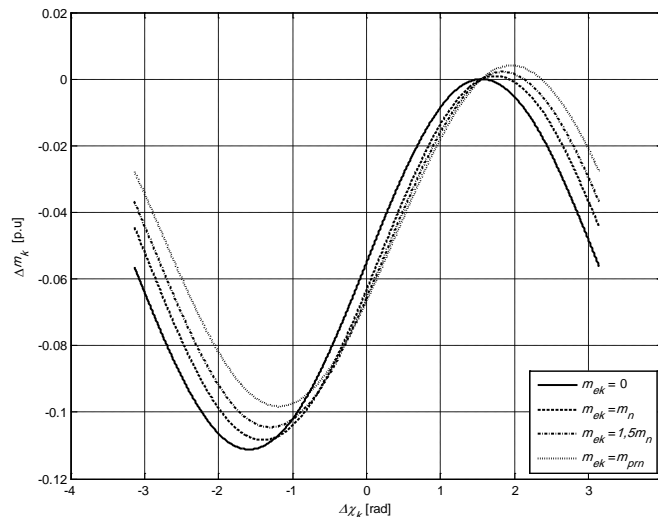
$$\Psi_{r0} = [0,9578 \quad 0,9417 \quad 0,9192 \quad 0,6673], \quad (5.53)$$

$$\omega_{kl0} = [0 \quad 0,0451 \quad 0,0710 \quad 0,2424]. \quad (5.54)$$

На Сл. 5.3. приказана је промјена момента током управљачке периоде, а при промјени угла напона  $\Delta\chi_k$  у опсегу  $[-\pi \dots \pi]$ .

<sup>4</sup> Доказ тврдње  $\frac{\pi}{2} - \arctan x = \arctan \frac{1}{x}$  дат је у Прилогу рада.

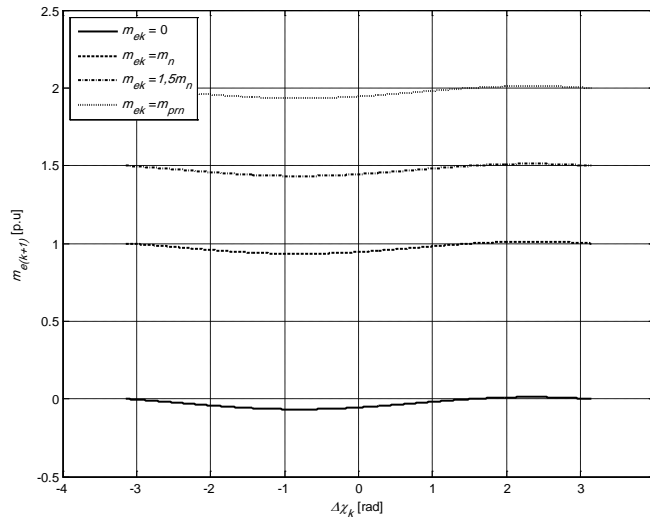




Сл. 5.3. Промјена момента током једне управљачке периоде у зависности од угла напона

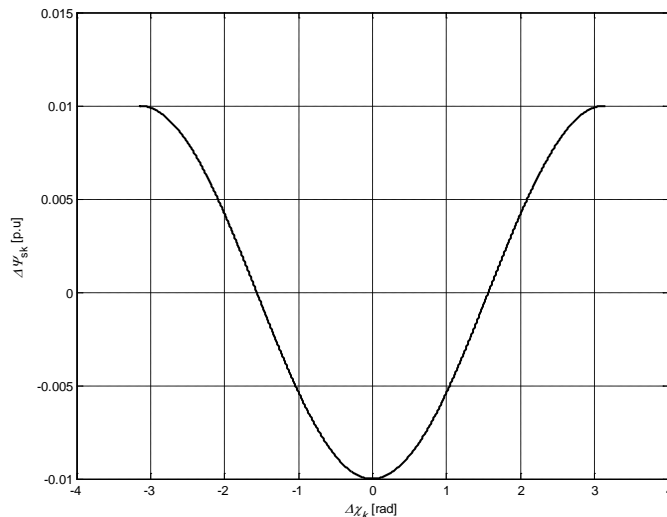
Са Сл. 5.3. види се да се криве сијеку ниво  $\Delta m_k = 0$  при углу  $\Delta \chi_{k1}$  (5.43) који је, због мале периоде управљања, приближно једнак  $\pi/2$ . Што је момент у почетном тренутку већи, то машина може да оствари већу промјену момента.

На Сл. 5.4. приказан је момент мотора у тренутку  $k+1$  за задато почетно стање. Као што се са Сл. 5.4. види, при углу  $\Delta \chi_{k1}$  (5.43) машина наставља да развија исти почетни момент, а за мање, односно веће вриједности угла напона, разијени момент је мањи, односно већи.



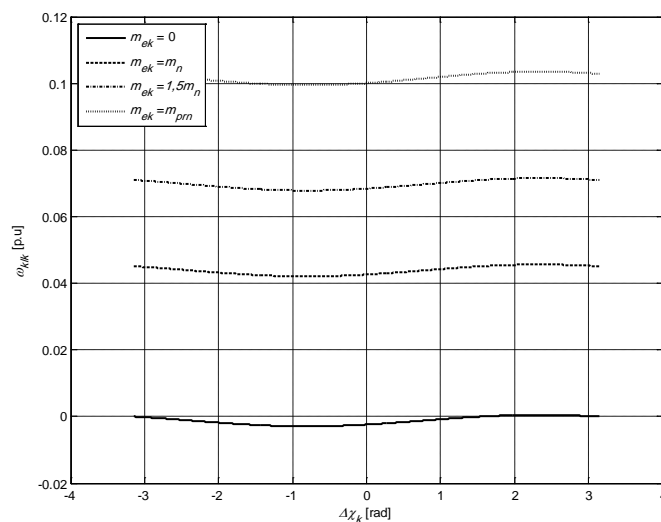
Сл. 5.4. Момент у тренутку  $k+1$  зависности од угла напона

На Сл. 5.5. приказана је промјена модула флукса статора у сукцесивним периодама. Са Сл. 5.5. се види да се константан флукс статора одржава при угловима  $\Delta \chi_{k1}$  (5.43) и  $\pi - \Delta \chi_{k1}$ , при чему први угао одговара стационарном стању, док други одговара негативној промјени момента.



Сл. 5.5. Промјена модула флуksа статора између тренутака  $k$  и  $k+1$

На Сл. 5.6. приказана је промјена учестаности клизања између тренутака  $k$  и  $k+1$ . Као и на претходним графицима, учестаност клизања између два сукцесивна управљачка тренутка остаје константна при углу  $\Delta\chi_{k1}$  (5.43).



Сл. 5.6. Промјена учестаности клизања измеђ тренутака  $k$  и  $k+1$

## 5.2. Графички приказ полифазора при промјени момента

У претходном излагању изведен је израз за промјену момента у функцији модула напона статора и одговарајућег фазног става. Поред тога, анализирани су и промјене осталих величина (флуksева статора и ротора, синхроне брзине, учестаности клизања и струје) које наступају у тренутку  $k+1$  при управљању у тренутку  $k$ . Добијени изрази могу се графички приказати и у комплексној  $\alpha - \beta$  равни кориштењем полифазорске представе.

Као референтно стање, усвојиће се стационарно стање у два сукцесивна тренутка  $k$  и  $k+1$ , такво да између та два тренутка нема промјене нити момента, нити модула флуksева статора и ротора, струја, као ни брзине. Посматраће се могуће промјене одговарајућих величина при управљању углом  $\Delta\chi_k$  у односу на тако дефинисано стационарно стање.

У референтном стању, флуksеви статора у текућем и наредном тренутку имаће исту амплитуду, а њихов одговарајући помјерај између тренутака  $k$  и  $k+1$  биће једнак углу

$\Delta \mathcal{G}_{sk}^0$  дефинисаним изразом (5.9), тј тренутном синхроним брзином. Као што је већ наведено, у моделу (5.1.-5.5) управљање у тренутку  $k$  утиче на флуks ротора тек у тренутку  $k+1$ , па је у референтном стању флуks ротора у тренутку  $k+1$  исте амплитуде као и у тренутку  $k$ , а и његов помјерај  $\Delta \mathcal{G}_{rk}^0$  биће такође једнак углу стационарног стања (5.9):

$$\Delta \mathcal{G}_{sk}^0 = \Delta \mathcal{G}_{rk}^0 = \omega_{sk} \Delta T. \quad (5.55)$$

Дакле, у складу са усвојеним моделом, флуksеви статора и ротора ће у два сукцесивна тренутка у стационарном стању прећи угао који је једнак производу синхроне брзине и периоде управљања. Моменти у тренуцима  $k$  и  $k+1$  су на основу (5.5)

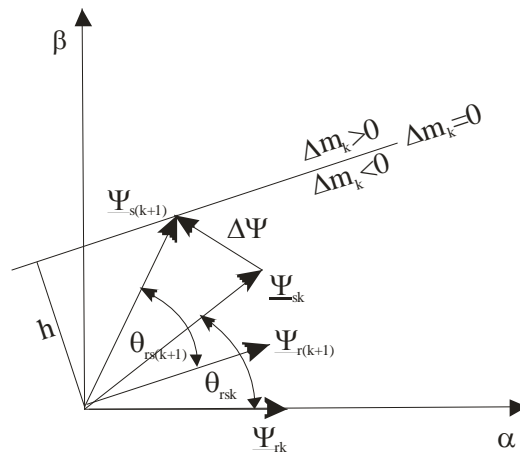
$$m_k = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \underline{\Psi}_{rk} \times \underline{\Psi}_{sk} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\underline{\Psi}_{rk}| |\underline{\Psi}_{sk}| \sin \mathcal{G}_{rsk}, \quad (5.56)$$

$$m_{k+1} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \underline{\Psi}_{r(k+1)} \times \underline{\Psi}_{s(k+1)} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\underline{\Psi}_{r(k+1)}| |\underline{\Psi}_{s(k+1)}| \sin \mathcal{G}_{rs(k+1)}, \quad (5.57)$$

гдје су  $\mathcal{G}_{rsk}$  и  $\mathcal{G}_{rs(k+1)}$  углови између флуksева ротора и статора у тренуцима  $k$  и  $k+1$  и пропорционални клизању (једнаки производу одговарајуће учестаности клизања и периоде управљања). У складу са усвојеним моделом, у коме управљање у тренутку  $k$  утиче на флуks ротора тек у тренутку  $k+1$ , те уврштавајући (5.56) и (5.57) у израз за промјену момента (5.15), услов да промјена момента између тренутака  $k$  и  $k+1$  буде једнака нули своди се на

$$|\underline{\Psi}_{s(k+1)}| \sin \mathcal{G}_{rs(k+1)} = |\underline{\Psi}_{sk}| \sin \mathcal{G}_{rsk} = h. \quad (5.58)$$

Услов добијања константног момента, тј. лијева страна израза (5.58) представља константну висину  $h$  паралелограма векторског производа флуksева што је приказано на Сл. 5.7. Без губљења на општости, усвојено је да се флуks ротора у тренутку  $k$  поклапа са  $\alpha$  осом.



Сл. 5.7. Флуksеви статора и ротора у текућем и наредном тренутку.

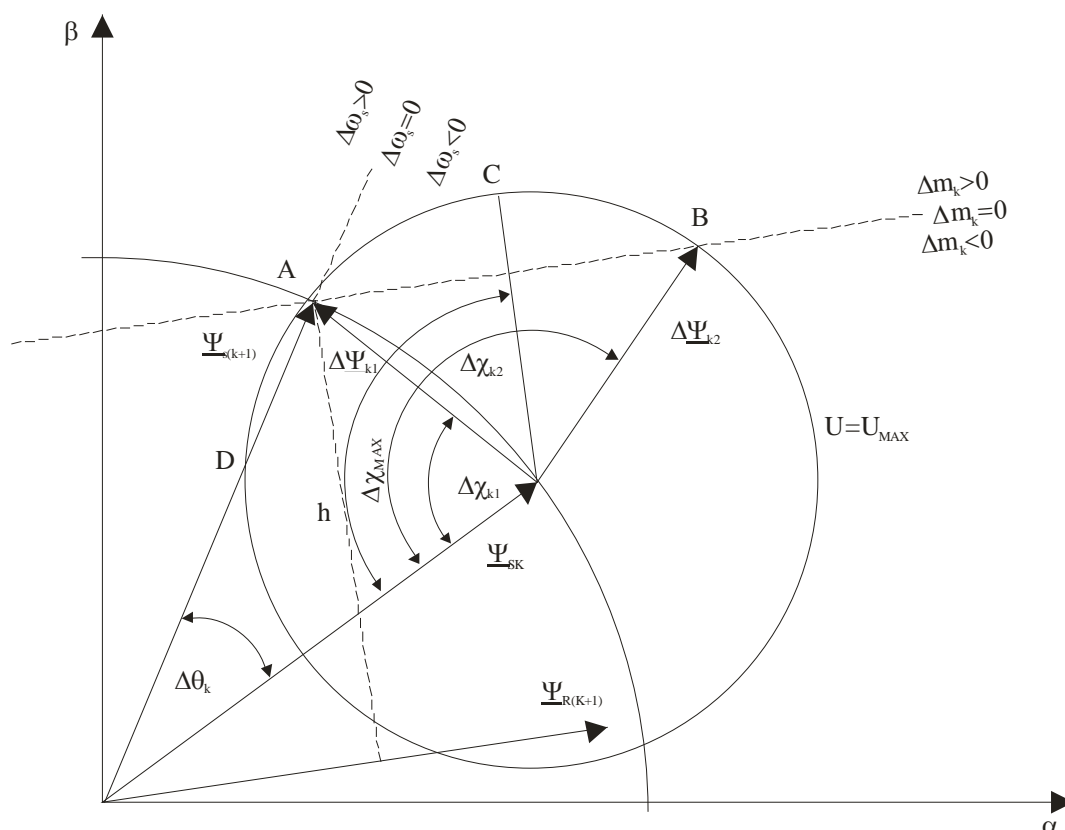
Услов константног момента  $\Delta m_k = 0$  у двије сукцесивне периоде у комплексној  $\alpha - \beta$  равни према томе је права која је паралелна са флуksом ротора у тренутку  $k+1$  и пролази кроз врх полифазора флуksа статора у том тренутку. Ако врх полифазора флуksа статора  $\underline{\Psi}_{s(k+1)}$  у тренутку  $k+1$  лежи на правој константног момента  $\Delta m_k = 0$ , тада машина у тренуцима  $k$  и  $k+1$  развија исти момент. Када је врх полифазора флуksа статора испод праве константног момента  $\Delta m_k = 0$ , тада је момент у тренутку  $k+1$  мањи, а ако је изнад праве константног момента, тада је момент у тренутку  $k+1$  већи него момент у тренутку  $k$ .

У референтном стационарном стању, флуksеви статора и ротора крећу се по кружницама константних полупречника,  $|\underline{\Psi}_{s(k+1)}| = |\underline{\Psi}_{sk}|$  и  $|\underline{\Psi}_{r(k+1)}| = |\underline{\Psi}_{rk}|$  са центром у координатном почетку. У складу са (5.8), константна амплитуда напона представља се

кружницом полупречника  $|\underline{u}_{sk}| = U_{MAX}$  чији се центар налази на врху полифазора флукса статора  $\underline{\Psi}_{sk}$ . На Сл. 5.8 приказане су наведене величине. Стационарно радно стање (тачка А) има се при углу (5.43),  $\Delta\chi_{k1}$ , док углу  $\Delta\chi_{k2}$  (5.44) одговара тачка В. Радна тачка С лежи на симетрали угла између флуксева  $\Delta\underline{\Psi}_1$  и  $\Delta\underline{\Psi}_2$ . Пошто је угао  $\Delta\chi_k$  који одговара тачки С:

$$\Delta\chi_1 + \frac{\Delta\chi_2 - \Delta\chi_1}{2} = \frac{\Delta\chi_2 + \Delta\chi_1}{2} = \Delta\chi_{MAX}, \quad (5.59)$$

максимална промјена момента налази се баш у тачки С којој одговара угао  $\Delta\chi_{MAX}$  (5.46) у којој би права момента у тренутку  $k+1$  тангирала кружницу константног напона.



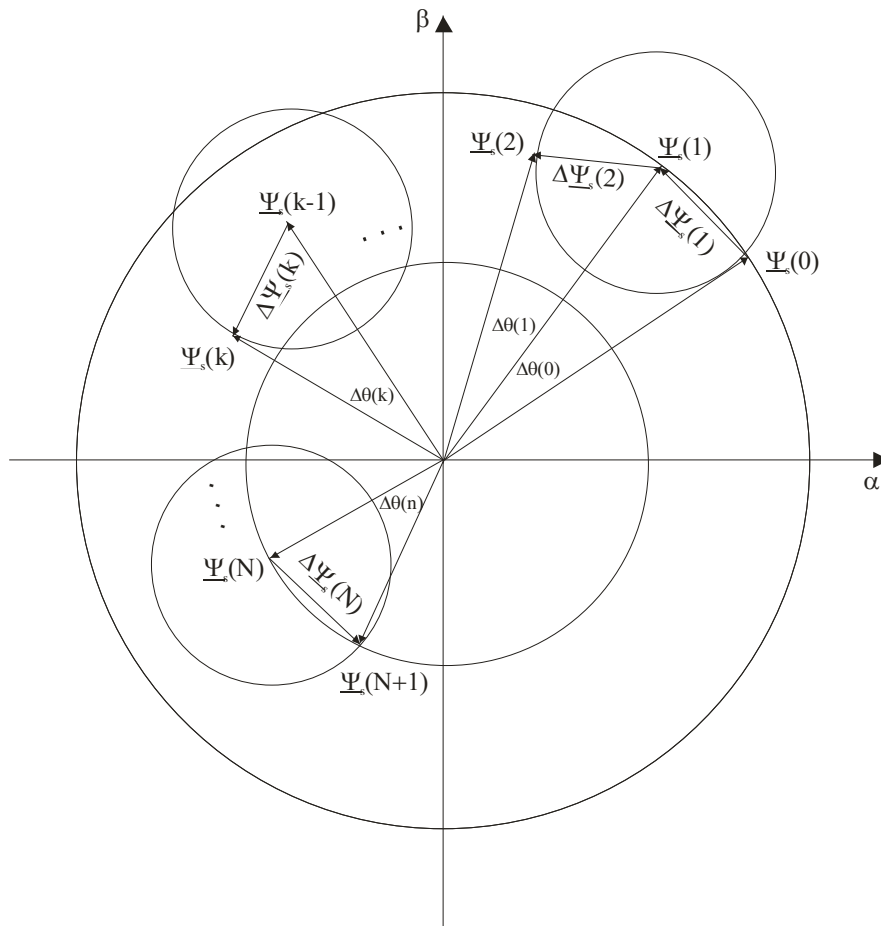
Сл. 5.8. Полифазорска представа промјене момента

На Сл. 5.8. приказана је и права константне синхроне брзине  $\Delta\omega_{sk} = 0$ . Постоје двије радне тачке у којима се синхрона брзина задржава на стационарној вриједности. У тачки А има се стационарно стање по свим величинама, док у тачки Д на Сл. 5.13 синхрона брзина задржава своју полазну вриједност, али су момент и флукс мањи него у тачки А.

Прелазни процес у слабљењу поља, при којем полифазор флукса статора на почетку прелазног процеса  $\underline{\Psi}_s(0)$  постигне коначну вриједност  $\underline{\Psi}_s(N)$  приказан је на Сл. 5.9. Током цијелог прелазног процеса управљање је при максимално расположивој амплитуди напона статора, па је:

$$|\Delta\underline{\Psi}_s(k)| = U_{MAX} \Delta T = const, k = 0, 1, 2, \dots, N, \quad (5.60)$$

Пошто је напон статора на ограниченој вриједности, врхови вектора инкременталног флукса статора налазе се на кружницама дефинисаним максимално расположивим напоном.



Сл. 5.9. Прелазни процес промјене флуksа статора у слабљењу поља

Посматрањем Сл. 5.9. може се закључити да се врх полифазора флуksа статора (а аналогно, и ротора), при управљању напонем константне амплитуде, а промјенљивог фазног става, креће спирално, од почетне, ка крајњој вриједности флуksа. С обзиром на спирално кретање полифазора у комплексној равни, може се сматрати да је могуће остварити апериодски одзив флуksа статора (и ротора), а самим тим и момента искључиво помоћу управљања углом (фазним ставом) напона, а при константној амплитуди.

## 6. ДИРЕКТНО УПРАВЉАЊЕ У СЛАБЉЕЊУ ПОЉА

У наредном излагању биће формирана оригинална управљачка структура за директно управљање моментом у слабљењу поља. Приликом формирања структуре полази се од захтјева да се расположиви напон инвертора у потпуности искористи. За случај када претварач ради у линеарном моду, амплитуда расположивог напона једнака је  $U_{MAX} = V_{DC} / \sqrt{3}$ , док је у случају надмодулације она већа за коефицијент 1.1026. Постављени захтјев за пуним кориштењем расположивог напона биће задовољен ако је у сваком тренутку

$$|\underline{u}_s| = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} = U_{MAX}. \quad (6.1)$$

Када се машина налази у напонском лимиту, компоненте флуksа и момента су спрегнуте, како у стационарном стању, тако и у прелазним режимима. Једина физички независна управљачка величина тада је фазни став (угао) напона статора. Поступак који задовољава захтјев (6.1), према томе, мора да буде заснован на управљању моментом искључиво помоћу угла напона.

У циљу формирања алгорита за директно управљање у слабљењу поља, потребно је прво извести динамички математички модел асинхроне машине у лимиту напона који ће послужити као основа за даљу анализу и формирање тражене функције преноса. У наредном излагању, усвојиће се одговарајуће апроксимације које знатно олакшавају извођење функције преноса асинхроне машине у слабљењу поља. Биће дата детаљна анализа оправданости тих апроксимација, па ће затим бити упоређене карактеристике апроксимираног и комплетног модела.

На основу усвојене функције преноса асинхроног мотора при раду са пуним напонам у слабљењу поља, предложиће се управљачка структура за регулацију момента, а затим и поступак за одређивање потребних вриједности параметара регулатора за добијање жељеног одзива. Као пројектни захтјеви за перформансама регулатора момента постављени су брз апериодски одзив и нулта грешка стационарног стања. Након синтезе, добијене перформансе предложеног регулатора момента биће илустроване путем рачунарских симулација.

Даље ће се у наставку формирати и надређена структура за управљање брзином у слабљењу поља. Биће предложена структура регулатора и усвојен поступак за избор вриједности параметара. Као пројектни захтјев за перформансе регулатора брзине постављају се стриктно апериодски одзив без прескока, као и нулта грешка стационарног стања. Приликом пројектовања брзинске петље, посебна пажња посветиће се уважавању лимита, јер превални (максимални) момент опада са растом брзине у слабљењу поља. Овај лимит потребно је динамички уважити. На крају поглавља, перформансе предложеног регулатора брзине биће илустроване рачунарском симулацијом.

### 6.1. Синтеза регулатора момента

#### 6.1.1. Математички модел асинхроног мотора у лимиту напона

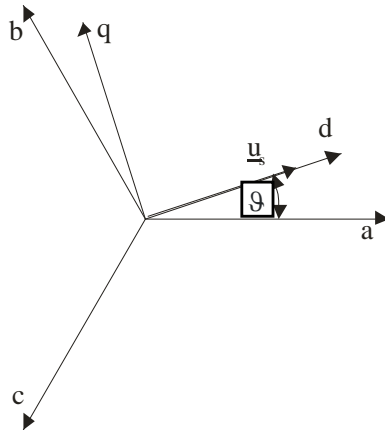
Како би се одабрала структура и одредиле вриједности параметара регулатора момента, потребно је анализирати динамику асинхроног мотора при раду у лимиту напона. Усвојиће се синхронно ротирајући координатни систем са нормализованим величинама оријентисан према напону статора:

$$|\underline{u}'_s| = U, \quad (6.2)$$

$$u'_d = U, \quad (6.3)$$

$$u'_q = 0, \quad (6.4)$$

гдје је  $\underline{u}'_s = u'_d + ju'_q$  нормализовани полифазор напона статора, а  $U$  нормализована расположива амплитуда напона (6.1). Оријентација синхроног координатног система према напону статора приказана је на Сл. 6.1.



Сл. 6.1. Оријентација синхроно ротирајућег координатног система према напону статора

Угао  $\theta$  између  $d$  осе синхроно ротирајућег координатног система са Сл. 6.1. везан је са синхроним брзином  $\omega_e$  преко:

$$\omega_e = \frac{1}{\omega_b} \frac{d\theta}{dt}, \quad (6.5)$$

У складу са усвојеном оријентацијом, математички модел асинхроног мотора (2.107-2.112) постаје:

$$\frac{d\psi_d}{dt} = \omega_b \left[ U - \frac{1}{T_s} \psi_d + \omega_e \psi_q + \frac{k_r}{T_s} \psi_D \right], \quad (6.6)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \omega_b \left[ -\omega_e \psi_d - \frac{1}{T_s} \psi_q + \frac{k_r}{T_s} \psi_Q \right], \quad (6.7)$$

$$\frac{d\psi_D}{dt} = \omega_b \left[ \frac{k_s}{T_r} \psi_d - \frac{1}{T_r} \psi_D + (\omega_e - \omega_r) \psi_Q \right], \quad (6.8)$$

$$\frac{d\psi_Q}{dt} = \omega_b \left[ \frac{k_s}{T_r} \psi_q - (\omega_e - \omega_r) \psi_D - \frac{1}{T_r} \psi_Q \right], \quad (6.9)$$

$$t_e = \frac{k_r}{\sigma L_s} (\psi_D \psi_q - \psi_Q \psi_d). \quad (6.10)$$

$$T_m \frac{d\omega}{dt} = t_e - t_L. \quad (6.11)$$

Математички модел (6.6-6.11) може се написати у форми простора стања:

$$\dot{\underline{x}} = f_1(\underline{x}, \underline{u}), \quad (6.12)$$

$$y = f_2(\underline{x}), \quad (6.13)$$

гдје су вектори улаза и стања  $\underline{x}$  и  $\underline{u}$ :

$$\underline{x} = [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_D \quad \psi_Q]^T, \quad (6.14)$$

$$\underline{u} = [\omega_e \quad \omega_r]^T. \quad (6.15)$$

У моделу (6.12-6.13) управљачка промјенљива је релативна синхрона брзина  $\omega_e$ , поремећај је релативна механичка брзина  $\omega_r$ , а излаз је момент мотора  $y = t_e$ . Добијени модел може се представити у матричном облику:

$$\frac{d\psi}{dt} = \underline{A}(\omega_e, s)\underline{\psi} + \omega_b [U \ 0 \ 0 \ 0]^T, \quad (6.16)$$

$$y = t_e = \frac{1}{\sigma l_s} (\psi_D \psi_q - \psi_Q \psi_d). \quad (6.17)$$

гдје су матрица система  $\underline{A}(\omega_e, s)$  и релативно клизање  $s$  дати изразима:

$$\underline{A}(\omega_e, s) = \omega_b \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s'} & \omega_e & \frac{k_R}{T_s'} & 0 \\ -\omega_e & -\frac{1}{T_s'} & 0 & \frac{k_R}{T_s'} \\ \frac{k_S}{T_R'} & 0 & -\frac{1}{T_R'} & s\omega_e \\ 0 & \frac{k_S}{T_R'} & -s\omega_e & -\frac{1}{T_R'} \end{bmatrix}, \quad (6.18)$$

$$s = (\omega_e - \omega_r) / \omega_e. \quad (6.19)$$

С обзиром да су механички прелазни процеси знатно спорији него електрични, сматраће се да је брзина обртања константна током промјене момента [A1-A15], па у моделу (6.16-6.17) не фигурише Њутнова једначина кретања (2.112).

### 6.1.2. Линеаризовани математички модел у лимиту напона

Да би се анализирао динамика момента и одредила функција преноса, потребно је линеаризовати нелинеарни математички модел (6.16-6.17) око стационарне радне тачке. Радна тачка дефинисана је вектором улаза  $\underline{u}^0$  (6.15) у стационарном стању:

$$\underline{u}^0 = [\omega_e^0 \ \omega_r^0]^T. \quad (6.20)$$

у којој вектор промјенљивих стања  $\underline{x}^0$  има вриједност:

$$\underline{x}^0 = [\psi_d^0 \ \psi_q^0 \ \psi_D^0 \ \psi_Q^0]^T, \quad (6.21)$$

и добија се из (6.6-6.10) уз  $d/dt = 0$  као:

$$\psi_d^0 = \frac{UT_s'}{D} \{1 - k_s k_r + T_r'^2 (\omega_e^0 - \omega_r^0)^2\}, \quad (6.22)$$

$$\psi_q^0 = -\frac{UT_s'}{D} \{ \omega_e^0 T_s' [1 + T_r'^2 (\omega_e^0 - \omega_r^0)^2] + k_s k_r T_r' (\omega_e^0 - \omega_r^0) \}, \quad (6.23)$$

$$\psi_D^0 = \frac{UT_s' k_s}{D} \{1 - k_s k_r + \omega_e^0 T_s' T_r' (\omega_e^0 - \omega_r^0)\}, \quad (6.24)$$

$$\psi_Q^0 = -\frac{UT_s' k_s}{D} \{ \omega_e^0 T_s' + T_r' (\omega_e^0 - \omega_r^0) \}, \quad (6.25)$$

$$D = (1 - k_s k_r)^2 + [\omega_e^0 T_s' + k_s k_r T_r' (\omega_e^0 - \omega_r^0)]^2 + T_r'^2 (\omega_e^0 - \omega_r^0)^2 [1 - k_s^2 k_r^2 + \omega_e^{02} T_s'^2]. \quad (6.26)$$

Момент мотора и клизање у стационарном стању су:

$$t_e^0 = \frac{k_r}{\sigma l_s} (\psi_D^0 \psi_q^0 - \psi_Q^0 \psi_d^0), \quad (6.27)$$



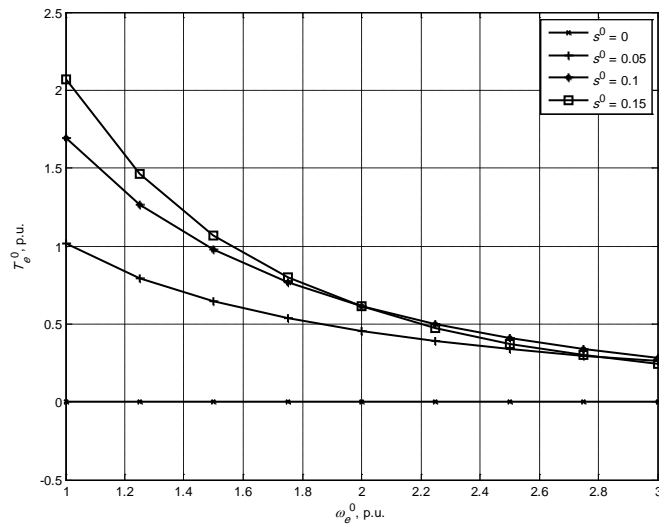
$$s^0 = (\omega_e^0 - \omega_r^0) / \omega_e^0. \quad (6.28)$$

Амплитуде флуkseва статора и ротора у стационарном стању су:

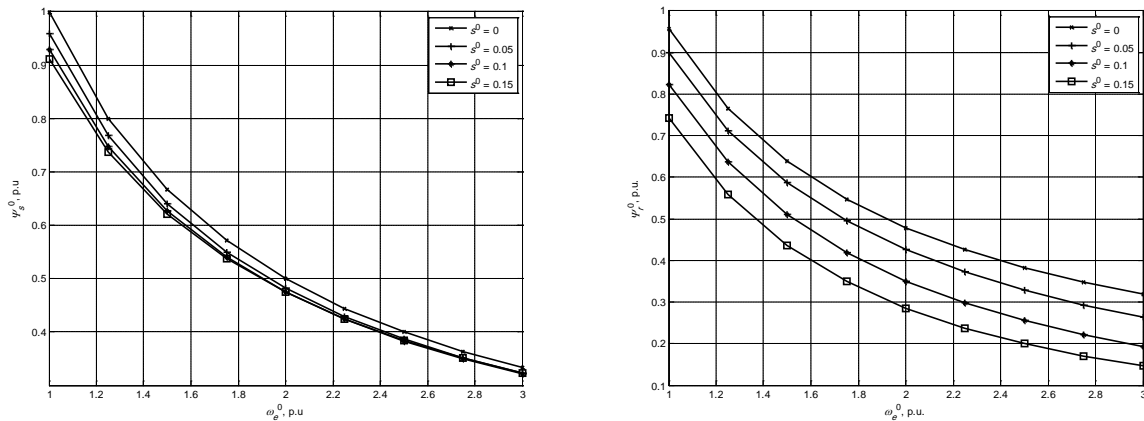
$$\psi_s^0 = \sqrt{(\psi_d^0)^2 + (\psi_q^0)^2}, \quad (6.29)$$

$$\psi_r^0 = \sqrt{(\psi_D^0)^2 + (\psi_Q^0)^2}. \quad (6.30)$$

Из (6.22-6.26) могу се одредити трајекторије момента (6.27) и флуkseва статора и ротора (6.29-6.30) у зависности од синхроне брзине и клизања као параметра. Добијене трајекторије за асинхрони мотор са параметрима датим у Прилогу рада приказане су на Сл. 6.2. и Сл. 6.3.



Сл. 6.2. Стационарна вриједност момента у слабљењу поља (6.27)



а)

б)

Сл. 6.3. Стационарна вриједност флуkseва статора (а) и ротора (б) у слабљењу поља

У слабљењу поља због напонског лимита (6.1) магнетизациона и активна компонента струје су спрегнуте у стационарном стању. Као последица те спреге, момент опада при расту синхроне брзине чак и при константном клизању (Сл. 6.2). Повећавање момента води ка повећавању активне компоненте струје статора и повећавању пада напона на редној импеданси мотора, што резултује смањењем контраелектромоторне силе мотора и флуkseва статора и ротора (Сл. 6.3а и Сл. 6.3б). Спрега момента и флуkseва која постоји у стационарном стању, постоји и у прелазним режимима гдје може узроковати појаву нежељених осцилација. Да би се истражила ова спрега, потребно је развити линеаризовани математички модел из модела (6.12-6.13) у облику [A10]:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A}\underline{x} + \underline{B}\underline{u}, \quad (6.31)$$

$$\underline{y} = \underline{C}\underline{x}, \quad (6.32)$$

гдје су одговарајуће матрице:

$$\underline{A} = \frac{\partial f_1}{\partial \underline{x}} = \omega_b \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s'} & \omega_e^0 & \frac{k_R}{T_s'} & 0 \\ -\omega_e^0 & -\frac{1}{T_s'} & 0 & \frac{k_R}{T_s'} \\ \frac{k_S}{T_R'} & 0 & -\frac{1}{T_R'} & (\omega_e^0 - \omega_r^0) \\ 0 & \frac{k_S}{T_R'} & -(\omega_e^0 - \omega_r^0) & -\frac{1}{T_R'} \end{bmatrix}, \quad (6.33)$$

$$\underline{B} = \frac{\partial f_1}{\partial \underline{u}} = \omega_b \begin{bmatrix} \Psi_q^0 & 0 \\ -\Psi_d^0 & 0 \\ \Psi_Q^0 & -\Psi_D^0 \\ -\Psi_D^0 & \Psi_D^0 \end{bmatrix}, \quad (6.34)$$

$$\underline{C} = \frac{\partial f_2}{\partial \underline{x}} = \frac{k_r}{\sigma_s'} \begin{bmatrix} -\Psi_Q^0 & \Psi_D^0 & \Psi_q^0 & -\Psi_d^0 \end{bmatrix}. \quad (6.35)$$

### 6.1.3. Функција преноса асинхроног мотора у лимиту напона

У циљу анализе динамичких појава у асинхроној машини при раду у лимиту напона, потребно је из линеаризованог модела (6.31-6.32) одредити функцију преноса:

$$\underline{G}_{IM}(p) = \underline{C}(p\underline{I} - \underline{A})^{-1} \underline{B}. \quad (6.36)$$

Функција (6.36) је вектор који садржи функције преноса излаза (момента) од управљачког улаза (синхроне брзине) и поремећаја (брзине обртања). С обзиром да се анализира управљање асинхроном машином, од интереса је одредити само скаларну преносну функцију момент/синхрона брзина која је:

$$G(p) = \frac{t_e(p)}{\omega_e(p)}. \quad (6.37)$$

Експлицитно рјешавање једначине (6.37) је изузетно компликовано, па ће се прво одредити статичко појачање функције  $G(p)$  које се има када се усвоји  $p = 0$ :

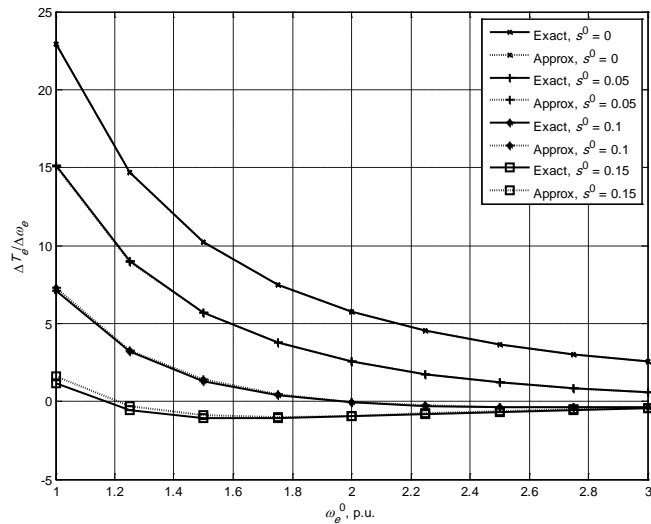
$$G_0 = \frac{\Delta T_e}{\Delta \omega_e} = -\frac{k_s k_r T_r' T_s'^2 U^2}{\sigma_s'} \frac{T_r'^2 T_s'^2 s^2 (2s+1) \omega_e^4 + (T_r' s^2 (T_r' + 2k_s k_r T_s') + T_s'^2 (2s-1)) \omega_e^2 - (1 - k_s k_r)^2}{\left[ T_r'^2 T_s'^2 s^2 \omega_e^4 + (T_r'^2 s^2 + 2k_s k_r T_r' T_s' s + T_s'^2) \omega_e^2 + (1 - k_s k_r)^2 \right]^2} \quad (6.38)$$

Израз за статичко појачање (6.38) може се даље упростити усвајањем претпоставке да су коефицијенти спреге статора и ротора блиски јединици, па је  $(1 - k_s k_r)^2 \approx 0$ , па се статичко појачање (6.38) може апроксимирати као:

$$G_{0App} = \frac{\Delta T_e}{\Delta \omega_e} = -\frac{k_s k_r T_r' T_s'^4 U^2}{\sigma_s' \omega_e^2} \frac{T_r'^2 s^2 (2s+1) \omega_e^2 + (T_r' s^2 (T_r' + 2k_s k_r T_s') / T_s'^2 + (2s-1))}{\left[ T_r'^2 T_s'^2 s^2 \omega_e^2 + (T_r'^2 s^2 + 2k_s k_r T_r' T_s' s + T_s'^2) \right]^2}. \quad (6.39)$$

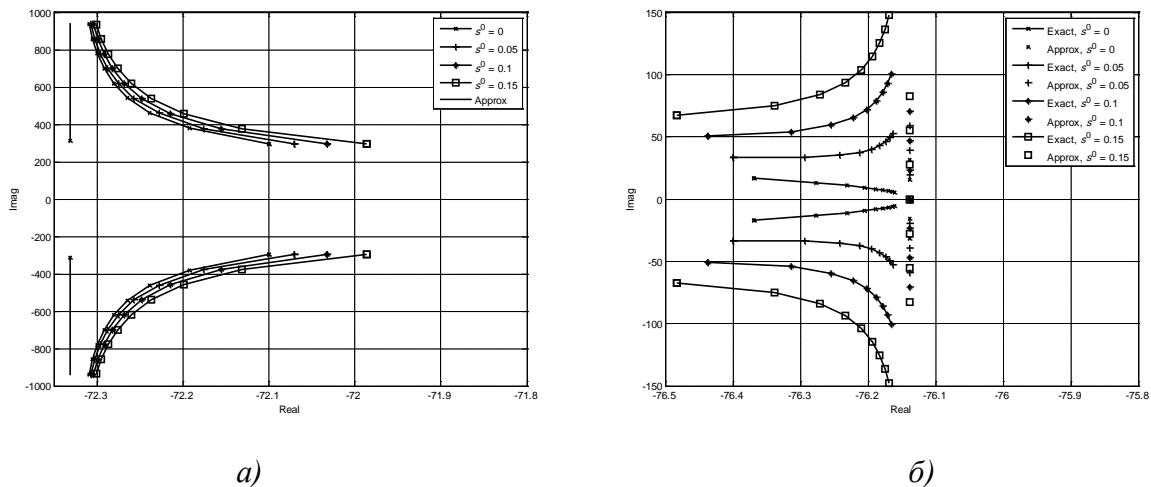
Статичко појачање (6.38) и апроксимирани израз (6.39) нумерички су срачунати за посматрани мотор у функцији синхроне брзине и клизања, те приказани на Сл. 6.4 пуним и испрекиданим линијама, респективно. Са Сл. 6.4. види се да статичко појачање опада са растом синхроне брзине, а расте са смањењем клизања. На основу Сл. 6.4. може се закључити да статичко појачање има максималну вриједност када је мотор неоптерећен, тј.

када је клизање једнако нули. Како брзина обртања расте, статичко појачање опада и чак постаје негативно при великим клизањима.



Сл. 6.4. Статичко појачање функције преноса асинхроног мотора

Како би се одредили изрази за полове функције преноса (6.37), прво ће бити анализирано геометријско мјесто коријена (ГМК) функције (6.36) путем нумеричког прорачуна. На Сл. 6.5а. и Сл. 6.5б. пуним линијама приказан је ГМК статора и ротора за посматрани мотор.



Сл. 6.5. Геометријско мјесто коријена полова статора (а) и ротора (б)

Са Сл. 6.5. види се да је динамика асинхроног мотора при раду у лимиту напона одређена са два пара комплексно-конјугованих полова, једним паром за статор, и једним за ротор. Као што се види са Сл. 6.5а. и 6.5б, како синхрона брзина расте од јединице (тј. номиналне), па до бесконачности, тако се позиције полова помјерају ка својим асимптотима. Одређивање израза за полове статора и ротора своди се на рачунање сопствених вриједности линеаризоване матрице мотора (6.33). Експлицитни изрази за полове су изузетно сложени, па ће се увести сљедећа апроксимација. Посматрањем матрице система (6.33) може се уочити да њени вандијагонални елементи, који компликују рачунање сопствених вриједности, зависе од количника коефицијената спреге и динамичких временских константи. Занемаривање омских отпора у временским константама због тога је еквивалентно изједначавању коефицијената спреге у матрици (6.33) са нулом. У слабљењу поља релативни падови напона на омским отпорима нису велики и падови напона на њима се могу занемарити. Због тога се за одређивање сопствених вриједности матрице (6.33) може користити сљедећи приступ:

А) при одређивању полова статора, занемариће се омски отпори ротора,

Б) при одређивању полова ротора, занемариће се омски отпори статора.

Усвојени приступ фактички подразумејева да су статорска и роторска динамика распрегнуте. Уз занемарење отпора ротора ( $1/T_r' = 0$ ), сопствене вриједности које одговарају половима статора се једноставно одређују као:

$$\lambda_{s1/2} = \omega_b \left( -\frac{1}{T_s'} \pm j\omega_e \right). \quad (6.40)$$

На исти начин, занемарењем отпора статора ( $1/T_s' = 0$ ), сопствене вриједности које одговарају половима ротора су:

$$\lambda_{r1/2} = \omega_b \left( -\frac{1}{T_r'} \pm js\omega_e \right). \quad (6.41)$$

Посљедица усвојене апроксимације је да реални дијелови (6.40) и (6.41) не зависе од радног режима. На Сл. 6.5а. и Сл. 6.5б. уз тачне позиције полова, уцртан је и ГМК апроксимиранх полова. Може се закључити да су апроксимиране позиције полова врло блиске стварним вриједностима, иако су изрази (6.40) и (6.41) добијени практично независним посматрањем динамике статора и ротора.

Када се сопствене вриједности линеаризоване матрице система представе у облику:

$$\lambda_{1/2} = -\sigma_d \pm j\omega_d, \quad (6.42)$$

тада се одговарајући фактори пригушења и природне учестаности полова рачунају као:

$$\omega_n = \sqrt{\sigma_d^2 + \omega_d^2}, \quad (6.43)$$

$$\xi = \frac{\sigma_d}{\sqrt{\sigma_d^2 + \omega_d^2}}, \quad (6.44)$$

и могу се одредити из (6.40) и (6.41).

На основу спроведене анализе, апроксимирана функција преноса асинхроног мотора у лимиту напона може се написати у облику:

$$G_{App}(p) = \frac{G_{0App}}{\left(1 + \frac{2\xi_s}{\omega_{ns}} p + \frac{1}{\omega_{ns}^2} p^2\right) \left(1 + \frac{2\xi_r}{\omega_{nr}} p + \frac{1}{\omega_{nr}^2} p^2\right)}, \quad (6.45)$$

гдје се фактори пригушења статора и ротора ( $\xi_s$ ,  $\xi_r$ ) и сопствене учестаности ( $\omega_{ns}$ ,  $\omega_{nr}$ ) одређују из (6.40-6.44) као:

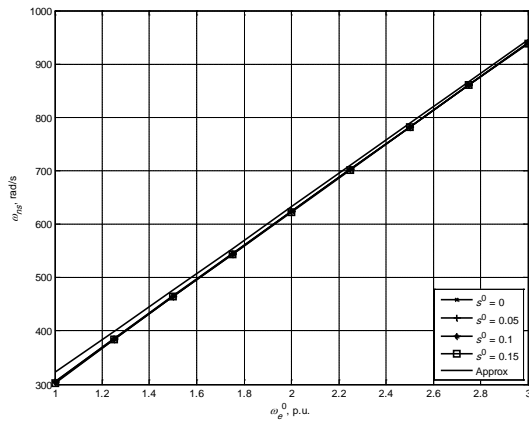
$$\xi_s = 1 / \sqrt{\omega_b (1 + \omega_e^2 T_s'^2)}, \quad (6.46)$$

$$\xi_r = 1 / \sqrt{\omega_b (1 + s^2 \omega_e^2 T_r'^2)}, \quad (6.47)$$

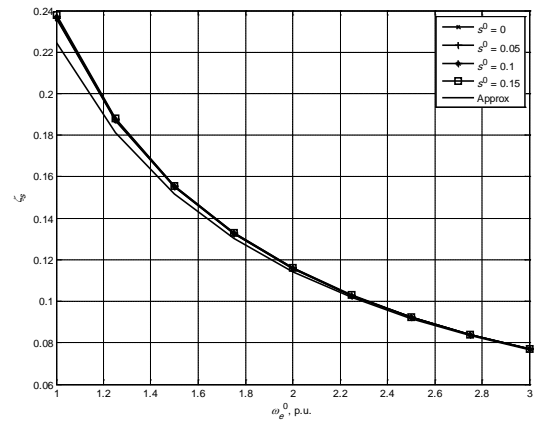
$$\omega_{ns} = \omega_b \sqrt{\frac{1}{T_s'^2} + \omega_e^2}, \quad (6.48)$$

$$\omega_{nr} = \omega_b \sqrt{\frac{1}{T_r'^2} + s^2 \omega_e^2}. \quad (6.49)$$

Како би се оцијенила сагласност између стварних и апроксимираних фактора пригушења и сопствених учестаности, на Сл. 6.6 и 6.7 приказане су одговарајуће вриједности добијене нумеричким рјешавањем (6.37) заједно са апроксимираним вриједностима (6.46-6.49).



a)

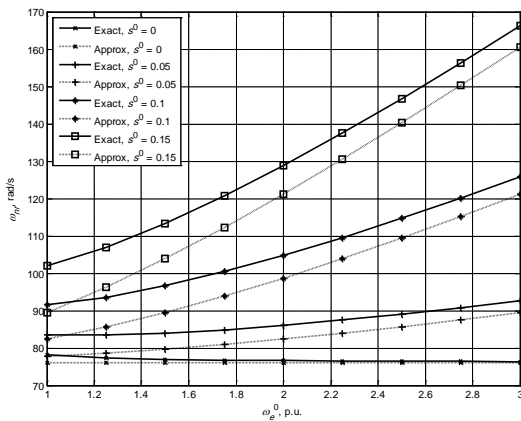


б)

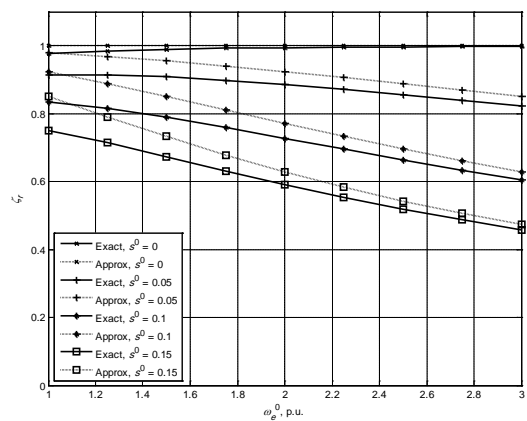
Сл. 6.6. Природна учестаност (а) и фактор пригушења (б) статора

Са Сл. 6.6а. види се да природна учестаност статора готово да и не зависи од клизања, а да расте са растом синхроне учестаности. Такође, посматрајући Сл. 6.6а. може се закључити да је одступање између апроксимирание (6.48) и тачно срачунате природне учестаности статора занемарљиво мало. Посматрањем Сл. 6.6б. слично се може закључити и за фактор пригушења статора. Стварна вриједност фактора пригушења статора се врло мало мијења са клизањем, док апроксимирана вриједност (6.46) не зависи од клизања. Такође, и овдје је одступање између апроксимирание и стварне вриједности веома мало.

Природна учестаност ротора (Сл. 6.7а) и фактор пригушења (Сл. 6.7б), зависе од клизања. И стварне и апроксимирание вриједности (6.47) и (6.49) са Сл. 6.7. мијењају се на исти начин. Може се примијетити да растом оптерећења расте одступање између стварних и апроксимираних вриједности, али и да у најгорем случају, ово одступање износи највише око 10%.



a)



б)

Сл. 6.7а. Природна учестаност (а) и фактор пригушења (б) ротора

На основу спроведене анализе, може се закључити да динамика асинхроног мотора при раду са пуним напоном може довољно тачно апроксимирати функцијом преноса четвртог реда (6.45).

#### 6.1.4. Пројектовање регулатора момента у слабљењу поља

Посматрајући изразе за сопствене учестаности статора и ротора (6.48) и (6.49), као и њихове графике на Сл. 6.6 и 6.7, закључује се да је сопствена учестаност статора врло блиска учестаности напајања, тј.  $\omega_{ns} \approx \omega_e$ , а да је природна учестаност ротора блиска учестаности клизања. Пошто је сопствена учестаност статора знатно већа од сопствене учестаности

ротора, закључује се да је динамика асинхроног мотора у слабљењу поља доминантно дефинисана динамиком роторског кола, па се динамика статора може занемарити.

Статичко појачање (6.39) које фигурише у линеаризованој функцији преноса (6.45) зависи од клизања и синхроне брзине. Као што се види са Сл. 6.4. максимална вриједност статичког појачања јавља се када је машина неоптерећена, тј. када је клизање једнако нули, и износи:

$$G_{0AppMAX} = \frac{k_s k_r T_r' U^2}{\sigma_s \omega_e^2}. \quad (6.50)$$

На основу спроведене анализе, функција преноса асинхроног мотора уз уважавање статичког појачања при клизању једнаком нули и уважавањем само динамике ротора је:

$$G_{AM}(p) = \frac{G_{0AppMAX}}{\left(1 + \frac{2\xi_r}{\omega_{nr}} p + \frac{1}{\omega_{nr}^2} p^2\right)}. \quad (6.51)$$

Регулација момента у слабљењу поља према томе може бити заснована на једноставном пропорционално – интегралном (ПИ) регулатору у облику:

$$K_{PI}(p) = K_C \left( \frac{1}{\omega_c} + \frac{1}{p} \right), \quad (6.52)$$

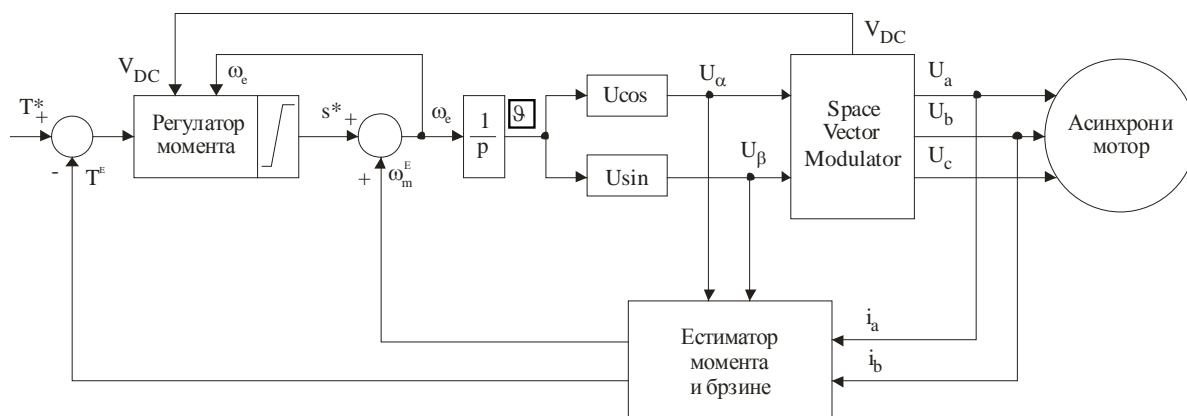
гдје су  $\omega_c$  и  $K_C$  пресјечна учестаност система у затвореној спрези, и одговарајуће појачање који се бирају према жељеном понашању система.

При одређивању параметара ПИ регулатора, усвојиће се да је пресјечна учестаност система у затвореној спрези једнака половини природне учестаности ротора за неоптерећен мотор. Ова ситуација се сматра критичном, јер је тада фазна маргина најмања. Одговарајући параметри регулатора (6.52) су тада:

$$\omega_c = \frac{\omega_b}{2T_r'}, \quad (6.53)$$

$$K_C = \frac{\omega_c}{G_{0AppMAX}} = \frac{\omega_b \sigma_s}{2k_s k_r T_r'^2 U^2} \omega_e^2. \quad (6.54)$$

Може се примијетити да појачање ПИ регулатора (6.54) зависи како од синхроне учестаности  $\omega_e$ , тако и од расположивог напона  $U$ . Појачање регулатора мијења се са радним режимом (енг. *Gain Scheduling*). Предложена структура за директно управљање моментом асинхроног мотора у слабљењу поља приказана је на Сл. 6.8.



Сл. 6.8. Структура за директно управљање моментом у слабљењу поља

Улаз у предложену структуру је референтни момент  $T^*$  од кога се одузима естимирани момент  $T^E$ , па тако формиран сигнал грешке уводи у регулатор момента. Појачања ПИ

регулатора мијењају се према (6.54) на основу синхроне брзине  $\omega_e$  и максимално расположивог напона  $U$  који зависи од напона једносмјерног међукола  $V_{DC}$ . Регулатор момента је ПИ структуре са промјенљивим појачањем и лимитером. Усвојени регулатор обезбјеђује добијање пројектованог одзива у свим режимима захваљујући адаптацији појачања. Улога лимитера је да ограничи излаз регулатора момента на вриједност превалног клизања:

$$s \leq \pm \frac{1}{T_r}, \quad (6.55)$$

како би се спријечило „навијање“ (енг. *Wind-up*) регулатора. Излаз из регулатора момента је угаона учестаност клизања, која се додаје естимираној брзини обртања  $\omega_m^E$ . Добијена синхрона брзина  $\omega_e$  се интегралом и тако одређује положај  $\vartheta$  синхронно ротирајућег координатног система (6.5). На основу угла  $\vartheta$  и максимално расположиве амплитуде напона  $U$  одређују се референтни напони у непокретном координатном систему као:

$$U_\alpha = U \cos \vartheta, \quad (6.56)$$

$$U_\beta = U \sin \vartheta. \quad (6.57)$$

Референтни напони воде се у модулатор напона заснован на принципу модулације просторног вектора, који генерише три фазна напона  $U_a$ ,  $U_b$  и  $U_c$ . Мјере се двије линијске струје,  $i_a$  и  $i_b$  које се заједно са референтним напонима уводе у естиматор момента и брзине обртања. Естиматор естимира момент и брзину обртања у отвореној спрези, а заснован је на нормализованом математичком моделу мотора у непокретном координатном систему. Естимирани величине означене су словом „E“. Флуксеви статора естимирају се као:

$$\Psi_\alpha^E = \omega_b \int (U_\alpha - r_s i_\alpha) dt, \quad (6.58)$$

$$\Psi_\beta^E = \omega_b \int (U_\beta - r_s i_\beta) dt, \quad (6.59)$$

гдје су компоненте струје статора у непокретном систему дате изразима:

$$i_\alpha = i_a, \quad (6.60)$$

$$i_\beta = \sqrt{3} \left( \frac{i_a}{2} + i_b \right), \quad (6.61)$$

а  $r_s = R_s / Z_b$  је релативна отпорност намотаја статора. Компоненте струје статора одређују се из мјерених струја. Естимирани момент је:

$$T^E = (\Psi_\alpha^E i_\beta - \Psi_\beta^E i_\alpha), \quad (6.62)$$

а естимирани флуксеви ротора одређују се из нормализованих једначина флуксних обухвата:

$$\Psi_{ar}^E = \frac{1}{k_r} (\Psi_\alpha^E - \sigma_l i_\alpha), \quad (6.63)$$

$$\Psi_{br}^E = \frac{1}{k_r} (\Psi_\beta^E - \sigma_l i_\beta). \quad (6.64)$$

Клизање се рачуна из естимираног момента и естимираног флукса ротора као:

$$s^E = \frac{r_r}{(\Psi_{ar}^E)^2 + (\Psi_{br}^E)^2} T^E. \quad (6.65)$$

Брзина обртања добија се тако што се из угла флукса ротора израчуна синхрона брзина:

$$\omega_e^E = \frac{d}{dt} \left( \arctan \frac{\Psi_{br}^E}{\Psi_{ar}^E} \right), \quad (6.66)$$

и од ње одузме естимирано клизање:

$$\omega_m^E = \omega_e^E - s^E. \quad (6.67)$$

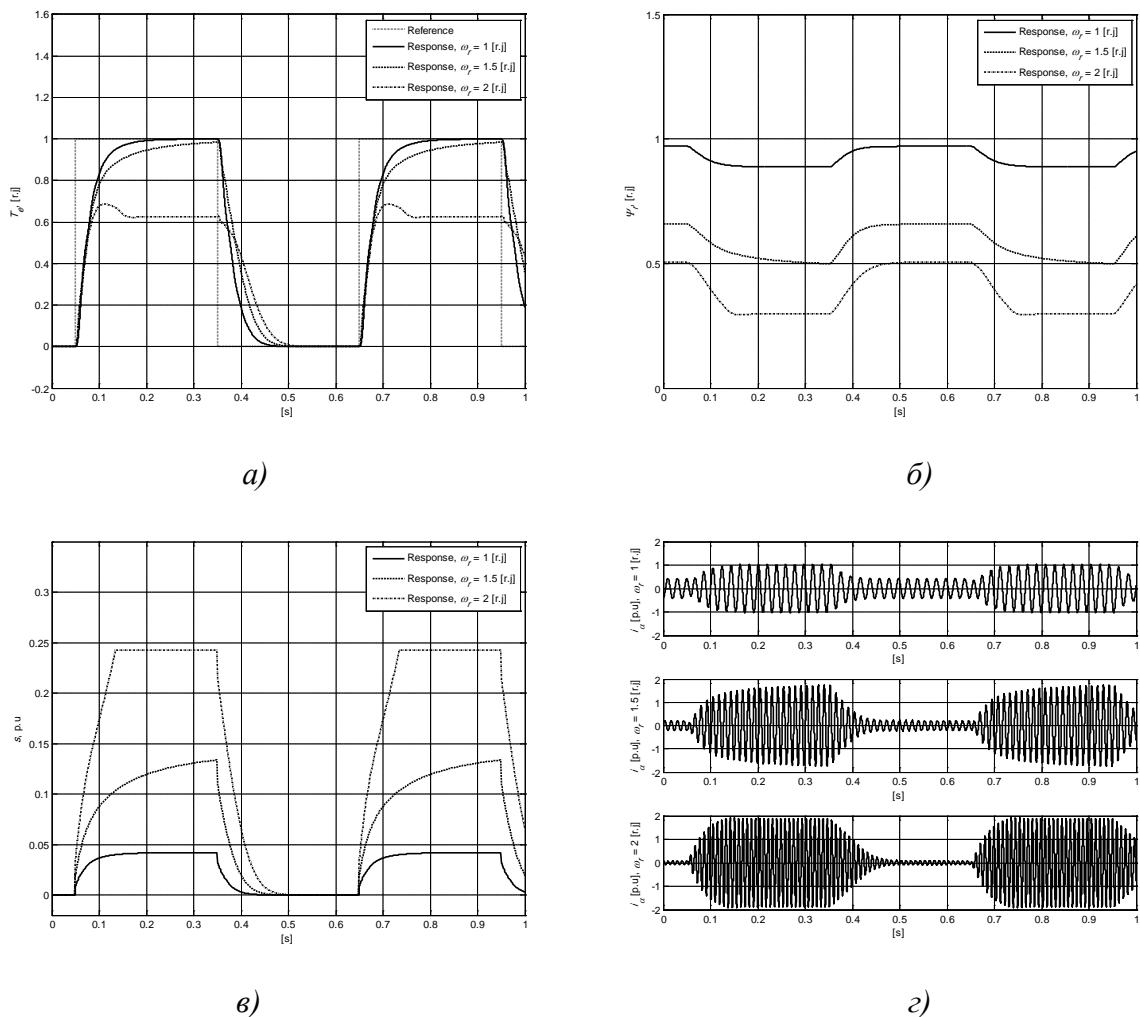
Предложени естиматор уобичајено се користи у алгоритмима директног управљања у слабљењу поља [Б62-Б70]. При практичној реализацији, умјесто чистог интегратора електромоторних сила статора (6.58-6.59), пожељно је користити нископропусни филтер [Б62] како би се елиминисао утицај једносмјерне компоненте у естимираном флуксу.

### 6.1.5. Рачунарска симулација рада предложеног регулатора момента

Иницијална верификација рада предложеног алгоритма за директно управљање моментом у слабљењу поља обављена је путем рачунарских симулација. Прво је испитан рад предложене структуре у случају правилно подешених параметара, након тога у случају када постоји одступање због утицаја варијације напона напајања, те подешења параметара.

#### 6.1.5.1. Симулација рада регулатора при правилно подешеним параметрима

У првој симулацији испитан је одзив погона када се референтни момент мијења у облику правоугаоне поворке при различитим брзинама обртања као параметру. Снимљен је одзив момента, флукса ротора, клизања и струје при брзини обртања од 1 [r.j], 1,5 [r.j] и 2 [r.j] и приказан на Сл. 6.9.



Сл. 6.9. Момент мотора (а), флукс ротора (б), клизање (в) и струја (г) при различитим брзинама 1 [r.j], 1,5 [r.j] и 2 [r.j]

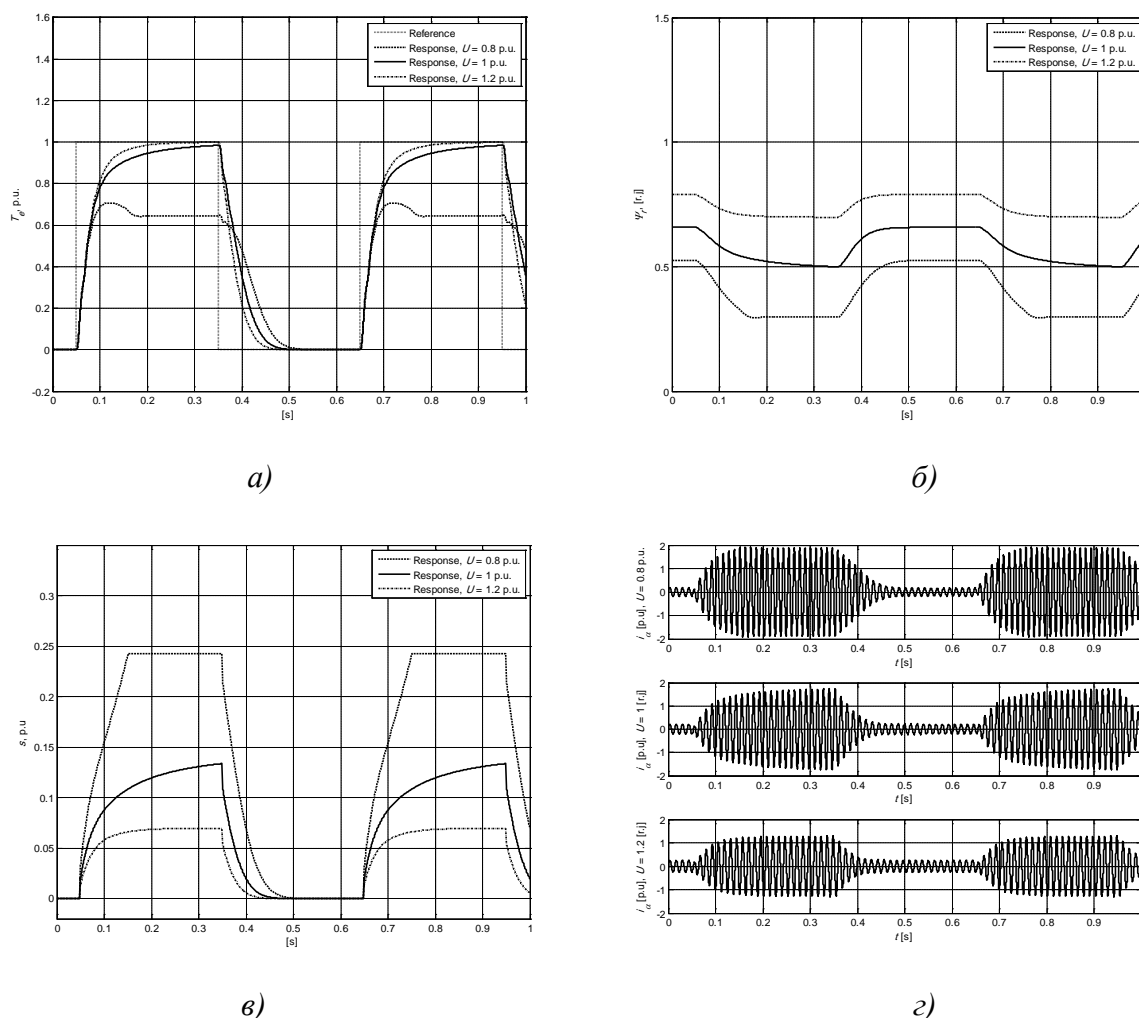
Са Сл. 6.9а види се да је одзив момента аperiодичан, и да постоји нулта грешка стационарног стања у случају када се задати момент може достићи. При брзини обртања од 2 [r.j], задата референца момента се не може достићи. У овој ситуацији, клизање је ограничено



на вриједност превалног клизања што се види са Сл. 6.9в, тако да мотор у овом режиму развија превални момент. Прелазни режими флукса ротора приказани су на Сл. 6.9б. Флукс ротора у слабљењу поља опада са растом терета. Када је терет толики да је достигнуто превално клизање, флукс ротора је на својој минимално дозвољеној вриједности, и његово даље умањење није дозвољено. Струја мотора, приказана на Сл. 6.9г расте са растом терета.

### 6.1.5.2. Симулација рада регулатора при варијацији напона напајања

Утицај варијација напона једносмјерног међукола на перформансе погона, приказан је на Сл. 6.10. Симулиран је радни режим при брзини обртања 1,5 [r.j], док се напон једносмјерног међукола мијењао и износио 0,8 [r.j], 1 [r.j] и 1,2 [r.j]. Претпостављено је да се напон једносмјерног међукола мјери, па да се појачање ПИ регулатора (6.54) адаптивно подешава према стварној вриједности расположивог напона.



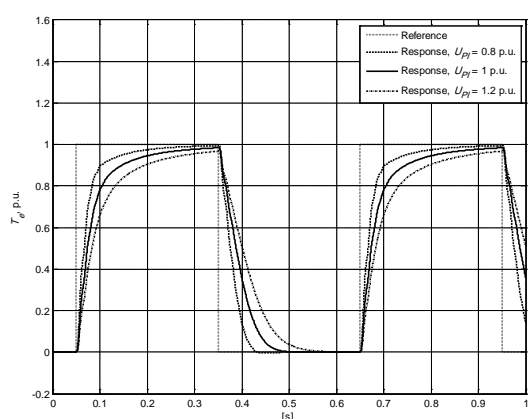
Сл. 6.10. Момент мотора (а), флукс ротора (б), клизање (в) и струја (г) при брзини 1,5 [r.j], а напон једносмјерног кола износи 0,8 [r.j], 1 [r.j] и 1,2 [r.j]

Као што се може видјети са Сл. 6.10а, одзив момента је остао апериодичан, али је спорији када је расположиви напон једносмјерног међукола мањи. У односу на претходни случај, у стационарном стању при лимиту (када је потребно развијати превални момент), добијена вриједност превалног момента је мања, јер превални момент опада са квадратом напона. Са Сл. 6.10б види се да када је напон мањи, тада је и флукс ротора мањи, а клизање и струја (Сл. 6.10в и 6.10г) су већи, јер се исти момент сада добија при мањем напону. У ситуацији када је расположиви напон недовољан (Сл. 6.10а) да се достигне референтни момент, клизање је опет ограничено на вриједност превалног клизања. Захваљујући адаптивној промјени параметара регулатора која прати промјене улазног напона, задржан је пројектовани одзив момента.

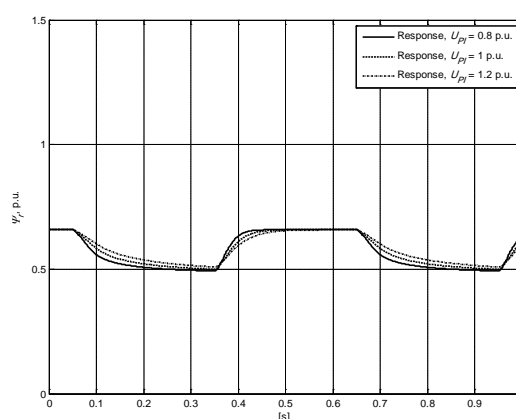
### 6.1.5.3. Симулација рада при погрешном подешању параметара регулатора

Резултати симулације радног режима у коме је присутно одступање између претпостављених параметара ПИ регулатора момента у односу на стварни напон међукола, приказани су на Сл. 6.11. Ово одступање може да настане због погрешног иницијалног подешања, или због промјене параметара погона (најчешће напона једносмјерног међукола) које нису праћене одговарајућим препараметрирањем регулатора.

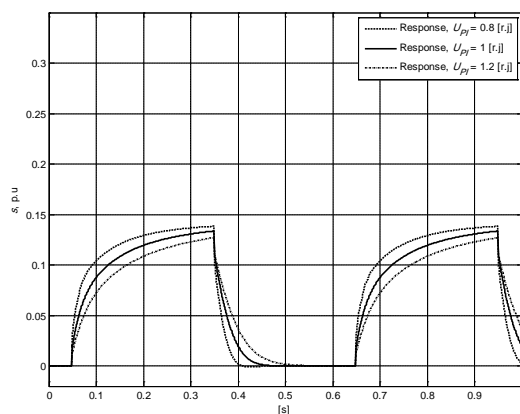
Симулиран је рад погона при брзини од 1,5 [r.j], напон једносмјерног кола је поново мијењан на 0,8 [r.j], 1 [r.j] и 1,2 [r.j], а појачање регулатора (6.54) сада није кориговано. Посматрајући Сл. 6.11, боље перформансе се добијају када је претпостављена вриједност напона једносмјерног међукола мања од стварне, јер је тада одзив момента значајно бржи. Одзив момента је спорији када се сматра да је стварни напон већи него што јесте. Иако је анализирана значајна промјена напона међукола (+/-20%) која није компензована промјеном појачања ПИ регулатора, одзив момента је поново аperiодичан, а погон наставља да стабилно ради.



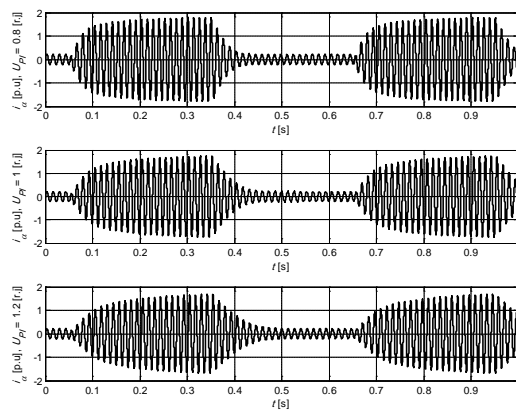
а)



б)



в)



г)

Сл. 6.11. Момент мотора (а), флуks ротора (б), клизање (в) и струја (г) при брзини 1,5 [r.j], а претпостављени напон у ПИ регулатору износи 0,8 [r.j], 1 [r.j] и 1,2 [r.j]

## 6.2. Синтеза регулатора брзине у слабљењу поља

У регулисаним електромоторним погонима уобичајено се регулација момента реализује у унутрашњој, а брзине у спољашњој петљи. При избору структуре и параметрирању регулационих контура, пожељно је да се обезбиједи стриктно аperiодичан одзив брзине без прескока [A1, A2]. Прескок брзине може да доведе радну машину у опасно радно стање, док осцилације момента током достизања задате брзине могу да доведу до оштећења преносника

или појаве резонанције. Због тога се често захтијева да се уз апериодски одзив брзине без прескока оствари и одзив момента без осцилација и промјене знака. У литератури постоји веома много различитих регулатора брзине који омогућавају добијање задатог одзива [A10-A12] али су најчешће прилагођени раду у зони константног флукса гдје максимални (превални) момент не зависи од брзине. У слабљењу поља, максимални (превални) момент опада са растом брзине, тако да је системско ограничење у слабљењу поља другачијег облика него у зони номиналног флукса и мора бити уважено на специфичан начин. У наредном излагању биће формиран регулатор брзине заснован на приступу из [A12] који ће уважити промјенљив лимит максималног момента помоћу лимитера са промјенљивом лимитом.

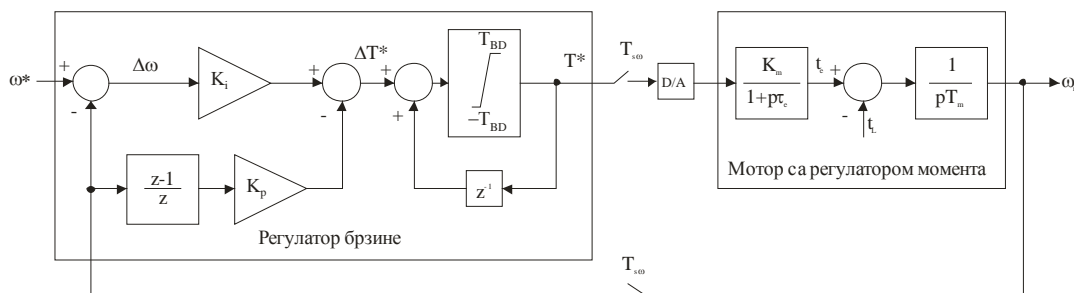
### 6.2.1. Пројектовање регулатора брзине

Регулатор момента, описан у претходном излагању, омогућава добијање брзог и апериодског одзива момента (Сл. 6.9-6.11). Због тога се електрични подсистем, који обухвата претварач, регулатор момента и мотор, може еквивалентирати колом са динамиком првог реда у континуалном облику:

$$\frac{T^*(p)}{t_e(p)} = \frac{K_m}{1 + p\tau_e}, \quad (6.68)$$

гдје је  $\tau_e$  доминантна временска константа електричног подсистема, а  $K_m$  његово појачање. С обзиром да унутрашња петља по моменту има знатно већи пропусни опсег од спољашње петље по брзини [A1], претпостављен је континуалан израз (6.68). Параметри у (6.68) могу се аналитички срачунати на основу параметара мотора и пројектованог регулатора момента, или одредити са експериментално снимљеног одзива регулатора момента. При томе је потребно водити рачуна да се усвоји тачна вриједност доминантне временске константе, како би се избјегли прескоци у регулацији брзине ако је она мања од стварне, и непотребно спор одзив ако је усвојена вриједност већа [A1].

Надређени брзински регулатор реализује се у дигиталном облику, а његов пропусни опсег дефинисан је периодом брзинског регулатора  $T_{s\omega}$ . Предложена структура брзински регулисаног погона базирана на надређеном ПИ регулатору брзине и подређеној регулационој контури по моменту прилагођена раду у слабљењу поља приказана је на Сл. 6.12.



Сл. 6.12. Брзински регулисан погон у слабљењу поља са подређеним регулатором момента

Улаз у регулатор брзине је референтна брзина  $\omega^*$  која се води у регулатор брзине. Излаз из регулатора брзине је референтни момент  $T^*$ , који се даље води у регулатор момента са Сл. 6.8. Регулатор момента обезбјеђује да стварни момент  $t_e$  достиже референтну вриједности по динамици описаној функцијом (6.68). Прелазни процес успостављања брзине мотора одређена је разликом момента мотора  $t_e$ , терета  $t_L$  и механичком временском константом  $T_m$ . Како би се елиминисао прескок брзине, потребно је да се при избору структуре регулатора брзине води рачуна да функција спрегнутог преноса не садржи нуле. Овај услов може се испунити измјештањем пропорционалног дејства ПИ регулатора [A1], а како је приказано на Сл. 6.12. На овај начин, елиминисана је нула која би иначе фигурисала у функцији спрегнутог преноса. Пошто се у директној грани на путу сигнала грешке налази

само интегрално дејство, избјегнути су нагли скокови референтног момента  $T^*$  при наглим промјенама референтне брзине  $\omega^*$ .

Максимални момент у слабљењу поља ограничен је карактеристикама претварача и мотора, како је објашњено у претходном излагању. Када струја мотора није ограничена, максимални момент је једнак превалном, а у случају струјног лимита, он је мањи и може се одредити из струјног капацитета актуатора. Без губљења на општости, у даљем излагању референтни момент на излазу из регулатора брзине ограничиће се на вриједност превалног момента без уважавања струјног лимита, док се постојање истовременог напонског и струјног лимита може уважити строжијим ограничењем. Релативна вриједност превалног момента у слабљењу поља, уз занемарен отпор статора је

$$T_{BD} = \frac{1 - \sigma}{2} \frac{U^2}{\sigma I_s \omega_e^2}. \quad (6.69)$$

Пошто превални момент (6.69) зависи од синхроне брзине и напона, лимит  $T_{BD}$  приказан на Сл. 6.12 мора да се мијења динамички са промјеном радног режима, за разлику од управљања у првој зони, гдје је он константан [A12]. У ситуацијама када је промјена референтне брзине велика, тада интегрално дејство ПИ регулатора улази у засићење (*Wind-up*). Како би се спријечила ова појава, ПИ регулатор брзине је заснован на инкременталној структури [A10], тако да се његов излаз добија као сума инкремената пропорционалног и интегралног дејства. Инкремент пропорционалног дејства са Сл. 6.12 је  $K_p(\omega_{r(k+1)} - \omega_{r(k)})$ , док се инкремент интегралног дејства добија множењем интегралног појачања  $K_I$  са новим одбирком сигнала грешке брзине  $\Delta\omega = \omega^* - \omega_{r(k)}$ . Ова два инкремента се сабирају, те се тако добија нови инкремент референтног момента,  $\Delta T_{(k+1)}^*$ , који се сабира са актуелном вриједношћу референце момента добијеном из блока са задршком  $z^{-1}$ . Пошто се референтни момент  $T^*$  добија на излазу из лимитера момента, обезбијеђено је да његова вриједност никада не пређе лимит  $T_{BD}$ . У линеарном режиму, када је референтни момент унутар дозвољених граница, лимитер се понаша као блок са јединичним појачањем, док у нелинеарном режиму спречава засићење тако што референцу момента изједначава са актуелном вриједношћу превалног момента.

Избором структуре регулатора са Сл. 6.12 омогућено је добијање стриктно апериодског одзива брзине, при чему се појачања регулатора  $K_p$  и  $K_I$  бирају примјеном оптимизационе процедуре. Показано је [A1] да се оптимизациона процедура своди на тражење минимума односа  $K_p / K_I$  тако да све нуле карактеристичног полинома функције спрегнутог преноса леже на позитивном дијелу реалне осе унутар јединичног круга са центром у координатном почетку комплексне равни. Одговарајуће вриједности појачања брзинског регулатора су:

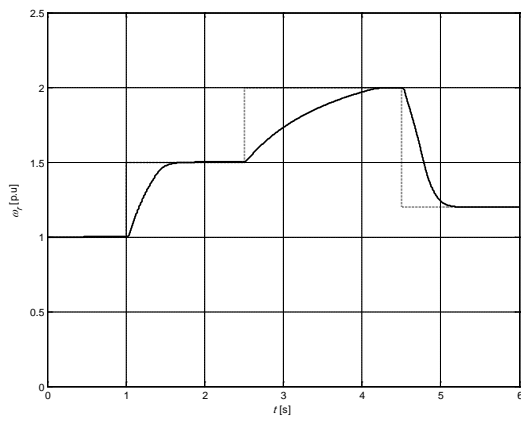
$$K_p = \frac{\sigma^3 - \beta}{(1 - \beta)C}, \quad (6.70)$$

$$K_I = \frac{3\sigma^2 - 1 - 2\beta}{(1 - \beta)C}, \quad (6.71)$$

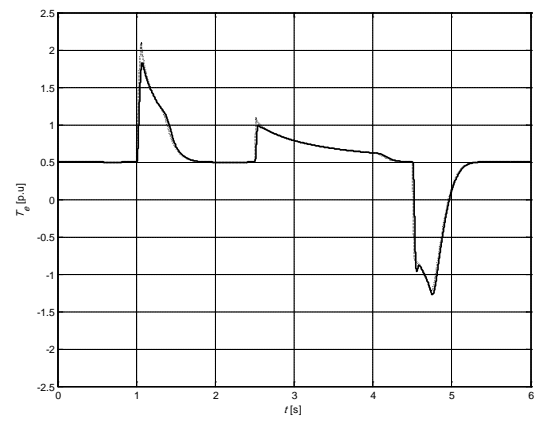
гдје су:  $\beta = \exp(-T_{s\omega} / \tau_e)$ ,  $\sigma = \sqrt[3]{4 + 4\beta} - 1$ ,  $C = (K_m T_{s\omega}) / (2T_m)$ .

### 6.2.2. Рачунарска симулација рада предложеног регулатора брзине

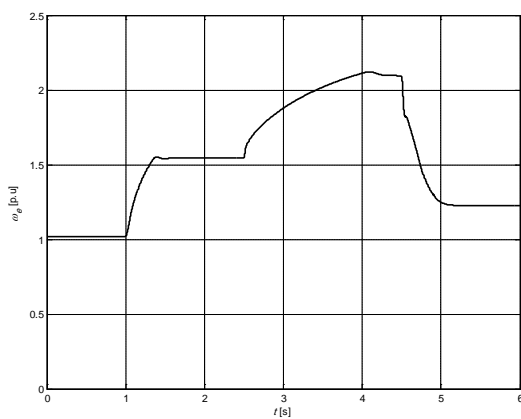
Иницијална верификација предложеног регулатора брзине са Сл. 6.12. обављена је путем рачунарских симулација. Референтна брзина скоковито је мијењана у опсегу од 1 до 2 г.ј. Снимљени су одзиви брзине, момента, синхроне брзине, учестаности клизања, флукса ротора и струје, и приказани на Сл. 6.13. Мотор је оптерећен моментом у износу од 0.5 г.ј.



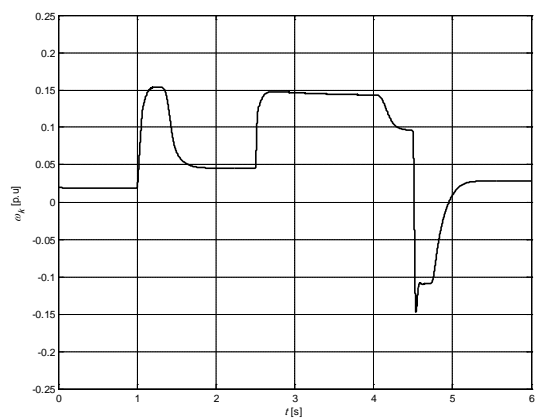
a)



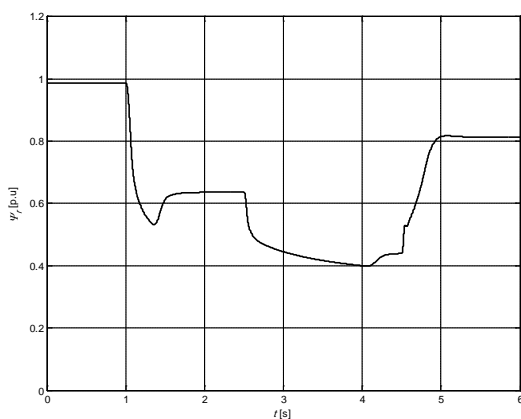
б)



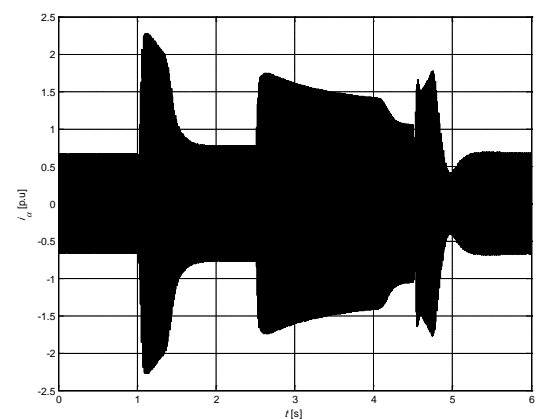
в)



г)



д)



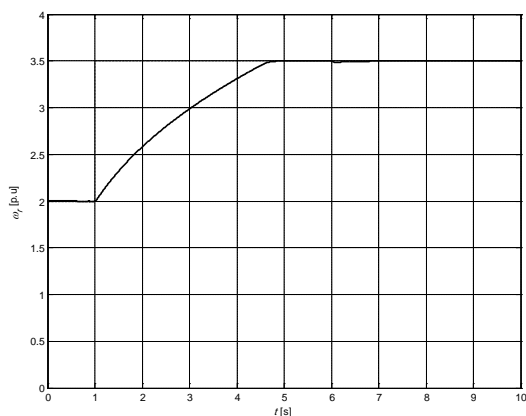
ђ)

Сл. 6.13. Резултати симулације рада предложеног регулатора брзине при скоковитој промјени референтне вриједности брзине: референтна брзина и одзив (а), референтни момент и одзив (б), синхрона учестаност (в), учестаност клизања (г), флукс ротора (д) и струја (ђ)

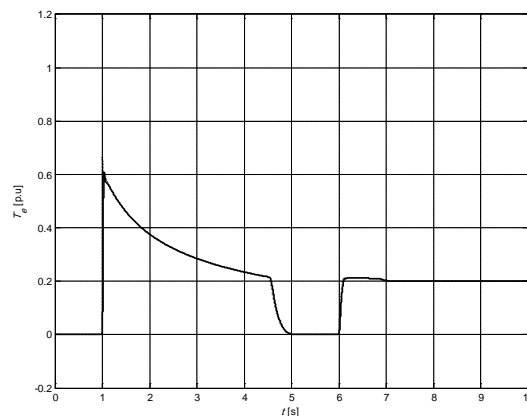
Са Сл. 6.13а види се да је одзив брзине стриктно апериодичан и без прескока. Брзина има нулту грешку у стационарном стању иако је мотор оптерећен, што је резултат кориштења интегралног дејства регулатора. Момент мотора (Сл. 6.13б) такође има апериодичан одзив и не мијења знак. Стварни момент прати референтни са кашњењем на начин описан усвојеном функцијом преноса момента (6.68). Синхрона брзина (Сл. 6.13в) расте са растом терета јер расте брзина обртног поља, а иако синхрона брзина има прескоке у

односу на вриједности које достиже у стационарном стању, брзина обртања је без прескока. Клизање (Сл. 6.13г) расте када момент расте, а у стационарном стању је веће на већим брзинама иако је момент терета константан. Повећавање клизања на већим брзинама је последица смањеног флукса ротора (Сл. 6.13д) јер се исти момент при мањем флуксу може добити само на рачун повећавања клизања, тј. струје, како се види на Сл. 6.13ђ.

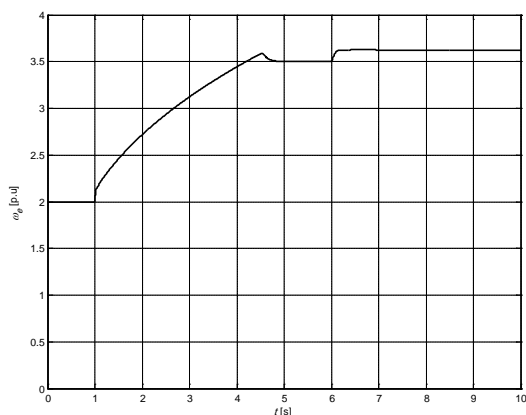
На Сл. 6.14 приказани су резултати симулације у којој се илуструје рад погона у олбасти врло високих брзина и потискивање поремећаја.



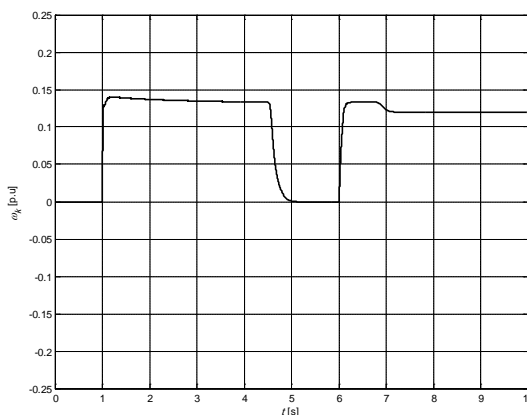
а)



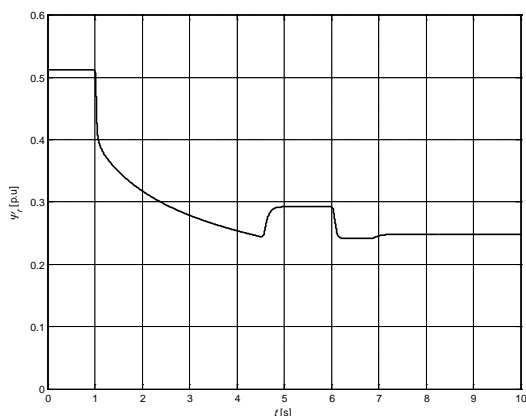
б)



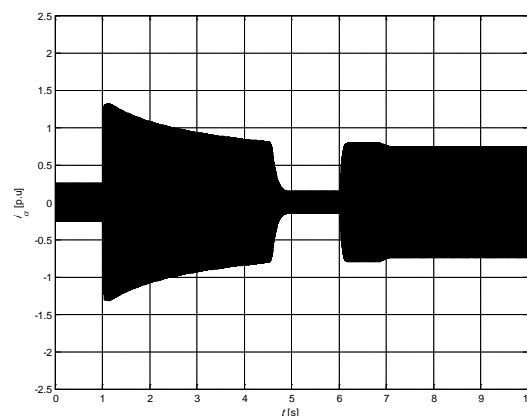
в)



г)



д)



ђ)

Сл. 6.14. Резултати симулације рада предложеног регулатора брзине при раду са великим брзинама: референтна брзина и одзив (а), референтни момент и одзив (б), синхрона учестаност (в), учестаност клизања (г), флукс ротора (д) и струја (ђ)

Неоптерећен погон прво убрзава са 2 г.ј. на 3.5 г.ј, па се након достигања задате брзине нагло оптерети са 20% номиналног момента. Са Сл. 6.14а види се да се брзина достиже апериодски и да има нулту грешку стационарног стања. Машина убрзава максималним (превалним) моментом који опада са растом брзине (Сл. 6.14б). Након што је достигнута задата брзина, момент мотора опада на нулу јер је мотор неоптерећен. У тренутку  $6s$  наступа удар момента, те брзина опада, а момент расте. По завршетку прелазног процеса, брзина је достигла стационарно стање без прескока (Сл. 6.14а), а момент на вратилу сада покрива нову вриједност момента оптерећења (Сл. 6.14б).

Са Сл. 6.14в. а види се да је одзив синхроне брзине са прескоком, али да то не утиче на брзину обртања. Након што се мотор оптерети, синхрона брзина је порасла, како би се при истој брзини обртања остварило веће клизање јер машина развија већи момент. Клизање (Сл. 6.14г) у режимима када је машина неоптерећена и у стационарном стању једнако је нули, у режимима када машина развија превални момент једнако је превалном клизању, док је на крају симулације, када је успостављено ново стационарно стање, клизање одређено флуksom ротора и теретом. Флуks ротора (Сл. 6.14д) опада са растом брзине. Након што је достигнуто прво стационарно стање у  $4.5s$ , момент је пао на нулу, па је флуks ротора порастао. При расту терета (након  $6s$ ), флуks ротора је опао, иако је брзина обртања остала иста. Ово је последица појаве да су флуks ротора и момент спрегнути у лимиту напона, па се већи момент може добити само смањењем флуksа. Струја мотора, приказана на Сл. 6.14.ђ расте када момент расте. Са Сл. 6.14. љ види се да у је струја статора у интервалима 0-1s и 4.5-6s различита, иако је момент мотора у оба случаја исти и једнак нули. Разлика стационарне вриједности струје последица је различитих флуksева ротора у тим интервалима (Сл. 6.14д), па се може закључити да је на већим брзинама струја неоптерећене машине мања, јер је флуks ротора тада мањи.

## 7. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНА ВЕРИФИКАЦИЈА

Експериментална верификација предложеног алгоритма за директно управљање асинхроним мотором у слабљењу поља обављена је на лабораторијској станици *Вектра 2*. Лабораторијска станица састоји се од два механички спрегнута асинхрона мотора који су напајани из два транзисторска мостна инвертора са повезаним једносмјерним међуколима. Захваљујући оваквој конфигурацији, омогућено је испитивање рада погона у сва четири квадранта моментне равни, односно рад и у моторском и генераторском режиму при оба смјера обртања.

Испитивани алогритам је реализован помоћу дигиталног сигналног процесора и одговарајућег претварача, док је оптеретна машина управљана помоћу индустријског погонског претварача заснованог на U/f управљању. Прекидачка учестаност полупроводника у претварачу је једнака учестаности управљања и аквизиције одговарајућих величина и износи  $2048\text{Hz}$ . С обзиром на ограничење везано за расположиви напон напајања лабораторијске станице, за базну брзину, тј. брзину при којој се улази у слабљење поља, усвојено је  $750\text{rpm}$ . На овај начин је омогућено да се испитивани мотор налази у слабљењу поља, а оптеретни у зони константног флуksа. Осим базне брзине, све остале величине (номинални момент, флуks, струја итд) остале су исте као и када се машина напаја из извора номиналног напона. Техничке спецификације радне станице дате су у Прилогу.

Управљачки софтвер написан је у програмском језику C у виду појединих софтверских модула у којима су реализоване одговарајуће функције алгоритма приказаног на Сл. 6.8 и Сл. 6.9. Погон је убрзаван до базне брзине примјеном U/f управљања, па након што је достигнута базна брзина, имплементиран је предложени алгоритам за управљање у слабљењу поља.

Експериментална верификација обављена је за три карактеристична радна режима: први, у коме је испитиван одзив на правоугаону промјену референтне вриједности момента при константној брзини обртања, затим други, у коме је испитивано убрзавање погона до троструке номиналне брзине при правоугаonoј референтној вриједности момента, те трећи, гдје је испитан рад погона са затвореном повратном спрегом по брзини. У првом и другом експерименту верификован је рад погона са Сл. 6.8. у моментном режиму рада, без употребе надређеног брзинског регулатора који би „маскирао“ или потиснуо динамику управљања моментом. Трећим експериментом верификовано је понашање погона са Сл. 6.9. гдје је присутан надређени регулатор брзине.

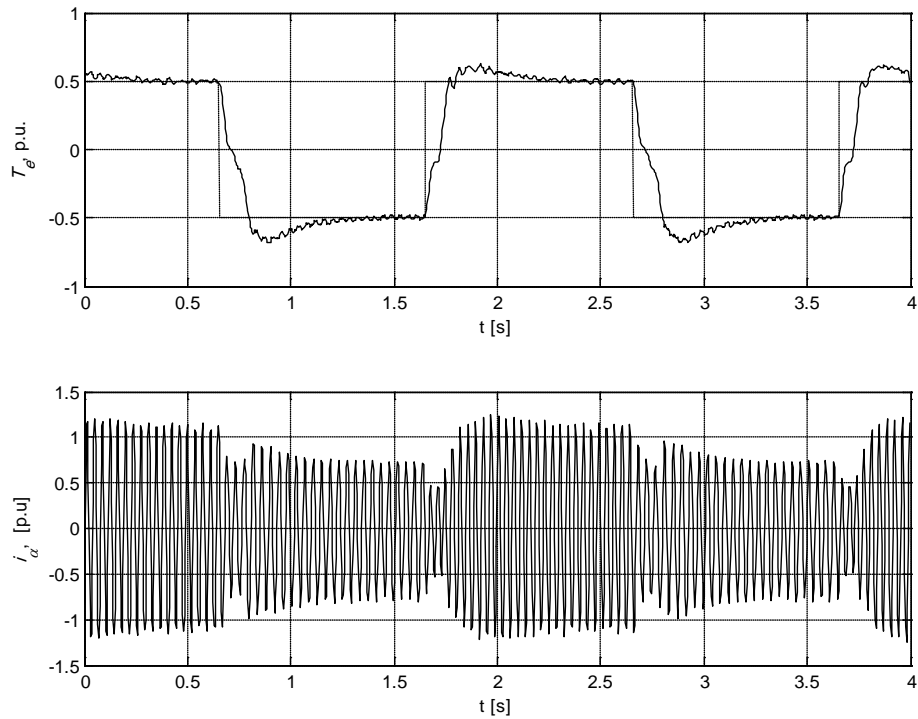
Напон на мотору у свим експериментима одржаван је на максималној неизобличеној вриједности како би се спријечио утицај изобличења струје који би настао због рада претварача у режиму надмодулације.

### 7.1. Верификација перформанси оптерећеног погона у моментном режиму рада

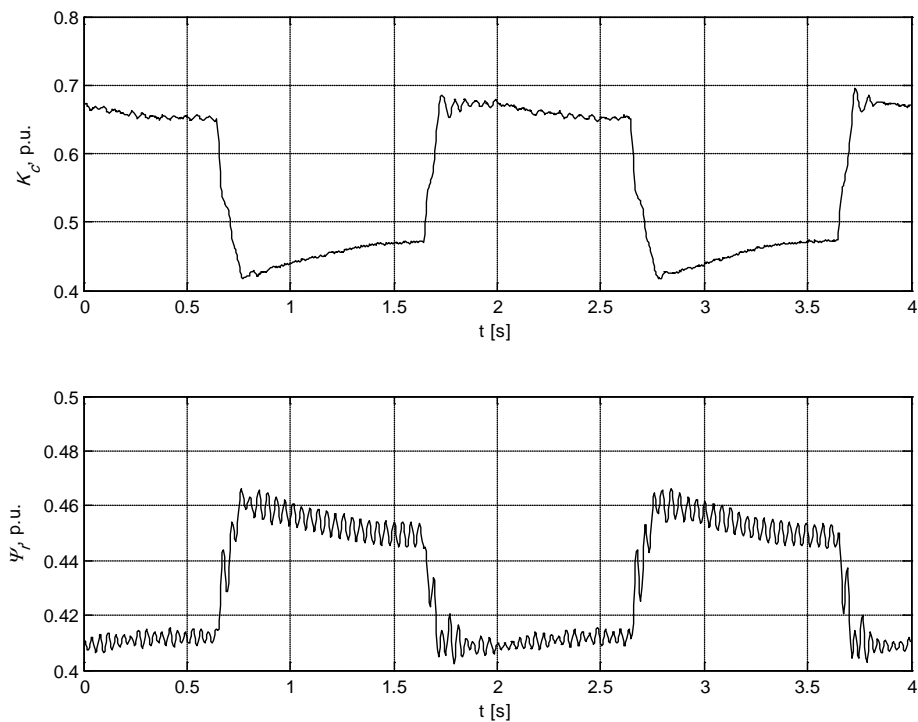
У овом експерименту брзина обртања вратила помоћу оптеретне машине је одржавана на двострукој вриједности номиналне брзине. Референтна вриједност момента задата је у облику поворке правоугаоних промјена чија се амплитуда мијења од  $-50\%$  до  $50\%$  номиналног момента. С обзиром да испитивани мотор ради у зони константне снаге, оваквим избором референтне вриједности испитује се одзив погона на степ промјену у износу номиналне вриједности момента. При позитивном моменту машина се налази у моторском, а при негативном у генераторском режиму рада, тако да се на овај начин уједно испитује и понашање погона при преласку из једног у други режим.

На Сл. 7.1. приказане су референтна вриједност момента и одговарајући одзив, као и фазна струја статора. На Сл. 7.2 приказани су флуks ротора и коефицијент  $K_c$  (6.54), док је на Сл. 7.3 приказан полифазор напона статора.



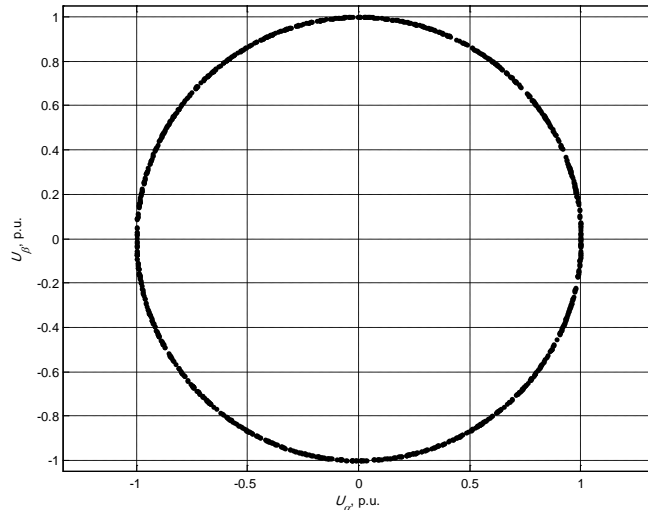


Сл. 7.1. Референтни момент и одзив момента (горе) и фазна струја статора (доле)



Сл. 7.2. Коэффициент  $K_c$  (6.54) (горе) и флуks ротора (доле)

Са Сл. 7.1 и Сл. 7.2. види се да је добијени одзив реалног погона идентичан као и одзив добијен симулацијом математичког модела, тј. одзив момента је добро пригушен са нултом грешком регулације у стационарном стању. Иако се брзина обртања одржава константном, флуks ротора се мијења зато што се мијења момент. При већим вриједностима момента, флуks ротора је мањи, и обрнуто.

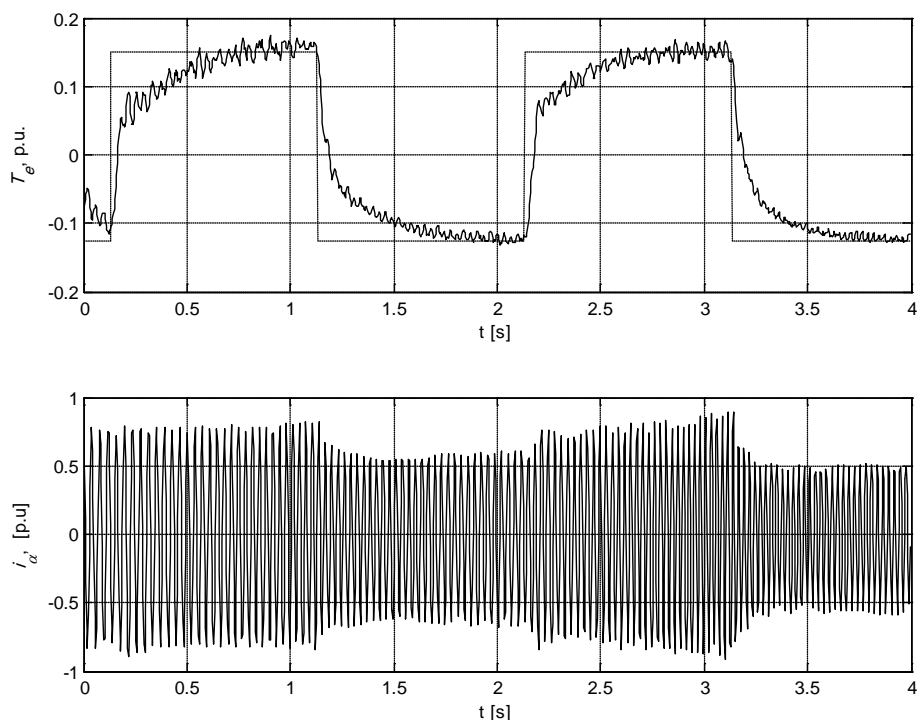


Сл. 7.3. Полифазор напона статора

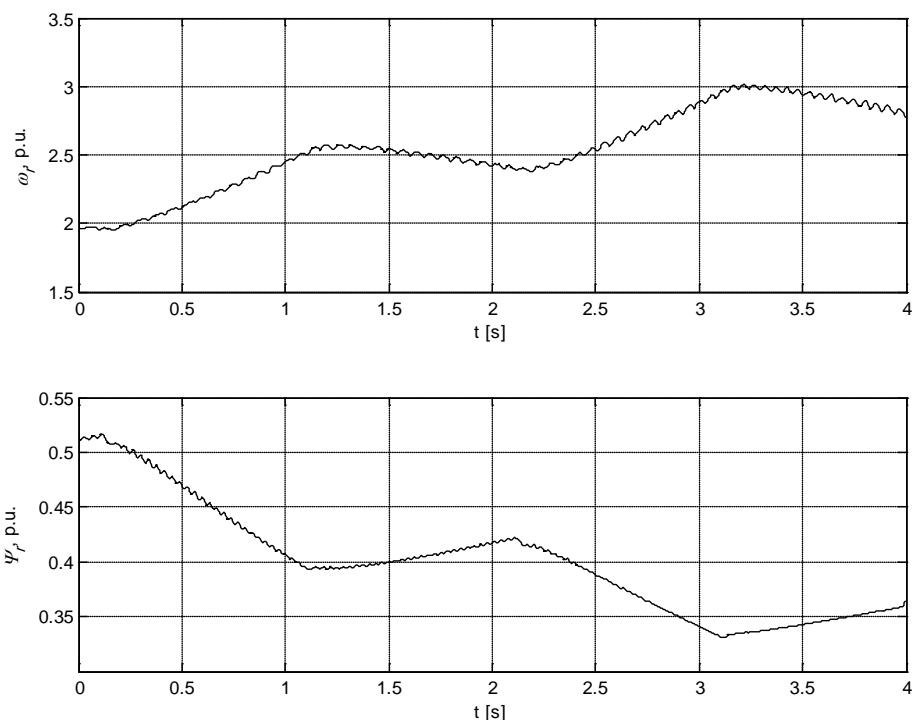
Посматрањем трајекторије полифазора напона статора (Сл. 7.3) види се да је амплитуда напона стално одржана на максималној вриједности, док се мијења само његов фазни став.

## 7.2. Верификација перформанси погона при убрзавању и успоравању

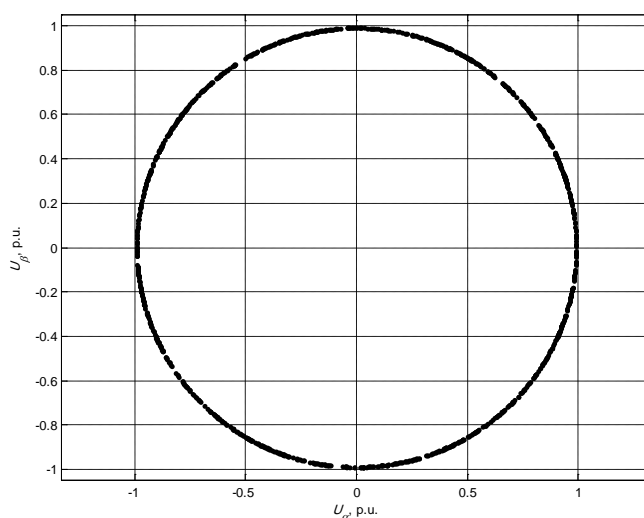
У овом радном режиму погон ради у моментном режиму, тако што му се задаје правоугаона промјена референтне вриједности момента од -12% до 15% номиналног момента без терета. У интервалима када је промјена референтне вриједности момента позитивна, погон убрзава, а у супротном, погон успорава. С обзиром да је средња вриједност ове поворке момента позитивна, средња брзина расте. На Сл. 7.4. приказани су референтни и естимирани момент и фазна струја статора. На Сл. 7.5 приказани су естимирана брзина обртања и флуks ротора, док је на Сл. 7.6 приказан полифазор напона статора.



Сл. 7.4. Референтни момент и одзив момента (горе) и фазна струја статора (доле)



Сл. 7.5. Естимирана брзина обртања вратила (горе) и естимирани флуks ротора (доле)



Сл. 7.6. Полифазор напона статора

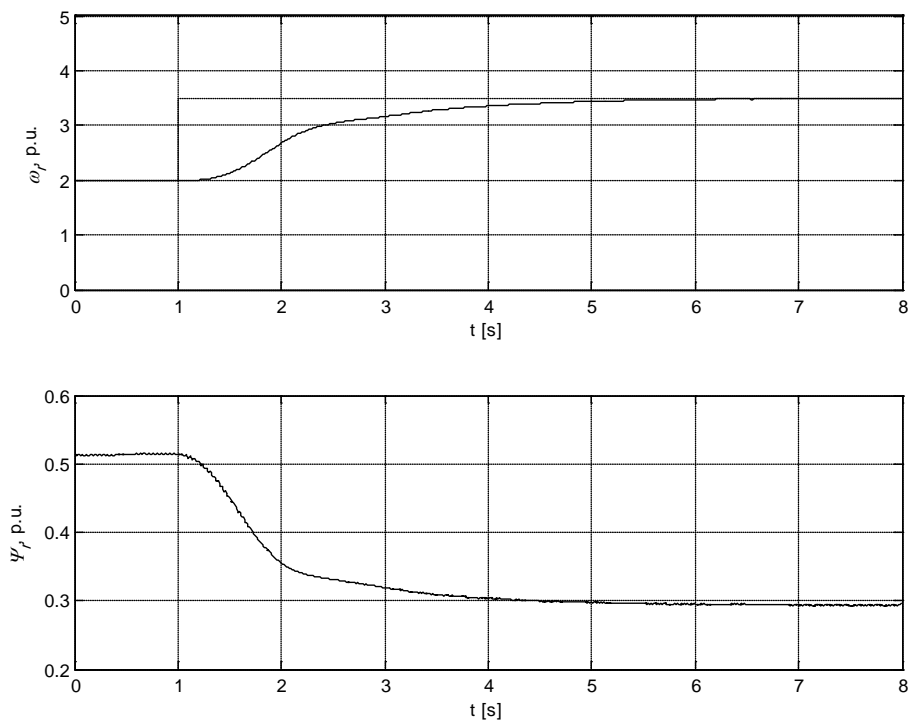
Са Сл. 7.4. се види да је и у овом случају остварен апериодски одзив момента. Са Сл. 7.5. види се да погон убрзава у слабљењу поља у тренуцима када је момент позитиван, односно успорава када је момент негативан. Флуks ротора опада са растом брзине, при чему се амплитуда напона поново одржава на номиналној вриједности, што се види са Сл. 7.6.

### 7.3. Верификација перформанси брзински регулисаног погона

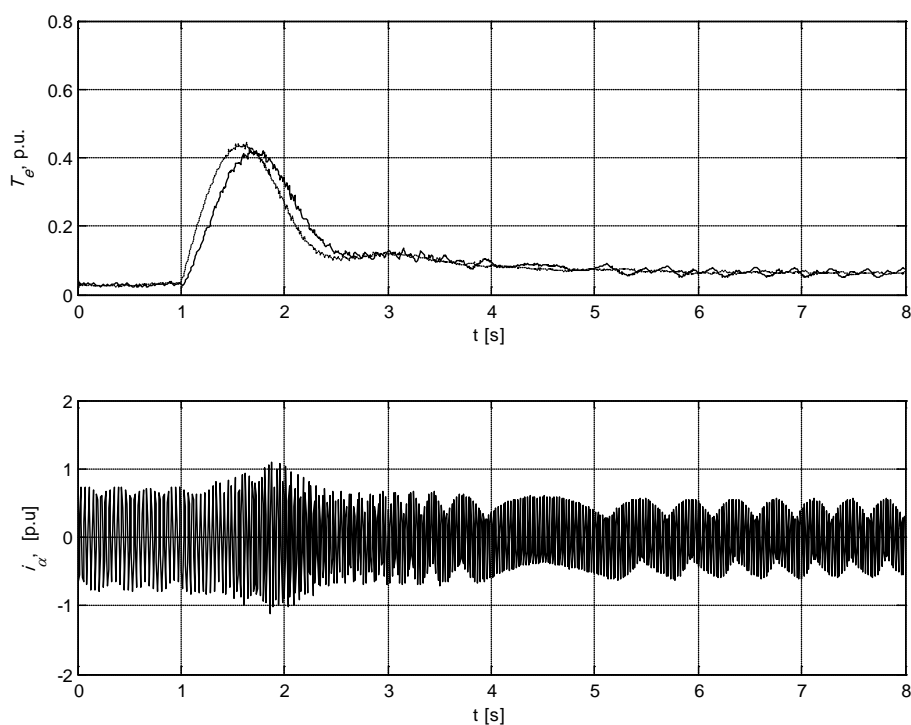
У циљу верификације перформанси погона при затвореној повратној спрези по брзини, на реалном прототипу имплементирана је управљачка шема са Сл. 6.9. Временска константа  $\tau_e$  и појачање регулатора момента  $K_m$  у изразу (6.68) могу се прочитати са Сл. 7.1, и износе  $\tau_e = 0.05s$  и  $K_m = 1$ . Посматрани су референтна и естимирана брзина, затим флуks ротора, референтни и естимирани момент, те фазна струја статора.

Брзински регулисан погон реализован је према Сл. 6.12. Прво је верификован процес достизања задате референце тако што је погон убрзаван од брзине 2 р.ј. до брзине 3.5. р.ј, а након тога је снимљен одзив при успоравању од 3,5 р.ј. до 2 р.ј.

На Сл. 7.6. приказани су референтна и естимирана брзина обртања погона при убрзавању. Са Сл. 7.6. види се да брзина апериодски, без прескока, достиже задату вриједност и да не посједује грешку регулације у стационарном стању.



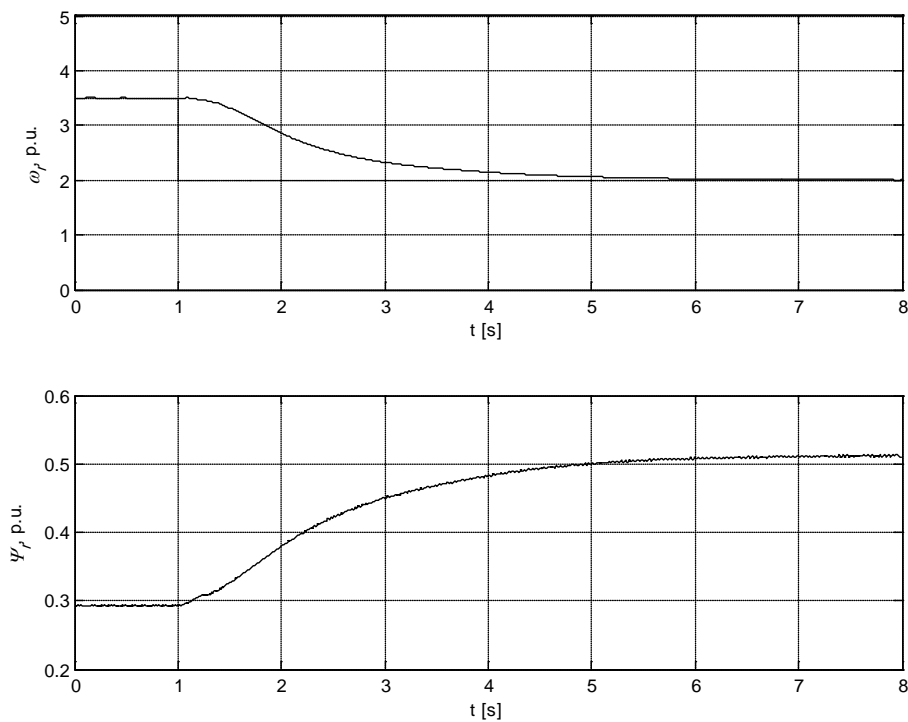
Сл. 7.6. Референтна брзина и одзив (горе) и флуks ротора (доле)



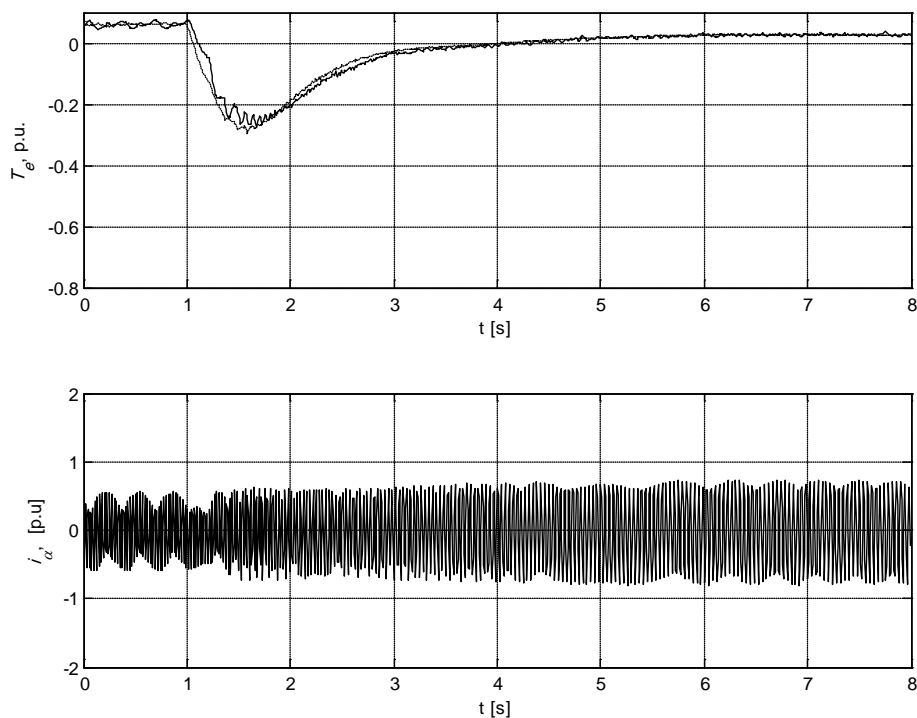
Сл. 7.7. Референтни момент и одзив (горе) и фазна струја статора (доле)

Флукс ротора опада са растом брзине, док момент мотора (Сл. 7.7.) расте док погон убрзава. Иако је присутно кашњење у регулацији момента, одзив брзине достиже пројектоване перформансе јер је уважено кашњење подређене моментне петље.

Експериментални снимци одзива карактеристичних величина брзински регулисаног погона при успоравању приказани су на сл. 7.8. и 7.9, са којих се види да погон и у овом случају остварује пројектоване перформансе.



Сл. 7.8. Референтна брзина и одзив (горе) и флукс ротора (доле)



Сл. 7.9. Референтни момент и одзив (горе) и фазна струја статора (доле)

## 8. ЗАКЉУЧАК

У овом раду је развијен алгоритам за директно управљање моментом асинхроног мотора у слабљењу поља којим се достижу максималне перформансе дефинисане само системским ограничењима, а не управљачком стратегијом. Истражена је могућност управљања моментом искључиво путем фазног става напона статора чија се амплитуда трајно одржава на максимално расположивој вриједности, како би се у потпуности искористио расположиви напон погонског претварача.

Анализом расположиве литературе утврђено је да постојећи алгоритми за управљање асинхроним мотором, векторско управљање и директна контрола момента, не остварују задовољавајуће перформансе у режиму слабљења поља. Векторско управљање захтијева постојање регулатора струје који се најчешће реализује у синхронно ротирајућем координатном систему, за чију реализацију је неопходно примијенити сложене обртне трансформације. Квалитет регулације момента директно је дефинисан квалитетом интерног регулатора струје. За исправан рад струјног регулатора у векторском управљању неопходно је постојање маргине напона. Наиме, у стационарном стању, без присуства поремећаја, могуће је довести векторски контролер у режим у којем ће се у потпуности искористити расположиви напон. Међутим, пошто се претварач налази у системском лимиту, промјена момента или компензација поремећаја не може бити остварена, јер не постоји резерва напона којим ће се остварити промјена струје. Због тога се у векторском управљању задржава значајна маргина напона, било смањењем флуksа испод максимално могуће вриједности, или одласком у режим надмодулације. У првом случају, магнетно коло машине се не користи оптимално, што резултује увећаним губицима због увећане струје и умањеном преоптеретљивошћу. У другом случају, уласком погонског претварача у нелинеарни режим рада, настају значајна изобличења струје и момента. Постојањем маргине напона, флуks се поставља на мању вриједност од теоријски максималне, те кориштење ресурса није оптимално. Предности директне контроле момента су превенствено у кориштењу директне везе између примијењеног напона и оствареног момента, тако да овај приступ има инхерентно боље карактеристике у слабљењу поља. Међутим, у постојећим приступима, ова предност се не користи у потпуности, јер се управљање у слабљењу поља реализује на сличан начин као и код векторског управљања: умањењем флуksа ротора на бази унапријед дефинисаних трајекторија добијених из једначина стационарног стања, или уласком у режим надмодулације. Утврђено је да постоји простор за унапређење постојећих приступа директног управљања у слабљењу поља тако да се управљање заснује на потпуном кориштењу расположивог напона, управљањем искључиво његовим фазним ставом. С обзиром да су у пуном лимиту напона контуре момента и флуksа спрегнуте, потребно је уважити постојање ове спреге како у стационарном стању, тако и у прелазним режимима, те предузети мјере којим ће се елиминисати њен утицај, односно појаву осцилаторног одзива у регулацији момента. У раду је овај утицај анализиран, уочен је начин како се он може елиминисати, те је креирана оригинална структура за директно управљање моментом заснована на управљању фазним ставом напона.

Формиран је математички модел асинхроног мотора и придруженог погонског претварача погодан за анализу и синтезу управљања мотором у лимиту напона. Модел је изведен на основу стандардног модела асинхроне машине у генерализованом координатном систему. На бази изведеног модела, анализирани су експлоатационе и транзијентне карактеристике машине при раду у лимиту напона и струје. Изведени су одговарајући изрази и показано је да у стационарном стању у лимиту напона постоји спрега између момента и флуksа. Показано је да се флуks ротора у лимиту напона мијења како са брзином, тако и са оптерећењем, те да спрега момент-флуks ротора може да доведе до појаве потпуног колапса флуksа ротора, односно ситуације када погон излази из стабилног режима рада. Ова појава, иако позната у литератури, у раду је анализирана на оригиналан начин, на основу модификоване Клосове формуле.

Детаљном анализом постојећих приступа векторског управљања у слабљењу поља, било путем флуksа ротора или флуksа статора, као и анализом карактеристичних приступа директног управљања моментом, утврђено је да постојећи приступи претпостављају распрегнутост контура момента и флуksа, иако то није случај. Због постојања лимита напона, једина независна управљачка величина је фазни став напона, тако да је утврђено да је неопходно детаљно анализирати могућност управљања мотором искључиво фазним ставом напона.

Анализом дискретизованог модела асинхроног мотора у слабљењу поља добијен је полифазорски модел погодан за илустрацију кретања радних тачака при управљању углом напона. Показано је како се мијењају одговарајући фазни ставови у комплексној равни при кориштењу пуног модула напона и варијацији фазног става.

Како би се даље анализирала могућност управљања фазним ставом напона, формиран је математички модел асинхроног мотора у простору стања са управљањем путем синхроне брзине, тј. учестаношћу напона чији интеграл даје одговарајући фазни став. Тај математички модел је формиран на основу математичког модела асинхроне машине у синхроно ротирајућем координатном систему, оријентисањем према напону статора. Захваљујући усвојеној оријентацији, добијен је модел асинхроне машине у простору стања у којем фигурише пуна амплитуда напона и одговарајући фазни став. Добијени модел је линеаризован, те је на основу анализе модела како у стационарном стању, тако и у прелазним режимима, потврђено постојање спреге између момента и флуksа. На основу линеаризованог модела, изведена је функција преноса четвртог реда којом се моделује зависност излазне величине (момента мотора) од управљања (синхроне брзине, тј. угла напона). Функција преноса добијена је на основу одговарајуће матрице стања система, тражењем њених сопствених вриједности. С обзиром да је проналажење одговарајућих сопствених вриједности изузетно сложено, при рјешавању тог проблема усвојен је приступ да се при тражењу полова статора занемарују омски отпори ротора, и обрнуто. Уз ту апроксимацију, на врло једноставан начин су одређени одговарајући полови функције преноса, а тачност апроксимираног модела потврђена је нумеричким симулацијама пуног и апроксимираног модела на рачунару.

Анализом функције преноса, утврђено је да су у њој доминантна два ефекта: први, да је статичко појачање изузетно зависно од синхроне брзине, и други, да је динамика мотора у слабљењу поља доминантно дефинисана динамиком роторског кола. При томе, максимална вриједност статичког појачања наступа у ситуацији када је мотор потпуно неоптерећен, те је тај случај и узет као критичан. На основу спроведене анализе, динамика мотора у слабљењу поља је даље апроксимирана функцијом преноса другог реда са промјенљивим појачањем, у којој фигуришу само параметри ротора, а статичко појачање зависи од квадрата синхроне брзине.

Како би се остварило управљање моментом на задовољавајући начин, тј. уз брз и апериодски одзив и нулту грешку регулације у стационарном стању, приликом синтезе управљачког алгорита усвојена је регулациона структура базирана на пропорционално – интегралном (ПИ) регулатору момента, који се намеће као индустријски стандард. Пошто се статичко појачање објекта управљања мијења са радним режимом, усвојено је да се и појачања ПИ регулатора мијењају на одговарајући начин, тј. пропорционално квадрату синхроне брзине. На тај начин је уведен механизам скалирања појачања (енг. *Gain Scheduling*) чиме је компензована варијација појачања објекта управљања. Сами параметри ПИ регулатора одређени су тако да погон буде робустан, постављањем полова регулатора тако да се оствари максимална резерва фазе. Као коначно рјешење, добијена је оригинална регулациона структура чији је улаз момент, а излаз одговарајући фазни став напона.

Симулацијом предложеног рјешења утврђено је да се погон понаша у складу са пројектним захтјевима, тј. да остварује нулту грешку регулације у стационарном стању и апериодски одзив момента, а без вањског задавања трајекторије флуksа. Рачунарским симулацијама је утврђено да је погон робустан како на варијације напона напајања, тако и на

погрешно подешавање регулатора због грешке у иницијалном подешавању или због варијације параметара услед температурних промјена или магнетног засићења.

Након што је пројектован регулатор момента који остварује брз и апериодски одзив момента уз кориштење пуног расположивог напона, извршено је и пројектовање регулатора брзине. За пројектну перформансу усвојено је да регулатор брзине треба да оствари стриктно апериодски одзив уз минимално вријеме достизања референтне вриједности и нулту грешку устаљеног стања. У том циљу, модификована је једна стандардна пројектна процедура из литературе која се користи у савременим погонима. На оригиналан начин је уважена промјена лимита, тј. појава да превални момент у слабљењу поља опада са квадратом брзине тако што је динамички мијењано ограничење регулатора брзине. Рачунарским симулацијама је показано да предложени поступак за динамичко уважавање лимита по превалном моменту даје задовољавајуће перформансе.

Предложени алгоритам за директно управљање моментом који је предмет научне расправе у овом раду верификован је и експериментом на реалном прототипу. У ту сврху, реализован је како прототип на коме се имплементира предложени алгоритам, тако и комплетно развојно окружење којим се омогућава испитивање предложеног рјешења у различитим радним режимима. Експериментом је потврђено да погон остварује пројектоване перформансе, и то како при директном управљању само моментом, тако и при управљању брзином обртања примјеном предложеног моментног контролера.

Утврђене су најбитније карактеристике предложеног рјешења:

- Предложено рјешење у потпуности користи расположиви напон јер је управљање засновано искључиво на манипулацији фазним ставом напона при константној амплитуди, а без употребе обртних трансформација. На тај начин је остварено добијање максималних перформанси погона које су сада дефинисане само системским ограничењима мотора и претварача, а не управљачком стратегијом;
- Алгоритам не посједује спољне трајекторије флукса, него се флукс у машини успоставља захваљујући самој структури алгоритма, и то тако да се достиже теоријски максимална вриједност флукса јер се непрестано користи пуни расположиви напон. На тај начин је преоптеретљивост погона доведена до максимума, односно могуће је у сваком тренутку добити момент са транзијентне карактеристике, а губици су умањени, јер се тражени момент реализује са мањом струјом;
- Алгоритам се реализује без употребе давача на вратилу;
- Остварен је апериодски одзив момента избором управљачке структуре са регулатором момента са промјенљивим појачањима. На тај начин се у свакој радној тачки компензује варијација појачања објекта управљања, и омогућава добијање пројектованих перформанси;
- Предложени поступак примјенљив је како у линеарном режиму рада погонског претварача, тако и у надмодулацији, јер је управљање засновано само на кориштењу фазног става напона без обзира на коначни лимит његове амплитуде;
- С обзиром да у регулационој структури, осим синхроне брзине, фигурише и напон једносмјерног међукола, могуће је уважити и варијацију напона напајања тако да се она у потпуности компензује.

Рачунарске симулације и експериментална верификација потврђују да је предложено рјешење у потпуности задовољило постављене захтјеве. Као правци даљег рада могу се идентификовати:

- Даља анализа робусности предложеног рјешења на варијацију параметара и напона напајања;
- Реализација алгоритма регулатора момента у инкременталној форми чиме би се умањио утицај навијања регулатора момента и олакшала дигитална имплементација;
- Усвајање сложеније регулационе структуре са циљем добијања још бољих карактеристика управљања и регулације;
- Анализа утицаја клизања на функцију преноса, тј. проширивање скупа величина према којима се прилагођава управљачка структура.



## 9. ЛИТЕРАТУРА

- A 1. Слободан Н. Вукосавић: *Дигитално управљање електричним погонима*, Академска Мисао, Београд 2003.
- A 2. Слободан Н. Вукосавић: *Пројектовање адаптивног микропроцесорског управљања брзином и позицијом асинхроног мотора*, докторска дисертација, Универзитет у Београду, 1989.
- A 3. Peter Vas: *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press, London, 1998.
- A 4. Peter Vas: *Electrical Machines and Drives: A Space-Vector Theory Approach*, Oxford University Press, London, 1992.
- A 5. Владан Вучковић: *Електрични погони*, Електротехнички факултет, Београд, 1997.
- A 6. P. C. Sen: *Principles of Electric Machines and Power Electronics*, John Wiley&Sons, 1997.
- A 7. I. Boldea, S. A. Nasar: *Electric Drives*, CRC Press, London, 1999.
- A 8. D. W. Novotny, T. A. Lipo: *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press, London, 1997.
- A 9. Владан Вучковић: *Опита теорија електричних машина*, Наука, Београд 1992.
- A 10. Милић Р. Стојић: *Дигитални системи управљања*, Наука, Београд, 1994.
- A 11. Милорад М. Божић: *Синтеза система аутоматског управљања*, Електротехнички факултет, Бања Лука, 2006.
- A 12. Milic R. Stojic, Slobodan N. Vukosavic: "Design of Microprocessor Based System for Positioning Servomechanism with Induction Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 38, No5, pp. 369-378, October 1991.
- Б 1. T. Isao, N. Toshihiko: "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No.5, pp. 820–827 Sept/Oct 1986.
- Б 2. M. Depenbrock: "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.3, No.4, pp. 420-429, Oct. 1988.
- Б 3. H. Y. Zhong, H. P. Messinger, M. H. Rashad: "A New Microcomputer – Based Direct Torque Control System for Three – Phase Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No.2, pp. 294-298, March/April 1991.
- Б 4. T. Habetler, D. Divan: "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No.5, pp. 893-901, Sept/Oct 1991.
- Б 5. T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli: "Direct Torque control of Induction Machines Over a Wide Speed Range", IEEE-IAS Annual Meeting, *Conferece Record*, pp.600-606, 1992.
- Б 6. T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. M. Tolbert: "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 28, No.5, pp.1045-1052. Sept/Oct 1992.
- Б 7. A. M. Walczyna: "On Reduction of Harmonic Reactive Distortions and Subharmonics of Drives with VSI-Fed Induction Motors Controlled by Direct Torque and Flux Control Methods", IEEE PESC '95, Anual Power Electronics Specialists Conference, *Conference Record*, Vol. 1, pp.408 – 414, 18-22 June 1995.
- Б 8. A. Kasprowicz, M. P. Kazmierkowski, S. Kanoza: "Speed Sensorless Direct Vector Control of DC Link Resonant Inverter – Fed Induction Motor Drive", *Proceedings of the IEEE ISIE*

- '96 *International Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 2, pp.628 – 632, 10-14 July 1995.
- Б 9. G. Griva, T. G. Habetler: "Performance Evaluation of a Direct Torque Controlled Drive in the Continuous PWM-Square Wave Transition Region", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, No.4, pp. 464-471, July 1995.
- Б 10. D. Casadei, G. Serra, A. Tani: "Direct Flux and Torque Control of Induction Machine for Electric Vehicle Applications", *Electrical Machines and Drives, IEE Conference Publication*, 11-13 September 1995.
- Б 11. P. Tiitinen, M. Surandra: "The Next Generation Motor Control Method, DTC Direct Torque Control", *Proceedings of the 1996. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Conference Proceedings*, Vol. 1, pp. 37-43, 8-11. January 1996.
- Б 12. Jul – Ki Seok, Jhoon – Sheok Kim, Seung – Ki Sul: "Overmodulation Strategy for High – Performance Torque Control", *The 17<sup>th</sup> Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '96, Conference Proceedings*, Vol 2, pp. 1549-1554, 23-27. June 1996.
- Б 13. J. Nash: "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No. 2, pp. 343-341, March/April 1997.
- Б 14. F. Bonanno, A. Consoli, A. Raciti, A. Testa: "An Innovative Direct – Self Control Scheme for Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 5, pp. 800-806, September 1997.
- Б 15. I. Takahashi, T. Noguchi: "Take a Look Back upon the Past Decade of Direct Torque Control", *Proceeding of the 23<sup>rd</sup> International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 1997*, Vol 2, pp. 546-551, November 1997.
- Б 16. K. D. Hurst, T. G. Habetler: "A Simple, Tacho-Less, Induction Machine Drive with Direct Torque Control Down to Zero Speed", *Proceeding of the 23<sup>rd</sup> International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 1997*, Vol 2, pp. 563-568, November 1997.
- Б 17. G. Buja, D. Casadei, G. Serra: "DTC-Based Strategies for Induction Motor Drives", ", *Proceeding of the 23<sup>rd</sup> International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON 1997*, Vol 2, pp. 1506-1516, November 1997.
- Б 18. A. Monti, F. Pironi, F. Sartogo, P. Vas: "A New State Observer for Sensorless DTC Control", *Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE Conference Publication No. 456*, pp. 311-317, September 1998.
- Б 19. T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi: "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No.3, pp. pp. 473-479, May/June 1998.
- Б 20. Jun – Koo Kang, Seung – Ki Sul: "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No5, pp.1076-1082, Sept/Oct 1999.
- Б 21. J. Maes, J. Melkebeek: "Speed – Sensorless Direct Torque Control of induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", *The Thirty-Fourth IAS Annual Meeting 1999, Conference Record*, Vol.4, pp. 2305-2312, 3-7 Oct. 1999.
- Б 22. C. Attaianesi, V. Nardi, A. Perfetto, G. Tomaso: "Vectorial Torque Control: A Novel Approach to Torque and Flux Control of Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 6, pp. 1399-1505, Nov/Dec 1999.
- Б 23. T. Noguchi, M. Yamamoto, S. Kondo, I. Takahashi: "Enlarging Switching Frequency in Direct Torque-Controlled Inverter by Means of Dithering", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 6, pp. 358-1366, Nov/Dec 1999.

- Б 24. C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg: "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 1, pp. 122-130, Jan/Feb 2000.
- Б 25. D. Casadei, G. Serra, A. Tani: "Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, pp. 769-777, July 2000.
- Б 26. Y. Lai, J. Lin, J. Wang: "Direct Torque Control Induction Motor Drives with Self – Commissioning Based on Taguchi Methodology", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, pp. 1065 – 1071, November 2000.
- Б 27. El Hassan, E. V. Westerholt, X Roboam, B. de Fornel: "Comparison of Different State Models in Direct torque Control of Induction Machines Operating without Speed Sensors", The The Thirty-Fifth IAS Industry Application Conference 2000, *Conference Record*, Vol. 3, pp. 1345 – 1352, 8-12. Oct. 2000.
- Б 28. N. Rumzi, N. Idris, A. Yatim: "An Improved Stator Flux Estimation in Steady – State Operation for Direct Torque Control of Induction Machines", The The Thirty-Fifth IAS Industry Application Conference 2000, *Conference Record*, Vol. 3, pp. 1353 - 1359, 8-12 October 2000.
- Б 29. D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo: "Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction motor Drive Based on a Constant Switching Frequency DTC Scheme", The The Thirty-Fifth IAS Industry Application Conference 2000, *Conference Record*, Vol. 3, pp. 1360 – 1367, 8-12. Oct. 2000.
- Б 30. A. Purcell, P. Acarnley: "Enhanced Inverter Switching for Fast Response Direct Torque Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 3, pp. 382-389, May 2001.
- Б 31. Y. S. Lai, J. H. Chen: "A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 16, No. 3, pp. 220-227, September 2001.
- Б 32. B. H. Kenny, R. D. Lorenz: "Stator and Rotor Flux Based Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines", The Thirty-Sixth IEEE IAS Annual Meeting Conference 2001, *Conference Record*, Vol. 1, pp. 133-139, 30. Sept-04. Oct 2001.
- Б 33. D. Casadei, G. Serra, A. Tani: "Steady – State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, pp. 846-851, November 2001.
- Б 34. N. Idris, A. Yatim, N. Azli: "Direct Torque Control of Induction Machines With Constant Switching Frequency and Improved Stator Flux Estimation", The IEEE Industrial Electronics Society Annual Conference IECON '01, *Conference Proceedings* Vol. 2, pp. 1285-1291, 2001.
- Б 35. M. Rodič, K. Jezernik: „Continous Approach to the Direct Torque and Flux Control of Induction Motor“, 7th International Workshop on Advanced Motion Control, AMC'02 *Proceedings*, Maribor, Slovenia, July 3-5. 2002.
- Б 36. M. Escalante, J. C. Vannier, A. Arzande: "Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, pp. 809-815, August 2002.
- Б 37. J. Lee, C. Kim, M. Youn: "A Dead – Beat Type Digital Controller for the Direct Torque Control of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 739-746, September 2002.
- Б 38. D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani: "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motor Torque Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No.5, pp. 779-787, September 2002.

- Б 39. C. Moucary, E. Mendes, A. Razek: "Decoupled Direct Control for PWM Inverter – Fed Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, pp. 1307 – 1315, September/October 2002.
- Б 40. L. Tang, L. Zhong, A. Rahman, F.Hu: "An Investigation of a Modified Direct Torque Control Strategy for Flux and Torque Ripple Reduction for Induction Machine Drive System with Fixed Switching Frequency", The 37<sup>th</sup> IAS Annual Meeting Conference 2002, *Conference Record*, Vol.3, pp.837-844, 13-18 October 2002.
- Б 41. A. Tripathi, A. Khambadkone, S. Panda: "Predictive Stator Flux Control With Overmodulation and Dynamic Torque Control at Constant Switching Frequency in AC Drives", The 37<sup>th</sup> IAS Annual Meeting Conference 2002, *Conference Record*, Vol.3, pp.2080-2085, 13-18 October 2002.
- Б 42. K. Matsuse, Y. Kouno, H. Kawai, S. Yokomizo: "A Speed – Sensorless Vector Control Method of Parallel-Connected Dual Induction Motor Fed by a Single Inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38, No. 6, pp. 1566-1571, November/December 2002.
- Б 43. J. Faiz, M. Bagher, B. Sharifian, A. Keyhani, A. Proca: "Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Used in Electric Vehicle", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 18, No. 1, pp. 1-10, March 2003.
- Б 44. P. Matic, B. Blanuša, S. N. Vukosavić: "A Novel Direct Torque and Flux Control Algorithm for the Induction Motor Drive", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03, *Conference Proceedings*, Vol. 2, pp. 965-970, 1-4. June 2003.
- Б 45. Y. Lai, J. Lin: "New Hybrid Fuzzy Controller for Direct Torque Control Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 5, pp. 1211 – 1219, September 2003.
- Б 46. M. Rodič, K. Jezernik: "Induction motor control using torque and rotor flux oriented presentation", The IEEE Region EUROCON 2003 Computer as a Tool Conference, *Conference Proceedings*, Vol.1, pp. 342-346, 22-24. September 2003.
- Б 47. A. Sapin, P. Steimer, J. Sim: "Modeling, Simulation and Test of a Three-Level Voltage Source Inverter with Output LC Filter and Direct Torque Control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, No. 2, pp. 469-475, March/April 2007.
- Б 48. C. Lascu, A. Trzynadlowski: "Combining the Principles of Sliding Mode, Direct Torque Control, and Space-Vector Modulation in a High-Performance Sensorless AC Drive", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, No. 1, pp. 170-177, January/February 2004.
- Б 49. G. Buja, M. Kazmierkowski: "Direct Torque Control of PWM Inverter – Fed AC Motors – A Survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, No.4, pp. 744-757, August 2004.
- Б 50. Ђ. Стојић: „Директно управљање асинхроним мотором“, докторска дисертација, Универзитет у Београду, 2004.
- Б 51. Dj. M. Stojic, S. N. Vukosavic: "A New Induction Motor Drive Based on the Flux Vector Acceleration Method", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 20, No. 1, pp.173-180, March 2005.
- Б 52. C. Lascu, I. Boldea, F. Blaabjerg: "Very-Low-Speed Variable-Structure Control of Sensorless Induction Machine Drives Without Signal Injection", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 41, No. 2, pp. 591-598, March/April 2005.
- Б 53. K. Hatua, V. T. Ranganathan: "Direct Torque Control Schemes for Split-Phase Induction Machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No.5, pp. 1243-1254, September/October 2005.
- Б 54. N. Idris, C. Ling, M. Elbuluk: "New Torque and Flux Controllers for Direct Torque Control of Induction Machines", The Fourtieth IAS Annual Meeting Conference 2005, *Conference Record*, Vol.3, pp. 979-984, October 2005.

- Б 55. J. Zhang, M. Rahman: “Direct Flux Vector Control Scheme For Induction Machine Drives with Space Vector Modulation” The Fourtieth IAS Annual Meeting Conference 2005, *Conference Record*, Vol.3, pp. 1798-1804, October 2005.
- Б 56. R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo, A. Tenconi: “Direct Torque Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 6, pp. 1627-1636, November/December 2005.
- Б 57. J. H. Ryu, K. W. Lee, J. S. Lee: “A Unified Flux and Torque Control Method for DTC – Based Induction – Motor Drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 1, pp. 234-242, January 2006.
- Б 58. A. Tripathi, A. Khambadkone, S. Panda: “Dynamic Control of Torque in Overmodulation and in the Field Weakening Region”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 4, pp. 1091-1098, July 2006.
- Б 59. S. Kaboli, M. Zolghadri: “Probabilistic Voltage Harmonic Analysis of Direct Torque Controlled Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 4, pp. 1041-1052, July 2006.
- Б 60. C. Ortega, A. Arias, J. Ballcells, C. Caruana, C. Spiteri, J. Cilia: “The Use of Small Voltage Vectors of Matrix Converters in Direct Torque Control of Induction Machines”, 12<sup>th</sup> International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, *Conference Proceedings*, pp. 314-319, August 2006.
- Б 61. Z. Sorchini, P. Krein: “Formal Derivation of Direct Torque Control for Induction Machines”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No.5, pp. 1428-1436, September 2006.
- Б 62. P. Matic, D. Raca, B. Blanuša, S. N. Vukosavić: “Direct Torque Controlled Induction Motor Drive Based on Double Feedback Structure“, *Electronics*, Vol. 1, No. 1, pp. 41-48, September/October 2006.
- Б 63. N. Oikonomou, J. Holtz: “Stator Flux Trajectory Tracking Control for High-Performance Drives”, The Fourty-First IAS Annual Meeting 2006, *Conference Record*, Vol. 3, pp.1268-1275, 8-12. October 2006.
- Б 64. N. T. West, R. D. Lorenz: “Implementation and Evaluation of a Stator and Rotor Flux Linkage-Based Dead-Beat, Direct Torque Control of Induction Machines at the Operational Voltage Limits“, The Fourty-Second IAS Annual Meeting 2007, *Conference Record*, pp.690-695, 23-27. September 2007.
- Б 65. D Casadei, G. Serra, A. Stefani, A. Tani, L. Zarri: “DTC Drives for Wide Speed Range Applications Using a Robust Flux – Weakening Algorithm” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No.5, October 2007.
- Б 66. M. Mengoni, L. Yarri, A. Tani, G. Serra, D. Casadei: “Stator Flux Vector Control of Induction Motor Drive in the Field Weakening Region”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 2, pp. 941-949, March 2008.
- Б 67. A. Jidin, N. Idris, A. Yatim, M. Elbuluk, “A Novel Overmodulation and Field Weakening Strategy for Direct Torque Control of Induction Machines”, The Fourty-Third IAS Annual Meeting 2007, *Conference Record*, pp.1-8, 5-9. October 2008.
- Б 68. N. T. West, R. D. Lorenz: “Digital Implementation of Stator and Rotor Flux-Linkage Observers and a Stator-Current Observer for Deadbeat Direct Torque Control of Induction Machines“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 45, No. 2, pp. 729-736, March/April 2009.
- Б 69. A Jidin, N. Idris, A. Yatim, M. Elbuluk: “A Wide – Speed High Torque Capability utilizing Overmodulation Strategy for Direct Torque Control of Induction Machines”, Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009, *Conference Record*, pp. 2757-2762, 20-24 September 2009.

- B 70. P. Matić, S. N. Vukosavić, A. Rakić: "Induction Motor Torque Control in Field Weakening Regime by Voltage Angle Control", 14th EPE-PEMC 2010, *Conference Record*, Ohrid, Macedonia, 6-8. September 2010.
- B 1. X. Xu, R. Doncker, D. Novotny: "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive", IEEE Power Electronics Special Conference PESC '88, *Conference Record*, Vol. 2, pp. 870-876, April 1988.
- B 2. S. Sangwongwanich, M. Ishida, S. Okuma, Y. Uchikawa, K. Iwata: "Time – Optimal Single – Step Velocity Response Control Scheme for Field – Oriented Induction Machines Considering Saturation Level", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No. 1, January 1991.
- B 3. S. Sangwongwanich, M. Ishida, S. Okuma, Y. Uchikawa, K. Iwata: "Realization of Time – Optimal Single – Step Velocity Response Control of Field – Oriented Induction Machines Under the Condition of Nonsaturation of Flux", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 5, September/October 1991.
- B 4. F. Profumo, A. Tenconi, R. Doncker: "The Universal Field Oriented (UFO) Controller Applied to Wide Speed Range Induction Motor Drives", *IEEE Power Electronics Specialist Conference PESC '90*, Vol. 1, pp. 649-655, June 1990.
- B 5. R. Doncker, D. Novotny: "The Universal Field Oriented Controller", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 1, January/February 1994.
- B 6. J. Holtz: "The Representation of AC Machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 3, June 1995.
- Г 1. R. D. Lorenz, D. B. Lawson: "Flux and Torque Decoupling Control for Field – Weakened Operation of Field – Oriented Induction Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No.2, pp. 290-295, March/April 1990.
- Г 2. R. J. Kerkman, T. M. Rowan, D. Leggate: "Indirect Field – Oriented Control of an Induction Motor in the Field – Weakening Region", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No.4, pp. 850-857, July/August 1992.
- Г 3. X. Xu, D. W. Novotny: "Selection of the Flux Reference for induction Machine Drives in the Field Weakening Region", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol 28. No.6, pp. 1353-1358, November/December 1992.
- Г 4. J. Wiesing, H. Grotstollen: "Field Oriented Control of an Asynchronous Motor With a Very Wide Region of Flux Weakening", *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Vol. 2, pp. 606-610, 1992.
- Г 5. I. T. Wallace, D. W. Novotny, R. D. Lorenz, D. M. Divan: "Increasing The Dynamic Torque Per Mapere Capability of Induction Machines", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 1, pp. 144-153, January/February 1994.
- Г 6. Sang-Hoon Kim, Seung-Ki Sul: "Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No.4, pp. 787-794, July/August 1995.
- Г 7. H. Grotstollen, J. Wiesing: "Torque Capability and Control of a Saturated Induction Motor Over a Wide Range of Flux Weakening", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No.4, pp. 374-381, August 1995.
- Г 8. B. J. Seibel, T. M. Rowan, R. J. Kerkman: "Field – Oriented Control of an Induction Machine in the Field – Weakening Region with DC Link and Load Disturbance Rejection", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No.6, pp. 1578-1584, November/December 1997.
- Г 9. R. S. Wieser: "Optimal Rotor Flux Regulation for Fast – Accelerating Induction Machines in the Field – Weakening Region", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No.5, pp. 1081-1087, September/October 1998.

- Г 10. Jul – Ki Seok, Seung – Ki Sul: “Optimal Flux Selection of an Induction Machine for Maximum Torque Operation in Flux – Weaking Region”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, pp. 700-708, July 1999.
- Г 11. Myong – Ho Shin, Dong – Seok Hyun, Soon – Bong Cho: “Maximum Torque Control of Stator – Flux Oriented Induction Machine Drive in the Field Weakening Region”, The IAS Annual Meeting 2000, *Conference Record*, pp.1-8, 5-9. October 2008.
- Г 12. E. Levi, M. Sokola, S. N: Vukosavić: “A Method for Magnetizing Curve Identification in Rotor Flux Oriented Induction Machines“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 15, No .2, pp. 157-162, June 2000.
- Г 13. L. Harnefors, K. Pietilainen, L. Gertmar: “Optimum – Seeking Field Weakening Control of Induction Motor Drives”, Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, *Conference Publication*, No. 475, pp. 176-181, 18-19. September 2000,
- Г 14. L. Harnefors, K. Pietilainen, L. Gertmar: “Torque – Maximizing Field-Weakening Control: Design, Analysis, and Parameter Selection”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, No.1, pp.161-168, February 2001.
- Г 15. E. Levi, M. Wang: “A Speed Estimator for High Performance Sensorless Control of Induction Motors in the Field Weakening Region”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No.3, pp. 365-378, May 2002.
- Г 16. Myoung – Ho Shin, Dong – Seok Hyun: “Speed Sensorless Stator Flux – Oriented Control of Induction Machine in the Field Weakening Region”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No.2, pp. 580-586, March 2003.
- Д 1. R. Lorenz, D. Lawson: “Performance of Feedforward Current Regulators for Field – Oriented Induction Machine Controllers”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 1A-23, No.4, pp. 597-602, July/August 1987.
- Д 2. X. Xu, D. W. Novotny: “Bus Utilization of Discrete CRPWM Inverters for Field – Oriented Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 21, No. 6, pp.1128-1135, November/December 1991.
- Д 3. A. Tripathi and P. C. Sen: “Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 3, No 1, p. 63-73, February1992.
- Д 4. A. Khambadkone, J. Holtz: “Low Switching Frequency and High Dynamic Pulsewidth Modulation Based on Field – Orientation for High – Power Inverter Drive”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, No.4, pp. 627-632, October 1992.
- Д 5. J. Holtz, W. Lotzkat, A. Khambadkone: “On Continous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, No.4, pp. 546-543, October 1993.
- Д 6. C. T. Pan and T. Y. Chang: “An improved hysteresis current controller for reducing switching frequency”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol 9, No 1, pp. 97-104, January 1994.
- Д 7. D. Seidl, D. Kaiser, R. Lorenz: “One – Step Optimal Space Vector PWM Current Regulation Using a Neural Network”, Industry Applications Society Annual Meeting 1994, *Conference Record*, Vol. 2, pp. 867-874, 2-6. October 1994.
- Д 8. J. K. Seok, S. K. Sul: “A New Overmodulation Strategy for Induction Motor Drive Using Space Vector PWM”, The 10<sup>th</sup> Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC '95, *Conference Record*, Vol. 1, pp. 211-216, 5-9. March 1995.
- Д 9. J. Holtz and B. Beyer, “Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No 5, pp. 1110-1120, September/October. 1995.

- Д 10. Jong-Woo Choi, Seung-Ki Sul: "A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No.5, pp. 1001-1008, September/October 1995.
- Д 11. Q. Yu, L. Nourum, T. Undeland, S. Round: "Investigation of Dynamic Controllers for a Unified Power Flow Controller", The 22<sup>nd</sup> International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON 1996, *Conference Proceedings*, Vol. 3, pp. 1764-1769, 5-10. August 1996.
- Д 12. J. Jung, S. Lim, K. Nam: "PI Type Decoupling Control Scheme for High Speed Operation of Induction Motors", The 28<sup>th</sup> Annual Power Electronics Specialist Conference PESC '97 Meeting, *Conference Record*, Vol. 2, pp.1082-1085, June 1997.
- Д 13. L. Harnefors, H. P. Nee: "Model – Based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- Д 14. J. W. Choi, H. W. Kim, S. K. Sul: "Design of Fast Response Current Controller Using d-q Axis Cross – Coupling: Application to Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 3, pp. 522-524, June 1998.
- Д 15. A. Khambadkone, J. Holtz: "Fast Current Control for Low Harmonic Distortion at Low Switching Frequency", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 5, pp.745-750, October 1998.
- Д 16. J. Jung, K. Nam: "A Dynamic Decoupling Control Scheme for High - Speed operation of Induction Motors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 1, pp.100-110, February 1999.
- Д 17. A. Hava, S. K. Sul, R. Kerkman, T. Lipo: "Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 4, pp. 896-907, July/August 1999.
- Д 18. F. Briz, M. Degner, R. Lorenz: "Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 3, P. 817-825, May/June 2000.
- Д 19. F. Briz, A. Diez, M. W. Degner, R. D. Lorenz: "Current and Flux Regulation in Field – Weakening Operation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No.1, pp. 42-50, January/February 2001.
- Д 20. A. Khambadkone, J. Holtz: "Compensated Synchronous PI Current Controller in Overmodulation Range and Six – Step Operation of Space – Vector – Modulation – Based Vector – Controlled Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 3, pp. 574-580, June 2002.
- Ђ 1 „DBM – 03 User Guide“, Rev 8, Vickers Electrics, Casella GE, Italy, 1997.
- Ђ 2 „Упутство за коришћење прилагодне плочице за напонски контролисани DBM 03 модул“, *Електротехнички факултет*, Београд, 2004.
- Ђ 3 „Multi – Function, Compact Inverters SYSDRIVE 3G3MV Series“, *Omron Corporation*, JD Hoofddorp, The Netherlands, 2000.
- Ђ 4 “eZdsp F2808USB Technical Reference”, *Spectrum Digital INC*, Stafford, USA, 2003.
- Ђ 5 „Rotary Encoder OMRON E6C2-CWZ Instruction Sheet“, *Omron Corporation*, JD Hoofddorp, The Netherlands, 1998.



## 10. ПРИЛОГ

### 10.1. Параметри мотора СЕВЕР ЗК-132

На натписној плочици мотора СЕВЕР ЗК-132 – М – 4 налазе се следећи подаци:

3 МОТ  $\Delta 380/Y660V$

16А 7,5kW

$\cos \varphi = 0,82$  1440o/min , 50Hz

Параметри елемената еквивалентне шеме су:

$R_s = 2,044\Omega$   $R_r = 1,873\Omega$   $L_{js} = 8,04mH$   $L_{jr} = 9,2mH$   $L_{mn} = 0,191H$

Параметри мотора у релативним јединицама су:

$R_s = 0,038r.j.$   $R_r = 0,04r.j.$   $L_s = 2r.j.$   $L_{jr} = 2,1r.j.$   $L_{mn} = 1,9157r.j.$

### 10.2. Математичка извођења

#### 10.2.1. Поступак рјешавања једначине $A \sin \Delta\chi_k + B \cos \Delta\chi_k = C$

Једначина облика

$$A \sin \Delta\chi_k + B \cos \Delta\chi_k = C \quad (10.1)$$

рјешава се полазећи од идентитета

$$D \sin(\Delta\chi_k + \varphi_k) = D \cos \varphi_k \sin \Delta\chi_k + D \sin \varphi_k \cos \Delta\chi_k \quad (10.2)$$

чијим се поређењем са (10.1), може писати:

$$A = D \cos \varphi_k, \quad (10.3)$$

$$B = D \sin \varphi_k, \quad (10.4)$$

$$\sin(\Delta\chi_k + \varphi_k) = C / D. \quad (10.5)$$

На основу дефиниција тригонометријских функција:

$$\varphi_k = \arctan B / A, \quad (10.6)$$

$$A^2 + B^2 = D^2, \quad (10.7)$$

рјешење једначине (10.1) је

$$\Delta\chi_k = -\arctan \frac{B}{A} + \arcsin \frac{C}{\sqrt{A^2 + B^2}} + k\pi, \quad k = 0,1,2,\dots \quad (10.8)$$

#### 10.2.2. Доказ тврдње $\arctan x + \arctan 1/x = \pi/2$

За правоугли троугао са катетама  $a$  и  $b$  и хипотенузом  $c$  вриједи да је

$$\alpha = \arctan \frac{b}{a} \quad (10.9)$$

$$\beta = \arctan \frac{a}{b}, \quad (10.10)$$

$$\alpha + \beta = \frac{\pi}{2}, \quad (10.11)$$

па је

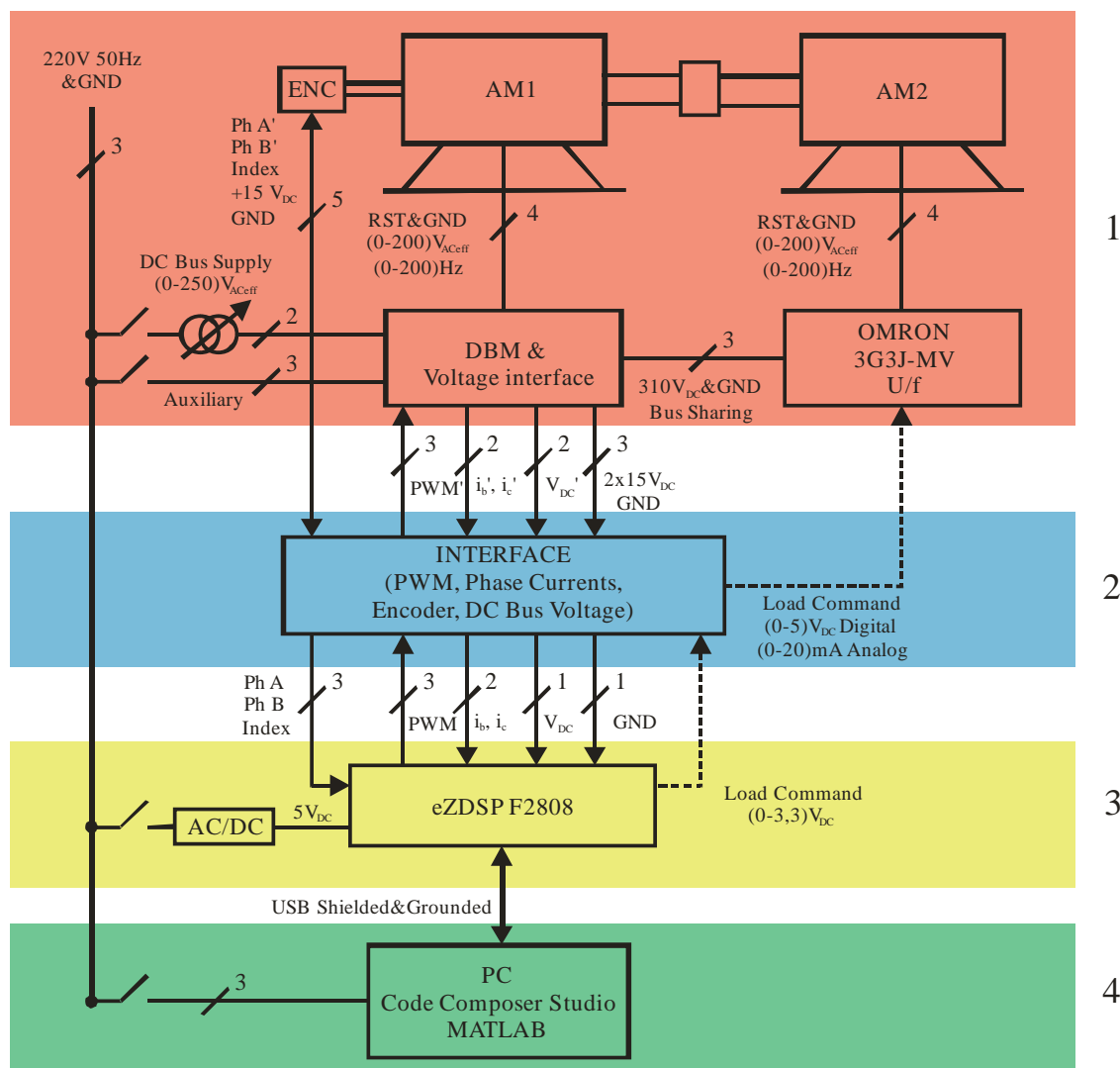
$$\arctan x + \arctan \frac{1}{x} = \frac{\pi}{2}. \quad (10.12)$$

### 10.3. Технички опис експерименталне поставке

Експериментална верификација спроведена је на лабораторијској станици *BEKTPA 2* која је намијењена је за развој и тестирање алгоритама за дигитално управљање асинхроним мотором. *BEKTPA 2* организована је у четири функционалне цјелине које се хијерархијски могу организовати у четири нивоа:

1. НИВО 1: Обухвата енергетски дио станице: асинхрони мотор *AM1* са приграђеним оптерећењем (асинхроним мотором *AM2*), одговарајућим погонским претварачима (*DBM* и *OMRON*), раставно-регулационим трансформатором за напајање једносмјерних међукола и давачем брзине;
2. НИВО 2: Прилагодни степен (*interface*) намијењен за прилагођавање сигнала сигналног процесора енергетском нивоу и обрнуто. Степен напаја енкодер и прилагођава његове сигнале, те галвански одваја сигнал напона једносмјерног међукола од енергетског дијела и прилагођава опсегу А/Д конвертора сигналног процесора. У прилагодном степену налазе се кондензатори који служе за филтрирање шума у сигналу мјерене струје;
3. НИВО 3: Ниво 3 је сигнални процесор (*DSP F2808*) са својим окружењем и напајањем [Ђ4]. На сигналном процесору извршава се програм за управљање асинхроним мотором;
4. НИВО 4: Ниво 4 је персонални рачунар (*PC*) који служи за програмирање сигналног процесора и управљање експериментом.

На Сл. 10.1. приказан је функцијски блок – дијаграм лабораторијске станице.



Сл. 10. 1. Функцијски блок – дијаграм лабораторијске станице *BEKTPA 2*

Асинхрони мотор АМ1 којим се управља по испитиваном управљачком алгоритму је механички спрегнут са оптеретним асинхроним мотором АМ2 преко канцасте механичке спојнице типа SKF PHE FRC 70NR са еластичном звијездом SKF PHE FRC 70SB.

Асинхрони мотор АМ1 напајан је из индустријског погонског претварача DBM-03 [Ђ1] који је прилагођен за лабораторијску употребу помоћу одговарајућег напонског интерфејса [Ђ2]. Претварач и интерфејс садрже све модуле за заштиту, управљање полупроводничким прекидачима уз контролу мртвог времена, као и модуле за мјерење струја. У односу на [Ђ1], опсег система за мјерење фазних струја смањен је девет пута јер је мотор АМ1 значајно мање снаге од номиналне снаге претварача DBM. Основне функције претварача су:

1. Пријем импулсно – ширински модулисаних командних сигнала (PWM) за три гране инверторског моста у TTL нивоима (0-5)V и генерисање фазних напона;
2. Давање напонских сигнала о мјереним струјама друге и треће фазе у опсегу (0-3) V и који су галвански одвојени од енергетског дијела претварача;
3. Давање сигнала напона једносмјерног међукола (0-350) V у односу на негативни пол инверторског моста;
4. Обезбјеђење два помоћна напона, 15 V и 20 V за прилагодне степене, први галвнски одвојен, а други галвански везан за негативни пол инверторског моста.

Оптеретни асинхрони мотор АМ2 напаја се из индустријског фреквенцијског претварача типа OMRON 3G3MV са компензацијом клизања. Претварач садржи сва кола за заштиту као и приступ за управљање преко мултифункционалног командног панела на кућишту [Ђ3]. Једносмјерна међукола оба погонска претварача директно су везана (енг. *DC Bus Sharing*), а напајају се из мрежно комутованог диодног исправљача DBM-а повезаног са градском мрежом преко раставно – регулационог трансформатора ISKRA MA4082. Напајање управљачко-сигналних кола претварача DBM је из градске мреже преко помоћног прикључка (*Auxiliary*), док се управљачко-сигнална кола претварача OMRON напајају из једносмјерног међукола. Параметри асинхроних мотора дати су у Табели 10.1.

Табела 10.1. *Параметри мотора кориштених у лабораторијској поставци*

Тип	Асинхрони мотор АМ1 (Испитивани алгоритам)	Асинхрони мотор АМ2 (Терет)
Тип	ESP NK 75	SEVER ZK-80-B-2
Номинална снага	750 W	750 W
Номинална брзина	1410 o/min	1375 o/min
Номинални напон	380V, 50Hz, Y	380V, 50Hz, Y
Номинална струја	2,12 A	2,1 A
Отпор статора	10,4 Ω	13,12 Ω
Отпор ротора	11,6 Ω	10,962 Ω
Индуктивности расипања статора и ротора	0,022H	0,033H
Индуктивност магнећења	0,557H	0,348H

Конфигурација асинхроних машина и претварача у лабораторијској станици *BEKTPA 2* је таква да је омогућен потпуни четвороквадрантни рад погона, захваљујући механичком спрезању вратила мотора и електричном спрезању једносмјерних међукола погонских претварача.

На вратило мотора АМ1 механички је спрегнут давач позиције и брзине (енкодер) типа OMRON E6C2-CWZ5B са 1000 импулса по обртају. Енкодер има двије ортогоналне фазе и индексни сигнал, а реализован је у *open collector PNP* технологији [Ђ5].