

УНИВЕРЗИТЕТ „СВ. КЛИМЕНТ ОХРИДСКИ“ – БИТОЛА ТЕХНИЧКИ ФАКУЛТЕТ  
– БИТОЛА ЕЛЕКТРО ОТСЕК

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

**МОДЕЛ НА УПРАВУВАЊЕ СО АСИНХРОН МОТОР ПРИ ПРОМЕНА НА  
ПАРАМЕТРИТЕ НА МОТОРОТ ПРИ ТЕЖОК ТОВАР**

Кандидат: м-р Драган Видановски, дипл.ел.инж.

Битола 2013

---

## СОДРЖИНА

Резиме	I	
Abstract	II	
<b>1</b>	<b>ВОВЕДНИ РАЗГЛЕДУВАЊА И ПОСТАВУВАЊЕ НА ПОРОБЛЕМОТ</b>	<b>5</b>
1.1	Воведни разгледувања	5
1.2	Мотивација за работење на овој труд	5
1.3	Објект на истражување	6
1.4	Цел на докторската дисертација	6
1.5	Придонес на докторската дисертација	7
1.6	Структура на темата	8
<b>2</b>	<b>ТЕЖОК ПОГОН</b>	<b>10</b>
2.1	Критериуми за дефинирање	10
2.1.1	Замавни маси на погонот	10
2.1.2	Времетраење на пуштање во работа	11
2.1.3	Режими на работа на погонот според IEC 60034-1	12
2.1.4	Класи на изолација на електричните машини	13
2.1.5	Присуство на хармоници	13
2.1.6	Временски услови во кои работи асинхронниот мотор	13
2.1.7	Дозволен циклус на оптоварување	13
2.1.8	Животен век на асинхрон мотор	14
<b>3</b>	<b>РЕЖИМИ НА РАБОТА НА ЕЛЕКТРОМОТОРНИТЕ ПОГОНИ</b>	<b>15</b>
3.1	Режими на работа според IEC 60034-1	15
3.2	Режими на работа со променлив товар и брзина	16
3.2.1	Режим на работа S8	16
3.2.2	Режим на работа S9	20
3.2.3	Режим на работа S10	21
<b>4</b>	<b>АСИНХРОН МОТОР – ВЛИЈАНИЕТО НА РЕЖИМОТ НА РАБОТА НА НАЧИНИТЕ НА УПРАВУВАЊЕ</b>	<b>22</b>
4.1	Основни карактеристики на асинхронниот мотор кој се користи во експерименталниот дел	22
4.2	Начини на управување на асинхрон мотор во релација со режимот на работа	23

4.2.1	Скаларно – $V/f=\text{constant}$ управување	23
4.2.2	Векторско управување	29
4.2.3	Директно управување со моментот – DTC	34
4.2.3.1	Естимација на статорскиот флукс и момент за DTC со користење на мерните сигнали $\omega_r$ и $i_s$	38
4.2.3.2	естимација на статорскиот флукс и момент за DTC со користење на мерните сигнали $V_{DC}$ и $i_s$	40
<b>5</b>	<b>ВЛИЈАНИЕ НА РЕЖИМОТ НА РАБОТА ВРЗ ПАРАМЕТРИТЕ НА АСИНХРОНИОТ МОТОР</b>	<b>41</b>
<b>5.1</b>	<b>Влијанието на магнетното поле врз индуктивитетите на асинхрониот мотор (ефект на заситување) и вишите хармоници врз параметрите на моторот</b>	<b>44</b>
5.1.1	Индуктивност на магнетизирање	44
5.1.2	Растурни флуксеви	47
5.1.3	Пресметка на растурниот флукс	51
<b>5.2</b>	<b>Влијанието на температурата врз промената на активните отпорности</b>	<b>62</b>
<b>5.3</b>	<b>Ефект на потиснување на струјата врз промената на активните отпори</b>	<b>62</b>
5.3.1	Проводници	66
<b>6</b>	<b>ПРОЦЕНА НА ПАРАМЕТРИТЕ НА АСИНХРОН МОТОР</b>	<b>68</b>
<b>6.1</b>	<b>Процена на параметрите на асинхрон мотор со самоиспитување на инверторот</b>	<b>68</b>
6.1.1	Самоиспитување без идентификација	68
6.1.2	Самоиспитување со идентификација	68
6.1.3	Естимација на роторската временска константа со мерење на статорските струи со метод на индиректна векторска контрола	69
6.1.4	Одредување на електричните и механичките параметри на асинхрон мотор преку мерење на напонот на статорот	70
6.1.5	Одредување на статорската транзиентна индуктивност $L'_s$	70
6.1.6	Одредување на статорската отпорност	72
6.1.7	Одредување на роторската временска константа и роторската отпорност	74
6.1.8	Одредување на сопствената индуктивност на статорот и резултантниот фактор на истекување	74
6.1.9	Одредување на моментот на инерција на асинхрониот мотор	74
6.1.10	Одредување на параметрите со т.н. RLS техника и одредување заситената меѓуиндуктивност $L_m$	75
<b>6.2</b>	<b>Обсервери</b>	<b>78</b>
6.2.1	Луенбергеров обсервер	80
6.2.2	Калманов естиматор и проширен Калманов Филтер (ЕКФ)	82

<b>6.3</b>	<b>Користење на реактивна енергија за естимирање на временската константа на роторот <math>\tau_r</math> и роторската отпорност <math>r_r</math></b>	<b>89</b>
<b>6.4</b>	<b>Други начини за проценка на параметрите на асинхрон мотор</b>	<b>91</b>
6.4.1	Со користење на ПИ контролери	91
6.4.2	Со користење на фазна логика (Fuzzy Logic)	94
6.4.3	Со користење на невронски мрежи (ANN)	97
6.4.4	Со користење на табели со предходно запаметени податоци за работа на електронските прекинувачи (Look Up tables)	101
<b>7</b>	<b>ЕКСПЕРИМЕНТАЛЕН ДЕЛ</b>	<b>102</b>
<b>7.1</b>	<b>Објектот во Суводол</b>	<b>103</b>
<b>7.2</b>	<b>Мерења извршени врз електромоторниот погон за транспорт на SRs 1050</b>	<b>105</b>
<b>8</b>	<b>СИМУЛАЦИИ</b>	<b>124</b>
<b>8.1</b>	<b>Симулации во MATLAB Simulink</b>	<b>124</b>
<b>8.2</b>	<b>Симулации во FEM – MAXWELL</b>	<b>130</b>
<b>9</b>	<b>ЗАКЛУЧОК</b>	<b>132</b>
<b>10</b>	<b>КОРИСТЕНА ЛИТЕРАТУРА</b>	<b>134</b>
<b>11</b>	<b>ОЗНАКИ НА ВЕЛИЧИНИТЕ КОРИСТЕНИ ВО ТРУДОТ</b>	<b>139</b>
<b>12</b>	<b>ПРЕГЛЕД НА ТАБЕЛИ КОРИСТЕНИ ВО ТРУДОТ</b>	<b>144</b>
<b>13</b>	<b>ПРЕГЛЕД НА СЛИКИ КОРИСТЕНИ ВО ТРУДОТ</b>	<b>145</b>
<b>14</b>	<b>ДОПОЛНЕНИЕ</b>	<b>149</b>

# 1 ВОВЕДНИ РАЗГЛЕДУВАЊА И ПОСТАВУВАЊЕ НА ПРОБЛЕМОТ

## 1.1 Воведни разгледувања

Во рамките на ЕЛЕМ подружница РЕК Битола работи рудникот за јаглен Суводол. Целта на рудникот е да обезбеди доволни количини јаглен за термоелектраните. Просечната количина на јаглен како би работеле термоелектраните е околу 6 милиони тони на годишно ниво. Како би се откопал овој јаглен потребно е да се направи раскривка (ископ) на јаловина. Раскривката и откопот на јаглен се реализира со високо софистицирана и комплексна рудничка опрема: багери, транспортни ленти, одлагачи и други рударски машини. Опремата во рудникот Суводол енергетски се напојува од ТС Битола 2 x 400/110 kV/kV. Инсталираната моќност на рудникот е 60 MW, додека едновремената е 24 MW.

Во услови кога електромоторниот погон работи во тешки рударски услови кои се реалност во РЕК Битола: кал, нерамен терен, нечистотија на работната машина, многу високи и многу ниски надворешни температури, како и правење на големи транспорти со многу чести пуштања, запирања и реверзирања на моторите, управувањето на нив е сложено. Исто така како голем проблем се јавува и фактот што моторите работаат на иста осовина, што значи дека мора да има синхронизација меѓу двата мотори како не би дошло до оштетување или торзирање на механичките елементи на погонот.

## 1.2 Мотивација за работење на овој труд

Поради потребата за голема количина на електрична енергија за нормално работење на рудникот потребно е да се најде соодветен начин како би се намалила потрошувачката на електричната енергија, со што би се растоварило производството во термоелектраните и би се намалила емисијата на  $CO_2$  и стакленичките гасови ( $NO_x$  и др.) во атмосферата. Преку користење на енергетски преобразувачи секаде каде што е тоа можно и со водење контрола на потрошувачката на реактивна моќност би се постигнал ефектот на намалувањето на потрошувачката на електрична енергија и би се зачувала животната средина.

Во истражувањата направени за време на работата на докторската дисертација се анализирани промените на параметрите на тежок електромоторен погон и направени се мерења од кои може да се заклучи како влијаат моќностите (активна, реактивна и дисторзија) за погон кој е управуван од енергетски преобразувач. Во натамошното образлагање на темата се очекува да се појават (измерат) високи вредности на реактивната моќност која се предава на самиот асинхрон мотор, така и фактот дека и од напојната мрежа се повлекува реактивна моќност која е со висок процент во однос на активната моќност. Самиот мотор ги менува своите номинални параметри и со тоа се влошува управувањето, со што се намалува ефикасноста на моторот, се намалува животниот век и се зголемуваат трошоците за превземената електрична енергија.

Тенденцијата во енергетски и индустриски понапредните земји со потпишувањето на Кјото протоколот е да се намали емисијата на  $CO_2$  и стакленичките гасови ( $NO_x$  и др.) со што глобално би се намалил ефектот на прегревање на земјината атмосфера. Во земјите на Европската Унија и Австралија во тек е акција на запознавање на сите потрошувачи на електрична енергија со количината на емисијата на  $CO_2$  и стакленички гасови претставени како однос на нивната месечна потрошувачка на електрична енергија за килограм емитиран гас  $CO_2$  во атмосферата (претставено како мерка kWh/kg). Како пример може да се земе Австралија каде се гледа дека за потрошен еден kWh се емитирани 1.36 kg  $CO_2$  во атмосферата. Овој податок им се

предочува на потрошувачите и сеуште не се наплаќа, што не значи дека тоа нема да се случи. Исто така тенденција во високо развиените индустриски земји е да се направи тарифник за наплата на реактивната моќност (со повисоки цени и со посебни мерења) како би се растоварил производителот на електрична енергија, како и да би се намалиле загубите во преносната и дистрибутивната електрична мрежа [35].

Мотивацијата за изработката на оваа докторска дисертација е да се направи анализа на промената на параметрите на асинхрониот мотор кога моторот е управуван со енергетски преобразувач при работа во режими на работа со променлив товар и брзина, преку математички анализи и мерења. Овие анализи се направени за тешки режими на работа S8, S9 и S10 на електромоторен погон со асинхрон мотор со моќност од 200 kW, кога погонот се управува со три различни стратегии: скаларна, векторска и директна контрола на моментот. Исто така се очекува големо влијание да имаат неактивните моќности (реактивна и моќност на дисторзија) на промената на параметрите на асинхрониот мотор.

### **1.3 Објект на истражување**

Објектот на истражување е електромоторен погон за транспорт на багерот SRs 1050 кој е дефиниран како тежок погон. Багерот е на ископ на јаловина во рудникот Суводол и е високо софистициран, односно управувањето е со програмски логички контролери Simatic S7-400 и SCADA систем производ на Siemens, на погонот за копачот има високо напонски енергетски преобразувач за 900 kW асинхрон кафезен мотор производ на Allain Bredlay-Roswell, транспортот и кружното движење се управувани со енергетски преобразувачи со директна контрола на моментот (DTC) производ на АВВ, лентите се пуштаат во работа со меки впуштачи-софт стартери. Конкретно анализите и мерењата се направени за погонот за транспорт на багерот.

### **1.4 Цел на докторската дисертација**

Со ова истражување се очекува да се подобри работата на овој специфичен погон при динамички услови на експлатација. Досега на ваков тип на погони се користеа еднонасочни мотори со регулатори за еднонасочен напон, кои се скапи за купување, ремонтирање и одржување. Предноста на овој тип на регулатор-мотор е во користењето на високиот вртлив момент и можноста да работи погонот и при мали брзини.

Рудникот Суводол е еден од најголемите производители на јаглен во Република Македонија. Се протега под Пелистер во пелагонискиот регион на 17 km од градот Битола. Годишното производство на јаглен изнесува 6.000.000 t јаглен, што ги задоволува потребите на ТЕ Битола со моќност 3 x 225 MW. За да може да се произведе доволна количина на јаглен, мора да се направи отквивка која на годишно ниво се движи од  $(15-20)E^6 m^3$  јаловина. За да може да се изнесе и откопа јагленот се користат рударски машини кои се високо софистицирани и високо продуктивни. Основата на еден систем за одкопување се Багер Транспортери и Одлагач, односно БТО систем. Во моментот во рудник Суводол постојат три системи: „јагленов“, „нулти“ БТО и „први“ БТО. Вториот БТО систем работи во рудник Брод-Гнеотино. Од аспект на електромоторните погони кои се вградени во рудникот вкупната инсталиран моќност е 60 MW. Ако се земе дека факторот на едновременост е некаде околу 40 % од инсталираната моќност, тогаш ако сите системи во рудникот работаат, вкупната едновремена моќност е околу 24 MW. Ако се направи анализа колкав процент од електромоторните погони (ЕМП) се управувани тогаш доаѓаме до следниве заклучоци:

**Табела 1.1 Начини на управување на ЕМП во рудник Суводол**

ЕМП управувани со:	MW	% од вкупната моќност
енергетска електроника	2,7	4,5
магнетни засилувачи	12,6	21
роторски отпорници при пуштање	44	74
директно вклучување на мрежа	0,7	0,7

Како примери за тешки товари ги наведувам погоните на:

- Ротационите копачи на багерите;
- Транспорт на багерите и одлагачите;
- Кружно движење на багерите и одлагачите;
- Подигање на „стрелите“ на багерите и одагачите;
- Влечење, подигање и вртење на багерите дреглајни.

Секаде каде што има потреба од управување со брзината и моментот се користи енергетска електроника. Тоа се погоните за транспорт, вртење, подигање на стрелите и транспортерите. Во зависност кога рударската машина е набавена, системите за управување на електромоторните погони се од типот на управување со магнетни засилувачи (со Вард-Леонардова група), тиристори со користење на еднонасочни мотори, меки впуштачи за транспортерите, енергетски преобразувачи за електромоторни погони со асинхронни мотори со кусо врзан ротор. Секаде каде што може да се подобрат управувачките карактеристики на електромоторниот погон се користат современи начини на управување, најчесто со наизменични фреквентни енергетски преобразувачи.

Типичен пример за електромоторен погон со тежок товар е погонот за транспорт на багерот. Во зависност од колкава тежина има истиот, може да има еден или три пара на гасеници, односно два или шест мотори. Постарите багери имаат еднонасочни мотори со еднонасочен енергетски регулатор врзан со по два мотори во серија. Новите типови на багери и одлагачи имаат наизменични асинхрон мотори управувани со фреквентни енергетски преобразувачи (инвертори).

### **1.5 Придонес на докторската дисертација**

Во дисертацијата се осврнувам на модел на управување со асинхрон мотор со кратко врзан ротор. По однос на карактеристиките на ваков мотор може да се издвојат како поважни:

- Асинхроните мотори со кафезен ротор се евтини и робустни;
- Може да се направи сложено управување;
- Може да се управува од приближно нулта па се до високи брзини;
- Може да се користат дури и во апликации со позиционирање без употреба на уред за мерење на брзина (на пример абсолютен енкодер).

Постојат повеќе начини за управување на асинхроните мотори, од кои се употребуваат следниве [14] [15]:

- Варијабилен напон, константна фреквенција (VUCF-софт стартери) контрола;
- Варијабилен напон, варијабилна фреквенција (VUVF);
- Варијабилна струја, варијабилна фреквенција (VUVF);
- Управување со отворена повратна врска (Open Loop Control);
- Скаларна контрола ( $V/F=const.$ ) со отворена или затворена повратна врска;

- Векторска или управувана со ориентација на флуксот (VFOC, FOC);
- Директна контрола на моментот и флуксот (DTC).

Во дисертацијата се става акцент на влијанието на начинот на управување на асинхрон мотор за режимите на работа на електромоторниот погон при кои има промена на брзината и моментот, кои допринесуваат за промената на параметрите на моторот.

Придонесот од дисертацијата се гледа во изборот на начинот на управување на електромоторниот погон со цел да се подобри коефициентот на ефикасност, да се намали потрошувачката на реактивната и моќноста на дисторзија. Со зголемувањето на ефикасноста, нарочито во микро енергетска структура како што е рудникот Суводол и користењето на енергетски преобразувачи секаде каде што технички е возможно, би се намалила емисијата на CO<sub>2</sub> и стакленичките гасови (NO<sub>x</sub> и други) во атмосферата. Од табелата 1.1 се гледа дека мал процент од електромоторните погони во рудникот Суводол се управувани со енергетски преобразувачи (2,7 MW, односно 4,5%). Ако користењето на енергетски преобразувачи би се проширила на делот каде што имаме управување со магнетни засилувачи и дел од асинхроните мотори кои се со роторски впуштачи (барем оние на 400 V), тогаш многу би се зголемил и коефициентот на ефикасност. Има реална можност да се подигне користењето на енергетски преобразувачи над 60 % од вкупната инсталирана моќност. Секако дека ова би била дополнителна инвестиција, која за неколку години би направила поврат на финансиите. Опремата во рудникот е застарена и со воведувањето на енергетските преобразувачи би се продолжил векот на опремата и на времетраењето на експлоатација.

Постојат повеќе начини за естимација на параметрите на асинхрониот мотор од кои како основни се користат следниве:

- Самоиспитување на склопот преобразувач-мотор;
- Со користење на обсервери: Лундбергов, Калманов, Калманов филтер (EKF);
- Со користење на реактивната енергија која се развива во асинхрониот мотор за естимација на роторската временска константа;
- Со ПИ контролери;
- Со користење на фазна логика;
- Со користење на невронски мрежи;
- Со користење на табели со предходно запаметени податоци за работа на електронските прекинувачи (Look Up tables).

## 1.6 Структура на темата

Во натамошното образложување на темата се разгледуваат неколку поглавја. Во второто поглавје се дефинираат критериумите при кои електромоторниот погон работи при тежок товар. Во ова поглавје се разгледуваат замавните маси на погонот и загубите во статорската намотка и кафезот на роторот. Преку нивното дефинирање се одредува и температурата на загревање на статорската намотка и кафезот на роторот.

Во третото поглавје се разгледуваат режимите на работа на електромоторните погони дефинирани по интернационалниот стандард IEC 60034-1. Со посебна важност за истражувањето во тезата се режимите на работа со променлив товар и брзина, односно S8, S9 и S10.

Во четвртото поглавје се разгледува влијанието на режимите на работа на начинот на управување на асинхрониот мотор со кафезен ротор. Постојат повеќе стратегии за управување на брзината на асинхрон мотор, од кои како најчесто применувани се скаларното, векторското и директното управување со моментот. Во



поглавјето се обработени математичките модели и алгоритми на управување. Исто така даден се предностите и маните на секој од нив, нарочито за режимите кај кои има промена на брзината и товарот.

Во петото поглавје се разгледува влијанието на режимите на работа врз параметрите на асинхрониот мотор. Овие влијанија можат да се сведат на две основни и тоа на влијанија од погонот и електрични. По директивата-стандардот IEC 60034-1 електромоторните погони се делат на десет режими на работа од S1 до S10. Електричните влијанија се предизвикани од магнетното поле (ефект на заситување), влијанието на вишите хармоници, ефектот на потиснување на струјата и влијанието на температурата на активните отпорности на асинхрониот мотор.

Шестото поглавје се однесува на методите за проценка (естимација) на параметрите на асинхрониот мотор и тоа на: проценка со самоиспитување, со користење на обсервери, со користење на реактивната енергија развиена во моторот, ПИ алгоритми, контролери за фазна логика, невронски мрежи и табели со предходно запаметени податоци за работа на електронските прекинувачи (Look Up табели).

Во седмата глава се прикажани снимените вредности на багерот SRs 1050 кој што работи во РЕК Битола, рудник Суводол. Снимките се направени со софистицирана опрема производ на Fluke. На снимките прикажани се напоните, струите, активните, реактивните и моќностите на дисторзија за динамички режим на работа на електромоторниот погон за транспорт на багерот. Овој погон е управуван со енергетски преобразувач со директна контрола на моментот производ на АВВ. Исто така направени се снимки на хармониците на напон и струја при динамичкиот режим.

Во осмата глава се прикажани и симулации кои се направени во Matlab Simulink и Ansoft Maxwell софтверските пакети за разгледуваниот погон.

Деветата глава претставува заклучок донесен врз основа на предходните теоретски и програмски анализи и направените мерења на електромоторниот погон на багерот.

## 2 ТЕЖОК ПОГОН

### 2.1 Критериуми за дефинирање

Основни мерила за дефинирањето на погонот како тежок се следниве:

#### 2.1.1 Замавни маси на погонот

Во зависност од моќноста на асинхронниот мотор зависи и неговата замавна маса. Колку што е со поголема моќност толку се зголемува масата на роторот и со тоа и замавниот момент на моторот. Замавните маси се многу важни во динамичките состојби на асинхронниот мотор, при забрзување, кочење и реверзирање. Секоја промена на брзината трае одредено време, како што е прикажано во формулата:

$$t = \frac{mD^2}{4} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M_d} = \frac{mD^2}{4} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M_m - M_s} = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{d\omega}{M_m - M_s}. \quad (2.1)$$

Секоја пуштање, запирање или реверзирање резултира со загревање на роторскиот кафез, прикажано со формулата за енергијата на дисипација на роторот:

$$A_{Cu2} = \frac{mD^2}{4} \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{M_m}{M_m - M_s} (\omega_0 - \omega) d\omega = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{M_m}{M_m - M_s} (\omega_0 - \omega) d\omega. \quad (2.2)$$

Од равенката (2.2) се гледа дека загубите во бакарот на роторот се пропорционални со замавната маса на погонот. Оваа равенка е изведена со претпоставка дека распределбата на моќноста во воздушниот зјај на асинхронниот мотор е при симетрични струи, односно при стационарна состојба и затоа равенката важи кога нема разлика меѓу статичкиот и динамичкиот момент на моторот. Оваа равенка важи само кога механичката тромост е многу поголема од електричната. Ако се претпостави дека механичките и електричните големини се од исти ред на големина, при динамички процеси се разликуваат пресметаните загуби од равенката (2.2) со вистинските загуби. Во процес на пуштање при  $M_s=0$  разликите на загубите во роторот, можат да се движат од 30-60 % поголеми од кинетичките загуби, односно равенката (2.2) пресметува од 30-60 % поголеми загуби од вистинските. Исто така се јавува грешки во пресметките на загубите и при кочење и реверзирање. Вообичаено кај погони со поголеми моќности има и поголеми замавни маси, дури се случува да замавната маса на асинхронниот мотор е занемарлива во однос на замавната маса на работната машина. Факт е дека големата замавна маса на работната машина предизвикува и големи загуби во роторот (која е претставена преку температурата развиена од загубите). По дефиниција од различни автори се смета дека тежок погон е погон со голема моќност и замавни маси на работната машина од 10-20 пати поголеми од замавната маса на асинхронниот мотор. Во конкретниот пример за погонот за транспорт на багерот SRs 1050 замавната маса на асинхронниот мотор е  $J=10,5 \text{ kgm}^2$ , додека вкупната маса која треба да ја задвижи е тежината на багерот која изнесува  $Q=1315E^3 \text{ kg}$ . Може да се каже дека овој погон спаѓа во категоријата на тешки погони. За тешки погони најевтино и најрационално решение е избор на асинхрон кафезен мотор кој има посебен тип на канали во роторот (препорачливо е да биде двоен кафез со трапезен облик [13], [39], [42]). Главните губитоци се случуваат во кафезот на роторот, намотката на статорот и тоа:

$$A_{Cu2} = \frac{mD^2 n_0}{365} \int_{s_n}^1 \frac{M_m}{M_m - M_s} s ds. \quad (2.3)$$

$$P_{Cul} dt = 3i_1^2 r_s dt. \quad (2.4)$$

Ако се пресметаат губитоците во бакарот на статорот за време на преодната појава се добива:

$$A_{Cul} = 3r_s \frac{mD^2 n_0}{38.2} \int_{s_2}^{s_1} \frac{i_1^2(s)}{M_m - M_s} ds. \quad (2.5)$$

Енергијата дисипирана во роторот и статорот допринесува до зголемување на температурата:

$$\Delta\theta_2 = \frac{mD^2 n_0}{365c_2 m_2} \int_{s_n}^1 \frac{M_m}{M_m - M_0} s ds. \quad (2.6)$$

$$\Delta\theta_1 = 3r_s \frac{mD^2 n_0}{38,2c_1 m_1} \int_{s_n}^1 \frac{i_1^2(s)}{M_m - M_0} ds. \quad (2.7)$$

каде  $\Delta\theta_1$  и  $\Delta\theta_2$   $^{\circ}\text{C}$  се загревање на статорската намотка и роторскиот кафеуз,  $c_1$  и  $c_2$   $\text{W/kg}^{\circ}\text{C}$ ,  $m_1$  и  $m_2$   $\text{kg}$  маси на статорската намотка и кафеузот на роторот. За да би се намалиле загубите во бакарот, односно да се намали температурата во статорската намотка потребно е да се зголеми пресекот на бакарот, односно да се намали активната статорска отпорност ( $r_s$ ). Исто така треба да се одбере или проектира асинхрон мотор со голем момент и со колку може помала струја на пуштање како би била вредоста на интегралот помала. За намалување на температурата на роторот една од мерките е да се направи кафеузот со трапезни канали и како матерјал да се искористи алуминиумот. Најмногу се намалуваат загубите предизвикани од динамички појави со користење на управување со енергетски преобразувачи.

### 2.1.2 Времетраење на пуштање во работа;

Времетраењето на пуштањето во работа е зависно од тежината на погонот, видот на режим на работа на асинхрониот мотор, замавните маси на погонот, видот на товарниот моментот на работната машина. Во претходната подточка се дефинира поимот за тежок погон, додека за видот на товарен момент постојат неколку видови:

- Константен товар  $M_s = \text{constant}$ ;
- Момент зависен од брзината на вртење  $M_s = f(n)$ . во општа форма, зависноста на статичкиот момент на сите работни механизми од брзината на вртење може да се изрази од равенката:

$$M_s = M_0 + (k_t M_{sn} - M_0) \left( \frac{n}{n_n} \right)^x. \quad (2.8)$$

каде што:

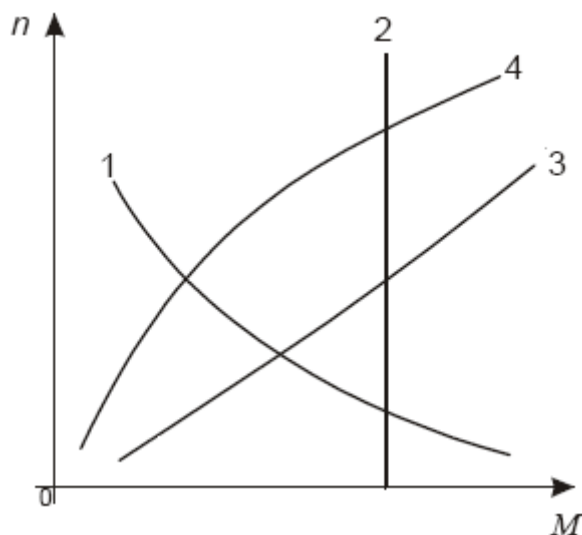
- $M_0$  е отпорен момент на триењето на подвижните делови;
- $M_{sn}$  е номинален статички момент на работниот механизам;
- $k_t$  е фактор на оптоварување;
- $x$  е коефициент кој што ја карактеризира промената на статичкиот момент при промената на брзината на вртење.

Често од претходната равенка отпорниот момент на триење може да се занемари, па така се добива поедноставена форма:

$$M_s = k_t M_{sn} \left( \frac{n}{n_n} \right)^x. \quad (2.9)$$

На сликата 2.1 претставени се механичките карактеристики на различните видови работни механизми за различни вредности на коефициентот  $x$ :

- За  $x = -1$  крива 1, се погони кај машини за обработка на метал: луштилки, стругови и др.;
- За  $x = 0$  крива 2, се погони со константен товар како што се: кранови, транспортни ленти и др.;
- За  $x = 1$  крива 3, се погони за намотување за: хартија и лимови;
- За  $x = 2$  крива 4, се погони кои совладуваат отпор на воздух или течности: вентилатори, компресори, центрифугални пумпи и др.



Слика 2.1. Механички карактеристики на различни видови работни механизми

### 2.1.3 Режи́ми на работа на погонот според ИЕС 60034-1

Поради поедноставно и унифицирано користење на електромоторните погони за различни типови на оптоварувања, Интернационалната електротехничка комисија (ИЕС), вовеле десет стандардни режими на работа на електромоторните погони:

- S1 траен погон;
- S2 краткотраен погон;
- S3 интермитиран погон;
- S4 интермитиран погон со влијание на залетот;
- S5 интермитиран погон со влијание на залети и кочења;
- S6 траен погон со интермитирани оптоварувања;
- S7 траен погон со залети и кочења;
- S8 траен погон со циклуси со разни брзини на вртење и со залети и кочења;
- S9 траен погон со непериодични циклуси со разни брзини на вртење и со залети и кочења;
- S10 траен погон со дискретни периоди на надтовар (до  $1,25 P_n$ ) и поголеми брзини.

Во дефинирањето на тежок погон воглавно се смета дека погоните работаат во режим на работа со променлив товар и брзина, како што се S8, S9 и S10. При проектирањето на електромоторниот погон мора да се води сметка за моќноста на асинхрониот моторот и енергетскиот преобразувач, класата на изолација на моторот за потребниот режим на работа на погонот.

#### 2.1.4 Класи на изолација на електричните машини

Во зависност од класата на изолација се дефинира дозволената надтемпература до која моторот може да работи без да се оштети. Како што познато од литературата [36], [40], [42], [54] и [56] постојат следниве класи на изолација:

**Табела 2.1. Класи на изолација на електрични машини**

класи на изолација	A	E	B	F	H
дозволена надтемпература [°C]	60	75	80	100	125

Треба да се напомене дека табелата 2.1 важи за амбиентална температура од 40 °C и надморска висина под 1000 m.

#### 2.1.5 Присуство на хармоници

Присуството на хармониците во електромоторните погони се јавуваат кај режимите S8, S9 и S10, поради користењето на енергетски преобразувачи. Со промената на брзината и товарот на асинхронниот мотор се појавуваат хармоници, кои растат од S8 кон S9 и S10. Ова се случува заради динамиката на погонот (пуштања, кочења, реверзирања и работа со надтовар). Самите хармоници допринесуваат до дополнителна потреба за реактивна, односно моќност на дисторзија.

#### 2.1.6 Временски услови во кои работи асинхронниот мотор

Временски услови во кои работи погонот со асинхрон мотор, односно амбиенталната температура, надморска висина на местото каде работи, влагата, аеро и хемиското загадување на средината во која работи и други непредвидени фактори (на пример доброто одржување на погонот и сл.) придонесуваат во дефиницијата за тежок погон.

#### 2.1.7 Дозволенци циклуси на оптоварување

Дозволен број на циклуси на работа на асинхронните мотори како тема е разработувана од повеќе автори. Динамичките појави кај асинхронни мотори кои работаат во режими на промена на брзина, товар и со чести кочења и пуштања се во циклуси со различни товари и времетраења. Во овој случај не се специфицирани инермитенциите како кај другите режими, со времетраење на циклус од 10 минути. Со соодветни мерења и симулации може да се измерат или пресметаат енергијата потрошена на пуштање  $A_p$  и запирање  $A_k$ . Тогаш ако се претпостави дека во еден циклус треба да се одведе толку топлина колку што ќе се произведе, како загревањето не би ја надминала дозволената граница, се добива:

$$A_p + A_k + Q_s t_r = \frac{1 + \beta}{2} Q_n (t_p + t_k) + Q_n t_r + \beta Q_n t_0 \quad (2.10)$$

каде  $A_p$  W s енергија при пуштање,  $A_k$  W s енергија при кочење,  $Q_0$  W топлински загуби од товарот ( $M_s$  N m),  $Q_n$  W номинални загуби,  $t_r$  s време на стационарна работа,  $t_p$  s времетраење на пуштање,  $t_k$  s времетраење на кочење,  $t_0$  s времетраење на мирување на погонот,  $\beta$  коефициент. Од равенката (2.10) првиот собиор од десна страна е топлината што може да се одведе од моторот за време на динамичките состојби при пуштање и кочење, вториот собиор е топлината што може да се одведе за

времетраењето на стационарната работа, а третиот за времетраење на мирувањето на погонот.

Времетраењето на циклусот  $t_c$  го пресметуваме од равенката:

$$t_c = \frac{3600}{z}. \quad (2.11)$$

каде  $z$  претставува број на циклуси на час. За бројот на циклуси може да се добие следнава равенка изведена за S5 режимот [56]:

$$z = 3700 \frac{(Q_n - Q_s)\varepsilon + Q_n\beta(1 - \varepsilon)}{A_p + A_k}. \quad (2.12)$$

Бројот на циклуси на час лесно се пресметува од равенката (2.12) со познавањето на загубите при пуштање и кочење, како и интермитенцијата на погонот  $\varepsilon$ . Ако се пречекори  $z$  тогаш се скратува животниот век на моторот.

### 2.1.8 Животен век на асинхрон мотор

Животен век на асинхрон мотор од прописите IEC 60034-1 [36] важи следново равенство:

$$\frac{1}{TL} = \sum_{i=1}^n \Delta t_i 2^{\frac{\Delta\theta_i}{k}}. \quad (2.13)$$

каде  $TL$  претставува термички животен век на асинхрониот мотор, ако моторот би работел ако има номинален и константен товар (режим S1),  $\Delta\theta_i$  ја претставува разликата на температурата на намотката за различни товари за соодветни временски циклуси и порастот на температурата при номинален товар за режим S1,  $\Delta t_i$  претставува времетраење на константниот товар (во релативни единици),  $k$   $^{\circ}\text{C}$  е пораст на температурата, при која се прогнозира дека термичкиот век на изолацијата на асинхрониот мотор би се намалил на 50 % од предвидениот,  $n$  претставува број на дискретни вредности на константен товар. Вообичаен век на асинхроните мотори е 20 до 30 години.

Една од мерките која треба секој проектант да ја користи, како би ги амортизирале влијанијата на претоварувањата на асинхрониот мотор и би се продолжил нивниот животен век, треба да се одбере мотор со 15 – 30 % поголема моќност од онаа што ја бара работниот механизам. Ова секако дека ја зголемува почетната инвестиција, но таа треба да се исплати со подолгиот животен век на моторот.

### 3 РЕЖИМИ НА РАБОТА НА ЕЛЕКТРОМОТОРНИТЕ ПОГОНИ

При избор на електромоторен погон потребно е да се води сметка за повеќе работи, како на пример за границите на управувањето на брзината, можноста на електромоторниот погон да ги задоволи техничките барања на работната машина и да ги задоволи економските барања (да ја намали цената на чинење на електромоторниот погон и да биде енергетски ефикасен). Од технички аспект постојат две главни барања и тоа електромоторниот погон да има способност за претовар (дефиниран по време и по вредност) и да има дефиниран (подолг) животен век.

Преоптоварливоста на електромоторниот погон најчесто се сведува на механичката преоптоварливост, односно на односот помеѓу максималниот и номиналниот момент. Прописите за градење на асинхрони мотори бараат тие да можат краткотрајно да се претоварат со 60 % од номиналниот момент. За различни електромоторни погони дозволени се и поголеми претовари на пример кај асинхрони мотори за дизалични погони  $M_{\max}/M_n = 200$  % (во некои земји дури и до 250 %).

Траењето на животниот век на асинхрониот мотор и електромоторниот погон во целост е посложено да се утврди и добро да се менаџира. Асинхрониот мотор со самото проектирање и користењето на матерјалите во него има дефиниран животен век кој би се постигнал ако асинхрониот мотор би се користел во рамките на номиналните товари, температури, аеро загадености и земајќи во обзир стареењето на изолацијата на намотките. Со користењето на енергетски преобразувачи за управување со брзината на асинхрониот мотор додаваме неколку нови „извори“ за намалување на векот на изолацијата. Една од нив е широчинско импулсна модулација (ШИМ на англиски PWM-модулацијата) при која на намотките на моторот се доведуваат фреквенции кои се многу поголеми од 50 Hz. Исто така при промената на брзината на асинхрониот мотор се намалува и одведувањето на топлината од моторот (за помали брзини од номиналните). Најголем проблем е да се утврдат термичките напрегања кај асинхрониот мотор кој што работи во некој режим на работа кој што е различен од S1 (стационарен траен погон).

#### 3.1 Режи́ми на работа според IEC 60034-1

Заради поедноставно и унифицирано одбирање на електромоторниот погон во зависност од товарот Интернационалната Електротехничка Комисија IEC (International Electro Technical Committee) вовеле десет стандардизирани режими на работа на електромоторните погони [36]. Тие се:

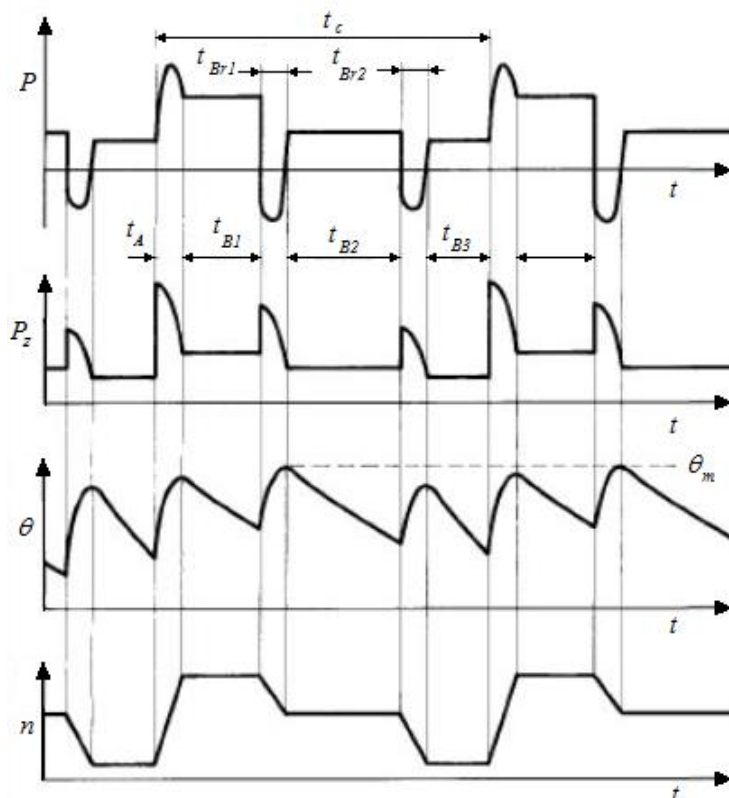
- S1 траен погон;
- S2 краткотраен погон;
- S3 интермитиран погон;
- S4 интермитиран погон со влијание на залетот;
- S5 интермитиран погон со влијание на залети и кочења;
- S6 траен погон со интермитирани оптоварувања;
- S7 траен погон со залети и кочења;
- S8 траен погон со циклуси со разни брзини на вртење и со залети и кочења;
- S9 траен погон со непериодични циклуси со разни брзини на вртење и со залети и кочења;
- S10 траен погон со дискретни периоди на надтовар (до 1,25 P<sub>n</sub>) и поголеми брзини.

Целта на оваа дисертација е да се прикаже влијанието на режимите на работа со променлив товар и брзина, на промената на параметрите на асинхронниот мотор. За таа цел повеќе внимание се обрнува на разгледување на режимите S8, S9 и S10.

## 3.2 Режи́ми на работа со променлив товар и брзина

### 3.2.1 Режи́м на работа S8

Овој режим на работа се карактеризира со траен погон со различни брзини на вртење и со залети и кочења. Временскиот дијаграм на циклусите е прикажан на сликата 3.1 [36]:



Слика 3.1. S8 режим на работа

каде циклусите на работа во овој режим се состојат од  $t_A$  забрзување,  $t_{B1}$  работа со товар,  $t_{Br1}$  кочење при предходниот товар,  $t_{B2}$  време на друга големина на товар,  $t_{Br2}$  кочење при овој товар,  $t_{B3}$  работа со трета големина на товар.

$$t_{r1} = \frac{t_A + t_{B1}}{t_A + t_{B1} + t_{Br1} + t_{B2} + t_{Br2} + t_{Br3}}. \quad (3.1)$$

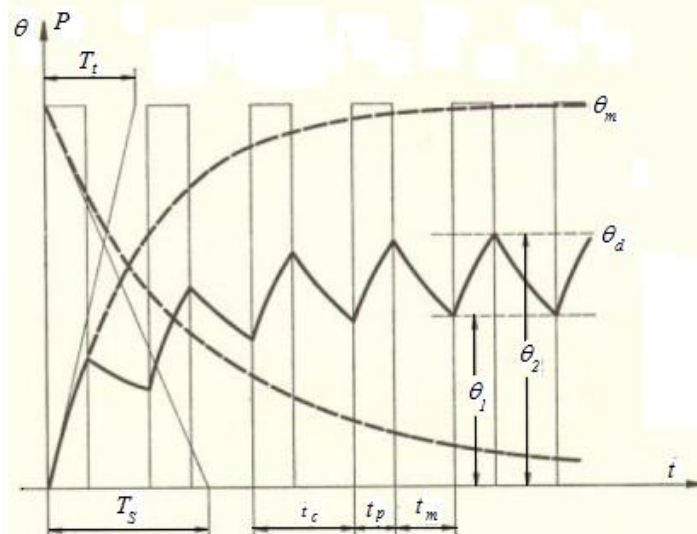
$$t_{r2} = \frac{t_{Br1} + t_{B2}}{t_A + t_{B1} + t_{Br1} + t_{B2} + t_{Br2} + t_{Br3}}. \quad (3.2)$$

$$t_{r3} = \frac{t_{Br2} + t_{B3}}{t_A + t_{B1} + t_{Br1} + t_{B2} + t_{Br2} + t_{Br3}}. \quad (3.3)$$

За режими со интермитентен погон загревањето на асинхронниот мотор е помало отколку во траен погон и со тоа може да се смета дека моторот може да се претовари за одреден временски период. Тоа се режимите S1, S3 и S6 каде моторот не работи со номинална моќност како при S1 режимот, туку во одредени временски периоди. Ако се



гледа во слика 3.2, се забележува дека после повеќе циклуси се доаѓа до стационарна состојба на температурата на асинхронниот мотор. При загревањето се доаѓа до надтемпература  $\theta_2$  во работниот период, додека при ладење добиваме надтемпература  $\theta_1$ . Ако оваа температура  $\theta_2 = \theta_d$  е еднаква на дозволената надтемпература за класата на изолација на асинхронниот мотор тогаш електромоторниот погон ќе биде во границите на животниот век.



Слика 3.2. Принцип на загревање кај асинхрон мотор

За стационарната состојба на загревање на асинхронниот мотор важат следниве равенки:

- При загревање во работниот период важи следново равенство [40], [42], [56]:

$$\theta_2 = \theta_d = \theta_m \left( 1 - e^{-\frac{t_p}{T_t}} \right) + \theta_1 e^{-\frac{t_p}{T_t}}. \quad (3.4)$$

- При ладење при мирување:

$$\theta_1 = \theta_d e^{-\frac{t_m}{T_s}}. \quad (3.5)$$

каде  $T_t$  и  $T_s$  се топлински временски константи при номинални вртежи и при стоене на асинхрон мотор, додека  $t_p$  е време на работниот период,  $t_m$  е време на мирувањето и  $t_c = t_p + t_m$  е времетраењето на циклусот.

Ако ги поделиме горните равенки добиваме однос на дозволената со номиналната надтемпература, односно:

$$\frac{\theta_d}{\theta_m} = \frac{1 - e^{-\frac{t_p}{T_t}}}{1 - e^{-\left(\frac{t_p}{T_t} - \frac{t_m}{T_s}\right)}} = \frac{P_{gn}}{P_g} = \frac{P_{Fe} + P_{Cun}}{P_{Fe} + x^2 P_{Cun}}. \quad (3.6)$$

Односот на струите (моќностите) експлицитно дефинирани со  $x$ , добиваме:

$$x^2 = \frac{1 - e^{-\frac{t_p}{T_t}} \left[ \frac{P_{Fe}}{P_{Cun}} \left( 1 - e^{-\frac{t_m}{T_s}} \right) - e^{-\frac{t_m}{T_s}} \right]}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_t}}}. \quad (3.7)$$

Од оваа равенка се добиваат дозволените струи, односно моќности за овој погон:

$$I_{doz} = I_n \sqrt{\frac{1 + e^{-\frac{t_p}{T_i}} \left[ \frac{P_{Fe}}{P_{Cun}} \left( 1 - e^{-\frac{t_m}{T_s}} \right) - e^{-\frac{t_m}{T_s}} \right]}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_i}}}}}. \quad (3.8)$$

$$P_{doz} = P_n \sqrt{\frac{1 + e^{-\frac{t_p}{T_i}} \left[ \frac{P_{Fe}}{P_{Cun}} \left( 1 - e^{-\frac{t_m}{T_s}} \right) - e^{-\frac{t_m}{T_s}} \right]}{1 - e^{-\frac{t_p}{T_i}}}}}. \quad (3.9)$$

За режимот S8 потребно е да се земе предвид дека најголемите загуби се случуваат при кочењето и реверзирањето на асинхрониот мотор, што покасно се прикажува во симулациските програми за конкретен погон. За овој режим на работа направена е апроксимација на времетраењето на работниот период и периодот на кочење, односно  $t_{B2}=t_{B3}=\dots=t_B$  и  $t_{Br1}=t_{Br2}=\dots=t_{Br}$ . Како би можел да се прикаже потребата од намалувањето на моќноста на асинхрониот мотор за работни периоди со циклуси на пуштање-работа-кочење се користи парцијална интермитенција [42] и тоа за  $\varepsilon=15, 25, 40, 60\%$ . Како парцијален временски циклус на работа со константен товар се одбира  $t_C = 10 \text{ min}$ . Парцијалниот циклус на интермитенција се одредува од равенката:

$$\varepsilon = \frac{t_A + t_B + t_{Br}}{t_C} \cdot 100[\%]. \quad (3.10)$$

$$\varepsilon = \frac{t_W}{t_C} \cdot 100[\%], \quad t_W = t_A + t_B + t_{Br}. \quad (3.11)$$

каде  $t_W$  претставува парцијален циклус на време на работа на асинхрон мотор. Со користење на равенките (3.10) и (3.11), како и со користење на односот на вредноста на временската константа на загреан мотор со временската константа за ладен мотор [42],  $T_i = (0.45 \div 0.55)T_z$  за затворен асинхрон мотор со ладење на површината со сопствен вентилатор и равенките за дозволените граници на струјата и моќноста, ја добиваме следнава табела:

**Табела 3.1. Промената на дозволената струја и моќност за различни парцијални периоди на работа на асинхрониот мотор кој што се обработува**

$\varepsilon\%$	$t_C \text{ min}$	$(t_A+t_{B1}) \text{ min}$	$t_B \text{ min}$	$t_{Br} \text{ min}$	$k_{eff}$	$I_{doz} \text{ A}$	$P_{doz} \text{ kW}$
15	10	1.8	8	0.2	1.89	670	302
25	10	3.3	6.5	0.2	1.48	524	237
40	10	6.7	3.1	0.2	1.12	397	179
60	10	7.5	2.3	0.2	1.03	364	165

Генерално за режимите S4, S5, S8, S9 и S10 мора да се намали предадената моќноста на асинхрониот мотор поради честите пуштања и кочења [60]. Во табелата 3.2 дадена е фреквенцијата (честотата)  $z_0$  на промената при пуштање, кочење и работа во празен од, на повеќе типови на асинхрони мотори од америчко производство [70]. Овој фактор ја претставува честотата на промените се додека моторот не ги премине границите на дозволената температура. За честотата на промените  $z$  при товар мора да се земат во предвид и редуccionите фактори на инерцијата, моментот и товарот.

**Табела 3.2. Честота на промена на час  $z_0$  за празен од на асинхрон мотор**

големина на АМ	2p = 2	2p = 4	2p = 6	2p = 8
56	2300	5000	8000	-
63	3000	8500	8000	-
71	4000	6900	6000	7000
80	1700	5000	5500	8000
90L	2000	2500	6200	11000
100L	1000	4000	5100	10000
132M	-	1000	1700	3000
160L	400	900	1600	2300
180L	-	550	800	1200
200L	150	400	520	900
225M	90	270	450	670
250M	60	200	320	500
280S	41	130	200	400
280M	39	120	240	370
315S	34	100	180	300
315M	32	90	170	269

Факторот на инерција  $k_J$  ја зема во предвид инерцијата на асинхронниот мотор ( $J_{\text{МОТ}}$ ) и инерцијата на товарот ( $J_{\text{ТОВ}}$ ), односно:

$$k_J = \frac{J_{\text{МОТ}} + J_{\text{ТОВ}}}{J_{\text{МОТ}}}. \quad (3.12)$$

Факторот на моментот  $k_M$  го зема во предвид моментот кој што треба да го совлада асинхронниот мотор при забрзување ( $M_{\text{ТОВ}}$ ) во однос на номиналниот ( $M_{\text{МОТ}}$ ), односно:

$$k_M = 1 - \frac{M_{\text{ТОВ}}}{M_{\text{МОТ}}}. \quad (3.13)$$

Факторот на товарот е во зависност од режимот на работа, односно од траењето на циклусот на товарот, односно:

$$k_{\text{ТОВ}} = 1 - \left( \frac{P}{P_n} \right)^2 \frac{(1 - k_0)t_r}{(1 - k_0)t_r + (1 - t_r)h}. \quad (3.14)$$

каде  $k_{\text{ТОВ}}$  претставува корекционен фактор на товарот,  $P$  ја претставува потребната моќност на асинхронниот мотор,  $P_n$  ја претставува номиналната моќност,  $k_0$  односот на загубите во празен од и загубите при товар,  $h$  претставува однос на вентилираните (ладените) со невентилираните (неладените) зрачења на топлината од асинхронниот мотор,  $t_r$  го претставува времетраењето на циклусот. Типични (практични) големини на факторите  $k_0$  и  $h$  се дадени во следниве табели [72]:

**Табела 3.3. Вредности на факторот на загуби  $k_0$  при празен од**

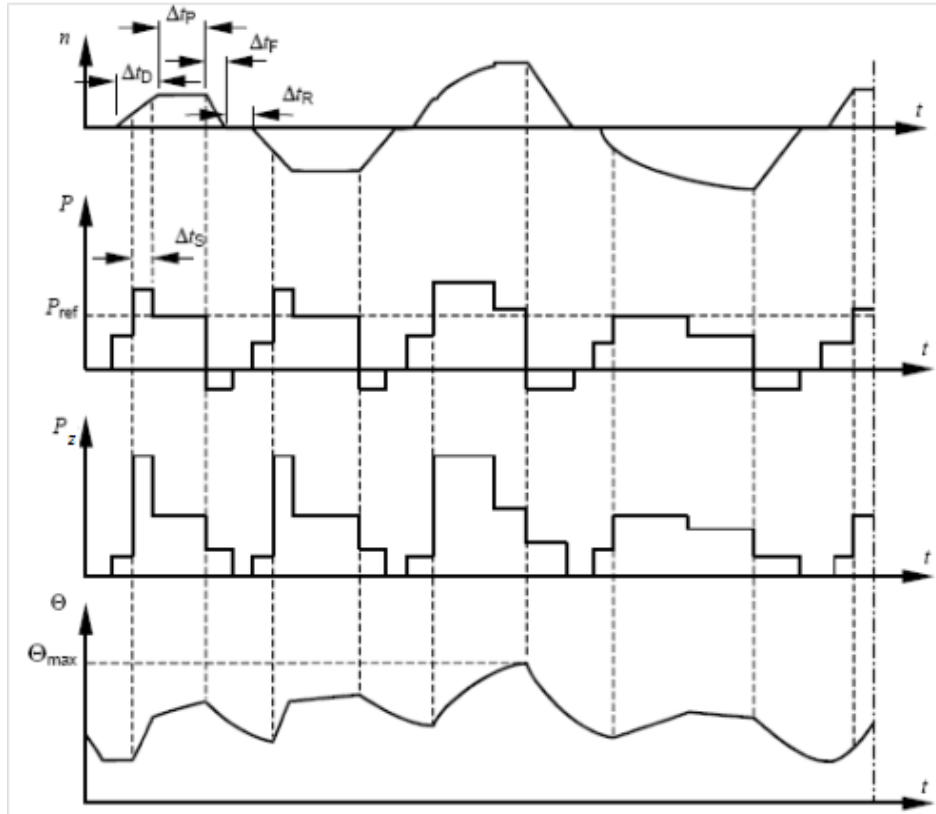
Pn[kW]	2p=2	2p=4	2p=6	2p=8
0.09 ... 1.5	0.35	0.45	0.5	0.5
2.2 ... 18.5	0.25	0.25	0.3	0.3
30 ... 55	0.25	0.3	0.3	0.3
75 ... 160	0.35	0.35	0.3	0.3

Табела 3.4. Вредности на факторот  $h$  за дисипација на топлината од асинхронниот мотор

$P_n$ [kW]	$2p=2$	$2p=4$	$2p=6$	$2p=8$
0.09 ... 18.5	0.4	0.45	0.5	0.5
22 ... 500	0.2	0.3	0.3	0.3

### 3.2.2 Режим на работа S9

Овој режим на работа се карактеризира со траен погон со непериодични циклуси со разни брзини на вртење со залети и кочења. Претставен со временски циклуси на товар е на сликата 3.3:

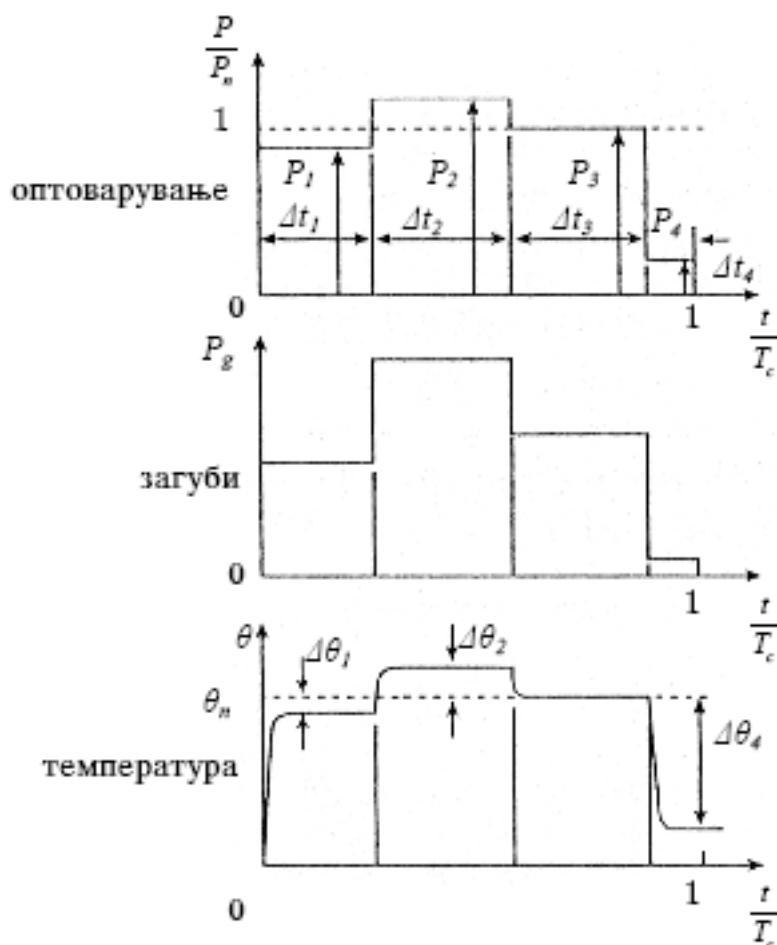


Слика 3.3. S9 временски дијаграм

Каде:  $P$  W активна моќност од товарот,  $P_{ref}$  W номинален товар,  $P_z$  W моќност на електричните загуби,  $\theta$  °C температура,  $\theta_{max}$  °C максимална дозволена температура,  $n$   $\text{min}^{-1}$  брзина на моторот,  $t$  s време,  $\Delta t_D$  s време на пуштање,  $\Delta t_P$  s време на работа при константен товар,  $\Delta t_F$  s време на кочење,  $\Delta t_R$  s време на исклучена состојба,  $\Delta t_S$  s време на надтовар.

### 3.2.3 Режим на работа S10

Овој режим на работа се карактеризира со работа со товари кои се над номиналните, до  $1,25 P_n$  и се случуваат често во циклусот на работа. Овај надтовар мора да трае одреден временски период, толку како не би се намалил животниот век на асинхронниот мотор. Циклусите на работа на овој режим се прикажани на сликата 3.4:



Слика 3.4. Режим на работа S10

Кај овој режим на работа мора да се води сметка за односот на товарот и со неговото времетраење и скратувањето на животниот век на асинхронниот мотор претставено со коефициентот  $TL$ . Од прописите IEC 60034-1 [36] за животниот век на асинхронниот мотор важи равенството 2.13.

Мора да се напомене дека за овој режим на работа производителот треба да даде своја проценка за траењето на животниот век. Како пример за одредување на факторот може да се земе примерот даден во IEC 60034-1:  $\frac{P}{\Delta t} = \frac{1.1}{0.4}; \frac{1.0}{0.3}; \frac{0.9}{0.2}; TL = 0.6$ ; каде  $p$

$W$  претставува моќност за дадениот циклус,  $\Delta t$  s траење на моќноста. Од примерот се гледа дека животниот век на асинхронниот мотор за ваков погон се намалил за 40 % од номиналниот, ако моторот би работел во S1 режим.

#### 4 АСИНХРОН МОТОР – ВЛИЈАНИЕ НА РЕЖИМОТ НА РАБОТА НА НАЧИНИТЕ НА УПРАВУВАЊЕ

За погон на транспорт на багерот SRs 1050 кој што работи на откривка на јаглен во рудникот Суводол се користат два електромоторни погони управувани со енергетски преобразувачи. За погонот се користат асинхрони мотори произведени од АТБ Север Суботица тип: 2. RZKIT 355 Mk-6,  $P = 200 \text{ kW}$ ,  $U = 400 \text{ V}$ . Овој мотор се користи заедно со енергетскиот преобразувач производ на АВВ тип ACS 800-04-0 400-3 со следниве таблични податоци:

Input:  $U = 3x(380-415) \text{ V}$ ,  $I = 581 \text{ A}$ ,  $f = (48-63) \text{ Hz}$ ,

Output:  $U = 3x(0-415) \text{ V}$ ,  $I = 602 \text{ A}$ ,  $f = (0-300) \text{ Hz}$ .

Изборот на управувањето е поради тешкиот режим на работа на погонот (S8) и потребата за задоволување на динамичките барања од самата работна машина.

##### 4.1 Основни карактеристики на асинхронниот мотор кој се користи во експерименталниот дел

Во дисертацијата се користи асинхрон мотор произведен од АТБ Север Суботица тип: 2. RZKIT 355 Mk-6,  $P = 200 \text{ kW}$ ,  $U = 400 \text{ V}$ ,  $I = 347 \text{ A}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $M=1929,3 \text{ Nm}$ ,  $\eta=0,951$ ,  $\cos\varphi=0,875$ ,  $n_n = 990 \text{ min}^{-1}$ . Моторот е со кафезен ротор, со врска во триаголник,  $2p = 6$ , класа на изолација F, IMB 3, IP 55, со податоци за празен од  $P_0 = 4286 \text{ kW}$ ,  $I_0 = 110 \text{ A}$ ,  $\cos\varphi_0 = 0,056$  и податоците за вршните вредности  $\frac{I_k}{I_n} = 5,83$ ,

$\frac{M_k}{M_n} = 1,14$ ,  $\frac{M_{\max}}{M_n} = 2,05$  и промена на температурата при работа на моторот со

номинален товар при S1 режим во траење од  $t = 300 \text{ min}$ ,  $\Delta\theta = 55,4 \text{ }^\circ\text{C}$ . Самиот производител табличните податоци ги презентира за S1 режим на работа. Освен за овој режим дава и податоци за моторот кога тој би работел во S3 режимот, што е претставено во табелата 4.1:

Табела 4.1. Таблични податоци за асинхрон мотор за S1 и S3 режимот на работа

50 Hz	10-37,5 Hz	50 Hz
400/690 V	80-300 V	400 V
$\Delta/Y$	$\Delta$	$\Delta$
$200 \text{ kW} / 990 \text{ min}^{-1}$	$27 \text{ kW} / 192 \text{ min}^{-1} - 120 \text{ kW} / 742 \text{ min}^{-1}$	
S1	S3	S1
$\eta = 95,1 \%$	$\eta = 88,5 - 94,7 \%$	$\eta = 95,1 \%$
$\cos\varphi = 0,875$	$\cos\varphi = 0,855 - 0,860$	$\cos\varphi = 0,875$
$I = 347/200 \text{ A}$	$I = 257.5 - 284 \text{ A}$	$I = 284 \text{ A}$
$M = 1930 \text{ Nm}$	$M = 1343 - 1544 \text{ Nm}$	$M = 1541 \text{ Nm}$
бучава 83 dB	83 dB	83 dB
$J = 105 \text{ kgm}^2$	$J = 10,5 \text{ kgm}^2$	$J = 10,5 \text{ kgm}^2$

## 4.2 Начини на управување на асинхрон мотор во релација со режимот на работа

Поради техничките карактеристики на асинхрониот мотор, односно поврзаноста на номиналната брзина на вртење со брзината на магнетното поле (фреквенцијата на напојната мрежа), управувачките карактеристики на еднонасочните мотори се подобри нарочито при мали брзини.

Основни класични начини на промената на брзината на електромоторните погони со асинхрони мотори се: воведување на додатен отпор во роторското коло и каскадни врски кај асинхрон мотор со намотан ротор, промена на бројот на чифтови полови, промена на фреквенцијата со користење на ротациони машини, промена на доводниот напон со воведување на додатни активни и реактивни отпори. За сите овие наведени начин важи дека имаат мал дијапазон на промена на брзината, слаба континуираност и значителни загуби, особено за поширок дијапазон на управување.

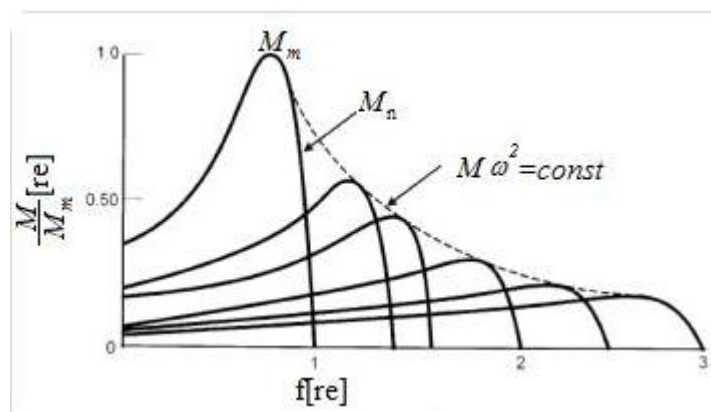
Развојот на полупроводничката технологија, тиристорските и транзисторските преобразувачи на напон и фреквенција и користењето на електронските склопови со висок степен на интеграција, поттикнати од ниската цена на асинхрониот мотор, значително влијае врз развојот на управуваните електромоторни погони со асинхрони мотори. Со користењето на енергетски преобразувачи на напон и фреквенција се овозможува да се постигнат статички и динамички карактеристики во електромоторните погони со асинхрони мотори како што би се добиле и со користење на еднонасочни мотори. Сепак разликата се одразува во сложеноста на системите за управување, со што се зголемува и цената на чинење.

Како што е наведено во воведното излагање постојат повеќе стратегии за управување на брзината на асинхрониот мотор од кои како нај применливи се:

- Скаларно управување ( $V/F=\text{const.}$ ) со отворена или затворена повратна врска;
- Векторско или управување со ориентација на флуксот (VFOC, FOC);
- Директно управување на моментот и флуксот (DTC)

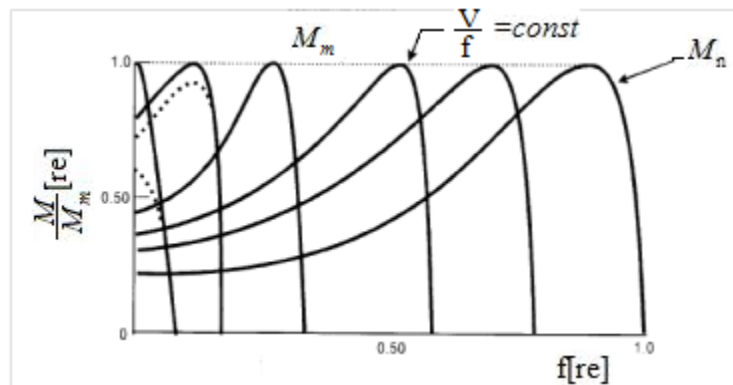
### 4.2.1 Скаларно $V/F=\text{const.}$ управување

Ако фреквенцијата на доводниот напон се подига над номиналната и држејќи го напонот константен ги добиваме следниве криви прикажани на сликата 4.1. Флуксот во воздушниот зјај и роторската струја се намалуваат а со тоа опаѓа и моментот на асинхрониот мотор [13], [14]:



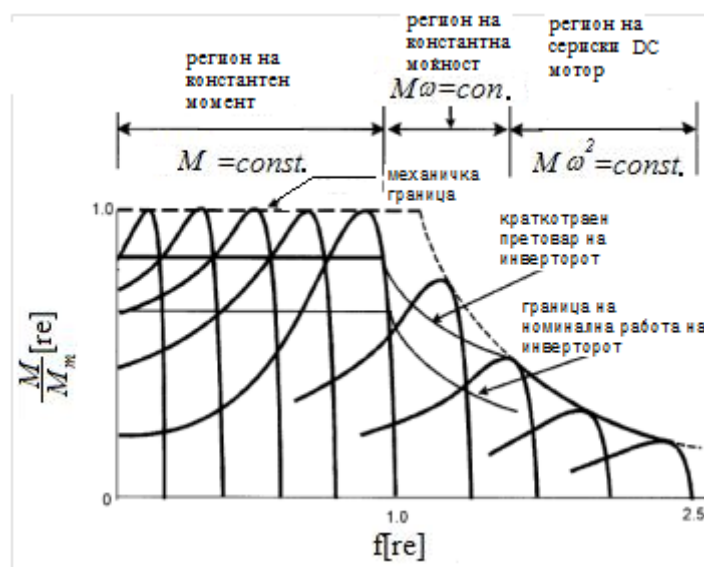
Слика 4.1. Промена на моментот на асинхрониот мотор со промената на фреквенцијата при  $V/f=\text{const.}$

Ако намерата е да се намали фреквенцијата при номинален напон на мрежата, тогаш флусот во воздушниот зјај оди во заситување што предизвикува зголемена статорска струја и дисторзија на обликот на флусот. Заради ова во регионот блиску до номиналната или базната фреквенција мора да се редуцира статорскиот напон како би се одржал флусот во воздушниот зјај константен. На сликата 4.2 прикажани се кривите за моментот во однос на брзината при  $V/f=const$ .



Слика 4.2. Криви на моментот во однос на брзината за  $V/f=const$ .

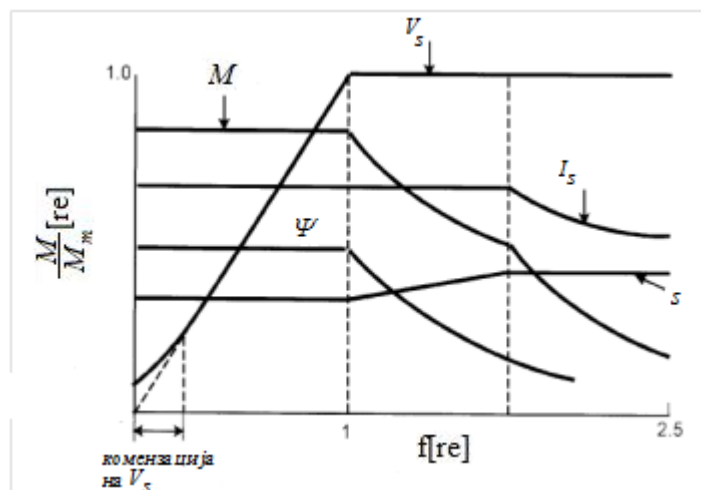
Од сликата може да се забележи дека моментот на асинхрониот мотор останува со ист облик и максимална вредност, освен во подрачјето на мали брзини (фреквенции), каде флусот во воздушниот зјај опаѓа поради малите вредности на доведениот напон на приклучниците на моторот и падот на напон кој се јавува и е споредлив со овој напон. Поради овој факт падот на напонот од статорската намотка треба да се компензира како би се задржала вредноста на флусот (моментот). Ако се задржи флусот константен во зоната каде што и моментот е константен, тогаш заради потребата за брз одзив при динамички појави се држи на високо вредност и статорската струја. При работа на асинхрониот мотор со скаларна контрола поради малата роторска отпорност се зголемува факторот на полезно дејство. Асинхрониот мотор може да се пушти во работа со висок почетен (стартен) момент, како што е прикажано на сликата. Со ова се избегнуваат струи на пуштање со многу високи вредности  $(5-6)I_n$  а со тоа се продолжува животниот век на моторот.



Слика 4.3. Моментот во однос на брзината во променлив напон и фреквенција и во регион на слабеењето на флусот  $(1,0-1,8)\omega/\omega_b$



На сликата 4.3 се прикажани ограничувањата на работата на асинхронниот мотор и енергетскиот преобразувач при скаларно управување.



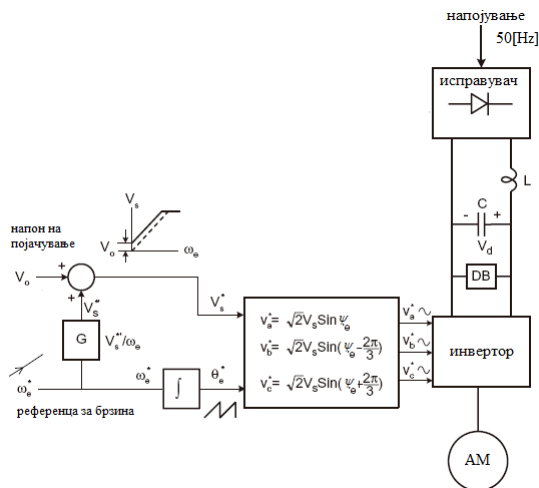
Слика 4.4. Карактеристики на асинхронниот мотор за работа во регионите на константен флукс и во регионот на ослабен флукс

Во регионот на константен момент се држи и флуксот константен, додека при намален флукс, во регионот на константна моќност, статорската струја се одржува константна со зголемувањето на лизгањето. Во регионот кој што е прикажан на сликата 4.3 како регион на работа на асинхронниот мотор како сервиски еднонасочен мотор, опаѓа флуксот и струјата, додека лизгањето останува константно.

Има неколку видови на скаларно управување, од кои основни се со:

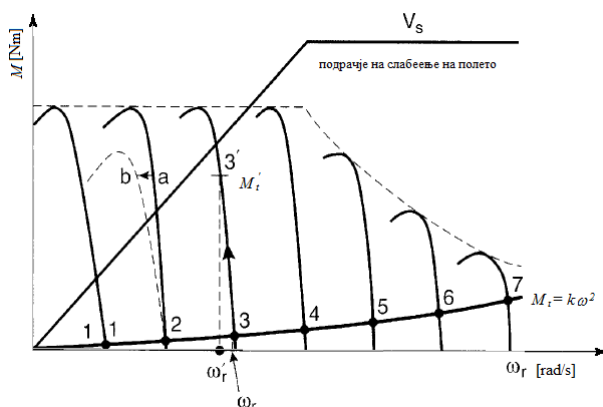
- Отворена-без повратна врска по брзината (Open Loop Control);
- Затворена-со повратна врска по брзината (Closed Loop Control);

Предностите на скаларното управување се огледува во тоа што е едноставна, не е многу скапа и има широк опсег на користење во индустријата (на пример за управување на пумпи и вентилатори). При користење на енергетски преобразувачи повратните сигнали кои ги користат другите начини на управување, како векторска и директната контрола на моментот, се многу комплексни, што бара подолго процесорско време за анализа и има можност за појава на грешки. Во случај на скаларното управување без повратна врска се избегнуваат овие сигнали. Но без повратни врски динамиката на управувањето на електромоторниот погон е многу лоша. Овој тип на скаларно управување се користи само во два квадранти (моторски и регенеративен режим) и има појава на изобличувања на брзината при варијација на товарниот момент и напонот на статорот (Drift of Speed). Стабилноста на овој тип на управување е многу мала. На следната слика е шематска приказ на скаларно управување со отворена повратна врска [14], [15]:



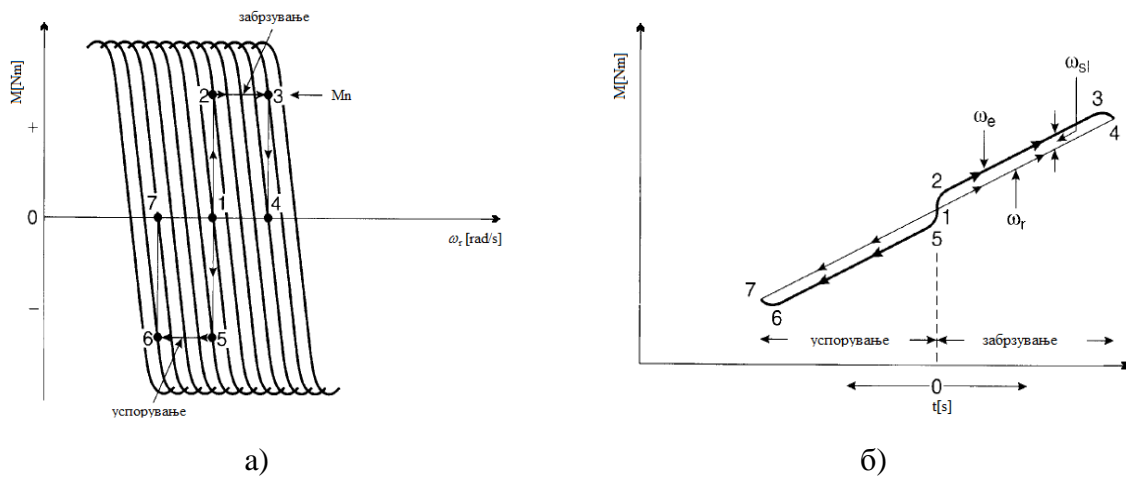
Слика 4.5. Скаларно управување со отворена повратна врска со напонски енергетски преобразувач (инвертор со ШИМ)

На сликата прикажан е напонот кој што го додава инверторот при мали брзини како би се намалила варијацијата на моментот (флуксот). На следната слика е прикажана работата на преобразувачот со скаларно управување за погонување на вентилатор ( $M = k\omega^2$ ). Од сликата 4.6 се гледа дека со растењето на фреквенцијата расте и брзината на асинхронниот момент скоро пропорционално (точки на кривата 1, 2, 3, 4). Растењето на брзината е „блага“ се до регионот на слабеење на флуксот, кога напонот на преобразувачот се држи константен. Ако се случи варијација на моментот (на пример во точката 3 на механичката карактеристика), тогаш се случува и промена на брзината од  $\omega_r$  на  $\omega_r'$ . Овој пад на брзината е мал и за погони на пумпи и вентилатори не смета. Ако доводниот напон падне тогаш паѓа и брзината на вредност  $b$  прикажано на сликата.



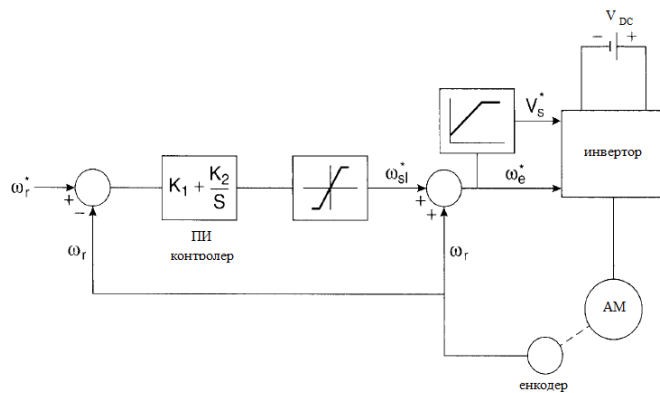
Слика 4.6. Промена на фреквенцијата, товарниот момент и доводниот напон при скаларно управување

Ако референцата за фреквенција се менува брзо (со голема „стрмнина“), лизгањето ќе го намали развиениот момент на асинхронниот мотор, но брзината од друга страна ќе остане константна поради инерцијата на моторот и работната машина. Ако оваа промена е доволно голема тогаш погонот може лесно да стане нестабилен. Како што е прикажано на сликата 4.7 при нагла промена на брзината, при забрзување и успорување се гледа дека се јавува хистерезисна карактеристика на однесувањето на брзината на асинхронниот мотор, од што се гледа нестабилноста на погонот, при што може многу лесно да дојде до закочување или хаварија на работната машина.



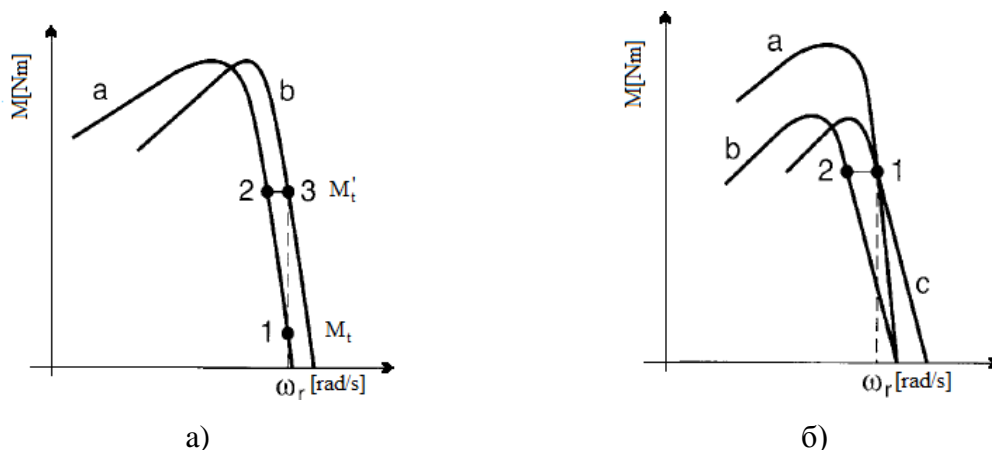
Слика 4.7. Нагло променување на референтната брзина и обликот на движење претставена на механичката карактеристика и временската карактеристика на брзината на моторот на сликите а и б соодветно

Скларното управување исто така може да се користи и со повратна врска по брзина, како што е прикажано на сликата 4.8 [15]:



Слика 4.8. Скаларно управување со повратна врска по брзина

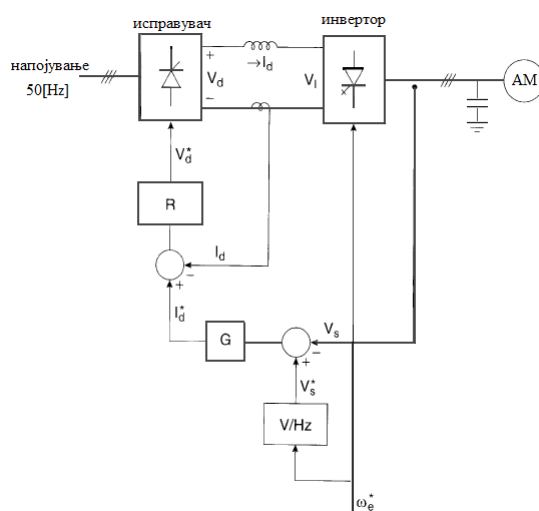
Со повратната врска се подобрува работата на погонот поради тоа што преку енкодерот се носи информација за брзината ( $\omega_r$ ) и се споредува со референтната брзина ( $\omega_r^*$ ). После ова се носи во ПИ контролер и лимитер каде се добива лизгањето ( $\omega_{sl}^*$ ) на моторот. После лимитерот се додава и реалната брзина на моторот ( $\omega_r$ ) и потоа оди како сигнал во системот на скаларното управување. Сега се подобрени брзината на одзивот и стабилноста на управувањето. На сликата 4.9 претставено е управувањето на преобразувачот, промената на моментот и падот на напонот кај скаларното управување со повратна врска по брзина:



Слика 4.9. Однесување на инверторот со скаларно управување при промена на моментот а) и на доводниот напон б)

Ако моментот на товарот се зголеми од точка 1 до точка 2 (претставено на сликата 4.9 а) брзината на асинхронниот мотор треба да се намали, но тоа преобразувачот нема да го дозволи со компензација на фреквенцијата (зголемување) со што од кривата  $a$  би се генерирала нова крива  $b$  односно точка 3. Исто така ако напојниот напон падне за константен товарен момент (претставено на сликата 4.9 б) брзината ( $\omega_r$ ) од работната точка 1 на кривата  $a$ , би паднала на точка 2 од кривата  $b$ , односно би се намалила. Управувањето на преобразувачот (кругот за контролата на брзината-speed control loop) ја зголемува фреквенцијата на преобразувачот и ќе генерира нова крива  $c$  на која нема да има пад на брзината ( $\omega_r$ ).

Треба да се напомене дека постојат и струјни енергетски преобразувачи со скаларно управување, претставена на сликата 4.10 [26]:



Слика 4.10. Скаларно управување применета кај струен енергетски преобразувач

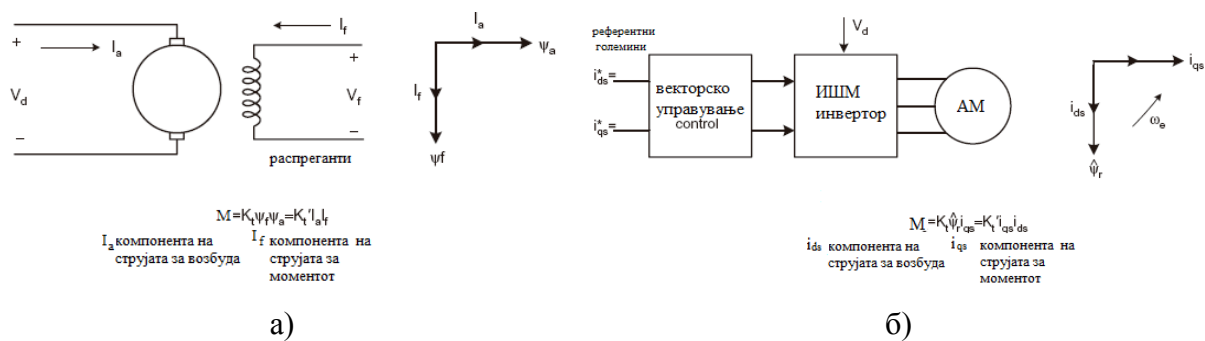
Методот на скаларно управување има свои предности и мани. Како важни предности се тоа што не мора да има повратни врски, работи во широк опсег на фреквенции и амплитуди до номиналната брзина, има можност за работа во мултимоторен погон. Мани на овај начин на управување е тоа што многу зависи од промената на напонот на мрежата, од падот на напонот на статорската отпорност, промената на статорската и роторската отпорност, работи во два квадранти, продуцира грешки (draft) во брзината при нагли промени на товарниот момент, флуksот и

доводниот напон. При динамички промени со забрзување-успорување може погонот да стане нестабилни и има спор одзив на промените.

#### 4.2.2 Векторско управување

При користењето на скаларното управување се појавуваат тешкотии при управувањето. Причина за ова е зависноста на моментот и флуксот од иста големина (напон или струја). Ако моментот расте со растење на фреквенцијата (лизгањето), тогаш флуксот има тенденција да опаѓа, со што доаѓа до контрадикторности во управувањето.

Вистинскиот напредок во управувањето на асинхронниот мотор беше направен со откривањето на концептот на флукс векторско орјентирано управување (FOC- Flux Oriented Control) од Blaschke во 1972 година [9]. Тој утврди како „изгледа“ ориентацијата на флуксот кај еднонасочен мотор со независна возбуда. Флуксот кој е створен од струјата низ арматурната намотка  $I_a$  и флуксот на магнетното поле од возбудната намотка  $I_v$  се ортогонолни една во однос на друга и се независни, односно се **распрегнати** [14].

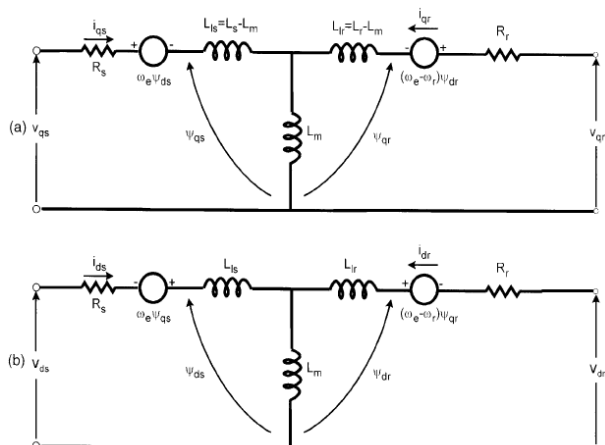


Слика 4.11. Аналогија на распрегнувањето на управувачките променливи за еднонасочен а) и асинхрон мотор б)

Кај асинхрон мотор на сличен начин може да се направи распрегнување на статорската струја со соодветна управувачка логика, во референтен систем врзан за синхроната брзина на моторот  $\omega_e$ .

Во векторското управување се користи метод на распрегнување на статорската струја по фаза на  $q$  и  $d$  компонента. „ $q$ “ компонентата претставува независна контрола на моментот на моторот, додека „ $d$ “ компонентата го одржува флуксот во воздушниот зјај. Во зависност од управувачките барања, може да се делува независно на  $q$  и  $d$  компонентите, како би се постигнало бараното управување со брзината на асинхронниот мотор.

При изведувањето на равенките за векторското управување се скористи Т еквивалентна шема на асинхрон мотор.



Слика 4.12. Еквивалентна шема на асинхрон мотор во  $dq$  референтен систем врзан за синхроната брзина на моторот за динамички режим

Статорските равенки во  $q d$  референтниот систем врзан за статорскиот референтен систем на асинхрониот мотор се следниве [14]:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} \quad (4.1)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} \quad (4.2)$$

или ако равенките се врзат за синхроната брзина на асинхрониот мотор, тогаш се добиваат следниве равенки:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_e \Psi_{ds} \quad (4.3)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_e \Psi_{qr} \quad (4.4)$$

Од равенките (4.3) и (4.4) се гледа дека флуксевите по  $q$  и  $d$  оска индуцираат електромоторна сила (ЕМС) што се разликува за  $\frac{\pi}{2}$  од  $\Psi_{ds}$  и  $\Psi_{qs}$  соодветно.

Ако роторот не се движи (врти), односно  $\omega_r = 0$  тогаш равенките за роторот би биле:

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \omega_e \Psi_{dr} \quad (4.5)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - \omega_e \Psi_{qr} \quad (4.6)$$

или ако моторот се врти тогаш:

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{dr} \quad (4.7)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \Psi_{qr} \quad (4.8)$$

Основната предност на  $q-d$  динамичкиот модел е тоа што синусните променливи во стационарен референтен систем се јавуваат како еднонасочни (DC) величини во референтен систем врзан за синхроната брзина на асинхрониот мотор.

Флуксевите што се развиваат во моторот се:

$$\Psi_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (4.9)$$

$$\Psi_{qr} = L_{lr}i_{qr} + L_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (4.10)$$

$$\Psi_{qm} = L_m(i_{qs} + i_{qr}) \quad (4.11)$$

$$\Psi_{ds} = L_{ls}i_{ds} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (4.12)$$

$$\Psi_{dr} = L_{lr}i_{dr} + L_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (4.13)$$

$$\Psi_{dm} = L_m(i_{ds} + i_{dr}) \quad (4.14)$$

каде индуктивитетите на растурање на статорската и роторската намотка се:

$$L_{ls} = L_s - L_m \quad (4.15)$$

$$L_{lr} = L_r - L_m \quad (4.16)$$

Со прилагодување на равенките се добива следново:

$$\Psi_{qr} = \frac{L_r}{L_m}(\Psi_{qs} - \sigma L_s i_{qs}) \quad (4.17)$$

$$\Psi_{dr} = \frac{L_r}{L_m}(\Psi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \quad (4.18)$$

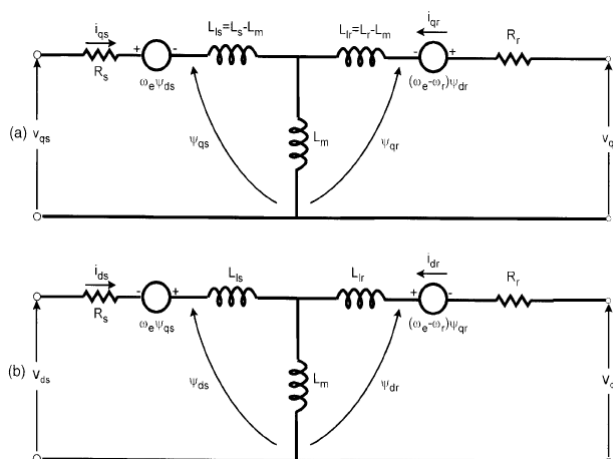
каде  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  се нарекува фактор на растурање.

За управување на асинхронниот мотор потребно е да го претставиме роторскиот флукс преку статорскиот флукс и струја, односно равенките (4.17) и (4.18). Ако од слика 4.12 се претстават напонските равенки и ако равенките (4.17) и (4.18) се деривираат по  $\Psi_{qr}$  и  $\Psi_{dr}$  соодветно го добиваме следниов систем на равенки претставени во матрична форма:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_{qr}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} \end{bmatrix} = \frac{L_r}{L_m} \left\{ \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} - \sigma \begin{bmatrix} \frac{di_{qs}}{dt} \\ \frac{di_{ds}}{dt} \end{bmatrix} \right\} \quad (4.19)$$

Овој систем на равенки е наречен **Напонски модел на асинхрон мотор**.

Ако се претстави T еквивалентната шема на поинаков начин, односно како на сликата 4.13 [14], [15]:



Слика 4.13. T еквивалентна шема на асинхрон мотор во  $qd$  референтен систем во стационарен референтен систем—динамички модел

Од Т еквивалентната шема на АМ претставена на сликата 4.13 во стационарен референтен систем врзан за статор ( $\omega_e = 0$ ) се изведува т.н. Струен Модел на асинхронот мотор.

Од слика 4.13 за роторот важат следниве равенки:

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + r_r i_{dr} + \omega_r \Psi_{qr} = 0 \quad (4.20)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + r_r i_{qr} - \omega_r \Psi_{dr} = 0 \quad (4.21)$$

Со додавање на  $L_m \frac{r_r}{L_r} i_{ds}$  и  $L_m \frac{r_r}{L_r} i_{qs}$  на двете равенки соодветно добиваме:

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + r_r i_{dr} + \omega_r \Psi_{qr} + L_m \frac{r_r}{L_r} i_{ds} - L_m \frac{r_r}{L_r} i_{ds} = 0 \quad (4.22)$$

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} + \frac{r_r}{L_r} (L_m i_{ds} + L_r i_{dr}) + \omega_r \Psi_{qr} = L_m \frac{r_r}{L_r} i_{ds} \quad (4.23)$$

Односно за q оска се добива:

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{r_r}{L_r} (L_m i_{qs} + L_r i_{qr}) - \omega_r \Psi_{dr} = L_m \frac{r_r}{L_r} i_{qs} \quad (4.24)$$

Ако замениме во предходната равенка

$$i_{qr} = \frac{\Psi_{qm}}{L_m} - i_{qs} \quad (4.25)$$

$$\Psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (4.26)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} + \frac{r_r}{L_r} \Psi_{qr} - \omega_r \Psi_{dr} = L_m \frac{r_r}{L_r} i_{qs} \quad (4.27)$$

$$\frac{d\Psi_{qr}}{dt} = L_m \frac{r_r}{L_r} i_{qs} + \omega_r \Psi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Psi_{qr} \quad (4.28)$$

Односно за d-компонентата се добива на сличен начин:

$$\frac{d\Psi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} - \omega_r \Psi_{qr} - \frac{1}{\tau_r} \Psi_{dr} \quad (4.29)$$

Равенките на моделот во матричен облик се следниве:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Psi_{qr}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{dr}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} \\ -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{qr} \\ \Psi_{dr} \end{bmatrix} + \frac{L_m}{\tau_r} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

каде  $\tau_r = \frac{L_r}{r_r}$  претставува роторска временска константа. Овие матрични равенки се

викаат **Струен модел на асинхрон мотор.**

Од равенките за напонскиот и струјниот модел на асинхрон мотор (4.19) и (4.30) соодветно, се гледа дека промената на флуксот во роторот се изразува преку статорските величини: напон, струја и брзина, кои се мерливи со соодветни методи и уреди.



Од напонските равенки (4.19) се гледа дека како параметри на моторот се статорската отпорност  $r_s$  и индуктивитетите на растурање на статор, роторот и меѓундуктивитетот, односно  $L_{ls}, L_{lr}, L_m$ . При температурни влијанија се намалува веродостојноста на естимираните вредности на параметрите. Доминантна е промената на вредноста на статорската отпорност. При мали фреквенции, односно мали брзини на асинхронниот мотор, напонските сигнали на  $v_{qs}, v_{ds}$  се многу мали. При моделирање на асинхронните мотори се јавуваат грешки при интегрирањето во моделот, затоа што може да се случи да се интегрира и офсетот (шумот) кој се јавува во склопот енергетски преобразувач-мотор.

Кај струјните равенки (4.30) доминираат вредностите на временската константа  $\tau_r$  и меѓу индуктивитетот  $L_m$ . Влијанието на температурата на роторската отпорност  $r_r$  директно влијае на лизгањето на моторот како и на  $q$  и  $d$  компонентите на роторскиот флуks, што го руши принципот на распрегнување, а со тоа и до „точното“ управување со асинхронниот мотор. Промената на температурата во намотките на статорот и роторот секако дека зависат и од товарот кој е доведен на оската на моторот.

Заклучок е дека и двата модели на асинхрон мотор имаат свои слаби страни. Треба да се одбере или прилагоди таков модел кој ги користи добрите особини на двата модели.

Од напонските равенки (4.19) со разместување се добива:

$$\sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} = v_{ds} - r_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{dr}}{dt} \quad (4.31)$$

додека за струјните равенки (4.30) се добива:

$$\frac{d\psi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \psi_{dr} - \omega_r \psi_{qr} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} \quad (4.32)$$

Со замена на равенката (4.32) во (4.31) се добива:

$$\sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} = v_{ds} - r_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \left( -\frac{1}{\tau_r} \psi_{dr} - \omega_r \psi_{qr} + \frac{L_m}{\tau_r} i_{ds} \right) \quad (4.33)$$

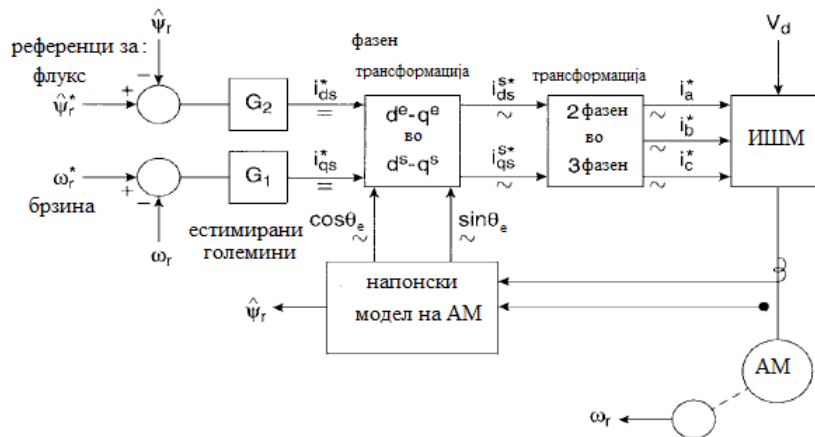
$$\sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{L_m}{L_r^2} \frac{1}{r_r} \psi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{qr} - \frac{L_m^2}{L_r^2} \frac{1}{r_r} i_{ds} + v_{ds} - r_s i_{ds} \quad (4.34)$$

Слично за  $q$  големината се добива:

$$\sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{L_m}{L_r^2} \frac{1}{r_r} \psi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{dr} - \frac{L_m^2}{L_r^2} \frac{1}{r_r} i_{qs} + v_{qs} - r_s i_{qs} \quad (4.35)$$

Равенките (4.34) и (4.35) се полезни за естимација на статорската струја во динамичкиот модел на асинхронниот мотор, што се употребува во образложувањето на тезата.

На следната слика е дадена принципелната шема на векторско управување.



Слика 4.14. Директно векторско управување со користење на напонските равенки и ориентацијата по роторскиот флукс

Од сликата се гледа дека брзината на електромоторниот погон не се контролира директно како при скаларното управување. Самиот регулатор се „самоконтролира“, преку посебен референтен влез во логиката за управување. При векторското управување не може да се појави нестабилност со преминување на работната точка преку максималниот момент на асинхронниот мотор (што се случува при скаларното). Со ограничување на струјата под вредноста на максимално дозволената се добива и стабилна работа на енергетскиот преобразувач. Одзивот на динамичките појави е брз и сличен на брзината на одзивот како кај еднонасочните машини, затоа што струјата  $i_{qs}$  која е задолжена за контролата на моментот, нема влијание на флуксот. Треба да се напомене дека идеална векторска контрола е невозможна во пракса поради временското каснење во преобразувачот и на мерните сигнали кои се користат во повратните врски. Многу големо влијание има и промената на параметрите на асинхронниот мотор. Управувањето на брзината е можна во сите четири квадранти без користење на некој посебен електронски склоп.

#### 4.2.3 Директно управување со моментот – DTC (Direct Torque Control)

При овој тип на управување, како што кажува самото име, се прави директна контрола на моментот и флуксот преку избор на векторот на напонот од предходно формирана табела.

За да се разбере принципот на работа на управувањето со директна контрола се тргнува од равенката за моментот (векторска форма):

$$\vec{M}_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \vec{\psi}_s \vec{I}_s' \quad (4.36)$$

каде  $\vec{\psi}_s = \psi_{qs}^s - j\psi_{ds}^s$  и  $\vec{I}_s' = I_{qs}^s - jI_{ds}^s$ . Од друга страна за флуксот важи равенството:

$$\vec{\psi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r \quad (4.37)$$

$$\vec{\psi}_r = L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s \quad (4.38)$$

Со елиминарањето на роторската струја се добива:

$$\vec{\psi}_s = \frac{L_m}{L_r} \psi_r' + L_s' \vec{I}_s \quad (4.39)$$

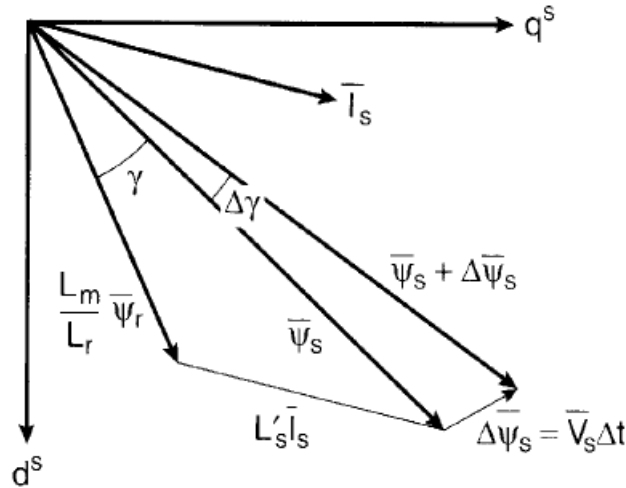
каде  $L_s' = L_s L_r - L_m^2$ . За струјата на статорот го добиваме изразот:

$$\bar{i}_s = \frac{1}{L_s} \psi_s' - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\psi}_r. \quad (4.40)$$

Ако замениме во равенката за моменот се добива:

$$\bar{M}_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{L_m}{L_r L_s} |\psi_s| |\psi_r| \sin \gamma. \quad (4.41)$$

каде што  $\gamma$  претставува агол помеѓу статорскиот и роторскиот флуks. На сликата 4.15 претставен е векторскиот дијаграм од равенката (4.41) каде флуksевите на статорот, роторот и статорската струја се прикажани за развивање на позитивен момент [1], [48]:



Слика 4.15. Статорски, роторски флуks и струја на статор во  $dq$  систем врзани за статор (отпорностите на статор и ротор се занемаруваат)

За промена на флуksот на статорот при промена на напонот на статорот има промена и на развиениот момент, како што се прикажува со равенката:

$$\Delta \bar{M}_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r L_s} |\psi_s + \Delta \psi_s| |\psi_r| \sin \gamma. \quad (4.42)$$

Поради фактот дека роторската временска константа е поголема од статорската, промената на флуksот на роторот е многу по спор во однос на статорскиот, односно роторскиот флуks може да се смета за константен. Се додека се држи константен статорскиот флуks по модул, дотогаш развиениот електромагнетниот момент може многу брзо да се менува со промената на аголот  $\Delta\gamma$ .

Ако се разгледува напонски инвертор со директна контрола на моментот, со занемарување на падот на напонот во отпорностите на намотките, тогаш преку статорскиот напон директно се изразува флуksот преку равенките:

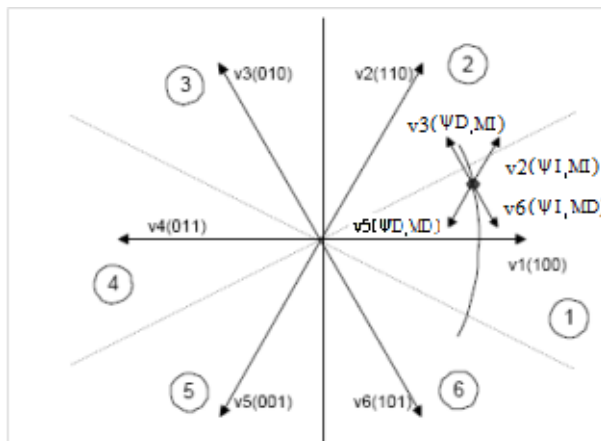
$$\frac{d\bar{\psi}_s}{dt} = \bar{u}_s. \quad (4.43)$$

или

$$\Delta \bar{\psi}_s = \Delta \bar{u}_s. \quad (4.44)$$

Методот на распрегнување на статорскиот флуks и моментот на моторот се врши преку контрола на радијалната и тангенцијалната компонента на векторот на флуksот. Овие две компоненти се директно пропорционални (ако се смета  $r_s=0$ ) на компонентите на векторот на напонот во исти насоки со флуksот. На сликата 4.16 се прикажани напоните кои ги генерира инверторот во зависност од динамиката на погонот. Од сликата се гледа дека векторите може да се наоѓаат во просторот од (0-

360)<sup>0</sup>, во зависност од потребата на погонот. Заради подобро и полесно имплементирање на логиката за DTC управувањето, просторот се дели на шест зони во кои може да се наоѓаат векторите на флуksот и напонот.



Слика 4.16. Пресек на векторите на статорскиот флуks и напонските вектори [1], [14], [15]

каде:

- ΨD претставува намалување на флуksот;
- ΨI претставува зголемување на флуksот;
- MD претставува намалување на моментот;
- MI претставува зголемување на моментот.

Зависноста за векторите на напоните во различните зони претставени се генерално во следната табела [1], [14], [15]:

Табела 4.2. Пораст и опаѓање на статорскиот флуks и моментот во зависност од секторот

Напонски вектор	зголемување	намалување
Статорски флуks	$V_k, V_{k+1}, V_{k-1}$	$V_{k+2}, V_{k-2}, V_{k+3}$
Момент	$V_{k+1}, V_{k+2}$	$V_{k-1}, V_{k-2}$

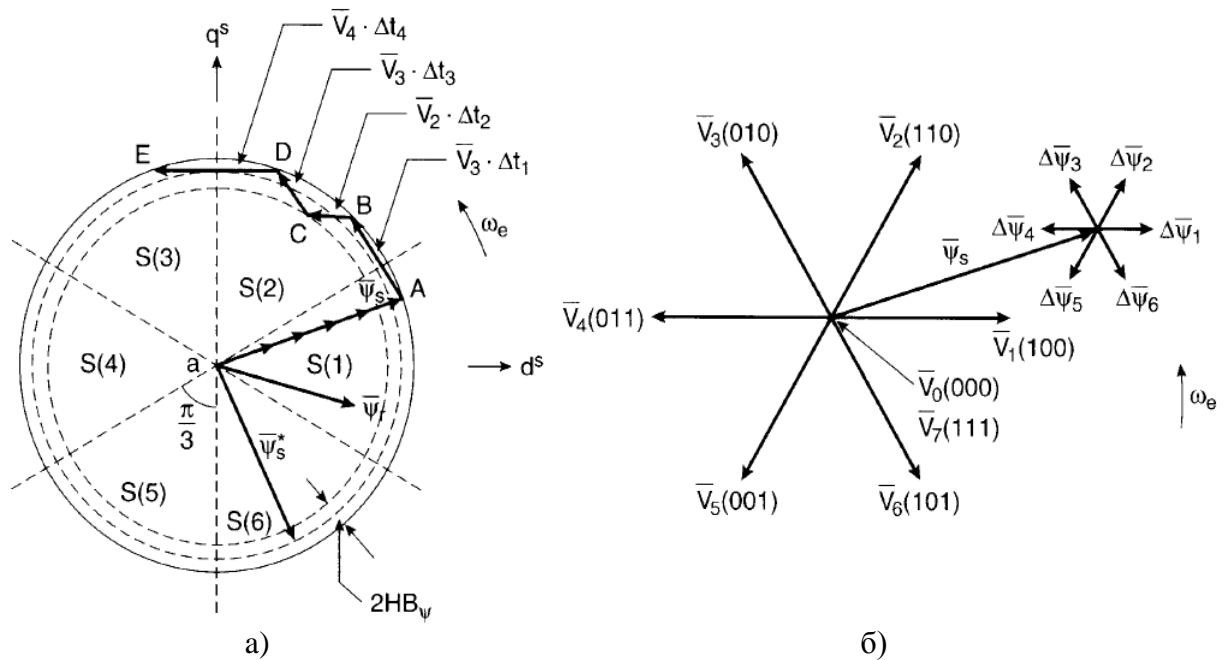
Каде  $k$  претставува бројот на секторот. Во следнава табела е дадена класичната табела за вредностите на напоните за промена на векторите на флуksот и моментот:

Табела 4.3. Табела за DTC управување, каде ΨD/ΨI флуksот опаѓа/расте, MD/=MI моментот опаѓа/е еднаков/расте,  $S_x$  сектор на статорскиот флуks, Ψ „грешка“ во модулот на флуksот после блокот со хистереза, τ „грешка“ кај моментот после блокот со хистереза

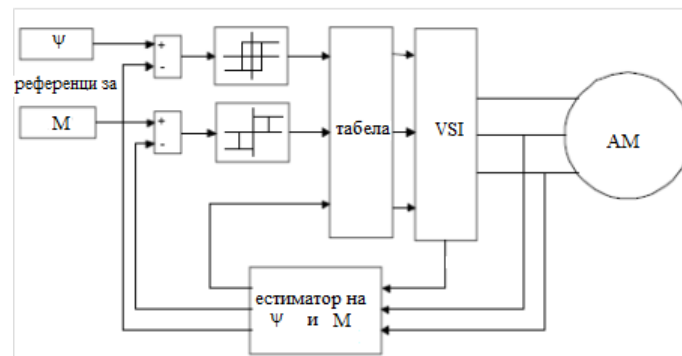
Ψ	τ	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
ΨI	MI	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_7$
	M=	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	MD	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$
ΨD	MI	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	M=	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	MD	$V_5$	$V_2$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$

Од табелата 4.3 се гледа дека флуksот има две вредности, додека „грешката“ на моментот е со три вредности. Нултите вредности на векторот  $V_0=(0,0,0)$  и  $V_7=(1,1,1)$  се

користат тогаш кога „грешката“ на моментот се наоѓа во хистерезисниот лимит и ќе остане непроменет.



Слика 4.17. Траекторија на статорскиот флуks а) и промена на векторите на напонот и соодветниот флуks б) на статорот за единица време  $\Delta t$



Слика 4.18. Шематски приказ на DTC контролата [1]

Од сликата се гледа дека има два хистерезисни блокови: за статорскиот флуks и моментот на асинхронниот мотор. Референтните вредности на флуksот и моментот се споредуваат со моменталните (мерените) и „грешката“ се воведува во хистерезисните контролери. Контролерот за флуksот има две нивоа на дигитален излезен сигнал во зависност од следниве равенки:

$$H_\psi = 1 \quad E_\psi > +HB_\psi. \quad (4.45)$$

$$H_\psi = -1 \quad E_\psi < -HB_\psi. \quad (4.46)$$

Излезните величини од хистерезисниот контролер за флуksот и напонот, заедно со позицијата на статорскиот флуks се користат како влез во табелата за DTC контролата.

За пресметка на статорскиот флуks и моментот може да се користат мерните сигнали за брзината и статорската струја ( $\omega_r$  и  $i_s$ ), или еднонасочниот напон на инверторот и статорската струја ( $V_{DC}$  и  $i_s$ ).

#### 4.2.3.1 Естимација на статорскиот флуks и момент за DTC со користење на мерните сигнали $\omega_r$ и $i_s$

Поаѓајќи од напонските равенки за приликите во роторот во  $d q$  системот се добива:

$$v_r^{qd0} = (\omega_1 - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \psi_r^{qd0} + p_p \psi_r^{qd0} + r_r \dot{i}_r^{qd0} \quad (4.47)$$

За  $d$  оската се добива:

$$v_{dr} = 0 = r_r \dot{i}_{dr} + p_p \psi_{dr} - (\omega_1 - \omega_r) \psi_{qr} \quad (4.48)$$

Поради тоа што роторскиот флуks е константен, флуksот  $(\omega_1 - \omega_r) \psi_{qr}$  е ортогонален на полето  $\psi_{dr}$  тогаш:

$$(\omega_1 - \omega_r) \psi_{qr} = j(\omega_1 - \omega_r) \psi_{dr} \quad (4.49)$$

$$0 = r_r \dot{i}_{dr} + p_p \psi_{dr} - \omega_1 \psi_{qr} \quad (4.50)$$

Равенките на флуksот на статорот и роторот се:

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_m \dot{i}_{dr} + L_s i_{ds} \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m \dot{i}_{qr} \end{cases} \quad (4.51)$$

$$\begin{cases} \psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r \dot{i}_{dr} \\ \psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r \dot{i}_{qr} \end{cases} \quad (4.52)$$

каде  $L_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}$  е така наречена транзиентна индуктивност,

$\sigma = \frac{L_s}{L_s} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r}$  е така наречен вкупен коефициент на растурниот флуks.

Со замена во равенките за статорскиот флуks се добива:

$$\psi_{ds} = L_m \frac{(\psi_{dr} - L_m i_{ds})}{L_r} + L_s i_{ds}. \quad (4.53)$$

$$\psi_{ds} = \frac{(\psi_{dr} L_m - L_m^2 i_{ds})}{L_r} + L_s i_{ds}. \quad (4.54)$$

$$\psi_{ds} = \frac{(L_s L_r - L_m^2)}{L_r} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr}. \quad (4.55)$$

$$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{dr}. \quad (4.56)$$

Слично и за флуksот за  $q$  оска се добива:

$$\psi_{qs} = L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr}. \quad (4.57)$$

Со решавање на равенките за флуksот на роторот добиваме:

$$\dot{i}_{dr} = \frac{\psi_{dr} - L_m i_{ds}}{L_r} \quad (4.58)$$

Од равенката (4.50) и со замена во (4.58) се добива:

$$\psi_r' + \frac{L_r'}{r_r'} \psi_r' - j \frac{L_r'}{r_r'} P \omega_m \psi_r' = L_m' i_s' \quad (4.59)$$

$$p_p \psi_{dr}' + \frac{r_r'}{L_r'} (\psi_{dr}' - L_m' i_{ds}') - \omega_1 \psi_{qr}' = 0 \quad (4.60)$$

$$p_p \psi_{dr}' + \frac{1}{\tau_r} \psi_{dr}' - \frac{L_m'}{\tau_r} i_{ds}' - j \omega_1 \psi_{qr}' = 0 \mid \tau_r \quad (4.61)$$

Каде  $\omega_1 = \frac{P}{2} \omega_r$ , претставува брзина на роторот,  $P$  број на полови на асинхронниот мотор,

$p_p = \frac{d}{dt}$  оператор.

$$p_p \tau_r \psi_{dr}' + \psi_{dr}' - L_m' i_{ds}' - j \omega_1 \tau_r \psi_{qr}' = 0 \quad (4.62)$$

$$\psi_{dr}' (1 + p_p \tau_r - j \tau_r P \omega_r) = L_m' i_{ds}' \quad (4.63)$$

$$\psi_{dr}' (r_r' + p_p L_r') = L_m' r_r' i_{ds}' - \psi_{qr}' L_r' P \omega_r \quad (4.64)$$

$$\psi_{qr}' (r_r' + p_p L_r') = L_m' r_r' i_{qs}' + \psi_{dr}' L_r' P \omega_r \quad (4.65)$$

Овој израз за да се искористи во инверторот треба да се преведе во временски домен, односно ако се искористи  $z$  трансформација при што горните равенки го добиваат следниов облик:

$$\psi_{dr}' \left( z - e^{-\left(\frac{T_z}{\tau_r}\right)} \right) = \frac{1 - e^{-\left(\frac{T_z}{\tau_r}\right)}}{r_r'} (L_m' r_r' i_{ds}' - \psi_{qr}' L_r' P \omega_r) \quad (4.66)$$

$$\psi_{qr}' \left( z - e^{-\left(\frac{T_z}{\tau_r}\right)} \right) = \frac{1 - e^{-\left(\frac{T_z}{\tau_r}\right)}}{r_r'} (L_m' r_r' i_{qs}' - \psi_{dr}' L_r' P \omega_r) \quad (4.67)$$

Прикажано во временски домен равенките се следниве:

$$\psi_{dr}'(k) = \psi_{dr}'(k-1) e^{-\left(\frac{T_z}{\tau_r}\right)} + \frac{1 - e^{-\left(\frac{T_z}{\tau_r}\right)}}{r_r'} (L_m' r_r' i_{ds}'(k-1) - \psi_{qr}'(k-1) L_r' P \omega_r(k-1)) \quad (4.68)$$

$$\psi_{qr}'(k) = \psi_{qr}'(k-1) e^{-\left(\frac{T_z}{\tau_r}\right)} + \frac{1 - e^{-\left(\frac{T_z}{\tau_r}\right)}}{r_r'} (L_m' r_r' i_{qs}'(k-1) + \psi_{dr}'(k-1) L_r' P \omega_r(k-1)) \quad (4.69)$$

Конечно статорскиот флуks се естимира од следниве равенки:

$$\psi_{ds}(k) = i_{ds}(k) \frac{L_s'}{L_m'} + \psi_{dr}'(k) \frac{L_m'}{L_r'} \quad (4.70)$$

$$\psi_{qs}(k) = i_{qs}(k) \frac{L_s'}{L_m'} + \psi_{qr}'(k) \frac{L_m'}{L_r'} \quad (4.71)$$

Со естимацијата на статорскиот флуks се пресметува и развиениот моментот на моторот од (4.42) и од равенката:

$$M = \frac{3}{2} P \frac{L_m'}{L_r'} \psi_{dr}' i_{qs}' \quad (4.72)$$

#### 4.2.3.2 Естимација на статорскиот флуks и момент за DTC со користење на мерните сигнали $V_{DC}$ и $i_s$

Во случај да се користи методата на директна контрола на моментот без повратни врски, каде не е потребно мерење на брзината или позицијата на роторот, се користат моменталните вредности на напонот на еднонасочниот круг  $V_{DC}$ . Од овој напон може да се проценат вредностите на напонот во секоја фаза, додека струите се мерат. Штом се оценат и измерат вредностите се користи  $d q$  трансформацијата и се пресметува флуksот во статорот од равенката:

$$\psi_s = \int (u_s - r_s i_s) dt \quad (4.73)$$

Ако се употреби  $z$  трансформацијата на равенката на флуksот се добива:

$$\psi_s = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} T_s (u_s - r_s i_s) \quad (4.74)$$

Горната равенка ако се претстави во временски домен изгледа:

$$\psi_{ds}(k) - \psi_{ds}(k-1) = T_s u_{ds}(k-1) - T_s r_s i_{ds}(k-1) \quad (4.75)$$

$$\psi_{qs}(k) - \psi_{qs}(k-1) = T_s u_{qs}(k-1) - T_s r_s i_{qs}(k-1) \quad (4.76)$$

Од горните равенки може да се види дека статорскиот напон може да се процени од нагудувањата на електронските прекинувачи, со што се избегнува мерењето на напонските сигнали од асинхрониот мотор. Практично се мери напонот на еднонасочното коло и струјата во фазите на асинхрониот мотор.

Класичната директната контрола на моментот отстапува од идеалната контрола на асинхрониот мотор при промената на параметрите на моторот. Во литература [8], [12], [15], [28] е покажано дека управувањето е доволно добро при варијација на параметрите на асинхрониот мотор помал од 10%. Ако се користи естимација на флуksот по напонот на еднонасочното коло тогаш и малите промени на параметрите имаат лошо влијание на управувањето со DTC. Во основа постојат неколку маани при користењето на класичниот DTC алгоритам, од кои ги наведувам следниве:

- Спор одзив при пуштање или при промената на флуksот или моментот,
- Се користат истите амплитуди на напони при мали промени на флуksот или моментот, како и при стационарна работа, односно класичниот DTC не ги „чувствува“ малите промени („грешки“).

Како мерки за надминување на овие наведени проблеми се предлагаат следниве:

- Користење на „пософтицирани“ табели на напони,
- Користење на предиктивни алгоритми, кои се користат за одредување на напонските вектори. При ова мора да се познава и математичкиот модел на моторот. Потоа се естимираат флуksот и период на земање примероци (sampling period) во сите можни услови на работа. Потоа предиктивниот алгоритам ги утврдува вклучувањата на електронските прекинувачи како би се добила минимална разлика помеѓу генерираниот и референтниот момент на моторот.
- Користење на фазна логика .

Со користењето на други методи за подобрување на точноста на DTC се губи едноставноста и се зголемува персметковното (рачунарското) време на преобразувачот, а со тоа робусноста на системот за управување се намалува.



## 5 ВЛИЈАНИЕ НА РЕЖИМОТ НА РАБОТА ВРЗ ПАРАМЕТРИТЕ НА АСИНХРОНИОТ МОТОР

Врз параметрите на асинхрониот мотор влијаат повеќе фактори кои можат да се сведат на влијанијата од погонот и електрични. По директивата-стандардот ИЕС 60034-1 [36], [42], електромоторните погони се делат на 10 режими на работа, односно S1 до S10 во кои се дефинира работата на асинхрониот мотор за 10 различни режими на работа на работната машина. Електричните влијанија се гледаат како влијанија на магнетното поле (ефект на заситување), влијанието на вишите хармоници, ефектот на потиснување на струјата и влијанието на температурата на активите отпорности на асинхрониот мотор.

Загубата на енергија во магнетниот материјал е значајна карактеристика во енергетската ефикасност на моторот. Се нарекува магнетна загуба или загуба во јадро. Вообичаено во литература, загубите во јадрото се поделени во:

- загуби во хистерезис,
- загуби во виорни струи.

Загубата во хистерезис е еднаква на површината опфатена со хистрезната јамка и фреквенцијата на магнетното поле.

$$P_h \approx k_h f B_m^2. \quad (5.1)$$

каде што  $B_m$  претставува максималната вредност на јачината на магнетното поле. Загубите од хистерезис се од (10-30) % повисоки во патувачките полиња (подвижните) отколку од полето создадено од наизменична струја при  $B_m < 1,5(1,6)$  Т [13], [19]. Патувачките полиња имаат максимални вредности помеѓу (1,5-1,6) Т и опаѓаат на ниски вредности при  $B > 2,0$  Т. Пресметката на овие загуби е сеуште комплексна поради нејзината форма, зависноста од фреквенцијата како и карактерот на магнетното поле.

Загубите предизвикани од вртложните струи, се јавуваат од индуцираните струи во магнетниот материјал од надворешни т.н. патувачки магнетни полиња.

$$P_e \approx k_e f^2 B_m^2. \quad (5.2)$$

Методата на конечни елементи се користи да се одреди распределбата на флуксот, а потоа загубите во јадрото се пресметуваат со помош на аналитички изрази како предходните равенки. Следната равенка е генерализирана форма на равенките (5.1) и (5.2) за несинусоидални временски зависни полиња предизвикани од ШИМ инвертори во погони со асинхрони мотори:

$$P_{core} \approx k_h f B_m^\alpha k(B_m) + \frac{\sigma_{Fe}}{12} \frac{d^2 f}{\gamma_{Fe}} \int_{\frac{1}{f}} \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 dt + K_{ex} f \int_{\frac{1}{f}} \left( \frac{dB}{dt} \right)^{1.5} dt. \quad (5.3)$$

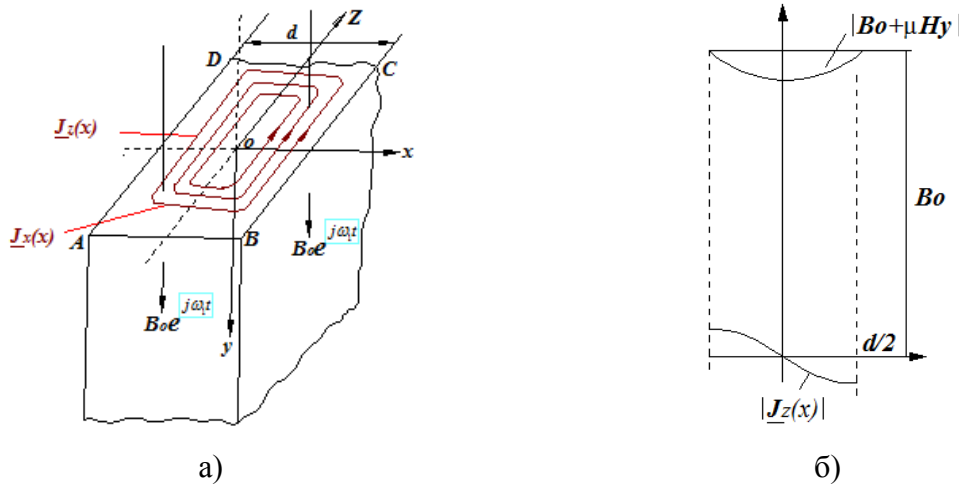
каде

$$k(B) = 1 + \frac{0.65}{B_m} \sum_{i=1}^n \Delta B_i, \quad (5.4)$$

$B_m$  претставува максимална вредност на магнетното поле,  $f$  фреквенција,  $\gamma_{Fe}$  густина на материјалот,  $d$  дебелина на ламелите,  $k_h$  константа на хистерезисни загуби,  $k_{ex}$  додатни загуби во железото,  $\Delta B_i$  промена на магнетното поле во единица време,  $n$  вкупен број на временски чекори.

Равенката е погодна за пресметка на загубите во магнетното јадро за било каков временски облик на магнетната индукција, односно за пресметка и несинусни облици на промена на јачината на магнетното поле.

За синусна промена на струјата низ ламелите на магнетното коло добиваме распределба на јачината на магнетната индукција како на сликата:



Слика 5.1. Течење на вртложни струи низ ламели од мек магнетен материјал

Од Максвеловите закони следи:

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = J_z; \quad H_{0y} = H_0 e^{j\omega t}. \quad (5.5)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega_1 \mu (H_{0y} + H_y); \quad \sigma_{Fe} E_z = J_z. \quad (5.6)$$

каде што  $J$  претставува густина на струја и  $E$  електрично поле. Ако се земе во обзир дека дебелината на ламелите е занемарлива во однос на нивната должина, тогаш густината на струјата по  $x$  оската е занемарлива, односно горните равенки се сведуваат на:

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} - j\omega_1 \mu \sigma_{Fe} H_y = j\omega_1 \mu \sigma_{Fe} B_0. \quad (5.7)$$

каде што  $B_0 = \mu_0 H_0$  претставува почетна магнетна индукција (реманенција) на магнетниот материјал. Ако се реши равенката се добива:

$$H_y(x) = A_1 e^{\gamma x} + A_2 e^{-\gamma x} + \frac{B_0}{\mu_0}. \quad (5.8)$$

каде

$$\gamma = \beta(1 + j); \quad \beta = \sqrt{\frac{\omega_1 \mu \sigma_{Fe}}{2}}. \quad (5.9)$$

За густината на струјата по  $x$  оската добиваме:

$$J_z(x) = \frac{\partial H_y}{\partial x} = \gamma(A_1 e^{\gamma x} - A_2 e^{-\gamma x}). \quad (5.10)$$

Граничните услови се да нормалната компонента на густината на струја е еднаква на нула:

$$H_y\left(\frac{d}{2}\right) = H_y\left(-\frac{d}{2}\right) = 0. \quad (5.11)$$

Решението на равенката е следново:

$$A_1 = A_2 = \frac{B_0}{2\mu \cosh \beta \frac{d}{2} (1 + j)}. \quad (5.12)$$

$$J_z(x) = -\frac{\beta(1+j)B_0 \sinh(1+j)\beta x}{\mu \cosh \beta \frac{d}{2}(1+j)}. \quad (5.13)$$

Равенката за загубите од вртложни струи по единица тежина е следнава:

$$P_e = \frac{2\gamma_{Fe}}{d\sigma_{Fe}} \frac{1}{2} \int_0^{\frac{d}{2}} (J_z(x))^2 dx = \frac{\beta\gamma_{Fe}d\omega_1}{\mu} B_0^2 \left[ \frac{\sinh(\beta d) - \sin(\beta d)}{\cosh(\beta d) + \cos(\beta d)} \right] \frac{W}{kg} \quad (5.14)$$

Од равенката се гледа дека загубите се поголеми колку што расте дебелината на ламелите. Во загубите големо влијание има и електричната проводливост  $\sigma_{Fe} = (2-2.5)10^6 \Omega m^{-1}$ . За дебелина од (0,5-0,6) mm за фреквенција од 50 Hz па се до (200-300) Hz загубите од вртложни струи можат да се апроксимираат со равенката [13]:

$$P_e \approx k_w B_m^2 \frac{W}{kg}; \quad k_w = \frac{\omega_1^2 \sigma_{Fe} d^2}{24} \gamma_{Fe}. \quad (5.15)$$

Податоци за загуби во јадрото за тип на материјал железо M19 FP (со содржина од 3% силикон и дебелина на ламелите од 0,4 mm), кои се користат кај асинхронни мотори, се прикажани во табелата 5.1 [13]:

**Табела 5.1. Загуби во железото за матерјалот M19 FP кој се користи за изведба на асинхрон мотор**

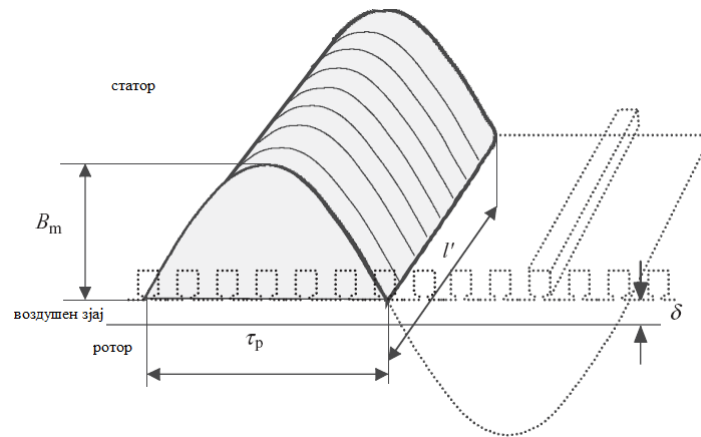
B T	f Hz										
	50	60	100	150	200	300	400	600	1000	1500	2000
0,10	0,008	0,009	0,017	0,029	0,042	0,074	0,112	0,205	0,465	0,900	1,451
0,20	0,031	0,039	0,072	0,119	0,173	0,300	0,451	0,812	1,786	3,370	5,318
0,40	0,109	0,134	0,252	0,424	0,621	1,085	1,635	2,960	6,340	11,834	18,523
0,70	0,273	0,340	0,647	1,106	1,640	2,920	4,450	8,180	17,753	33,720	53,971
1,00	0,494	0,617	1,182	2,040	3,060	5,530	8,590	16,180	36,303	71,529	116,702
1,20	0,687	0,858	1,648	2,860	4,290	7,830	12,203	23,500	54,258	108,995	179,321
1,30	0,812	1,014	1,942	3,360	5,060	9,230	14,409	27,810	65,100	131,918	
1,40	0,969	1,209	2,310	4,000	6,000	10,920	17,000				
1,55	1,256	1,559	2,990	5,150	7,710	13,942	21,619				
1,60	1,342	1,667	3,179	5,466	8,189						
1,65	1,420	1,763	3,375	5,788	8,674						
1,70	1,492	1,852	3,540	6,089	9,129						

Од табелата се гледа дека загубите во јадрото се зголемуваат со порастот на фреквенцијата. За асинхронни мотори со мали моќности за фреквенција од 50 Hz, загубите во магнетното јадро изнесуваат (25–30) % од вкупните загуби. За асинхронни мотори со поголеми моќности загубите благо се зголемуваат, слично како во табелата 5.1.

## 5.1 Влијанието на магнетното поле врз индуктивитетите на асинхронниот мотор (ефект на заситување) и вишите хармоници врз параметрите на моторот

### 5.1.1 Индуктивитет на магнетизирање

Намотките, димензиите на магнетното коло и употребениот материјал ја дефинираат индуктивноста на магнетизирање. Индуктивитетот на магнетизирање се пресметува за незаситено магнетно коло. На површината на роторот се јавува синусна дистрибуција на магнетниот флуks под полот со должина  $\tau_p$  и должината на роторот  $l$ . На сликата 5.2 е прикажана дистрибуцијата на флуksот направен од фундаменталната фреквенција 50 Hz. Максималниот флуks кој што се јавува во воздушниот зјај е интеграл од јачината на магнетното поле  $B$  површината опфатена под полот на моторот  $S$ .



Слика 5.2. Дистрибуција на основниот хармоник на јачината на магнетното поле

$$\Phi_m = \int_S B dS = \frac{2}{\pi} \tau_p l' B_m. \quad (5.16)$$

или напишана како временска функција е  $\Phi_m = \Psi_m \sin \omega t$ . Флуksот за една фаза се добива од максималниот флуks помножен со ефективните ампер навивки, односно:

$$\Psi_m = k_{ws1} N_s \Phi_m = k_{ws1} N_s l' B_m. \quad (5.17)$$

Од друга страна статорската струја го креира магнетното поле по  $d$ -оската

$$B_m = \frac{\mu_0 \theta_s}{\delta_{ef}}. \quad (5.18)$$

Каде  $\delta_{ef}$  е ефективната должина на магнетниот зјај опфатен од струјата што ја генерира статорот. Ако равенката се замени во (5.17) за  $\Psi_m$ , се добива флуksот на растурање за една фаза [41]:

$$\Psi_m = k_{ws1} N_s \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0 I_{\phi s}}{\delta_{ef}} \tau_p l'. \quad (5.19)$$

За струјното растурање за една фаза е следнава равенка:

$$I_{\phi s} = \frac{4}{\pi} \frac{k_{ws1} N_s}{2P} \sqrt{2} I_s. \quad (5.20)$$

Со замена, за флуksот на растурање добиваме:

$$\Psi_m = k_{ws1} N_s \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{\delta_{ef}} \frac{4}{\pi} \frac{k_{w1} N_s}{2P} \tau_p \sqrt{2} I_s. \quad (5.21)$$

$$\Psi_m = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{1}{2P} \frac{4}{\pi} \frac{\tau_p}{\delta_{ef}} l' (k_{wsl} N_s)^2 \sqrt{2} I_s. \quad (5.22)$$

Со делење на равенките со струјата се добива индуктивитетот на магнетизирање за една фаза, кога низ другите две фази и роторот не тече струја (отворени се):

$$L_{mf} = \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{1}{2P} \frac{4}{\pi} \frac{\tau_p}{\delta_{ef}} l' (k_{wsl} N_s)^2 = \frac{4\mu_0 \tau_p}{\pi^2 P \delta_{ef}} l' (k_{wsl} N_s)^2. \quad (5.23)$$

За мултифазна намотка флуксот е продуциран од трите фази. За  $m$  фазна индуктивноста на магнетизирање се пресметува со мултиплицирање на равенката со  $m/2$ :

$$L_m = \frac{m}{2} \frac{2}{\pi} \mu_0 \frac{1}{2P} \frac{4}{\pi} \frac{\tau_p}{\delta_{ef}} l' (k_{wsl} N_s)^2 = \frac{2m\mu_0 \tau_p}{\pi^2 P \delta_{ef}} l' (k_{wsl} N_s)^2 = \frac{mD_\delta}{\pi^2 P \delta_{ref}} \mu_0 l' (k_{wsl} N_s)^2. \quad (5.24)$$

Индуктивноста на магнетизирање  $L_m$  зависи од бројот на фази  $m$ , ефективните ампер-навивки  $k_{wsl} N_s$  и должината на машината  $l$ , бројот на пари на полови  $P$  и ефективната должина на воздушниот зјај  $\delta_{ef}$ .

Ако се спореди разгледувањето со други автори [13], за коефициентот на магнетизирање на една фаза, со отворени другите статорски и роторската намотка, за  $L_{11m}$  добиваме:

$$L_{11m} = \frac{\Psi_{11f}}{I_0 \sqrt{2}} = \frac{4\mu_0 (W_1 k_{q1} k_{y1})^2}{\pi^2} \frac{L_e \tau}{Pg k_c k_s}. \quad (5.25)$$

каде  $k_s$  претставува тотален фактор на сатурација. Во иститот контекст за хармоник  $v$ , добиваме:

$$L_{11m} = \frac{4\mu_0 (W_1 k_{qv} k_{yv})^2}{\pi^2} \frac{L_e \tau}{Pg k_c k_{sv}}; \quad k_{sv} \approx (1-1,2). \quad (5.26)$$

Каде  $k_{qv} = \frac{\sin v \frac{\pi}{6}}{q \sin\left(v \frac{\pi}{6q}\right)} \leq 1$  е таканаречен дистрибутивен фактор, додека  $k_{yv} = \sin v \frac{y}{2} \frac{\pi}{2} \leq 1$  е

т.н. фактор на скусување,  $k_c = \frac{g_e}{g} \geq 1$  е т.н. Картеров коефициент кој зависи од тоа дали

магнетното јадро е „мазно“ или има канали, со што се зголемува должината на воздушниот зјај  $g_e$   $m$ , додека  $g$   $m$  претставува должината на мазно магнетно јадро. Коефициентот на сатурација за  $v$  хармоник  $k_{sv}$  тежнее да биде помал од  $k_s$ , како што должината на линиите од флуксот продуцирани од вишите хармоници се пократки од фундаменталниот. За трифазен систем добиваме:

$$L_{11mv} = \frac{6\mu_0 (W_1 k_{qv} k_{yv})^2}{\pi^2 v^2} \frac{L_e \tau}{Pg k_c k_s}. \quad (5.27)$$

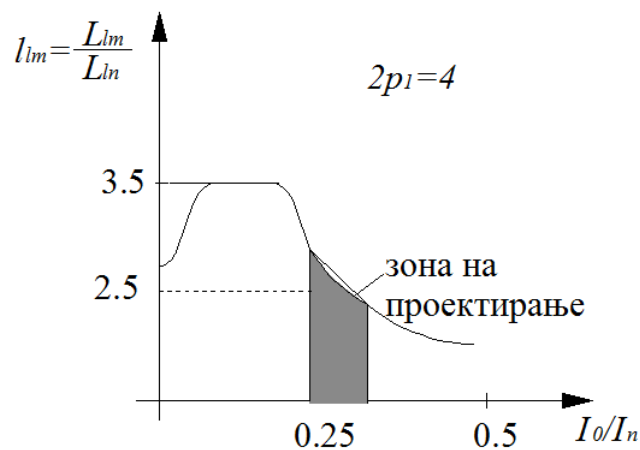
Ако струјата на празен од се зголемува, факторот на сатурација расте, со што индуктивитетот на магнетизирање опаѓа:

$$L_{1m} = \frac{6\mu_0 (W_1 k_{q1} k_{y1})^2}{\pi^2} \frac{L_e \tau}{Pg k_c k_s \left( \frac{I_0}{I_n} \right)}. \quad (5.28)$$

Во основа индуктивитетот е дефиниран како:

$$L_n = \frac{V_n}{I_n \omega_{1n}}, \quad l_{1m} = \frac{L_{1m}}{L_n}. \quad (5.29)$$

каде  $V_n$ ,  $I_n$ ,  $\omega_{1n}$  се номиналните вредности на напонот, струјата и фреквенцијата на соодветната машина. За добро дизајнирани асинхрони мотори индуктивноста на магнетизирање во релативни единици  $l_{1m}$  ге се наоѓа во интервалот (2,5–4). Вообичаено индуктивноста расте со порастот на моќноста на моторот, додека опаѓа со зголемувањето на бројот на пари на полови.



Слика 5.3. Индуктивност на магнетизирање во зависност од струјата на празен од

Сликата 5.3 претставува друг начин на прикажување на кривата на магнетизирање. Индуктивноста на магнетизирање на роторот  $L_{22m}$  се пресметува слично како за статорот, со разлика на бројот на ампер навивки, начинот на врзување и факторот на скратување на намотката. Меѓуиндуктивитетот меѓу статор и ротор за една фаза добиваме  $L_{12m}$ :

$$L_{12m} = \frac{4\mu_0 (W_1 k_{qv}^s k_{yv}^s W_2 k_{qv}^r k_{yv}^r k_{cv}^r)^2}{\pi^2} \frac{L_e \tau}{Pg k_{sv}}. \quad (5.30)$$

Сега е присутен факторот на закосување на каналите на роторот (skewed rotor slots).

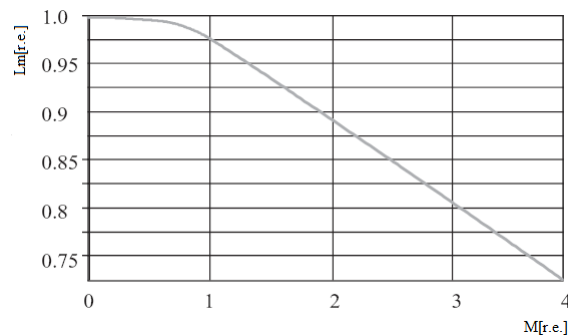
Од равенките (5.27) и (5.30) добиваме:

$$\frac{L_{12mv}}{L_{11mv}} = \frac{W_2 k_{qv}^r k_{yv}^r k_{cv}^r}{W_1 k_{qv}^s k_{yv}^s}. \quad (5.31)$$

За кафезот на роторот  $k_{qv}^r = k_{yv}^r = 1$  за секој стап (канал) може да се рачуна како посебна фаза со  $W_2 = 1/2$  навивки. Индуктивностите  $L_{11m}$  или  $L_{22m}$  се викаат главни (магнетизирачки) сопствени индуктивности, додека  $L_{1m}$  се вика циклична (од повеќе фазен извор) магнетна индукција. За  $m$  фази се добива:

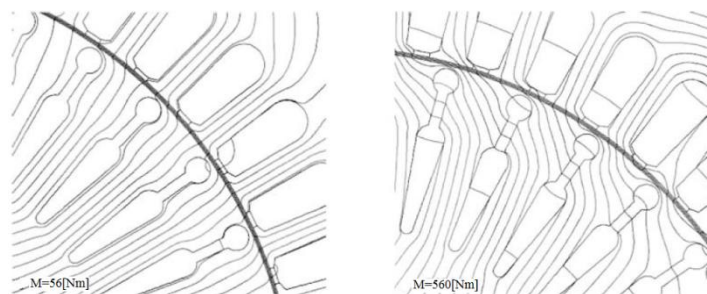
$$L_{1m} = \frac{m}{2} L_{11m}, \quad m = 3. \quad (5.32)$$

Во должината  $\delta_{ef}=g_e$  влегува должината на воздушниот зјај со Картеровиот фактор и ефектот на железото, кој ја „зголемува“ должината на зјајот. Влијанието на железото може да се движи од неколку до десет проценти. Во овој случај се работи за заситување на железото. Сликата 5.4 прикажува случај кога напонот произведен од магнетното коло е поголем од напонот што се јавува во воздушниот зјај. Ваквата појава се јавува кај асинхроните мотори проектирани со „тесно“ магнетно коло.



Слика 5.4. Сатурација на индуктивитетот за магнетизирање со моментот на асинхрон мотор со податоци 30 kW, 400 V, 2p=4

Индуктивитетот на магнетизирање не е константен, туку се менува како функција на напонот и моментот на асинхронниот мотор. Со подигањето на напонот се зголемува и флуксот на моторот, со што може магнетното јадро да се однесе во сатурација. Кога моментот на моторот се зголемува, тогаш се зголемува напонот кој го продуцира магнетниот флукс и со тоа се носи во заситување и магнетното јадро. Од сликата 5.5 се гледа влијанието на моментот на индуктивитетот на магнетизирање за 30kW асинхрон мотор.



Слика 5.5. Дијаграм на флуксот за 30 kW, 400 V асинхрон мотор за M=0,3Mn и M=2,9Mn

### 5.1.2 Растурни флуксеви

Во електричните машини вкупниот флукс не придонесува во претворбата на електричната енергија во механичка. Делот од флуксот што се претвара во механичка работа се вика главен флукс (флуксот во воздушниот зјај)  $\Phi_m$ , и флуксеви кои не се во тој процес и се т.н. флуксеви на истекување  $\Phi_\sigma$ . Главниот флукс го преминува воздушниот зјај на асинхронниот мотор со што се прави електромагнетна врска меѓу статорот и роторот. Ова значи дека флуксот  $\Phi_m$  го креира флуксот на истекување  $\Psi_m$  во воздушниот зјај во намотките на статорот и роторот и со тоа ги „врзува“ различните делови од машината. Во основа флуксевите на истекување од статорот и роторот не секогаш преминуваат низ воздушниот зјај. Тие придонесуваат во вкупниот флукс низ воздушниот зјај преку  $\Psi_\sigma$ . Флуксевите на истекување се јавуваат и во статорската  $\Psi_{s\sigma}$  и во роторската намотка  $\Psi_{r\sigma}$ . Вообичаено флуксот на истекување се смета како негативна појава во вртливите машини. Но во одредени случаи флуксот на истекување може да

има позитивна улога. На пример транзиентната индуктивност на асинхрониот мотор се состои од  $L_s = L_{s\sigma} + L_{r\sigma}L_m/(L_{r\sigma} + L_m)$  сумата на статорската и роторската индуктивност на истекување  $L_s \approx L_{s\sigma} + L_{r\sigma}$ . Без флуksот на истекување не е можна употребата на ШИМ, затоа што ако го нема (со користење на филтри) тогаш ќе дојде до моментално зголемување на флуksот на статорот на асинхрониот мотор. Секако дека флуksевите на истекување придонесуваат на зголемувањето на загубите на моторот. Секако дека нема директен аналитички сооднос меѓу загубите и флуksевите на истекување. Флуksевите на истекување можат да предизвикаат дополнителни загуби во металната обвивка на моторот, или да го зголемат скин ефектот на проводниците со што се зголемуваат и загубите во бакар на статорот. Во денешната стручна литература се смета дека флуksевите на истекување не придонесуваат на загубите во вртливите машини. Во проектирањето на денешните машини се смета дека само напонот со основната фреквенција придонесува на претворбата на електричната енергија во механичка работа. Хармоничките компоненти на флуksот кој се јавуваат во воздушниот зјај се сметаат за штетени. Со ова се смета дека повисоките хармонични компоненти на флуksот се сметаат за штетни иако го преминуваат воздушниот зјај и допринесуваат во претворбата. Во компоненти кои влегуваат во флуksот на истекување се:

- Сите флуksеви кои не го преминуваат воздушниот зјај,
- Сите флуksеви кои го преминуваат воздушниот зјај, но не придонесуваат на формирањето на главниот флуks на магнетизирање.

Во одредувањето на индуктивностите и активните отпори се користи равенката за енергијата во магнетното коло:

$$W_{\Phi} = \frac{1}{2} \int_V HB dV = \frac{1}{2\mu} \int_V B^2 dV. \quad (5.33)$$

Магнетниот флуks може да биде создаден од повеќе намотки. Ако низ две намотки течат струите  $i_1$  и  $i_2$ , тие формираат магнетно поле  $B=B_1+B_2$ . За енергијата на линеарно магнетно коло добиваме:

$$W_{\Phi} = \frac{1}{2\mu} \int_V (B_1 + B_2)^2 dV = \frac{1}{2\mu} \int_V (B_1^2 + 2B_1B_2 + B_2^2) dV. \quad (5.34)$$

Во вртливите машини има два система на намотки со меѓусебна индуктивност  $L_m$ , магнетната енергија е складирана во индуктивностите и за енергијата може да се напише:

$$W_{\Phi} = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_m I_1 I_2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2. \quad (5.35)$$

каде се користат сопствените и меѓу индуктивностите  $L_1$ ,  $L_2$  и  $L_m$ . Ако се изедначат равенките (5.34) и (5.35) тогаш се добиват изразите за сопствената индуктивност:

$$L = \frac{1}{\mu I^2} \int_V B^2 dV. \quad (5.36)$$

За меѓусебната индуктивност добиваме:

$$L_m = \frac{2}{\mu I_1 I_2} \int_V B_1 B_2 dV. \quad (5.37)$$

- Флуks кој не преминува преку воздушниот зјај

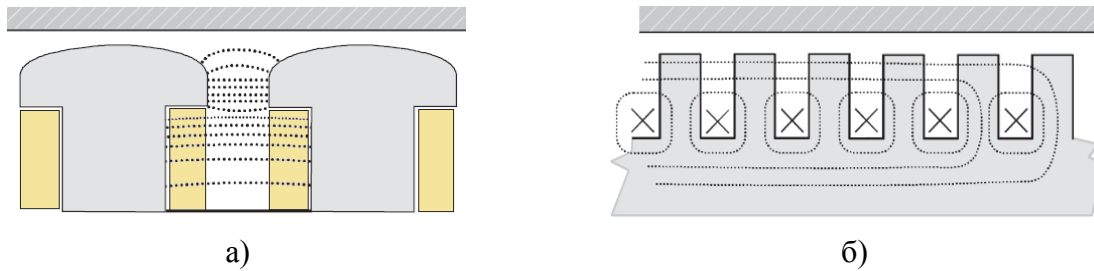
Компонентите кои не го преминуваат воздушниот зјај се:

- Флуksот на истекување на каналите (слотовите) ( $u$ ),
- Флуksот што се јавува на врвовите на забите на каналите ( $d$ ),

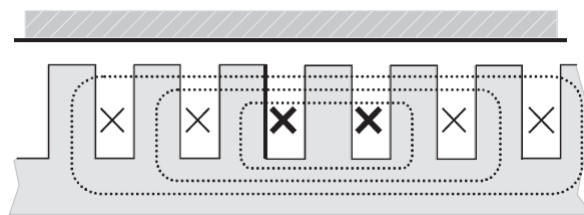


- Флуксот што се јавува од челните врски на намотките ( $w$ ),
- Флуксот што се јавува во половите на асинхронниот мотор ( $p$ ).

На сликите 5.6 а) и б) се прикажани патеките на флуксевите на истекување [39]:



Слика 5.6. Патеки на флуксот на растурање кај машина со испакнати магнетни полови а) и со неиспакнати магнетни полови б)

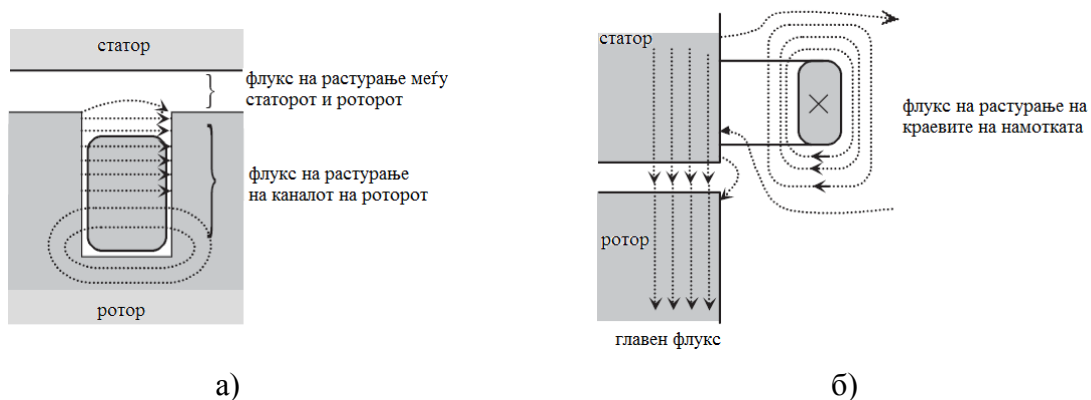


Слика 5.7. Патеки на флуксот на растурање од навивките на намотките

Аналитичкото решавање на овие флуксеви, како и на растурните флуксеви создадени од челните врски, е многу комплицирано. За пресметка на овие флуксеви најчесто се користат FEM базирани математички софтвери.

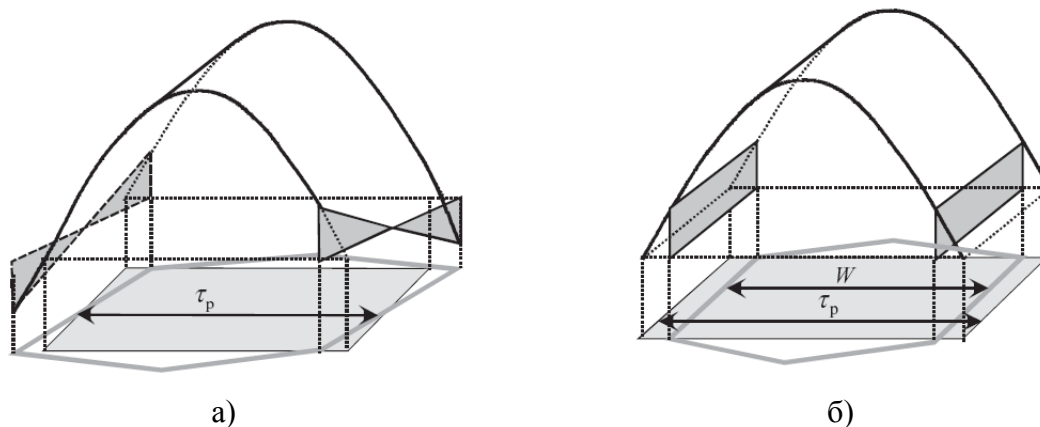
- Растурни флуксеви кои го преминуваат воздушниот зјај

Флуксевите на растурање кои минуваат низ воздушниот зјај не ги поврзуваат навивките на статорот и роторот. Причината за ова може да биде: краток спој во магнетното јадро, свиткување или просторно поместување на навивката.



Слика 5.8. Растурни флуксеви во каналите а), растурен флукс од краевите на намотката б)

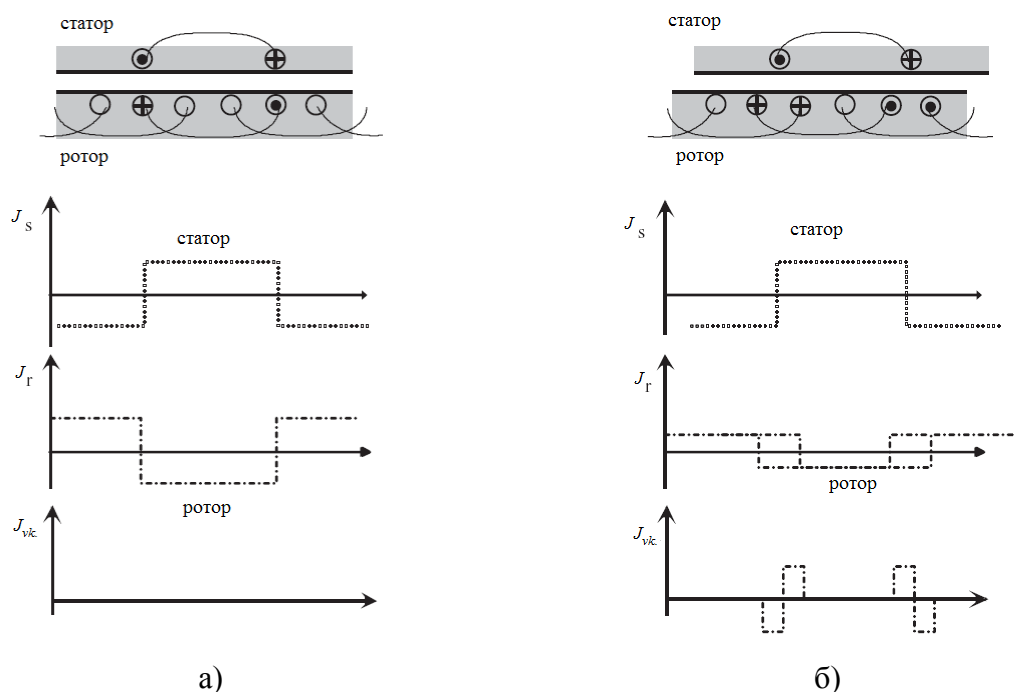
Слабењето на флуксот меѓу статорот и роторот поради кратки врски или свиткување на каналите се зема во обзир преку факторот на скратување  $k_p$  и факторот на свиткување  $k_{sq}$ . На сликата 5.9 се прикажани овие растурни флуксеви. Просторното расоредување на флуксот во воздушниот зјај го содржи и главниот флукс на магнетизирање  $\Phi_m$  заедно со сите компоненти со повисока фреквенција [39].



Слика 5.9. Закосена намотка а) и скратена намотка б)

Како резултат на закосувањето на каналите а) растојанието меѓу намотката  $W$  е иста со чекорот на намотката  $\tau_p$ , б) флусот во воздушниот зјај останува непроменет. Скратувањето на намотката влегува како вредност на факторот за намотување. Ова скратување има влијание над хармониците, а со тоа и на индуктивноста на магнетизирање на асинхронниот мотор.

За анализа на хармониците од растурниот флукс може да се види од сликата 5.10 [39]. Под а) е прикажана намотка без скратување и без закривување на каналите. Земено е во предвид дека флуксот на истекување не се јавува во каналите, во забите или на бочните врски на намотката.



Слика 5.10. Приказ на густините на струја низ статорската и роторската намотка при промена на геометријата меѓу статорот и роторот

Од сликата се гледа дека штом се совпаднаат геометриски намотката на статорот и роторот, резултатантанта на струја е нула а), додека штом се смени геометријата тогаш се јавуваат хармоници, прикажани на слика б).

### 5.1.3 Пресметка на растурниот флуks

Индуктивитетот создаден од растурниот флуks  $L_\sigma$  се пресметува како збир на различни растурни индуктивности. Овој индуктивитет е составен од следниве посебни индуктивности:

- а) Индуктивитет на растурање во воздушниот зјај  $L_\sigma$ ,
- б) Индуктивитет на растурање во каналите  $L_u$ ,
- в) Индуктивитет на растурање во забите  $L_d$ ,
- г) Индуктивитет на растурање во краевите на намотките  $L_w$ ,
- д) Индуктивитет на растурање од закосување на каналите  $L_{sq}$ .

Индуктивитет на растурање кој се јавува во моторот претставува сума

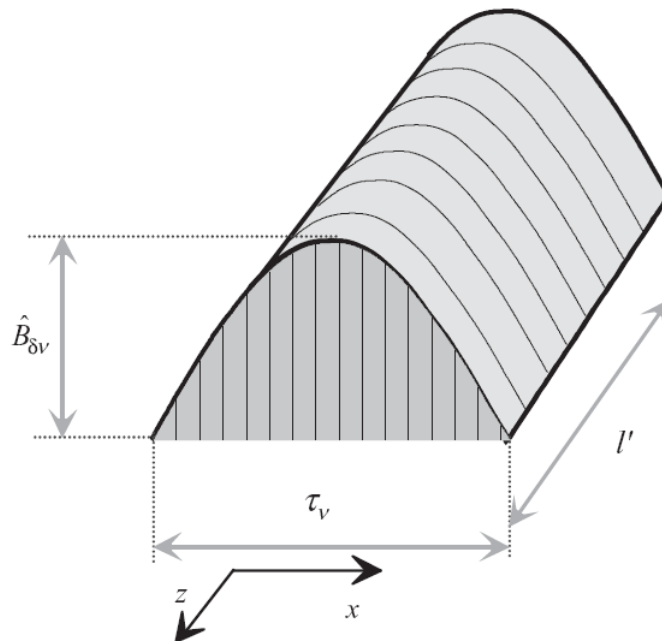
$$L_\sigma = L_\delta + L_u + L_d + L_w + L_{sq}. \quad (5.38)$$

а) *Индуктивитет на растурање во воздушниот зјај*

Претворбата на електричната енергија во механичка се прави преку флуksот кој што се генерира во воздушниот зјај, односно преку меѓусебната индуктивност  $L_m$ . Поради просторната распределеност се појавуваат хармонички компоненти на индуцираната електромоторна сила заедно со фундаменталната фреквенција на асинхрониот мотор.

$$E_v = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega N k_{wv} \Phi_v. \quad (5.39)$$

каде  $v$  го претставува бројот на хармоникот во однос на основниот.



Слика 5.11. Изглед на флуksот создаден од  $v$ -ти хармоник во должина на полот на асинхрониот мотор  $\tau_v$

Од сликата 5.11 максималниот флуks кој што се опфаќа со намотката е изразен со раваката:

$$\Phi_v = \frac{2}{\pi} B_{\delta v} \tau_v l'. \quad (5.40)$$

Ширината на полот за  $v$  хармоник е:

$$\tau_v = \frac{\pi D}{2p\nu}. \quad (5.41)$$

Ако се замени во равенката за индуцираната електромоторна сила се добива:

$$E_v = \frac{\omega}{\sqrt{2}} D l' \frac{N}{p} \frac{k_{w\nu}}{\nu} \hat{B}_{\delta\nu}. \quad (5.42)$$

За машина со  $m$  фази, струјата на магнетизирање  $I_m$  формира магнетна индукција чиј максимум е следниот:

$$\hat{B}_{\delta\nu} = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{m}{\delta} \frac{k_{w\nu}}{\nu} \frac{N}{p} \sqrt{2} I_m. \quad (5.43)$$

Со замена во изразот за електромоторната сила добиваме:

$$E_v = \frac{\mu_0}{\pi} \omega \frac{m}{\delta} D l' \left( \frac{N}{p} \right)^2 I_m \left( \frac{k_{w\nu}}{\nu} \right)^2. \quad (5.44)$$

Сумата на сите индуцирани електромоторни сили создадени од сите хармоници е следната:

$$E = \sum_{\nu=-\infty}^{\nu=\infty} E_\nu. \quad (5.45)$$

Индуктивноста е сума од индуктивноста на магнетизирање и индуктивноста во воздушниот зјај, односно:

$$\frac{E}{\omega I_m} = L_m + L_\delta = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{m}{\delta} D l' \left( \frac{N}{p} \right)^2 \sum_{\nu=-\infty}^{\nu=\infty} E_\nu. \quad (5.46)$$

Со земање во обзир за  $\nu=1$  (за основната фреквенција која се однесува на индуктивитетот на магнетизирање  $L_m$  на моторот), тогаш за индуктивитетот направен од флуksот на растурање е следниот:

$$L_\delta = \frac{\mu_0}{\pi} \frac{m}{\delta} D l' \left( \frac{N}{p} \right)^2 \sum_{\substack{\nu=-\infty \\ \nu \neq 1}}^{\nu=\infty} \left( \frac{k_{w\nu}}{\nu} \right)^2. \quad (5.47)$$

Или на друг начин растуриот индуктивитетот во воздушниот зјај може да се напише:

$$L_\delta = \sigma_\delta L_m. \quad (5.48)$$

Каде  $\sigma_\delta$  претставува фактор на истекување:

$$\sigma_\delta = \sum_{\substack{\nu=-\infty \\ \nu \neq 1}}^{\nu=\infty} \left( \frac{k_{w\nu}}{\nu k_{w1}} \right)^2. \quad (5.49)$$

Равенката за растуриот индуктивитет важи за статорската намотка. Затоа што роторската индуктивност зависи од индуктивноста на магнетизирање, тогаш важи следнава равенка:

$$L'_{\delta r} = \sigma_{\delta r} L_m. \quad (5.50)$$

За кафезен ротор за хармониците  $n$  се последица на хармониците од флуksот во воздушниот зјај од статорската намотка  $\nu$  само ако го задоволува равенството

$$\frac{n}{p} = \frac{cQ_r}{p} + \nu, \quad c=0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

Ако се земе во предвид само основната фреквенција на роторот за факторот на истекување се добива:

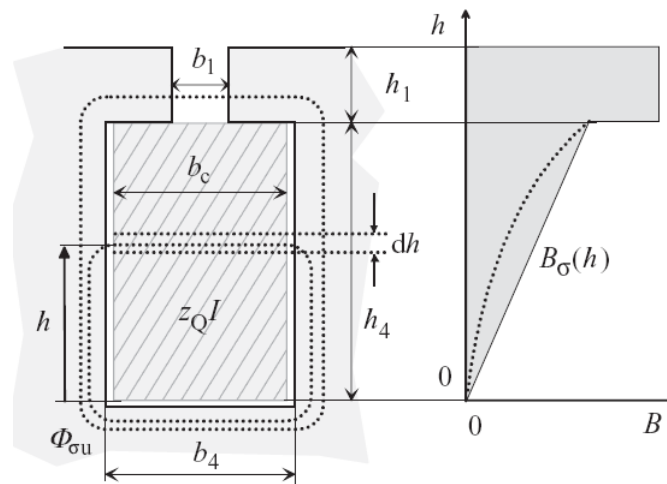
$$\sigma_{\delta r} = \sum_c \frac{1}{\left(\frac{cQ_r}{p} + 1\right)^2} \approx \left(\frac{p}{Q_r}\right)^2 \sum_c \frac{1}{c^2} = \frac{\pi^2}{3} \left(\frac{p}{Q_r}\right)^2. \quad (5.51)$$

каде  $Q_r$  претставува број на канали на роторот.

Вообичаено високи вредности на индуктивности во воздушниот зјај имаме кај асинхроните мотори. Кај асинхрон мотор со роторски кафез дел од хармониците се потиснуваат од самата конструкција на кафезот и со ова се намалува индуктивноста во воздушниот зјај.

б) *Индуктивитет на истекување што се јавува во каналите на асинхрониот мотор*

Индуктивитетот во каналите на асинхрониот мотор се јавува од струјата која што тече низ проводниците во каналите  $z_Q I$ , каде  $z_Q$  претставува број на проводниците во каналот. На слика 5.12 е прикажан канал со намотка:



Слика 5.12. Флуксот на истекување создаден од струја низ намотката во каналот на асинхрон мотор

Ако струјата тече од дното кон врвот на каналот на висина  $h$  од каналот имаме густина на струја [39], [40], [43], [44]:

$$J = z_Q I \frac{h}{h_4}. \quad (5.52)$$

која тече низ површина од  $dS = dh l'$  од каналот:

$$B(h) = \mu_0 H(h) = \mu_0 \frac{z_Q I \frac{h}{h_4}}{b_4}. \quad (5.53)$$

Со замена на  $B(h)$  и волуменот на елементот на сликата  $dV = l' b_4 h$  и со користење на енергијата што ја има магнетното поле го добиваме изразот за индуктивитетот:

$$L_{ul} = \frac{l' b_4}{\mu_0 I^2} \int_0^{h_4} B^2(h) dh = \mu_0 l' z_Q^2 \frac{h_4}{3 b_4} = z_Q^2 \Lambda. \quad (5.54)$$

каде:

$$\Lambda = \mu_0 l' \frac{h_4}{3b_4}. \quad (5.55)$$

претставува магнетна пермеанса. За факторот на перменасата  $\lambda_4$  важи равенката:

$$\lambda_4 = \frac{h_4}{3b_4}. \quad (5.56)$$

Магнетната индукција во делот каде што нема проводник е константа, како што е претставено на сликата, затоа што нема проток на струја и изнесува:

$$B = \mu_0 \frac{z_Q I}{b_4}. \quad (5.57)$$

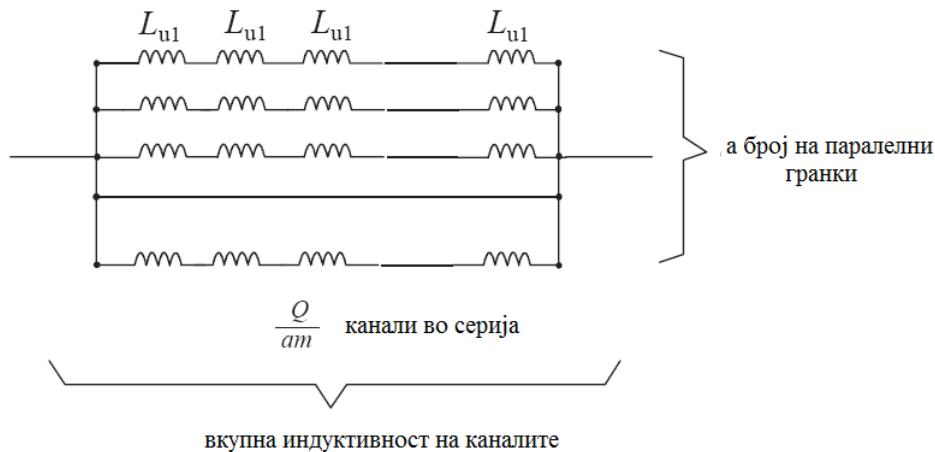
За овај регион факторот е следниот:

$$\lambda_1 = \frac{h_1}{b_1}. \quad (5.58)$$

Вкупната магнетна енергија која се наоѓа во намотката е следната:

$$W_{\Phi u} = \frac{1}{2} L_{u1} I^2 = W_{\Phi 1} + W_{\Phi 4} = \frac{1}{2} \mu_0 l' z_Q^2 I^2 (\lambda_1 + \lambda_4). \quad (5.59)$$

Сумата  $(\lambda_1 + \lambda_4) = \lambda_u$  ја дефинира индуктивноста на истекување  $L_{u1}$  на еден канал. За индуктивноста на една фаза се добива:



Слика 5.13. Одредување на вкупниот индуктивитет на асинхрон мотор

За симетрична намотка со  $a$  број на паралелни гранки вкупниот индуктивитетот е следниот:

$$L_u = \frac{Q}{am} \frac{1}{a} L_{u1} = \mu_0 l' \frac{Q}{m} \left( \frac{z_Q}{a} \right)^2 \lambda_u. \quad (5.60)$$

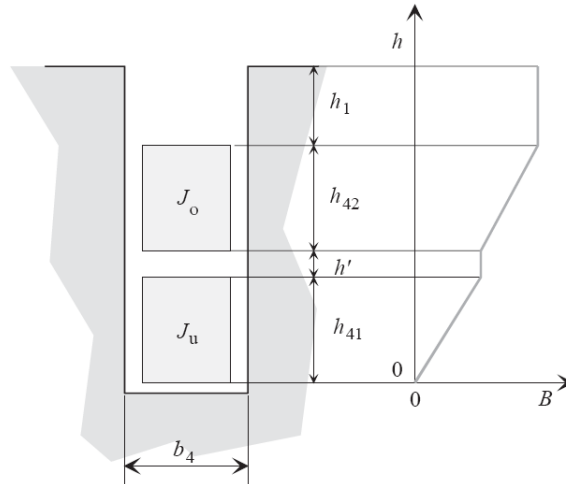
Бројот на проводници од иста фаза се  $z_Q Q / (am)$ . За да се направи намотка треба да има два проводника и со тоа за бројот на навивки се добива:

$$N = \frac{Q}{2am} z_Q. \quad (5.61)$$

Со замена за индуктивноста добиваме:

$$L_u = \frac{Q}{am} \frac{1}{a} L_{u1} = \frac{4m}{Q} \mu_0 l' N^2 \lambda_u. \quad (5.62)$$

На сликата 5.14 е прикажана двослојна намотка без да се земе во предвид скин ефектот.



Слика 5.14. Распоред на магнетното поле за двослојна намотка без водење сметка за скин ефектот

Факторот на перменасата  $\lambda$  за двослојна намотка се пресметува од енергијата на магнетното поле во каналот, водејќи сметка дека низ ист канал може да поминува и струја од друга фаза. Густината на долната и горната намотка во зависност од висината на проводникот  $h$  е следнава:

$$J_u(h) = \frac{h}{h_{41}} J_u. \quad (5.63)$$

$$J_o(h) = J_u + \frac{h}{h_{41}} J_o. \quad (5.64)$$

Енергијата во магнетното поле во каналите е:

$$W_\Phi = \frac{1}{2} \mu_0 l' \frac{1}{4} \left[ J_u^2 \int_0^{h_{41}} \left( \frac{h}{h_{41}} \right)^2 dh + J_u^2 \int_0^{h'} dh + \int_0^{h_{42}} \left( J_u + J_o \frac{h}{h_{42}} \right)^2 dh + (J_u + J_o)^2 \int_0^k dh \right]. \quad (5.65)$$

После интеграцијата добиваме:

$$W_\Phi = \frac{1}{2} \mu_0 l' \frac{1}{b_4} \left[ J_u^2 \left( \frac{h_{41}}{3} + h' + h_{42} + h_1 \right) + J_o^2 \left( \frac{h_{42}}{3} + h_1 \right) + J_u J_o (h_{42} + 2h_1) \right]. \quad (5.66)$$

каде што  $J_u$  и  $J_o$  се половина од струите во проводниците  $J_u = J_o = \frac{J}{2}$ .

Ако низ проводниците течат струи од различни фази со фазна разлика  $\gamma$  со воведување на коефициентот:

$$g = \frac{1}{2q} \sum_{n=1}^{2q} \cos \gamma_n. \quad (5.67)$$

тогаш производот е:

$$J_u J_o = g \left( \frac{J}{2} \right)^2 = \frac{g}{4} J^2 \quad (5.68)$$

кој димензионо го претставува меѓусебниот индуктивитет и ако се замени во формулата за енергијата добиваме:

$$W_\Phi = \frac{1}{2} \mu_0 l' \frac{1}{b_4} \frac{J^2}{4} \left[ \left( \frac{h_{41}}{3} + h' + h_{42} + h_1 \right) + \left( \frac{h_{42}}{3} + h_1 \right) + g (h_{42} + 2h_1) \right]. \quad (5.69)$$

За двослојна намотка висината на намотките е иста односно:

$$h_{41} = h_{42} = \frac{h_4 - h'}{2}. \quad (5.70)$$

Тогаш равенката за енергијата е следнава:

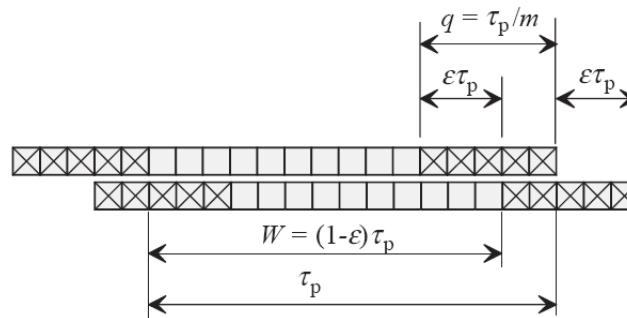
$$W_\Phi = \frac{1}{2} \mu_0 l' J^2 \left[ \frac{5+3g}{8} \frac{h_4 - h'}{3b_4} + \frac{1+g}{2} \frac{h_1}{b_4} + \frac{h'}{4b_4} \right]. \quad (5.71)$$

Во средните загради е големина кој е наречена фактор на пермеаненција:

$$\lambda_u = \frac{5+3g}{8} \frac{h_4 - h'}{3b_4} + \frac{1+g}{2} \frac{h_1}{b_4} + \frac{h'}{4b_4} = k_1 \frac{h_4 - h'}{3b_4} + k_2 \frac{h_1}{b_4} + \frac{h'}{4b_4}. \quad (5.72)$$

Коефициентите  $k_1$  и  $k_2$  можат да се пресметаат и со користење на равенката за факторот за скратување на намотката:

$$\varepsilon = 1 - \frac{W}{\tau_p}. \quad (5.73)$$



Слика 5.15. Скратена намотка со  $q=5$ ,  $m=3$  и  $\frac{W}{\tau_p} = \frac{13}{15}$

Од сликата 5.15 каде што  $q = \frac{\tau_p}{m}$  се број на канали, каде  $\varepsilon \tau_p$  се канали на горната и

долната намотка од кои не се од иста фаза, додека останатите канали  $\left( \frac{\tau_p}{m} - \varepsilon \tau_p \right)$  се

каналите од иста фаза. За трифазна намотка  $m=3$ , фазната разлика на струите низ горната и долната намотка е  $(180-120)^\circ = 60^\circ$ , а со ова факторот на моќност е  $\cos \gamma = 0,5$ , за овие намотки. За намотки кои се од иста фаза тогаш  $\cos \gamma = 1$ . За трифазна намотка коефициентот  $g$  е следниов:

$$g = \frac{1}{2q} \sum_{v=1}^{2q} \cos \gamma = \frac{1}{2 \frac{\tau_p}{3}} \left[ 2\varepsilon \tau_p 0,5 + 2 \left( \frac{\tau_p}{3} - \varepsilon \tau_p \right) \right] = 1 - \frac{3}{2} \varepsilon. \quad (5.74)$$

Тогаш коефициентите се следниве  $k_1 = 1 - \frac{9}{16} \varepsilon$  и  $k_2 = 1 - \frac{3}{4} \varepsilon$ .

Ако висината на каналот не е занемарлива и ако проводникот е од профилен бакар, тогаш имаме појава на заситување на струјата т.н. скин ефект при проток на наизменична струја. Скин ефектот има големи влијанија на роторската отпорност при старт на асинхронниот мотор со кафезен ротор. Тогаш во намотката од долниот слој претставена на сликата 5.12 е опфатна од поголем флуks во однос на горната. Со ова индуктивитетот на горната намотка е помал во однос на долната и со ова густината на струја во горната намотка е повисок. Со ова скин ефектот ја зголемува отпорноста и ја намалува индуктивноста на намотката.



Факторот на пермеанција со висина  $h_4$  (или  $h_{41}$  и  $h_{42}$ ) напишан во друга форма е следниот:

$$\lambda_4 = k_L \frac{h_4}{3b_4}. \quad (5.75)$$

Каде  $k_L$  е наречен фактор од скин ефект и ја намалува индуктивноста на намотката. Редуцираната висина на намотката  $\xi$  е следнава:

$$\xi = h_4 \sqrt{\omega \mu_0 \sigma \frac{b_c}{2b_4}}. \quad (5.76)$$

Каде што  $b_c$  претставува ширина на намотката,  $\omega$  претставува аглова брзина на струјата низ намотката и  $\sigma$  претставува специфична проводност на проводникот. Факторот на скин ефект  $k_L$  може да се определи од равенството:

$$k_L = \frac{1}{z_t^2} \phi'(\xi) + \frac{z_t^2 - 1}{z_t^2} \psi'(\xi). \quad (5.77)$$

Каде:

$$\phi'(\xi) = \frac{3}{2\xi} \left( \frac{\sinh 2\xi - \sin 2\xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi} \right). \quad (5.78)$$

$$\psi'(\xi) = \frac{1}{\xi} \left( \frac{\sinh \xi + \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi} \right). \quad (5.79)$$

И  $z_t$  е број на проводници кои се еден врз друг. За кафезна намотка  $z_t=1$  и скин ефектот е:

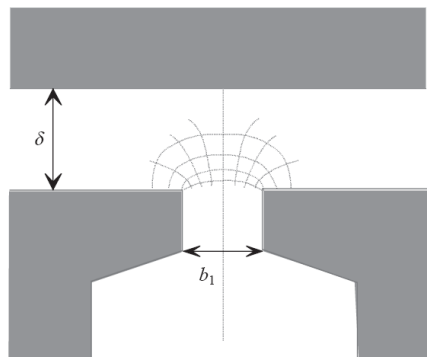
$$k_L = \phi'(\xi). \quad (5.80)$$

Вообичаено за кафезен мотор со висина на канал  $h_4 > 20$  mm и со бакарни профилни проводници  $\xi > 2$ , со што  $\sinh 2\xi \gg \sin 2\xi$ ,  $\cosh 2\xi \gg \cos 2\xi$  и  $\sinh 2\xi \approx \cosh 2\xi$  се добива:

$$k_L \approx \frac{3}{2\xi}. \quad (5.81)$$

в) *Индуктивност на истекување од врвовите на забите*

Индуктивноста на истекување што се јавува на врвовите од забите е прикажана на сликата 5.16



Слика 5.16. Флуks на истекување околу забите што го формираат каналот  
За наоѓање на индуктивитетот го користиме изразот за факторот на пермеанција

$$\lambda_d = k_2 \frac{5 \left( \frac{\delta}{b_1} \right)}{5 + 4 \left( \frac{\delta}{b_1} \right)}. \quad (5.82)$$

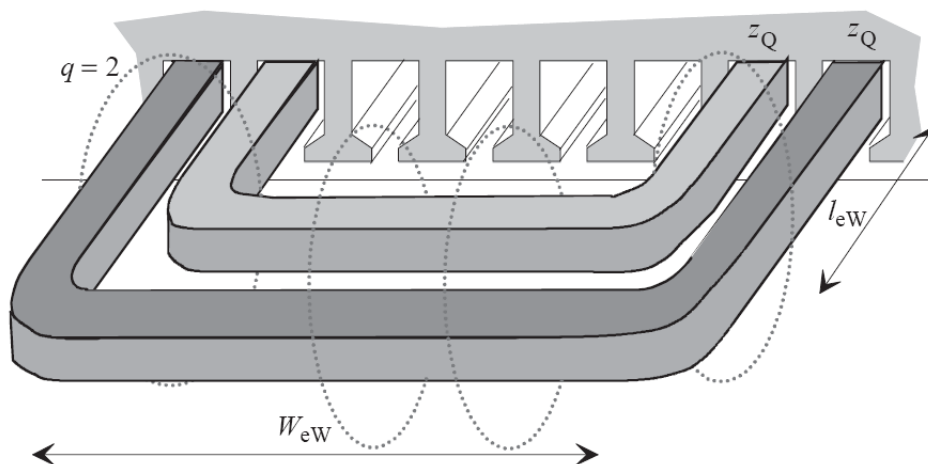
каде  $k_2 = \frac{(1+g)}{2}$ .

Со користење на равенките го добиваме следниот израз за индуктивноста:

$$L_d = \frac{4m}{Q} \mu_0 l' \lambda_d N^2. \quad (5.83)$$

г) *Индуктивност на истекување од бочните краеве на намотките*

Заради сложеноста на обликот на челните врски на намотките кај асинхрон мотор многу е тешко да се одреди индуктивноста на истекување. Поради фактот дека бочните краеве се далеку и вон магнетното јадро, индуктивитетот од бочните краеве е мал и во литература се земаат емпириски фактори на пермеанса  $\lambda_{1ew}$  и  $\lambda_w$ . Во машините со наизменична струја индуктивноста е сума од индуктивностите на бочните краеве од статорот и роторот.



Слика 5.17. Флукс на истекување и димензии на челните врски кај асинхрон мотор

Кога се пресметува индуктивноста може да се користи принципот на суперпозиција. Бројот на проводници во канал е  $z_Q$  (за двослојна намотка  $z_Q = 2z_{CE}$ ) и проводниците се опфатени со магнетно јадро. Флуксот што се јавува во бочните врски на намотката се резултат на влијанието на сите намотки кои припаѓаат на фазата. Бројот на ампер намотки опфатени од флуксот се  $qz_Q$ , каде  $l_w$  претставува средна вредност на должината на челната врска, бројот на намотки кои се во серија по фаза се  $Q/amq$  и бројот на паралелни гранки  $a$ , односно:

$$L_w = \frac{Q}{amq a} (qz_Q)^2 \mu_0 l_w \lambda_w = \frac{Q}{m} q \left( \frac{z_Q}{a} \right)^2 \mu_0 l_w \lambda_w = \frac{4m}{Q} q N^2 \mu_0 l_w \lambda_w. \quad (5.84)$$

Средната должина на челната врска може да се напише како:

$$l_w = 2l_{ew} + W_{ew}. \quad (5.85)$$

$$l_w \lambda_w = 2l_{ew} \lambda_{1ew} + W_{ew} \lambda_w. \quad (5.86)$$

Каде што  $l_{ew}$  е аксијална должина на челната врска мерена од крајот на магнетното јадро, додека  $W_{ew}$  претставува бочна должина на челната врска и  $\lambda_{1ew}$ ,  $\lambda_w$  претставуваат

факторите на перманенција. Овие фактори зависат од обликот на намотката (трифазна еднослојна, трифазна со двослојана намотка по канал, трифазна со трислојна намотка по канал и со просторна распределба на челните врски во една, две или три насоки).

**Табела 5.2 Фактор на перманенција за различни комбинации на статорско и роторско сместување на проводниците**

тип на статорска намотка	тип на роторска намотка	$\lambda_{lew}$	$\lambda_w$
три фазна, три димензии	три фазна, три димензии	0,40	0,30
три фазна, три димензии	три фазна, цилиндрична	0,34	0,34
три фазна, три димензии	кафез	0,34	0,24
три фазна, две димензии	три фазна, две димензии	0,55	0,35
три фазна, две димензии	три фазна, цилиндрична	0,55	0,25
три фазна, две димензии	кафез	0,50	0,20
три фазна, цилиндрична	три фазна, цилиндрична	0,26	0,36
три фазна, цилиндрична	кафез	0,50	0,20
едно фазна	кафез	0,23	0,13

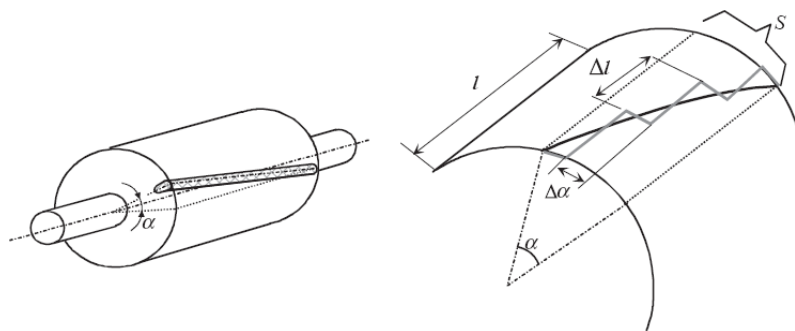
За индуктивноста на истекување што се јавува во кафезот на роторот во асинхронниот мотор се добива:

$$L_{rw\sigma} = \mu_0 \frac{Q_r}{m_s p^2} \frac{1}{3} \left[ (l_{bar} - l_s') + v \frac{\pi D_r'}{2p} \right]. \quad (5.87)$$

каде  $l_{bar}$  претставува должината на роторскиот проводник,  $l_s'$  претставува еквивалентната должина на статорот и  $D_r'$  претставува средниот дијаметар на кафезот на роторот.

д) *Фактор на скусување и индуктивност од скусувањето*

Кај асинхронни мотори со кафезни ротори за избегнување на појавата на виши хармоници, во статорското и роторското магнетно јадро се закосуваат каналите во кои лежат намотките. Вообичаена пракса е да статорските канали остануваат прави, а се закосуваат роторските како што е прикажано на сликата 5.18. Аголот на закосување е исти и на статорот и на роторот.



Слика 5.18. Одредување на закосувањето на каналите на роторот

Целта на закосувањето е да се намалат хармониците во роторскиот кафез направени од статорот. Ефектот на влијанието на роторот на статорот е многу по слаб во случај на прави канали во статорот. Принципот на делување на закосувањето може да се смета дека ако електромоторната сила од статорот индуцира напон во роторскиот кафез (закосен) треба да се помножи со факторот на закосување на роторот  $k_{sqv}$ . Од ова произлегува дека факторот на закосување влегува во факторот на намотување. Равенката за факторот на закосување изведена од дистрибутивниот фактор  $k_d$  следнава:

$$k_{dv} = \frac{\sin\left(\frac{\nu q \alpha_u}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\nu \alpha_u}{2}\right)}. \quad (5.88)$$

Намотката е составена од повеќе закосени полни проводници (стапови од бакар или алуминиум):

$$z_1 = \frac{l}{\Delta l} = \frac{\alpha}{\Delta \alpha}. \quad (5.89)$$

каде  $z_1$  е број на стапови во намотката,  $\alpha$  е агол на закосување на стапот. За  $\nu$ -ти хармоник, факторот на закосување е следниов:

$$k_{sqv} = \lim_{\Delta \alpha \rightarrow 0} \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{\Delta \alpha} \nu \frac{\Delta \alpha}{2}\right)}{\frac{\alpha}{\Delta \alpha} \sin\left(\nu \frac{\Delta \alpha}{2}\right)} = \frac{\sin\left(\frac{\nu \alpha}{2}\right)}{\frac{\alpha}{\Delta \alpha} \nu \frac{\Delta \alpha}{2}} = \frac{\sin\left(\frac{\nu \alpha}{2}\right)}{\nu \frac{\alpha}{2}} = \frac{\sin\left(\nu \frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)}{\nu \frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}}. \quad (5.90)$$

каде  $s$  претставува закосување мерено како аглова должина.

За елеминирање на хармониците кои се јавуваат во каналите, факторот  $k_{sqv}$  треба да биде нула. Степенот на хармониците е  $(\pm 2mqc+1)$ , каде  $c=1, 2, 3, \dots$  претставува целоброен број. За да хармониците би биле нула треба равенката за факторот на закосување да ја изедначиме со нула:

$$\sin\left(\nu \frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right) = \sin\left(\frac{\pm 2mqc+1}{2\tau_p}\right) = 0. \quad (5.91)$$

од која добиваме:

$$\frac{(\pm 2mqc+1)s\pi}{2\tau_p} = k\pi. \quad (5.92)$$

односно:

$$\frac{s}{\tau_p} = k \frac{2}{\pm 2mqc+1} \approx \pm k \frac{1}{mq}. \quad (5.93)$$

За  $c=k=1$  добиваме:

$$\frac{s}{\tau_p} \cong \frac{1}{mq} = \frac{1}{\frac{Q}{2p}} \Rightarrow s = \frac{\tau_p}{2p} = \tau_u. \quad (5.94)$$

Во случај  $s = \tau_u$  факторот на скусување е следниот:

$$k_{sqv} = \frac{\sin\left(\nu \frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)}{\nu \frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}} = \frac{\sin\left(\nu \frac{\pi}{2} \frac{1}{mq}\right)}{\nu \frac{\pi}{2} \frac{1}{mq}}. \quad (5.95)$$

Индуктивитетот на магнетизирање на асинхронот мотор е пропорционален со квадратот на ефективните (активните) ампер навивки  $(k_{w1}N)^2$ , односно

$$L_m \approx k_{w1}^2. \quad (5.96)$$

За истиот асинхрон мотор ако е со закосени канали равенката е:

$$L'_m \approx (k_{sq} k_{w1})^2 \approx k_{sq}^2 L_m < L_m. \quad (5.97)$$

Разликата  $L_m - L'_m = L_{sq}$  ја претставува индуктивноста предизвикана од закосувањето на каналите:

$$L_{sq} = L_m - L'_m = (1 - k_{sq}^2)L_m = \sigma_{sq}L_m. \quad (5.98)$$

Факторот предизвикан од закосувањето на каналите е:

$$\sigma_{sq} = (1 - k_{sq}^2) \quad (5.99)$$

Во пракса факторот на закосување е мал. За основната фреквенција факторот е следен:

$$k_{sq1} = \frac{\sin\left(\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}} \approx \frac{\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2} - \frac{1}{6}\left(\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)^3}{\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}} = 1 - \frac{1}{6}\left(\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)^2. \quad (5.100)$$

За факторот на истекување добиваме:

$$\sigma_{sq} = (1 - k_{sq}^2) \approx 1 - \left[1 - \frac{1}{6}\left(\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)^2\right]^2 \approx \frac{1}{3}\left(\frac{s}{\tau_p} \frac{\pi}{2}\right)^2. \quad (5.101)$$

Со замена во равенката со чекорот на роторот

$$\tau_p = \frac{Q_r \tau_{ur}}{2p}. \quad (5.102)$$

каде  $\tau_{ur}$  е чекор на роторските канали на површината од страна на воздушниот зјај. За факторот на истекување ја добиваме следната приближна равенка:

$$\sigma_{sq} \approx \frac{1}{3}\left(\frac{\pi p}{\tau_{ur} Q_r}\right)^2. \quad (5.103)$$

Практично за користење се зема дека факторот на скусување се движи во вредност од  $\sigma_{sq} < 0,03$ . Факторот на скусување е:

$$k_{sq\nu} = \frac{\sin\left(\nu \frac{\alpha}{2}\right)}{\nu \frac{\alpha}{2}}. \quad (5.104)$$

**Табела 5.3 Вредности на факторот на закосување за различни хармоници**

$\nu$	1	5	7	11	13	17	19	23	25	29	31	35	37
$k_{sq\nu}$	0.995	0.878	0.769	0.490	0.338	0.06	-0.05	-0.19	-0.22	-0.19	-0.14	-0.03	-0.03

Како што гледаме од табелата 5.3 за 17, 19, 35, 37 хармониците имаат многу мал фактор на скусување, додека основниот хармоник е намален за 0,005 (0,5 %).

## 5.2 Влијанието на температурата врз промената на активните отпорности

Едни од најважните параметри на асинхроните мотори се активните отпорности на статорот и роторот. Во повеќе случаи, нарочито при потешките режими на работа на асинхронниот мотор, загубите се доминантни во однос на останатите. Во моторот проводниците се опкружени од феромагнетен материјал, со што флуksот тече и низ самите намотки. Ова може да предизвика значителен скин ефект.

Отпорноста на намотките може да се дефинираат како еднонасочна вредност на отпорност ( $R_{DC}$ -DC resistance).

$$R_{DC} = \frac{l_c}{\sigma_c a S_c}. \quad (5.105)$$

каде  $l_c$  претставува должината на намотката, а претставува бројот на паралелни гранки во намотката,  $S_c$  претставува напречен пресек на проводникот и  $\sigma_c$  проводност на материјалот од кој е составен проводникот. Средната вредност на должината на намотката може да се пресмета од равенството

$$l_{av} \approx 2l + 2.4w + 0.1. \quad (5.106)$$

каде што  $l$  претставува должина на намотката,  $w$  претставува должина на челната врска изразени во метри. Постојат повеќе емпириски формули за различни машини различни автори [13], [43], [44] и [63], за големи машини важи:

$$l_{av} \approx 2l + 2.8w + 0.4. \quad (5.107)$$

и за напонско ниво од 6 до 11 kV мотори важи:

$$l_{av} \approx 2l + 2.9w + 0.3. \quad (5.108)$$

## 5.3 Ефект на потиснување на струјата врз промената на активните отпори

- *Аналитичка пресметка на факторот на отпорност:*

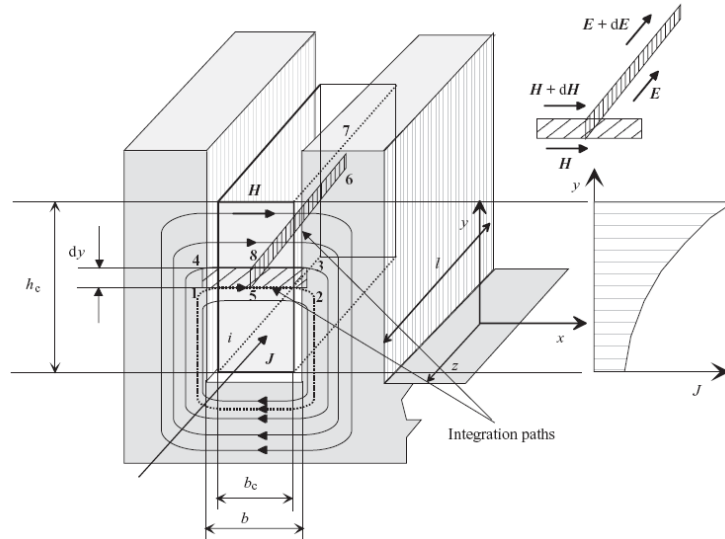
Ако разгледуваме полн проводник во канал од феромагнетен матерјал, струјата  $i$  што тече низ проводникот создава магнетно поле со јачина  $H$  и флуks низ каналот и проводникот. Поради физиката на каналот, флуksот е поголем на дното од каналот одколку на врвот (отворен канал), со што импеданцата на проводникот од доле кон горе опаѓа.

Поради фактот дека пермеабилноста на магнетното јадро е условно речено бесконечна, линиите на флуksот го пресекуваат каналот праволиниски, како што е прикажано на сликата 5.19 применувајќи го Ампровиот закон на делот од проводникот ограничен со линиите 1-2-3-4-1 добиваме површина од  $b dy$  или:

$$\oint H dl = Hb - \left( H + \frac{\partial H}{\partial y} dy \right) b = Jb_c dy. \quad (5.109)$$

од каде се добива:

$$-\frac{\partial H}{\partial y} = \frac{b_c}{b} J. \quad (5.110)$$



Слика 5.19. Дефинирање на скин ефектот во проводник

Со примена на Фарадеовиот закон на дел од проводникот ограничен со линиите 5-6-7-8-5 добиваме:

$$\oint E dl = -El + \left( E + \frac{\partial E}{\partial y} dy \right) l = -\frac{\partial B}{\partial y} l dy. \quad (5.111)$$

од каде се добива:

$$\frac{\partial E}{\partial y} = \frac{\partial B}{\partial t} = -\mu_0 \frac{\partial H}{\partial t}. \quad (5.112)$$

Како трета равенка се користи Омовиот закон:

$$J = \sigma_c E. \quad (5.113)$$

Со замена во погорните равенки добиваме:

$$\frac{\partial J}{\partial y} = -\mu_0 \sigma_c \frac{\partial H}{\partial t}. \quad (5.114)$$

За синусуидални променливи величини, претходните равенки се:

$$-\frac{\partial H}{\partial y} = \frac{b_c}{b} J. \quad (5.115)$$

$$\frac{\partial E}{\partial y} = -j\omega\mu_0 H. \quad (5.116)$$

$$\frac{\partial J}{\partial y} = -j\omega\mu_0 \sigma_c H. \quad (5.117)$$

Со деривација и замена за горните три равенки добивме:

$$\frac{\partial^2 J}{\partial y^2} = -j\omega\mu_0 \sigma_c \frac{\partial H}{\partial y} = j\omega\mu_0 \sigma_c \frac{b_c}{b} J. \quad (5.118)$$

Ако горната равенка се изедначи на нула и се реши се добива:

$$J = C_1 e^{(1+j)\alpha y} + C_2 e^{-(1+j)\alpha y}. \quad (5.119)$$

каде:

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \omega \mu_0 \sigma_c \frac{b_c}{b}}. \quad (5.120)$$

Коефициентот  $\alpha$  се вика длабочина на продирање и се користи како бездимензионален број

$$\xi = \alpha h_c = h_c \sqrt{\frac{1}{2} \omega \mu_0 \sigma_c \frac{b_c}{b}}. \quad (5.121)$$

кој се нарекува редуцирана висина на проводникот ( $h_c$  е вистинската висина).

Константите од интеграцијата  $C_1$  и  $C_2$  се одредуваат од граничните услови:

- за  $y=0$  јачината на магнетното поле е  $H=H_0=0$ ,
- за  $y=h_c$  јачината на магнетното поле е  $H = H_c = -\frac{i}{b} = \sqrt{2} \frac{I}{b}$ , каде  $I$  е ефективната вредност на струјата што тече низ проводникот.

Со решавањето граничните услови се добиваат вредностите за  $C_1$  и  $C_2$

$$C_1 = C_2 = \frac{j \omega \mu_0 \sigma_c}{(1+j) b \alpha (e^{(1+j) \alpha h_c} - e^{-(1+j) \alpha h_c})}. \quad (5.122)$$

За загубите во проводникот имаме:

$$P_{AC} = \int_0^{h_c} (J b_c dy)^2 \frac{l}{\sigma_c b_c dy} = \frac{b_c l}{\sigma_c} \int_0^{h_c} J^2 dy. \quad (5.123)$$

Во комплексна форма равенката е следнава:

$$P_{AC} = \frac{b_c l}{\sigma_c} \int_0^{h_c} J J^* dy. \quad (5.124)$$

Каде што  $J^*$  е комплексно конјугирана вредност на густината на струјата низ проводникот. Ако низ проводникот тече еднонасочна струја со големина еднаква на ефективната наизменична струја добиваме:

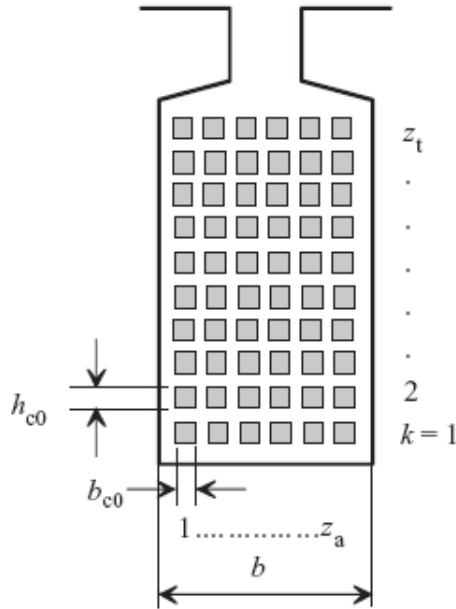
$$P_{DC} = R_{DC} I^2 = \frac{l}{\sigma_c b_c h_c} I^2. \quad (5.125)$$

Се воведува фактор на отпорност кој е количник на вредноста на отпорноста за наизменичен и еднонасочен напон, односно:

$$k_R = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{P_{AC}}{P_{DC}} = \frac{b_c^2}{I^2} \int_0^{h_c} J^2 dy = \frac{b_c^2}{I^2} \int_0^{h_c} J J^* dy. \quad (5.126)$$

На сликата 5.20 претставен е канал со повеќе проводници





Слика 5.20. Определување на редуцираната висина и факторот на отпорност на намотка со повеќе проводници поврзани во серија

На сликата 5.20 претставен е канал со  $(z_a \times z_t)$  проводници со димензии  $(b_{c0} \times h_{c0})$ , при што редуцираната висина на проводникот е следнава:

$$\xi = \alpha h_{c0} = h_{c0} \sqrt{\frac{1}{2} \omega \mu_0 \sigma_c \frac{b_{c0}}{b}}. \quad (5.127)$$

Коефициентот на отпорност за  $k$ -тиот слој е следниов:

$$k_{Rk} = \varphi(\xi) + k(k-1)\psi(\xi). \quad (5.128)$$

каде функциите  $\varphi(\xi)$  и  $\psi(\xi)$  изнесуваат:

$$\varphi(\xi) = \xi \frac{\sinh 2\xi + \sin \xi}{\cosh 2\xi - \cos 2\xi}. \quad (5.129)$$

$$\psi(\xi) = 2\xi \frac{\sinh \xi - \sin \xi}{\cosh \xi + \cos \xi}. \quad (5.130)$$

Од равенката за коефициентот на отпорност се гледа дека отпорноста на дното од каналот е помала одколку на врвот. Средната вредност на коефициентот е:

$$k_R = \varphi(\xi) + \frac{z_t^2 - 1}{3} \psi(\xi). \quad (5.131)$$

Ако  $0 \leq \xi \leq 1$  тогаш најдобра апроксимација за коефициентот на отпорност е следнава:

$$k_R \approx 1 + \frac{z_t^2 - 0,2}{9} \xi^4. \quad (5.132)$$

Оваа равенка важи за проводник со правоаголен облик, додека за проводник со кружна форма апроксимацијата на коефициентот е:

$$k_R \approx 1 + 0,59 \frac{z_t^2 - 0,2}{9} \xi^4. \quad (5.133)$$

Коефициентот 0,59 од горната равенка е поради фактот дека во проводник со кружен пресек вртложните струи се за толку пати помали отколку кај проводник со правоаголен пресек.

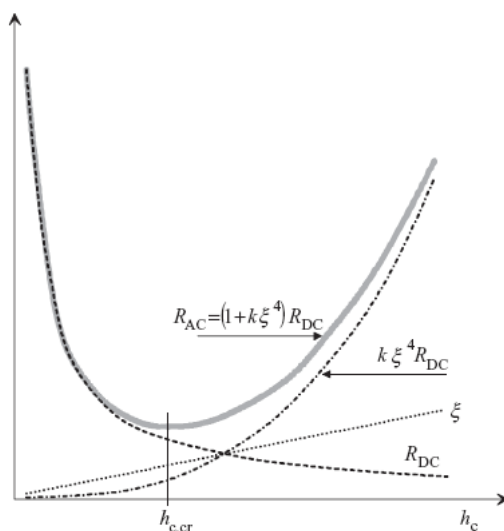
Скин ефектот од челните врски вообичаено се занемаруваат во однос на влијанието на скин ефектот во проводникот кој се наоѓа во каналот. Вкупниот фактор на отпорност е следниот:

$$k_R = \frac{k_{Ru} R_{uDC} + k_{Rw} R_{wDC}}{R_{uDC} + R_{wDC}} = \frac{k_{Ru} R_{uDC}}{R_{uDC} + R_{wDC}} + \frac{k_{Rw} R_{wDC}}{R_{uDC} + R_{wDC}}. \quad (5.134)$$

каде  $k_{Ru}$  и  $k_{Rw}$  се фактори од проводникот во каналот и во челната врска респективно. Од равенката (5.132) ако висината е во рамките  $0 \leq \xi \leq 1$  за наизменичен напон коефициентот е:

$$k_R \approx (1 + k\xi^4) R_{DC}. \quad (5.135)$$

Оваа равенка ако се прикаже графички ја добиеме следната слика:



Слика 5.21.  $R_{AC}$  има свој минимум за критичната висина на проводникот  $h_{c,cr}$

Над вредноста на критичната висина  $h_{c,cr}$  загубите во отпорноста на намотката се зголемуваат. Ако проводникот е од бакар и за фреквенција од 50 Hz, критичниот фактор на отпорност е  $k_{Rcr} \approx 1,33$ .

- *Фактор на индуктивност*

Скин ефектот зависи и од флуksот на истекување, со што се менува и индуктивноста на истекување на проводникот  $L_\sigma$ . Нарочито при старт на асинхронниот мотор со кафезен ротор оваа индуктивност значително се зголемува. Се воведува коефициент на индуктивност:

$$k_L = \frac{L_\sigma}{L_{\sigma DC}}. \quad (5.136)$$

### 5.3.1 Проводници

Електричната отпорност на бакарен проводник е  $\rho_{Cu} = (1,65 - 1,8)10^{-8} \Omega m$  и се менува со промената на температурата по равенката:

$$\rho_{Cu}(T) = (\rho_{Cu})_{20^\circ} \left[ 1 + \frac{(T - 20)}{273} \right]. \quad (5.137)$$

Се воведува т.н. целосен пресек на проводникот изразен до равенката:

$$A_{con} = \frac{I_{1n}}{J_{con}}. \quad (5.138)$$

каде  $I_{1n}$  А претставува фазна струја и  $J_{con}$  А/мм<sup>2</sup> проектираната густина на фазната струја. Проектантски густината на струјата може да се движи во границите (3,5-15) А/мм<sup>2</sup>, во зависност од системот за ладење, циклусот на сервис, услови за работа, режимот на работа и бараниот коефициент на ефикасност на асинхрониот мотор. Високо ефикасните асинхрони мотори имаат пониско проектирани густини на струи (3,5-15) А/мм<sup>2</sup>. Ако  $A_{con}$  е поголем отколку пресекот на проводникот, тогаш паралелно се поврзуваат повеќе проводници ако би ја формирале намотката. Ако  $A_{con}$  е поголем од (30-40) мм<sup>2</sup> (тоа е 6 до 8 проводници со дијаметар од 2,5 mm да се врзат паралелно) тогаш се препорачува проводникот да биде правоаголен. Вообичаено висината на правоаголниот проводник се држи ниска ( $a < 3,55$  mm) како би се намалил скин ефектот. Намотки со големи пресеци како на пример 3,55 x 50 мм<sup>2</sup> се користат за асинхрони мотори со големи моќности. Роторот вообичаено се прави од алуминиум, за асинхрони мотори со моќности до 300 kW, или од бакарни легури и од бронза (најчесто за горниот кафез на моторот со двоен кафез) за асинхрони мотори со моќности над 300 kW. Електричната отпорност на алуминиумински проводник е  $\rho_{Al} \cong (2,7 - 3,0)E^{-8} \Omega m$  и се менува со промената на температурата.

## 6 ПРОЦЕНА НА ПАРАМЕТРИТЕ НА АСИНХРОН МОТОР

Познавањето на параметрите на асинхронниот мотор претставуваат фундаментален фактор за исправната работа на погонот преобразувач-мотор-работна машина. Сите методи за управување на асинхрон мотор користат алгоритми и модели на асинхрон мотор и преку соодветен математички апарат се врши управувањето на брзината. Постојат повеќе методи за естимација (проценка) на параметрите на асинхронниот мотор од кои се наведени следниве:

- Естимација со самоиспитување на преобразувачот;
- Користење на обсервери;
- Користење на реактивната енергија;
- Користење на:
  - ПИ контролери;
  - Контролери за фазна логика (Fuzzy Logic);
  - Невронски мрежи (Artificial Neural Networks - ANN);
  - Табели со предходно запаметени податоци за работа на електронските прекинувачи (Look Up) табели.

### 6.1 Процена на параметрите на асинхрон мотор со самоиспитување на инверторот

Постојат два основни методи за самоиспитување и тоа [12], [77], [69]:

- 6.1.1 Самоиспитување без идентификација
- 6.1.2 Самоспитување со идентификација.

6.1.1. При овој начин на самоиспитување не се користат мерни сигнали. Предноста на оваа метода е во тоа дека нема потреба за пресметки, односно трошење на компјутерско време (побрз одзив). Маната е тоа дека точноста на параметрите е мала. Постојат два начини на овој тип на самоиспитување:

- Со користење на запомнети вредности на параметрите во меморијата на преобразувачот. За користење на овој начин потребно е познавање на точните параметри на асинхронниот мотор што најчесто производителите не ги даваат експлицитно. Со промените на условите на работа (товар, температура и др.) се јавува разлика на вистинските со запомнетите параметри. Со ова се јавуваат проблеми при управувањето на асинхронниот мотор. Најчесто користење на запомнети параметри се користат кај погони со интегрирани мотор-преобразувач (заедничка енергетска единица).
- Со користење на пресметани параметри. Поради тоа што најчесто параметрите на асинхронниот мотор не се познати се користат податоците од табличката и од каталогот. Со ова се користи софтвер во преобразувачот и се добиваат вредности на параметрите кои сепак немаат точност потребна за добро управување.

6.1.2 Во овој случај се користат различни тест сигнали кои се пуштаат во асинхронниот мотор и се мери нивниот одзив. И при овој метод се користат табличните податоци како не би се направила груба грешка која може да го уништи моторот (куса врска, преголема брзина или напон и сл.). При овој метод целта е да се користење на помал број на сензори за мерење да се естимираат повеќе параметри на асинхронниот мотор. Поради фактот дека кај енергетските преобразувачи

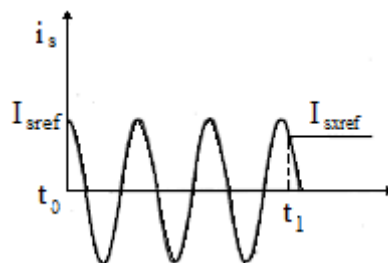
секогаш се мери струјата (поради осетливоста на полупроводничките елементи), можно е да се избегне користењето на мерни сензори за напон и брзина. Постојат два начини на овој тип на самоиспитување:

- Самоиспитување при исклучен мотор. Тест сигналите се пуштаат во моторот и со мерењето на одзивот се пресметуваат параметрите. Маната на овој метод дека не се земаат во предвид промената на параметрите при динамички режими. Кога се користи овој начин на самоиспитување се тежнее да асинхрониот мотор не произведе вртежен момент (односно се пуштаат сигнали само по една или две фази).
- Самоиспитување при нормална работа на асинхрониот мотор. При користење на овој метод мора да има предходно запомнети параметри на моторот во преобразувачот. Мерењата се вршат во текот на работата и естимацијата на параметрите се врши континуирано. Со тоа и контролните струјни кругови во инверторот континуирано се адаптираат. Овој начин на естимација бара голема брзина и меморија на процесорот во преобразувачот.

### 6.1.3 Естимација на роторската временската константа со мерење на статорските струи со методот на индиректна векторска контрола

Важен параметар на асинхрониот мотор претставува познавањето на роторската временска константа, која е однос помеѓу роторската индуктивност и отпорност. Со работата на моторот порастот на температурата може да изнесува од  $(170-180) ^\circ\text{C}$  или пораст на временската константа за 100 % од номиналната. Од равенката (4.30) (од струјниот модел на асинхрон мотор при векторско управување) се гледа големата зависност на флуксевите во асинхрониот мотор од роторската временска константа. Штом се промени временската константа, динамиката на моторот се влошува поради тоа што во управувачката логика (во контролерот за лизгање), преобразувачот има погрешна информација каде се наоѓа роторот во просторот. За одредување на роторската временска константа се користи обид на празен од и обид на куса врска (закочен ротор). Поради сложеноста за обидот за куса врска во работни услови (неможност механички да се закочи роторот), се користи метод на екситација со тест сигнал на една фаза од моторот.

Ако се користи струјно контролиран ШИМ преобразувач и ако една фаза од асинхрониот мотор се побуди со синусен сигнал  $i_s(t) = I_{sref} \cos(\omega t)$  како на сликата, се добива:



Слика 6.1. Вклучување на струја низ две намотки на асинхрониот мотор

како резултат на побудата на една фаза на моторот, роторот нема да се движи и со ова нема потреба од механичко кочење. После вклучувањето на наизменичен сигнал, во времето  $t_1$  се вклучува еднонасочна струја  $I_{sref}$ . Времето на вклучување на еднонасочниот сигнал се прави да биде вредноста на  $I_{sref}$  еднаква на струјата на магнетизирање на моторот (оваа струја може да се одреди од обидот на празен од).

Поради тоа што брзината на роторот е нула, фреквенцијата која се дава од преобразувачот е иста со фреквенцијата на лизгање. Поради тоа што се вклучува од наизменичен во еднонасочен сигнал, се појавува транзиентен напон на краевите на асинхрониот мотор. Потоа фреквенцијата на инверторот се нагодува како би се добил минимален транзиентен напон и ако се земе во обзир дека фреквенцијата на лизгање е еднаква со фреквенцијата на инверторот, односно ( $\omega_{sl} = \omega_1$ ) и со користење на равенката:

$$\omega_{mr} = \omega_r + \frac{\dot{i}_s}{\tau_r \dot{i}_{mr}}. \quad (6.1)$$

каде  $\omega_{mr}$  претставува фреквенција на магнетното поле на асинхрониот мотор,  $\omega_r$  фреквенција на роторот и  $\frac{\dot{i}_s}{\tau_r \dot{i}_{mr}}$  фреквенција на роторскиот флуks, тогаш за временската константа на роторот добиваме:

$$\tau_r = \frac{(I_{sref}^2 - I_{sxref}^2)^{\frac{1}{2}}}{I_{sxref}}. \quad (6.2)$$

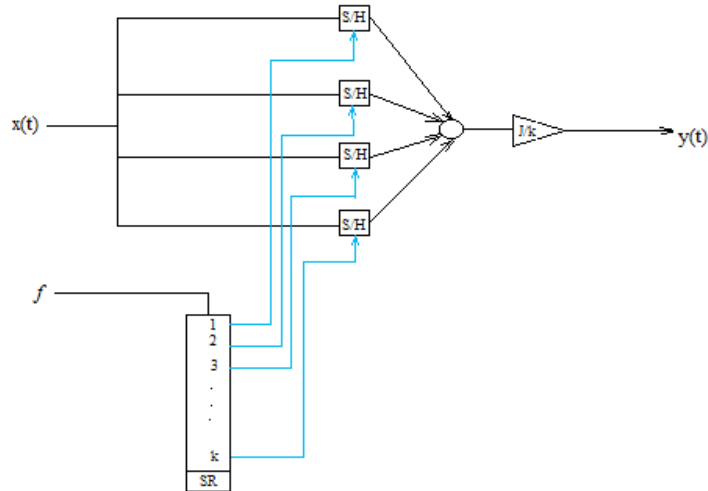
Ако асинхрониот мотор се напојува со струјно контролиран ШИМ, мерените транзиентни напонски сигнали од клемите на моторот мора да поминат преку филтер со тесен опсег (low-pass filter). Ако се користи ШИМ со синусна-триаголна модулација, тогаш фреквенцијата ќе биде ограничена на фреквенцијата од триаголниот сигнал со што се олеснува користењето на филтер со тесен опсег. Ваков филтер може лесно да се имплементира со микропроцесор, со користење на „шифт“ регистри и Sample and Hold (S/H) логички кругови. Ако излезниот сигнал од овој филтер е следниов:

$$y(t) = \frac{1}{T} \int x(t) dt. \quad (6.3)$$

Каде што  $x(t)$  претставува влезен сигнал и  $T$  претставува време за семплирање (земање на примероци од функцијата  $x(t)$ ). Интегралот може да се замени со сума за  $k$  примероци и период на време  $T$ :

$$y(t) = \frac{1}{k} \sum x(t). \quad (6.4)$$

Имплементацијата на ваков филтер може да се прикаже на сликата:



Слика 6.2. Имплементација на тесно-појасен филтер

Каде SR претставува шифт регистрот, додека S/H (Sample/Hold) претставува регистрот за запаметување на примероците за наредниот циклус на семплирање и обработка.

#### 6.1.4 Одредување на електричните и механичките параметри на асинхрониот мотор преку мерење на напонот на статорот

Ако асинхрониот мотор се напојува со напонски инвертор (VSI-Voltage Source Inverter) електричните параметри на моторот се одредуваат при стоење ( $\omega_r = 0$ ), преку мерењето на статорската струја и напонот на клемите на моторот. При ова се користат равенките од напонскиот модел на асинхрониот мотор. Ако моторот стои тогаш се занемарува ефектот од заситување и добиваме:

$$u_s = r_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + (1 - \sigma) L_s \frac{di_{mr}}{dt}. \quad (6.5)$$

$$\frac{di_{mr}}{dt} = \frac{i_s - i_{mr}}{\tau_r}. \quad (6.6)$$

Ако се заменат равенките една во друга, добиваме:

$$u_s = (r_s + r_{rref}) i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + (1 - \sigma) L_s \frac{i_{mr}}{\tau_r}. \quad (6.7)$$

Ако се земе вредноста на флуksот на истекување добиваме:

$$\Psi_{rref} = (1 - \sigma) L_s i_{mr} = \frac{L_m}{L_r} \Psi_r'. \quad (6.8)$$

Ако се замени во равенката за напонот, добиваме:

$$u_s = (r_s + r_{rref}) i_s + L_s \frac{di_s}{dt} - \frac{\Psi_{rref}}{\tau_r}. \quad (6.9)$$

$$\frac{d\Psi_{rref}}{dt} = r_{rref} - \frac{\Psi_{rref}}{\tau_r}. \quad (6.10)$$

каде  $r_{rref}$  претставува сведена (референтна) вредност на роторската отпорност, односно

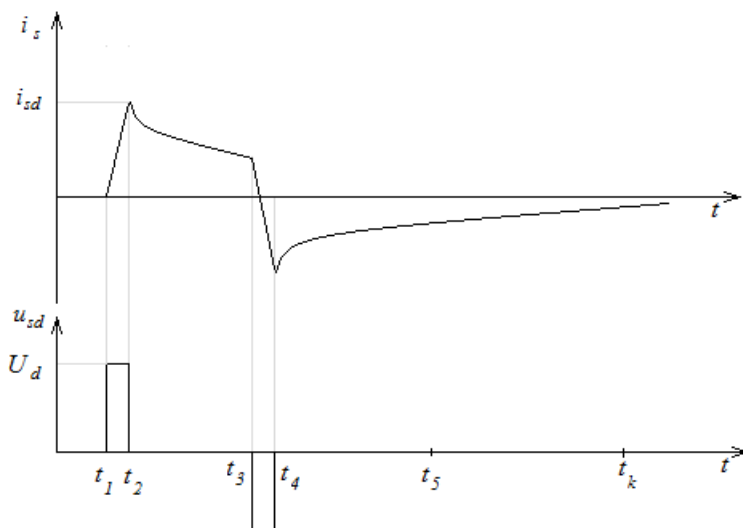
$$r_{rref} = \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 r_r. \quad (6.11)$$

### 6.1.5 Одредување на статорската транзиентна индуктивност $L'_s$

За одредување на транзиентната индуктивност се користат кратки напонски импулси формирани од инверторот. Од погоре изнесените равенки се земе дека  $i_{sd}=0$  и ако се земе дека роторскиот флуks на истекување на роторот  $\Psi_{rrefd}=0$ , тогаш транзиентната индуктивност се пресметува од равенката [77]:

$$L'_s = \frac{u_{sd}}{\left(\frac{di_{sd}}{dt}\right)}. \quad (6.12)$$

каде  $u_{sd}$  претставува  $d$  компонента на статорскиот напон. За пресметка на транзиентната индуктивност на клемите на моторот  $SR$  и  $TR$  се вклучува еднонасочен напон со амплитуда  $U_d$  како што е прикажано на сликата:



Слика 6.3. Варијација на статорската струја при вклучување на еднонасочен напон

Траењето на напонскиот импулс треба да биде пократок од вредноста на роторската временска константа. При ова електричното коло направено од преобразувач-мотор се однесува како елемент со каснење од прв степен (first-order delay element), при што порастот на струјата на статорот е во зависност од вредноста на транзиентната индуктивност. Од сликата за времето  $t_1$  се вклучува напонски импулс  $U_d$  меѓу две фази на моторот. При ова расте струјата  $i_{sd}$  до максимална вредност (номинална статорска струја  $I_s$ ) во време  $t_2$ . После  $t_2$  се краткоспојуваат клемите на моторот и струјата почнува да опаѓа. Во време  $t_3$ , кога струјата ќе опадне приближно до половина од номиналната вредност, се вклучува еднонасочен напон во обратна насока. Во време  $t_4$  струјата го постигнува максимумот и после тоа се краткоспојуваат клемите на моторот. Потоа струјата почнува да опаѓа.

За поточна пресметка на промената на струјата во единица време се користи интервалот  $(t_3-t_4)$  затоа што  $[i_{sd}(t_3)-i_{sd}(t_4)] < [i_{sd}(t_2)-i_{sd}(t_1)]$  се добива

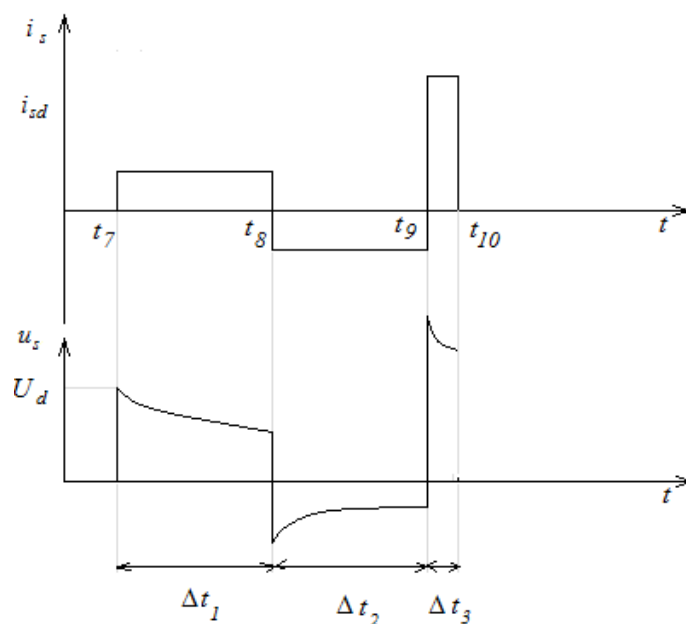
$$L'_s = \frac{2}{3} U_d \frac{t_4 - t_3}{i_{sd}(t_3) - i_{sd}(t_4)}. \quad (6.13)$$

Оваа равенка се добива со претпоставка дека се занемаруваат заситувањето, вртложните струи и фазното поместување на струјата. Земајќи ги во предвид занемарувањата, вистинската вредност на транзиентната индуктивност е нешто повисока од пресметаната по горната равенка.



## 6.1.6 Одредување на статорската отпорност

Оваа естимација може да се изврши со користење на струјниот контролер и ШИМ модулаторот. На почетокот се вклучува еднонасочна струја, прикажано на сликата [77]:



Слика 6.4. Естимација на статорската отпорност со вклучување на еднонасочна струја

Треба да се напомене дека во претходната слика интервалот  $(t_1-t_2)$  ms, додека интервалот  $(t_7-t_{10})$  s е многу подолг од интервалот  $(t_1-t_6)$  ms. Во времето  $t_7$  се пушта еднонасочна струја низ статорската намотка, која е приближно третина од вредноста на номиналната струја на моторот. Треба да се задоволи условот оваа еднонасочна струја да биде помала од струјата на магнетизирање, како не би дошло до заситување на магнетното коло, што би предизвикало грешка во естимацијата на статорската отпорност. Како резултат на еднонасочната струја на краевите на моторот се јавува напон  $u_c$ , кој постепено опаѓа се додека не постигне стационарна вредност (прикажано на сликата). После постигањето на стационарната состојба, во време  $t_8$  се вклучува негативен струен импулс. Во  $t_9$  се вклучува еднонасочен струен импулс еднаков на максималната номинална струја на моторот и се исклучува во времето  $t_{10}$  кога напонот ќе ја постигне стационарната вредност.

При стационарен режим статорскиот напон за  $d$  компонентата е следнава:

$$u_{sd} = r_s i_{sd}. \quad (6.14)$$

Средната вредност на напонот на клемите на моторот е пропорционален на излезниот напон од струјниот контролер и може да се одреди ако се знае еднонасочниот напон. Од друга страна, падот на напон на полупроводничките елементи е занемарлив. За пресметка на статорската отпорност добиваме:

$$r_s = \frac{u_{sd}(\Delta t_3) - u_{sd}(\Delta t_1)}{i_{sd}(\Delta t_3) - i_{sd}(\Delta t_1)}. \quad (6.15)$$

каде  $u_{sd}(\Delta t_3)$  и  $u_{sd}(\Delta t_1)$  се средните вредности на напонот на клемите на моторот во интервалите  $(t_9-t_{10})$  и  $(t_7-t_8)$  соодветно.

Со познавањето на статорската транзиентната индуктивност и статорската отпорност се одредува транзиентната статорска временска константа:

$$\tau'_s = \frac{L'_s}{r_s}. \quad (6.16)$$

### 6.1.7 Одредување на роторската временска константа и роторската отпорност

Од сликата во интервалот  $(t_8-t_9)$  флуksот кој се јавува во роторот  $\Psi_{rref}$  се менува приближно од  $\Psi_{rref}(\Delta t_1) = \tau_r r_{rref} i_{sd}(\Delta t_1)$  до  $\Psi_{rref}(\Delta t_2) = \tau_r r_{rref} i_{sd}(\Delta t_2)$  и временската константа на експоненцијалната промена е еднаква на роторската временска константа. Од предходната слика почетната вредност на напонот на клемите на асинхрониот мотор, можат да се прикажат како:

$$u_{sd0}(\Delta t_3) = r_s i_{sd}(\Delta t_3) + r_{rref} [i_{sd}(\Delta t_3) - i_{sd}(\Delta t_2)]. \quad (6.17)$$

Од оваа равенка може да се одреди роторската отпорност:

$$r_{rref} = \frac{u_{sd0}(\Delta t_3) - r_s i_{sd}(\Delta t_3)}{i_{sd}(\Delta t_3) - i_{sd}(\Delta t_2)}. \quad (6.18)$$

Статорската отпорност се одредува од предходната равенка и со замена во равенката се пресметува роторската отпорност.

### 6.1.8 Одредување на сопствената индуктивност на статорот и резултантниот фактор на истекување

Со одредување на роторската отпорност како  $r_{rref} = \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 r_r$  и  $r_{rref} = \frac{L_m^2}{L_r \tau_r}$  се

добива:

$$\frac{L_m^2}{L_r} = (1 - \sigma) L_s = \tau_r r_{rref}. \quad (6.19)$$

каде  $\sigma$  претставува резултантен фактор на истекување и важи равенката:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}. \quad (6.20)$$

и  $L'_s = \sigma L_s$  е наречена статорска транзиентна индуктивност. Статорската сопствена индуктивност може да се добие од равенката:

$$L_s = L'_s + \tau_r r_{rref}. \quad (6.21)$$

Со познавањето на  $L_s$  и  $L'_s$  го добиваме изразот за факторот на истекување:

$$\sigma = \frac{L'_s}{L_s}. \quad (6.22)$$

### 6.1.9 Одредување на моментот на инерција на асинхрониот мотор

За одредување на моментот на погонот мора асинхрониот мотор да врти. Моментот на инерција се одредува со мерењето на струјата и на брзината при тестот за самоиспитување. За одредување на моментот на инерција на моторот се користи равенката за движење [38]:

$$M_e - M_t = J \frac{d\omega_r}{dt} + D_v \omega_r. \quad (6.23)$$

каде  $M_e$  претставува развиениот електромагнетен момент на асинхрониот мотор,  $M_t$  претставува моментот на товарот,  $J$  момент на инерција на моторот и  $D_v$  се вика

коэффициент на загуби од триење и вентилација. Ако се земе коэффициентот на загуби  $D_v=0$ , тогаш равенката за движење е следнава:

$$M_e - M_t = J \frac{d\omega_r}{dt}. \quad (6.24)$$

Од друга страна моментот развиен во асинхрониот мотор представен преку струјата е:

$$M_e = \frac{3}{2} \frac{L_m^2}{L_r} |i_{mr}| i_{sd}. \quad (6.25)$$

каде  $i_{mr}$  претставува струја на магнетизирање во роторот и  $i_{sd}$  статорска струја на моторот.

За одредување на моментот на инерција се користат интервали на работа на моторот, за време  $\Delta t_1$  моторот да се движи со 30 % од номиналната, за време  $\Delta t_2$  да постигне повисока брзина (60 % од номиналната) и да работи со таа брзина за време  $\Delta t_3$  [77]. При сите овие временски интервали моментот на товарот треба да биде ист, односно:

$$M_t = M_t(\Delta t_1) = M_t(\Delta t_2). \quad (6.26)$$

Тогаш развиениот електромагнетен момент е следниов:

$$M_{em}(\Delta t_1) - M_t = J \frac{\Delta\omega_r(\Delta t_1)}{T}. \quad (6.27)$$

$$M_{em}(\Delta t_3) - M_t = J \frac{\Delta\omega_r(\Delta t_3)}{T}. \quad (6.28)$$

каде  $T = \Delta t_1 = \Delta t_3$  е времскиот период при кој се прави мерењето. Од равенката за моментот (6.23) при ист товарен момент се гледа дека електромагнетниот момент зависи од струјата на магнетизирање (флуксот на асинхрониот мотор е константен)

како константана величина  $c = \frac{3}{2} \frac{L_m^2}{L_r} |i_{mr}|$  и равенките можат да се напишат како:

$$c i_{sdm}(\Delta t_1) - M_t = J \frac{\Delta\omega_r(\Delta t_1)}{T}. \quad (6.29)$$

$$c i_{sdm}(\Delta t_3) - M_t = J \frac{\Delta\omega_r(\Delta t_3)}{T}. \quad (6.30)$$

Од горните равенки со замени го добиваме изразот за моментот на инерција:

$$J = \frac{cT [i_{sdm}(\Delta t_3) - i_{sdm}(\Delta t_1)]}{\Delta\omega_r(\Delta t_3) - \Delta\omega_r(\Delta t_1)} \quad (6.31)$$

Точноста на пресметаниот момент на инерција зависи од временскиот период на мерење, колку е пократок толку е поточен податокот за моментот на инерција. Со точната вредност на  $J$  контролерот за брзина се прилагодува и се прави обид при сите брзини. Ако се јават осцилации рачно се нагудуваат параметрите на контролерот.

#### 6.1.10 Одредување на параметрите со т.н. RLS техника и одредување на заситената меѓу индуктивност $L_m$

Методата на рекурентни најмали квадрати (RLS-Recursive Least Squares algorithm) се користи за пресметка на параметрите на асинхрониот мотор [77]. За оваа цел се пушта еднофазен правоаголен импулс во моторот и се мери одзивот на струјата при мирување на моторот. Со ова се отфрла заситувањето на јадрото.

Од равенките (6.9) и (6.10) се смета дека струјата на магнетизирање е само по  $d$  оската и со тоа  $u_{sq}=0$ ,  $i_{sq}=0$  и дека струјата во роторот во  $q$  оската е еднаква на нула ( $i_{rq}=0$ ). Ефектот на магнетно заситување се занемарува и со тоа се добива:

$$u_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} = r_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt}. \quad (6.32)$$

$$\tau_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = L_m i_{sd}. \quad (6.33)$$

Како занемарување се зема дека статорската и роторската индуктивност на растурање се идентични. Од горните равенки се добива функцијата на трансфер:

$$\frac{i_{sd}(z)}{u_{sd}(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}. \quad (6.34)$$

каде коефициентите  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$  и  $b_2$  се дефинирани како:

$$a_1 \approx -e^{\lambda_1 T} - e^{\lambda_2 T}. \quad (6.35)$$

$$a_2 \approx e^{\lambda_1 T} e^{\lambda_2 T}. \quad (6.36)$$

$$b_1 \approx r_1 (e^{\lambda_1 T} - 1) + r_2 (e^{\lambda_2 T} - 1) \quad (6.37)$$

$$b_2 \approx r_1 e^{\lambda_2 T} (1 - e^{\lambda_1 T}) + r_2 e^{\lambda_1 T} (1 - e^{\lambda_2 T}) \quad (6.38)$$

се естимираат со користење на *RLS* алгоритмот каде  $T$  претставува време на земање на одбируци (самплирање),  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  се решенија на равенките, додека  $r_1$  и  $r_2$  се остаточни вредности (резидуали) од равенките. Ако се решат равенките се добива:

$$\lambda_{1,2} = -\frac{1}{2} \left[ \frac{L_r(r_s + r_r)}{L_r^2 - L_m^2} \right] \pm \frac{1}{2} \left\{ \left[ \frac{L_r(r_s + r_r)}{L_r^2 - L_m^2} \right]^2 - 4 \frac{r_s r_r}{(L_r^2 - L_m^2)} \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (6.39)$$

$$r_1 = \frac{1 + \lambda_1 \tau_r}{r_s (\lambda_1 - \lambda_2)}. \quad (6.40)$$

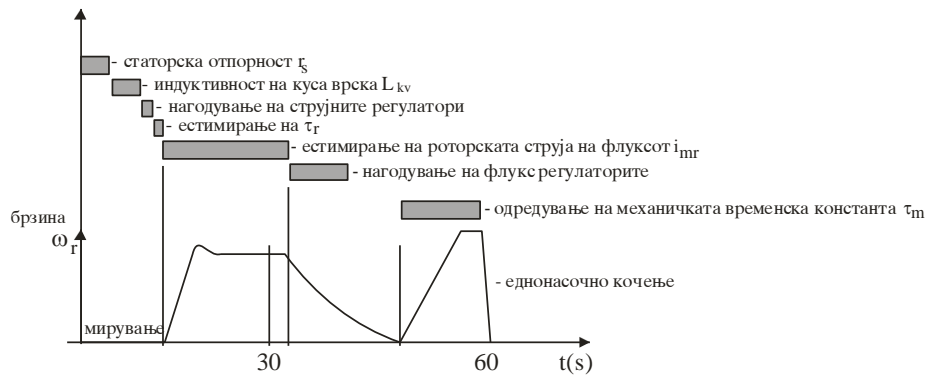
$$r_2 = \frac{1 + \lambda_2 \tau_r}{r_s (\lambda_2 - \lambda_1)}. \quad (6.41)$$

каде  $\tau_r$  е роторската временска константа.

Процедурата како се врши естимацијата е следна [77]:

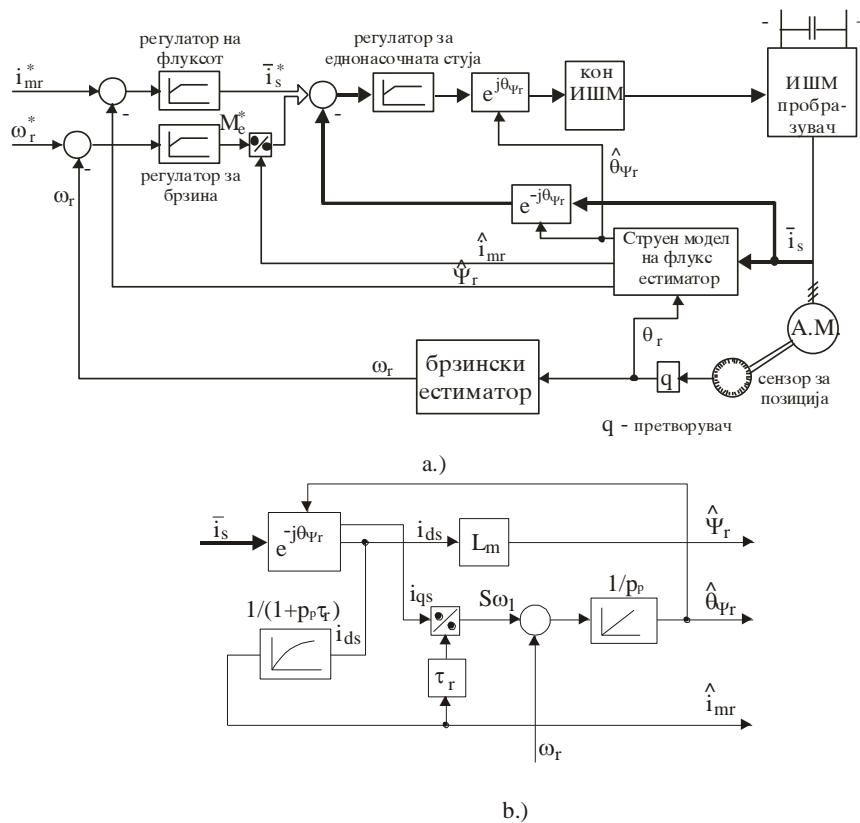
- На моторот се вклучува еднофазен напон со правоаголен облик (импулс)  $u_{sd}(t) = U_{s0}$ ,
- Одзивот на струјата  $i_{sd}(t)$  се мери и податоците се зачувуваат во меморијата како вектор на параметри  $p = f(a_1, a_2, b_1, b_2)$ ,
- Од податоците од  $p$  со користење на горните равенки се добиваат параметрите на асинхрониот мотор ( $r_s$ ,  $r_r$ ,  $L_r$ ,  $L_m$ ). Методот не е целосно точен затоа што се смета дека  $L_s = L_r$  и магнетното заситување се занемарува. Овој начин на естимација на параметрите не треба да се користи во режимот на работа на инверторот кога се слабее полето на моторот.

Според други автори сомоиспитувањето се врши по следниов редослед [12], [37], [68]:



Слика 6.5. Временски дијаграм на самоиспитувањето

Самоиспитувањето може да се прави по шема за директно векторско управување со еднонасочен струен контролер и роторски флукс естимиран како на сликата 6.6 [12]:



Слика 6.6. Шема на директно векторско управување а), естиматор на роторскиот флукс б)

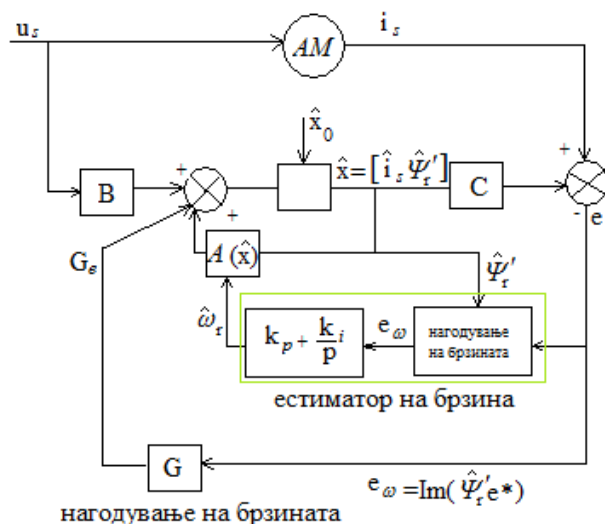
За калибрација на регулаторите за струја и за брзина мора да се оценат вредностите на:

- Отпорност на статорот  $r_s$  и транзиентната временска константа  $\tau' = \frac{L_{kv}}{r_s + r_r}$ . Врз основ на овие вредности се калибрираат струјните регулатори;
- Се проценува роторската временска константа. Потоа се естимира роторскиот флукс од сликата 6.6 б). Потоа се калибрира регулаторот за флукс;
- Се пресметува референтниот роторски флукс  $\psi_r^*$  и соодветната струја на магнетизирање  $i_m$ ;
- Со обидот на празен од и забрзувањето од  $(0-\omega_n)$  се добива механичката временска константа  $\tau_m$ .

## 6.2 Обсервери

За естимација на параметрите на асинхрониот мотор во многу апликации се користат обсервери, од кои најчесто се користат Лундбергов, Калманов, Проширен Калманов Филтер ЕКФ (Extended Kalman Filter), скратен ЕКФ. Во основа користењето на естиматорите е за динамички системи кога се одредуваат параметрите на асинхрониот мотор со користење на модел на реалниот асинхрон мотор. Има два основни начини на имплементација на естиматорите и тоа: во отворена и затворена повратна врска. При затворената повратна врска сигналите од погонот се носат како коректор на регулационото коло. Естиматорите со затворена повратна повратна врска се наречени обсервери. Лундберговиот е од детерминистички (одредувачки) тип, додека Калмановиот е од стохастички (засниван на претпоставки) тип на обсервер. Лундберговиот обсервер работи во шема на *прогнозирање-корекција (predictor-correct)*, каде обсерверот користи модел на работа на асинхрониот мотор и потоа користи повратен сигнал за корекција на параметрите од вистинскиот асинхрон мотор со моделот на моторот. Калмановиот обсервер се користи како т.н. Калманов Филтер за линеарни стохастички големини. За нелинеарни системи се користи Проширениот Калманов Филтер (ЕКФ). Овој обсервер е рекурзивен филтер (засниван на познавањето на параметрите и „бучавата“ на мерените величини и моделот на системот). Кога се користи соодветен обсервер за системи со многу брзи промени во брзината за асинхрони мотори со различни методи на управување (векторско, DTC), погонот може да работи во голем опсег на брзини, дури и при многу мали брзини.

Обсерверите се базирани на естиматори со користење на модел на асинхрон мотор преку кој се оценуваат состојбите и параметрите на нелинеарен систем во реално време. Пресметките се прават со користење на математички модел. Естимираните вредности се означени со  $\hat{x}$ , додека прогнозираните вредности континуирано се корегираат со повратната врска, претставено на сликата:



Слика 6.7. Адаптивен брзински обсервер (флуks обсервер)

Во инверторите обсерверите можат да се користат за естимација на брзината и некои од параметрите на моторите. Ова се постигнува затоа што моделите на асинхрониот мотор се добро разработени и прават релативно мали грешки при пресметките на параметрите. Од равенките на асинхрониот мотор претставени во матричен облик:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{i}'_s \\ \vec{\psi}'_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\tau'_s} + \frac{1-\sigma}{\tau'_r}\right) & -\left(\frac{L_m}{L'_s L_r}\right)\left(-\frac{1}{\tau_r} + \omega_r\right) \\ \frac{L_m}{\tau_r} & -\frac{1}{\tau_r} + j\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}'_s \\ \vec{\psi}'_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{u}'_s \\ L'_s \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (6.42)$$

каде  $\vec{u}'_s = \vec{u} = [\vec{u}'_{sd} \quad \vec{u}'_{sq}]^T$  е вектор од статорските напони (влезни големини),  $L'_s$  е статорска транзиентна индуктивност,  $\tau'_s$  и  $\tau'_r$  претставуваат транзиентна статорска и роторска временска константа соодветно. Горната равенка може да се напише во компактна форма како:

$$\frac{d\dot{\vec{x}}}{dt} = A\vec{x} + B\vec{u}. \quad (6.43)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\tau'_s} + \frac{1-\sigma}{\tau'_r}\right)I_2 & \left(\frac{L_m}{L'_s L_r}\right)\left(\frac{I_2}{\tau_r} + \omega_r J\right) \\ \frac{L_m I_2}{\tau_r} & -\frac{I_2}{\tau_r} + j\omega_r J \end{bmatrix}. \quad (6.44)$$

$$B = \begin{bmatrix} I_2 \\ L'_s \\ 0_2 \end{bmatrix}. \quad (6.45)$$

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.46)$$

$$\vec{i}'_s = C\vec{x}. \quad (6.47)$$

$$I_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.48)$$

$$0_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.49)$$

$$C = \begin{bmatrix} I_2 \\ 0_2 \end{bmatrix}. \quad (6.50)$$

каде  $\vec{x} = [\vec{i}'_s \quad \vec{\psi}'_r]^T$  е познат вектор составен од векторите на статорската струја  $\vec{i}'_s = [\vec{i}'_{sd} \quad \vec{i}'_{sq}]^T$  и роторскиот флуks  $\vec{\psi}'_r = [\vec{\psi}'_{rd} \quad \vec{\psi}'_{rq}]^T$ . Матрицата **A** се вика матрица на познати величини и е зависна од брзината на моторот, **B** е матрица на влезни величини, **C** е излезна матрица.

Ако равенката за познатите вредности (6.43) се деревира со естимираните вредности добиваме:

$$\frac{d\dot{\vec{x}}}{dt} = A\vec{x} + B\vec{u} + G\left(\vec{i}'_s - \hat{\vec{i}}_s\right). \quad (6.51)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\tau'_s} + \frac{1-\sigma}{\tau'_r}\right)I_2 & \left(\frac{L_m}{L'_s L_r}\right)\left(\frac{I_2}{\tau_r} - \hat{\omega}_r J\right) \\ \frac{L_m I_2}{\tau_r} & -\frac{I_2}{\tau_r} + j\hat{\omega}_r J \end{bmatrix}. \quad (6.52)$$

каде излезниот вектор за струјата е:

$$\hat{\vec{i}}_s = C\hat{x}. \quad (6.53)$$

Знакот над излезниот вектор  $\hat{x}$  покажува дека се работи за естимирана вредност. Матрицата  $G$  претставува тежинска матрица на коефициенти кои се нагодуваат како би работел системот стабилно. Во горната равенка за естимирани излезни величини се наоѓа и векторот на грешка  $e = (\vec{i}_s - \hat{\vec{i}}_s)$ , каде струите  $i_s, \hat{i}_s$  се моментално мерената и естимираната соодветно сместени во матричен облик  $\vec{i}_s = [\vec{i}_{sd} \quad \vec{i}_{sq}]^T$  и  $\hat{i}_s = [\hat{i}_{sd} \quad \hat{i}_{sq}]^T$ .

Од сликата естимираниот роторски флуks компонентата на грешка се користат за пресметка на брзината:

$$\hat{\omega}_r = K_p (\vec{\psi}_{rq} e_{sd} - \vec{\psi}_{rd} e_{sq}) + K_i \int (\vec{\psi}_{rq} e_{sd} - \vec{\psi}_{rd} e_{sq}) dt. \quad (6.54)$$

каде грешката е претставена во векторска форма  $\vec{e} = e_{sd} + j e_{sq}$  и флуksот на роторот  $\vec{\psi} = \psi_{sd} + j \psi_{sq}$ ,  $K_p$  и  $K_i$  претставуваат пропорционален и интегрален коефициент соодветно.

Естимацијата на брзина најмногу зависи од точноста на параметрите на асинхронниот мотор, односно од равенките (6.43) од временските константи на статорот и роторот. Промената на статорската отпорност има најголемо влијание, нарочито при мали брзини. Најчеста причина за промената на статорската и роторската отпорност е температурата. Заради тоа што кај погон со асинхрон мотор се користење на инвертор роторскиот флуks се држи константен, тогаш и промената на роторската отпорност е константна. Ова се зема како константа во равенката за грешката на естиматорот на брзина. Како би се намалило влијанието на промената на статорската отпорност може да се употреби адаптивна шема за естимација. Се формира нова матрица на статорската отпорност :

$$\hat{r}_s = r_s + \Delta r_s. \quad (6.55)$$

каде  $\Delta r_s$  е промената на статорската отпорност.

$$\Delta A_{r_s} = \begin{bmatrix} -\frac{I_2}{L_s} & 0_2 \\ 0_2 & 0_2 \end{bmatrix}. \quad (6.56)$$

За естимирање на статорската отпорност се користи равенката:

$$\hat{r}_s = -K_p (\hat{i}_{sd} e_{sd} + \hat{i}_{sq} e_{sq}) - K_i \int (\hat{i}_{sd} e_{sd} + \hat{i}_{sq} e_{sq}) dt. \quad (6.57)$$

При естимацијата на брзината и статорската отпорност нарочито за преобразувачи кои користат техника на ИШМ се појавуваат виши хармоници кои сметаат во естимацијата на брзината и отпорноста. Поради ова се користат мерни сигнали од едносочниот дел на инверторот, како и референтните напони кои се влез за инверторот и други начини.

### 6.2.1 Луенбергеров Обсервер

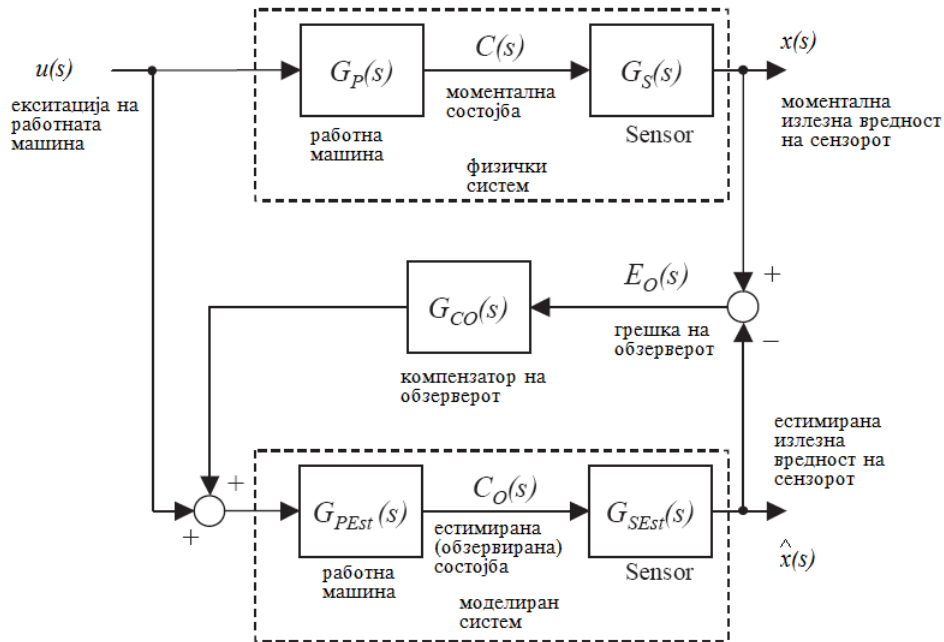
Овој обсервер е математички модел кој ги комбинира излезните големина на сензорот и напојните големина (екситацацијата) на работната машина (асинхронниот мотор) и сензорот. Луенбергеровиот обсервер (според [24]) ги комбинира следниве пет елементи:

- Изезниот сигнал на сензорот  $x(s)$ ,



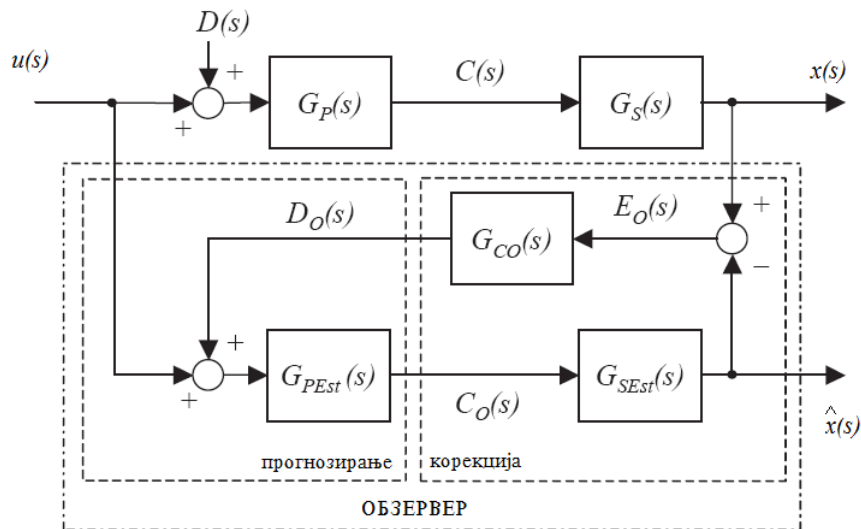
- Излезниот сигнал од енергетскиот преобразувач (екситацијата за работната машина)  $u(s)$ ,
- Моделот на асинхрониот мотор  $G_{PEst}(s)$ ,
- Моделот на сензорот  $G_{SEst}(s)$ ,
- ПИ или ПИД компаратор на обсерверот.

На сликата е прикажана блок шемата на обсерверот:



Слика 6.8. Општа форма на Луенберговиот обсервер

Основната функција на овој обсервер е да работи со методот прогноза-корекција (predictor-corrector). На горната слика има два система: физички и моделиран. Ако моделираниот систем целосно и точно го репрезентира физичкиот систем тогаш предвидувањата на системот ќе бидат идеално точни. Ова не е реално затоа што моделираниот систем е само апороксимација на ралниот систем. Затоа се воведува пореметување во системот, прикажано на сликата:



Слика 6.9. Луенберговиот обсервер во режим на предикција-корекција

Овој естиматор се заснива врз проценката на роторскиот флуке  $\hat{\psi}_r'$  и статорската струја  $\vec{i}_s$  [12]:

$$\hat{\omega}_r = \left( k_p + \frac{k_i}{p} \right) \text{Im} \left[ \left( \vec{i}_s - \hat{i}_s \right) \hat{\psi}_r' \right]. \quad (6.58)$$

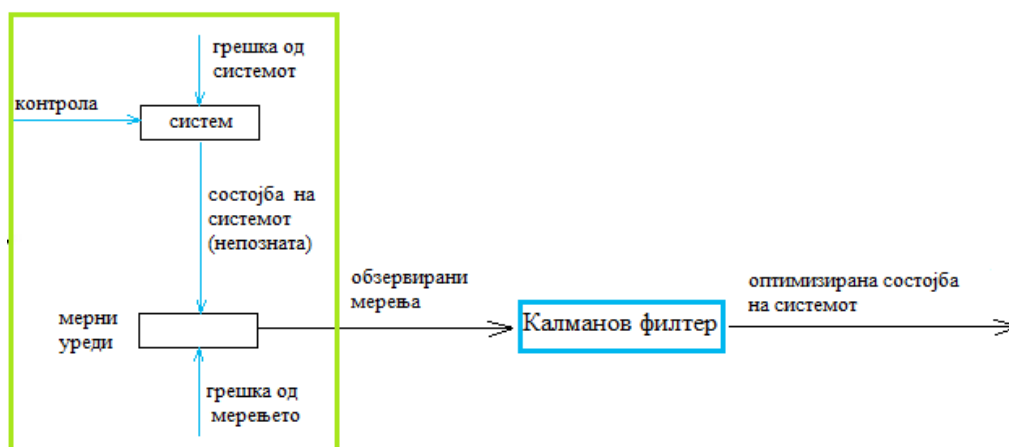
Ако се бара да се најде роторската отпорност, тогаш може да се употреби равенката:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\tau_r} \right) = -\hat{\psi}_r' \left[ \left( \hat{i}_{ds} - i_{ds}^* \right) i_{da}^* \right] \quad (6.59)$$

Овој естиматор дава добри резултати и за брзини на асинхрониот мотор до 30 вртежи.

## 6.2.2 Калманов естиматор и проширен Калманов Филтер (ЕКФ)

Калмановиот филтер е линеарен, кој се извршува во дискретно време за функции кои траат во променливо и конечно време. Целта на овој филтер е да ја намали грешката помеѓу претпоставената и вистинската вредност на параметрите, средната квадратна грешка да ја сведе на минимум. Динамиката на Калмановиот филтер (КФ) е во тоа што тој функционира во континуирани циклуси на предикција и филтрирање. На следната слика е претставена генералната логичка шема на КФ [48], [77]:



Слика 6.10. Апликација на КФ

Од сликата физичкиот систем се управува преку контролни сигнали и излезните сигнали (мерените) добиени од сензорите се пропуштаат низ КФ. Мерените сигнали содржат грешки и непредвидени одзиви од системот. Преку овие информации (контролните сигнали и обзервираните) потребно е да се естимира состојбата и да се оптимизира работата на системот преку зададените критериуми за управување. Оваа оптимизација треба да ја прави КФ. Ако се земе во предвид дека векторот на системот е функција од:

$$x(k+1) = f(x(k), u(k), w(k)). \quad (6.60)$$

$$y(k) = h(x(k), v(k)). \quad (6.61)$$

каде

- $x$  е вектор на системот,
- $f(, , )$  е функција на системот,
- $u$  е контролен вектор,
- $w$  е вектор на системски грешки,
- $y$  е векторот од обсервираниите величини,

- $h(, , )$  е функција од мерените величини,
- $v$  е вектор во кои се грешките кои се прават при мерењето.

Како познати величини се:

- $f, h$ , карактеристиката на шумот, почетните услови на системот.
- векторот на контролата (управувањето)  $u(0), u(1), \dots, u(k-1)$ ;
- векторот на мерењата  $y(0), y(1), \dots, y(k)$ .

Треба да се најде оптималната естимирана функција на системот  $x(k)$ . Задачата на секој филтер е да се најде оптимална естимација на системот со постоечките мерења и грешки кои влегуваат во него.

Проширениот Калманов филтер (ЕКФ-Ekstended Kalman Filter) се користи за естимација на брзината на роторот и на параметрите на асинхрониот мотор кај погони со висок степен на динамика (со векторско и DTC управување). ЕКФ е варијанта на КФ со таа разлика што е погоден за пресметки во нелинеарни системи. Во првиот степен на пресметка, состојбите се предвидуваат со користење на математички модел. Во вториот степен на пресметки предвидените состојби на параметрите континуирано се корегираат со користење на повратните врски. Се формира т.н. тежинска матрица, во која се запаметуваат разликите помеѓу бараните и добиените (мерените) параметри. ЕКФ се грижи да следниот излез биде оптимален одзив на влезниот сигнал. Кај асинхрониот мотор, ЕКФ најчесто се користи за естимација на брзината на роторот, како и за естимација на параметрите. За оваа цел се мерат напоните и струите и со ЕКФ брзо се пресметуваат параметрите. За дизајнирање на ЕКФ за погони без повратна врска по брзина се користат следниве чекори:

1. Одбирање на модел на асинхрониот мотор;
2. Дискретизација на моделот на асинхрониот мотор;
3. Одредување на матриците на шумот и коварјантните матрици Q, R, P;
4. Имплементација на ЕКФ алгоритмот и нагудување на системот.

За подобро објаснување на работата на ЕКФ се дообјаснуваат горе наведените подточки.

1. Најчесто се користи модел на асинхрониот мотор во стационарен референтен систем поради неколку фактори и тоа намалено време на пресметка, помали времиња на самплирање, повисока точност и постабилна работа на ЕКФ. Од равенките (6.42) и (6.43) се изведуваат равенките во кои фигурираат статорската струја, роторскиот флуks и брзината на моторот:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_s^*} & 0 & \frac{L_m}{L_s L_r \tau_r} & \frac{\omega_r L_m}{L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_s^*} & -\frac{\omega_r L_m}{L_s L_r} & \frac{L_m}{L_s L_r \tau_r} & 0 \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}. \quad (6.62)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix}. \quad (6.63)$$

каде  $\tau_s^*$  се дефинира како:

$$\frac{1}{\tau_s^*} = \frac{1}{\tau_s} + \frac{(1-\sigma)}{\tau_r} = \frac{r_s + r_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2}{L_s} = \frac{r_s + r_{rsve}}{L_s}. \quad (6.64)$$

Од равенката (6.62) треба да се нагласи дека деривацијата на брзината (забрзувањето  $\frac{d\omega_r}{dt} = 0$ ) се занемарува. Ова значи дека моментот на инерција е бесконечен што во реалноста не е така. Исто така се занемарува и влијанието на заситување на магнетното јадро. Се јавуваат и разни непредвидени „шумови“. Сите овие занемарувања со ЕКФ се прави корекција за да се добие подобра естимација на брзината и параметрите на асинхронниот мотор.

Горните равенки претставени во компактна форма се:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = Ax + Bu. \quad (6.65)$$

$$y = Cx. \quad (6.66)$$

каде матриците **A**, **B** и **C** се следниве:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_s^*} & 0 & \frac{L_m}{L_s L_r \tau_r} & \frac{\omega_r L_m}{L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_s^*} & -\frac{\omega_r L_m}{L_s L_r} & \frac{L_m}{L_s L_r \tau_r} & 0 \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.67)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.68)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.69)$$

Во равенката (6.62) постојат пет параметри на асинхронниот мотор, односно  $(r_s + r_{rref}, L_m, L_r$  и  $\tau_r)$  каде  $r_{rref} = r_r \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2$  претставува сведена отпорност на роторот кон статор. Исто така може да се користи и модел на асинхрон мотор со четири параметри и тоа  $(r_s, r_{rref}, L_s$  и  $\tau_r)$  или  $(r_s, L_s, L_M,$  и  $\tau_r)$ , каде  $L_M = \frac{L_m}{L_r}$  е сведената индуктивноста на магнетизирање. Треба да се каже дека овие четири параметри можат да се одредат со постапката на самоиспитување.

Сведениот роторски флукс може да се одреди од векторот на роторски флукс од равенката:

$$\vec{\psi}'_{rref} = \psi_{rdref} + j\psi_{rqref} = \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}'_r = \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} + j\psi_{rq}) \quad (6.70)$$

Сега ако се напишат равенките (6.62) со сведениот роторски флуks, ќе изгледаат на овој начин:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rdref} \\ \psi_{rqref} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_s^*} & 0 & \frac{L_m}{L_s L_r \tau_r} & \frac{\omega_r L_m}{L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_s^*} & -\frac{\omega_r L_m}{L_s L_r} & \frac{L_m}{L_s L_r \tau_r} & 0 \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_r & -\frac{1}{\tau_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rdref} \\ \psi_{rqref} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}. \quad (6.71)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rdref} \\ \psi_{rqref} \\ \omega_r \end{bmatrix}. \quad (6.72)$$

Со познавањето на сведениот роторски флуks може да се одреди струјата на магнетизирање и моментот на моторот:

$$|\vec{i}_{mr}| = \frac{|\vec{\psi}'_r|}{L_m}. \quad (6.73)$$

$$M = \frac{3}{2} P (\psi_{rdref} i_{sq} - \psi_{rqref} i_{sd}). \quad (6.74)$$

Од горната равенка се гледа дека во неа не постои изразот за односот на индуктивитетите  $\frac{L_m}{L_r}$ .

2. За дигитална имплементација на ЕКФ потребно е да се дискретизираат равенките на асинхронниот мотор и тие се во обликот:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d(k) u(k). \quad (6.75)$$

$$y(k) = Cx(k). \quad (6.76)$$

Матриците  $A_d$  и  $B_d$  се матрица на системот и матрица на влезовите соодветно и тие имаат облик:

$$A_d = \exp[AT] \approx 1 + AT + \frac{(AT)^2}{2}. \quad (6.77)$$

$$B_d \approx BT + \frac{ABT^2}{2}. \quad (6.78)$$

каде  $T = t_{k+1} - t_k$  се вика време на земање одбиорци (самплирање).

Ако се воведи и векторот на шумот  $v$  моделот на системот се добива:

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d(k) u(k) + v(k). \quad (6.79)$$

Со земање во предвид и шумот што се јавува од мерењето на струјата на статорот  $w(k)$ , тогаш за излезниот вектор се добива:

$$y(k) = Cx(k) + w(k). \quad (6.80)$$

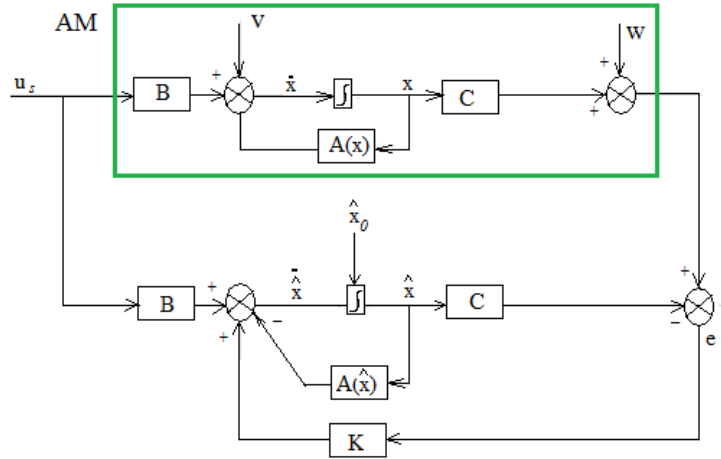
3. Одредувањето на шумот и коварјантните матрици  $Q$ ,  $R$ ,  $P$ . Целта на ЕКФ е да се одредат немерливите параметри (брзината, роторска отпорност ...) со познавање на мерените величини и со користење на статистиката од шумовите. Со користењето на ЕКФ можно е да се пресметаат шумовите, грешките при мерењето на струјата, како и грешките во користениот модел на асинхрониот мотор. Естимираната вредност на влезот во ЕКФ  $x'$  се наоѓа од прогнозираната вредност  $x$ , се корегира со користење на тежински фактор  $K$  (кој се вика Калманов фактор) и разликата на естимиранта и мерената излезната вредност  $y$ . Тежинскиот фактор  $K$  се бира така да естимираните вредности бидат најблиску до мерените. Калмановиот алгоритам се сосостои од два степенa, степен на предвидување и степен на филтрирање.

Во степенот на предикција, следната естимирана величина на влезниот вектор  $x(k+1)$  се пресметува со користење на математички модел на асинхрониот мотор. Коварјантната матрицата на предикција  $P$  и коварјантната матрица на системот  $Q$  се пресметува пред да се направат мерењата. Во наредниот степен на филтрирање, следната естимирана вредност  $x'(k+1)$  се пресметува од прогнозираната вредност  $x(k+1)$  на кого му се додава Калмановиот корекционен фактор  $K(y-y')$ . Матрицата составена од шумовите на системот  $Q$  е матрица со димензија  $(5 \times 5)$  и матрицата составена од шумовите од мерењата  $R$  е со димензија  $(2 \times 2)$  со што се доаѓа до бројка од 29 величини кои треба да се познават. Поради фактот дека шумовите не се зависни еден од друг матриците  $Q$  и  $R$  се дијагонални, со што од матрицата  $Q$  потребно е да се познаваат само 5 членови, а од матрицата  $R$  само 2 члена. Исто така членовите кои се по  $d$  и  $q$  оската се еднакви ( $q_{11}=q_{22}$ ,  $q_{33}=q_{44}$ ) така да матрицата на шумови на системот има само 3 непознати елементи, односно  $Q = \text{diag}(q_{11}, q_{11}, q_{33}, q_{33}, q_{55})$ . Исто така за матрицата  $R$  двата дијагонални членови се еднакви ( $r_{11}=r_{22}=r$ ), односно  $R = \text{diag}(r, r)$ . Од ова следи дека треба да се познаваат само четири елементи од коварјантните матрици.

4. Имплементација на ЕКФ алгоритмот и нагудување на системот. Во фазата на предвидување податоците се сместуваат во коварјантната матрица  $P$  и со користењето на коварјантната матрица на системот  $Q$  и матрицата на корекционите фактори  $K_e = K(y-y')$ , каде  $e = (y-y')$  претставува грешка, со користење на излезните (мерените) величини кои се во овој случај статорската струја, односно  $y = i_s$ ,  $y' = i_s'$  се добива системот на равенки на ЕКФ:

$$\frac{d\hat{x}}{dt} = A(\hat{x})\hat{x} + Bu + K(i_s - \hat{i}_s) \quad (6.81)$$

На следната слика е прикажана структурата на ЕКФ алгоритмот:



Слика 6.11. Структура на ЕКФ

Работата на ЕКФ се извршува во седум степени и тоа:

- Иницијализација на матрицата на состојба и коварјантните матрици. Почетен вектор е  $x_0 = x(t_0)$  и почетната коварјантна матрица на шумови  $Q_0$  и  $R_0$  се задаваат заедно со коварјантната матрица на предикција  $P$ . За почеток на работа на математичкиот модел на ЕКФ може да се земе дека сите коварјантни матрици се дијагонални и сите елементи во нив имаат иста вредност. Почетните вредности на елементите на матриците колку се пореални толку побрзо ќе конвергира решението на ЕКФ матричниот систем на равенки.
- Предикција на векторот на состојба  $x$ . Предикцијата на векторот на состојба за време на семплирање  $(k+1)$  од влезната величина  $u(k)$  и со користење на матриците  $A_d$  и  $B_d$  од равенката:

$$x^*(k+1|k) = x^*(k+1) = A_d \hat{x}(k) + B_d u(k). \quad (6.82)$$

каде префиксот \* означува дека тоа е моментална величина. Од равенката (6.79) се добива следниот матричен систем:

$$x^*(k+1) = [a \ b \ c \ d \ e]^T. \quad (6.83)$$

каде елементите на матрицата се следниве:

$$a = \left(1 - \frac{T}{\tau_s^*}\right) i_{sd}(k) + \left[ \frac{TL_m}{L_s L_r \tau_r} \hat{\psi}_{rd}(k) \right] + \hat{\omega}_r(k) T \frac{L_m}{L_s L_r} \hat{\psi}_{rq}(k) + \frac{T}{L_s} t i_{sd}(k). \quad (6.84)$$

$$b = \left(1 - \frac{T}{\tau_s^*}\right) i_{sq}(k) + \left[ \frac{TL_m}{L_s L_r \tau_r} \hat{\psi}_{rq}(k) \right] - \hat{\omega}_r(k) T \frac{L_m}{L_s L_r} \hat{\psi}_{rd}(k) + \frac{T}{L_s} t i_{sq}(k). \quad (6.85)$$

$$c = \frac{TL_m}{\tau_r} i_{sd}(k) + \left[ 1 - \frac{T}{\tau_r} \hat{\psi}_{rd}(k) \right] - \hat{\omega}_r(k) T \hat{\psi}_{rq}(k). \quad (6.86)$$

$$d = \frac{TL_m}{\tau_r} i_{sq}(k) + \left[ 1 - \frac{T}{\tau_r} \hat{\psi}_{rq}(k) \right] + \hat{\omega}_r(k) T \hat{\psi}_{rd}(k). \quad (6.87)$$

$$e = \hat{\omega}_r(k) \quad (6.88)$$

- Естимирање на коварјантнитата на предикција  $P$  со користење на матричната равенка:

$$P^*(k+1) = f(k+1) \hat{P}(k) f^T(k+1) + Q. \quad (6.89)$$

каде функцијата  $f$  е матрица на изводи, односно:

$$f(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} (A_d x + B_d u) \Big|_{x=\hat{x}(k+1)}. \quad (6.90)$$

Или претставена во матричен облик, функцијата  $f$  ќе биде:

$$f(k+1) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{\tau_s^*} & 0 & \frac{TL_m}{L_s' L_r \tau_r} & \frac{\omega_r TL_m}{L_s' L_r} & \frac{TL_m}{L_s' L_r} \psi_{rq} \\ 0 & 1 - \frac{T}{\tau_s^*} & -\frac{\omega_r TL_m}{L_s' L_r} & \frac{TL_m}{L_s' L_r \tau_r} & -\frac{TL_m}{L_s' L_r \tau_r} \psi_{rd} \\ \frac{TL_m}{\tau_r} & 0 & 1 - \frac{T}{\tau_r} & -T\omega_r & T\psi_{rq} \\ 0 & \frac{TL_m}{\tau_r} & T\omega_r & 1 - \frac{T}{\tau_r} & 0T\psi_{rd} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.91)$$

каде  $\omega_r = \hat{\omega}_r(k+1)$ ,  $\psi_{rd} = \hat{\psi}_{rd}(k+1)$ ,  $\psi_{rq} = \hat{\psi}_{rq}(k+1)$ . Во матрицата за  $f$  има 17 елементи кои се константни и 8 променливи ( $f_{14}, f_{15}, f_{23}, f_{25}, f_{34}, f_{35}, f_{43}, f_{45}$ ).

– Пресметка на матрицата на корекциони фактори  $K$ . Таа се пресметува од равенката:

$$K(k+1) = P^*(k+1)h^T(k+1)[h(k+1)P^*(k+1) + R]^{-1}. \quad (6.92)$$

За апликација на Калмановиот филтер кај асинхрон мотор, матрицата на корекциони фактори  $K$  има две колони и пет редови. Матрицата на градиенти  $h$  изгледа вака:

$$h(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} [C_d x] \Big|_{x=x^*(k+1)}. \quad (6.93)$$

$$h(k+1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.94)$$

– Определување на векторот на состојба  $x$ . Векторот на состојба се одредува од равенството:

$$\hat{x}(k+1) = x^*(k+1) + K(k+1)[y(k+1) - \hat{y}(k+1)]. \quad (6.95)$$

каде

$$\hat{y}(k+1) = C_d x^*(k+1). \quad (6.96)$$

$$\hat{y}(k+1) = [i_{sd}^*(k+1), i_{sq}^*(k+1)]^T. \quad (6.97)$$

– Определување на коварјантната матрица на естимираните грешки. Оваа матрица се пресметува од следната равенка:

$$\hat{P}(k+1) = P^*(k+1) - K(k+1)h(k+1)P^*(k+1). \quad (6.98)$$

– Се заменува  $k = k+1$ ,  $x(k) = x(k-1)$  и  $P(k) = P(k-1)$  и се враќа на првиот чекор на естимација.

За практична реализација на КФ и ЕКФ потребно е да се користат дигитални сигнални процесори (DSP). Калмановиот естиматор може да се користи како за стационарни така и за транзиентни услови на работа на асинхронниот мотор за естимација на брзината и параметрите на моторот. Можноста на КФ и ЕКФ да ја естимираат брзината на моторот нашла примена во новите електромоторни погони во голем опсег на управувањето. Овој естиматор дава добри резултати до 25 вртежи во минута.



### 6.3 Користење на реактивната енергија за естимирање на временската константа на роторот $\tau_r$ и роторската отпорност $r_r$

Од Т еквивалентната шема на асинхронниот мотор ги имаме следниве равенства за статорска и роторската намотка (која е затворена преку товарот  $r_r$ ):

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s - \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j\omega_1 \vec{\psi}_s \quad (6.99)$$

$$\vec{\psi}_s = x_1 \vec{i}_s + x_m \vec{i}_r \quad (6.100)$$

$$x_1 = \omega_1 (L_s + L_m) \quad (6.101)$$

$$x_m = (\omega_1 - \omega_r) L_m \quad (6.102)$$

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s - \frac{d}{dt} \left[ \omega_1 (L_s + L_m) \vec{i}_s + (\omega_1 - \omega_r) L_m \vec{i}_r \right] \quad (6.103)$$

Ако референтниот систем е врзан за статорот тогаш  $\omega_s=0$ , каде  $\omega_r$  претставува роторска аглова брзина,  $\omega_s = s\omega_1 = \omega_1 - \omega_r$  претставува аглова брзина на лизгање,  $\omega_1 = \frac{P}{2} \omega_r$  претставува аглова брзина на статорот, додека  $P$  е број на пари полови на асинхронниот мотор.

Диференцијалните равенки што ја претставуваат состојбата на асинхронниот мотор може да се претстави во  $qd0$  референтен систем врзан за статорот ( $\omega_l=0$ )

$$v_s^{qdo} = \omega_1 \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \psi_s^{qdo} + p_p \psi_s^{qdo} + r_s i_s^{qdo} \quad (6.104)$$

од каде се добиваат следниве равенки за вредностите на статорскиот напон:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} p_p \psi_{dr}' + \sigma L_s p_p i_{ds}' \quad (6.105)$$

Слично би се добило и за  $v_{qs}$ . За роторската намотка би се добиле следниве равенки:

$$0 = r_r i_{dr}' + p_p \psi_{dr}' - \omega_1 \psi_{dr}' \quad (6.106)$$

$$-\frac{L_m}{\tau_r} i_{ds}' + p_p \psi_{dr}' + \frac{1}{\tau_r} \psi_{dr}' - j\omega_1 \psi_{dr}' = 0 \quad (6.107)$$

Каде што  $p_p = \frac{d}{dt}$  претставува диференцијален оператор.

Од предходните изведени равенки за статорската и роторската намотка следува:

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & p_p \frac{L_m}{L_r} \\ -\frac{L_m}{\tau_r} & p_p + \frac{1}{\tau_r} - j\frac{P}{2}\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_s \\ \vec{\psi}_r \end{bmatrix} \quad (6.108)$$

Од каде се добива роторскиот флукс

$$\vec{\psi}_r = \frac{L_m}{L_r} \frac{\vec{i}}{\left( p_p + \frac{1}{\tau_r} - j\frac{P}{2}\omega_r \right)} \quad (6.109)$$

Равенката за реактивната загуба на моќност за магнетизирање на моторот е следнава:

$$q_m = \text{Im} \left[ p_p \overrightarrow{\psi}_r \overrightarrow{i}_s^c \right] \quad (6.110)$$

каде што  $\overrightarrow{i}_s^c$  е конјугирано комплексна статорска струја. Од равенката (6.110) се добива:

$$q_m = \text{Im} \left[ p_p \frac{L_m \overrightarrow{i}_s \overrightarrow{i}_s^c}{1 + \left( p_p - j \frac{P}{2} \omega_r \right) \tau_r} \right] \quad (6.111)$$

Во стационарен режим  $p_p = j\omega_1$  и со тоа равенката за реактивната моќност ќе биде

$$q_m = \text{Im} \left[ \frac{j\omega_1 L_m i_s^2}{1 + \left( j\omega_1 - j \frac{P}{2} \omega_r \right) \tau_r} \right] \quad (6.112)$$

Додека ефективната вредност на реактивната моќност е:

$$q_m = \frac{j\omega_1 L_m i_s^2}{1 + \left( j\omega_1 - j \frac{P}{2} \omega_r \right)^2 \tau_r^2} \quad (6.113)$$

Од друга страна реактивната моќност може да се најде од равенката

$$q_m = \text{Im} \left[ \overrightarrow{v}_s \overrightarrow{i}_s^c \right] \quad (6.114)$$

или

$$\hat{q}_m = \text{Im} \left[ r_s i_s^2 + \left( \sigma L_s p_p \overrightarrow{i}_s + \frac{L_m}{L_r} p_p \overrightarrow{\psi}_r \right) \overrightarrow{i}_s^c \right] \quad (6.115)$$

Членот  $r_s i_s^2$  секогаш е реален и затоа за реактивната моќност добиваме:

$$\hat{q}_m = \text{Im} \left[ \left( \sigma L_s p_p \overrightarrow{i}_s + \frac{L_m}{L_r} p_p \overrightarrow{\psi}_r \right) \overrightarrow{i}_s^c \right] \quad (6.116)$$

Со познавањето на реактивната моќност можеме да ја најдеме роторската временска константа, од следната равенка [6]:

$$\tau_r = \sqrt{\frac{\omega_1 L_m i_s^2 - \hat{q}_m}{\left( \omega_1 - \frac{P}{2} \omega_r \right)^2 \hat{q}_m}} \quad (6.117)$$

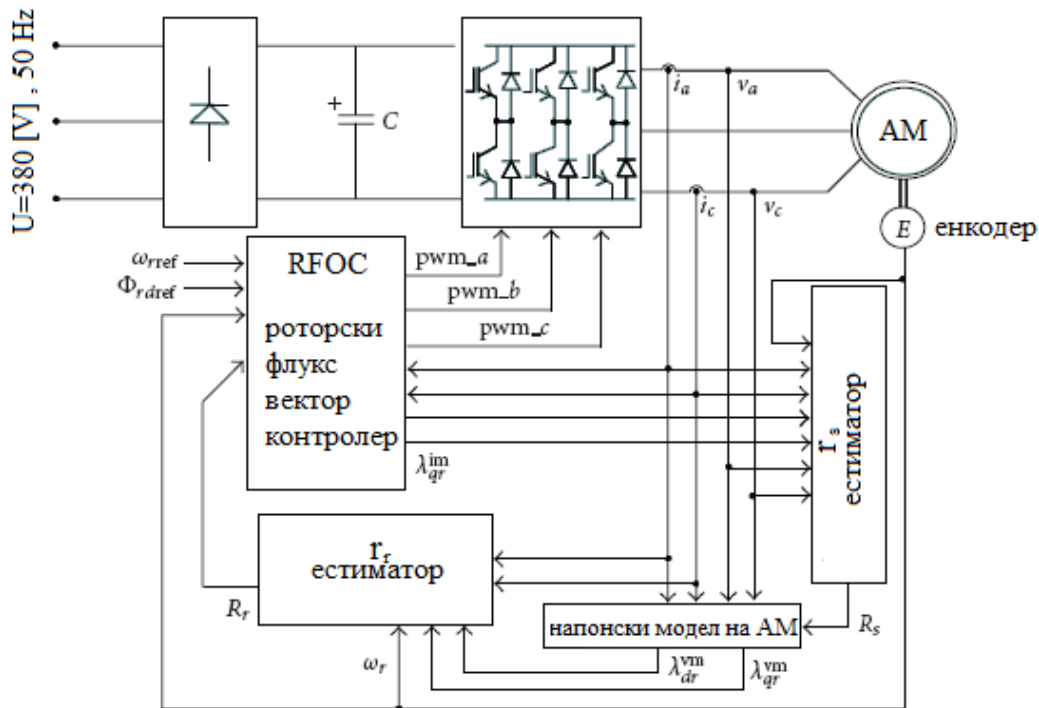
Со мерењето на реактивната моќност од равенките (6.114) и (6.116) може да се пресмета промената на реактивната моќност  $\Delta q = q_m - \hat{q}_m$ . После пресметката на временската константа на роторот може да го пресметаме и роторскиот флуks од равенката (6.110). Условот за векторско управување во стационарен режим претставува

$$\omega - \omega_r = \frac{r_r' i_{qs}^s}{L_r' i_{ds}^s} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}^s}{i_{ds}^s} \quad (6.118)$$

## 6.4 Други начини за проценка на параметрите на асинхрон мотор

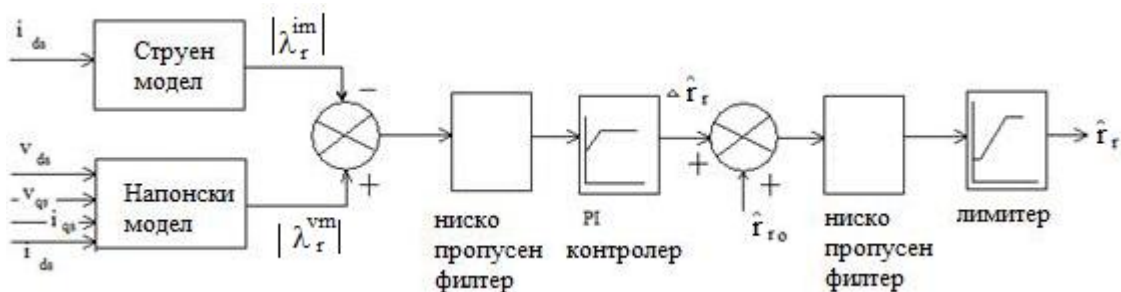
### 6.4.1 Проценка на параметрите на асинхрон мотор со користење на ПИ контролери

За естимација на активните отпорности на асинхронниот мотор може да се искористат ПИ контролери. Во следниов текст се презентира начин како да се естимираат вредностите на отпорите со користење на индиректно векторско управување. Шемата на векторското управување е следната:



Слика 6.12. Векторска контрола на асинхрон мотор со постојана естимација на статорската и роторската отпорност (on line estimation)

Од равенките (4.19) за напонскиот модел на асинхронниот мотор и равенките (4.30) за струјниот модел на асинхрон мотор, со користење на пресметаната амплитуда на роторскиот флуks  $|\lambda_r^{im}|$  од струјните равенки (4.30) и  $|\lambda_r^{vm}|$  од напонските равенки се естимира роторската отпорност [22], [45]:



Слика 6.13 Естимација на роторската отпорност со користење на ПИ контролер

Од сликата се гледа дека естимираните вредности на роторскиот флуks пресметано преку напонската и струјната равенка се воведуваат како грешка во ниско пропусниот филтер и се додава на вредноста на мерената роторска отпорност (добиена со самоиспитување или внесена како константен параметар во меморијата на инверторот), со што се добива моменталната вредност на роторската отпорност.

Равенките од напонскиот и струјниот модел на асинхрониот мотор можат да се напишат и на овој начин:

$$\sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{L_m}{L_r T_r} \lambda_{dr}^{im} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{qr}^{im} - \frac{L_m^2}{L_r T_r} i_{ds} + v_{ds} - r_s i_{ds}. \quad (6.119)$$

$$\sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{L_m}{L_r T_r} \lambda_{qr}^{im} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \psi_{dr}^{im} - \frac{L_m^2}{L_r T_r} i_{qs} + v_{qs} - r_s i_{qs}. \quad (6.120)$$

Ако равенката (5.118) се напише во дискретна форма се добива:

$$i_{ds}^*(k) = w_4 i_{ds}^*(k-1) + w_5 \lambda_{dr}^{im}(k-1) + w_6 \omega_r \lambda_{qr}^{im}(k-1) + w_7 v_{ds}(k-1). \quad (6.121)$$

Каде коефициентите  $w$  се следниве:

$$w_4 = 1 - \frac{\tau_s L_m^2}{\sigma L_s L_r \tau_r} - \frac{\tau_s}{\sigma L_s} r_s. \quad (6.122)$$

$$w_5 = \frac{\tau_s L_m}{\sigma L_s L_r \tau_r}. \quad (6.123)$$

$$w_6 = \frac{\tau_s L_m}{\sigma L_s L_r}. \quad (6.124)$$

$$w_7 = \frac{\tau_s}{\sigma L_s}. \quad (6.125)$$

Слично за равенката (6.120) напишана во дискретна форма е:

$$i_{qs}^*(k) = w_4 i_{qs}^*(k-1) + w_5 \lambda_{qr}^{im}(k-1) - w_6 \omega_r \lambda_{dr}^{im}(k-1) + w_7 v_{qs}(k-1). \quad (6.126)$$

Амплитудата на статорската струја е:

$$I_s^*(k) = \sqrt{i_{ds}^*(k)^2 + i_{qs}^*(k)^2}. \quad (6.127)$$

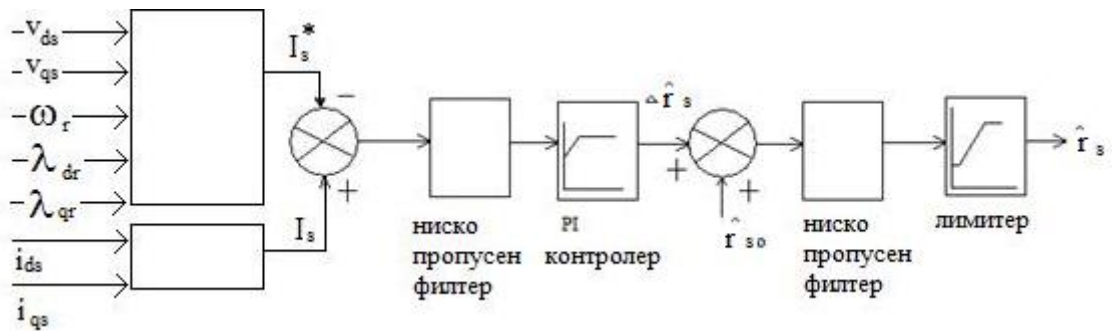
Амплитудата на мерената струја на статорот е:

$$I_s(k) = \sqrt{i_{ds}(k)^2 + i_{qs}(k)^2}. \quad (6.128)$$

Со равенката (6.127) се пресметува моменталната отпорност на статорот. Со промената на отпорноста за вредност од  $\Delta r_s$  ќе се промени и моменталната вредност на отпорноста  $r_s + \Delta r_s$ . Со ова ќе се промени и вредноста на статорската струја на вредност:

$$I_s^*(k) + \Delta I_s^*(k) = \sqrt{(i_{ds}^*(k) + \Delta i_{ds}^*(k))^2 + (i_{qs}^*(k) + \Delta i_{qs}^*(k))^2}. \quad (6.129)$$

Грешката што се јавува кај статорската отпорност  $\Delta r_s$  предизвикува грешка во естимацијата на струјата  $\Delta I_s^*$ . Оваа грешка може да се употреби за пресметка на промената на статорската отпорност, како што прикажано на следната слика:

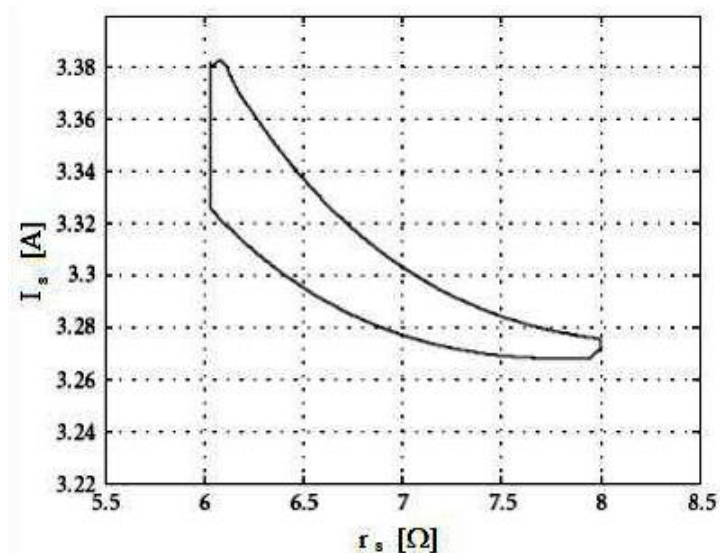


Слика 6.14. Естимација на статорската отпорност со користење на ПИ контролер

Каде  $I_s^*$  ја претставува естимираната вредност, додека  $I_s$  мерената вредност на статорската струја. Како што се гледа на сликата промената на статорската отпорност може да се претстави како ПИ зависност, односно:

$$\Delta r_s = \left( k_p + \frac{k_i}{p} \right) \Delta I_s^*. \quad (6.130)$$

На следната слика е прикажана зависноста на статорската струја од промената на статорската отпорност за  $r_s + \Delta r_s = 6,03 + 1,97 = 8,0 \Omega$  за асинхрон мотор со податоци  $P=1,1 \text{ kW}$ ,  $U=415 \text{ V}$ ,  $I=2.77 \text{ A}$ ,  $n=1415 \text{ min}^{-1}$ .



Слика 6.15. Влијанието на промената на статорската отпорност на струјата

Во класичен систем за управување на асинхрониот мотор со енергетски преобразувач потребни се познавања на алгебарски и диференцијални равенки кој го дефинираат моделот на асинхрониот мотор и инверторот. Досегашните модели на асинхрон мотор се комплексни, бараат многу компјутерско време, многу од потребните параметри тешко се мерат, постојат голем број на занемарувања и тн. Класичниот начина на управување со асинхрон мотор има ограничувања, како линеаризација, временска зависност на параметрите и тн. Овие проблеми можат да се надминат со користење на техники на вештачка интелигенција (Artificial Intelligence-AI) дури и ако не се знае аналитичкиот модел на асинхрониот модел. Користењето на техниките на вештачка интелигенција има предност поради тоа што овој начин на управување не е толку зависен од промената на параметрите на асинхрониот мотор. Во управувањето на асинхрон мотор со техники на вештачка интелигенција се користат:

- Фазна логика (Fuzzy Logic),

- Невронски мрежи (Artificial Neural Networks-ANN)

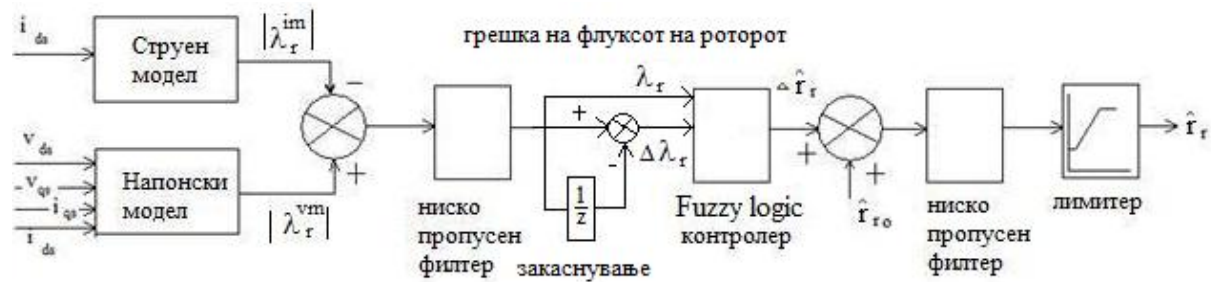
Основни предности на користењето на контролери со вештачка интелигенција се следниве:

- Нивниот дизајн не бара познавање на математичкиот модел на асинхрон мотор,
- Можат да бидат нагодени на база од лингвистички искуства на стручњаци за соодветниот електромоторен погон,
- Многу полесно се нагудуваат (тјунираат - tuning) во однос на класичните контролери,
- Можат да се нагодат со користење на база на податоци од реалниот систем на управување,
- Може да се нагодат со комбинирани податоци од лингвистички и мерени податоци.

Во наредното поглавје се става акцент на естимацијата на параметрите на асинхрон мотор (поконкретно за активните отпорности) со користење на техники на вештачка интелигенција.

#### 6.4.2 Проценка на параметрите на асинхронниот мотор со користење на фазна логика (Fuzzy Logic control)

За естимација на роторската отпорност се користат равенките на напонскиот и струјниот модел на асинхрон мотор како би се добила вредноста на промената на отпорноста  $\Delta r_r$ , кој се додава на предходно естимираната вредност, прикажано на следната слика:

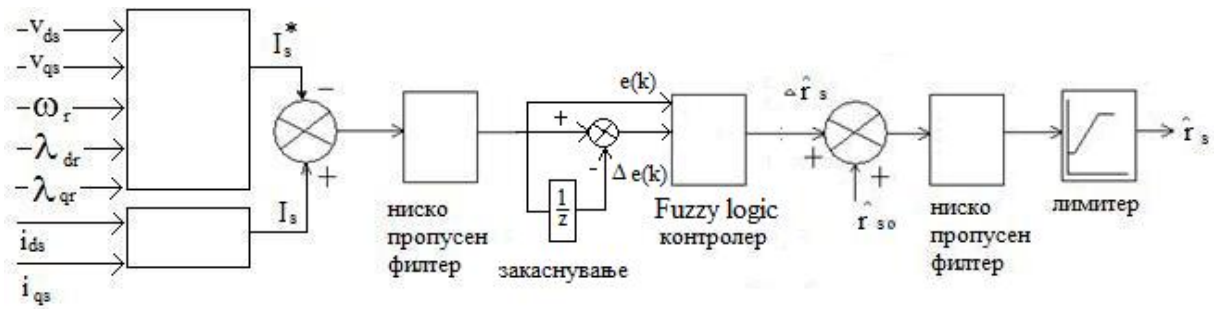


Слика 6.16. Блок дијаграм за естимација на роторската отпорност со користење на контролер со фазна логика

За естимација на статорската отпорност се користат статорските напони, брзината на роторот, флуksот на роторот од кои се естимира струјата  $I_s^*$  и мерената струја  $I_s$ . Нивната разлика се користи како инкремент на статорската отпорност  $\Delta r_s$  и се носи низ контролерот за фазна логика, претставено на сликата 6.16. Влез на контролерот за фазна логика се грешката на струјата  $e(k)$  и промената на грешката од струјата  $\Delta e(k)$  [42], [76].

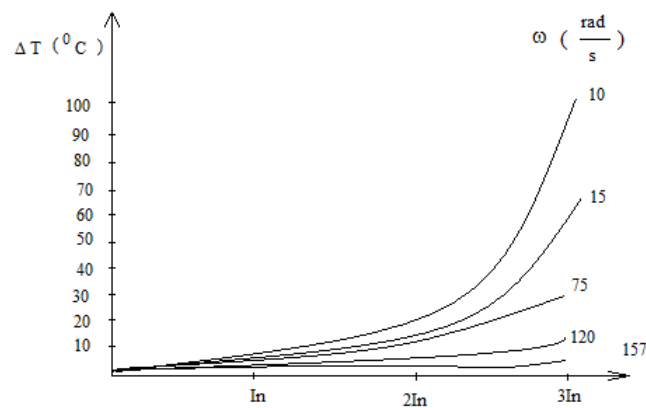
$$e(k) = \Delta I_s(k) = I_s^*(k) - I_s(k) \quad (6.131)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1). \quad (6.132)$$



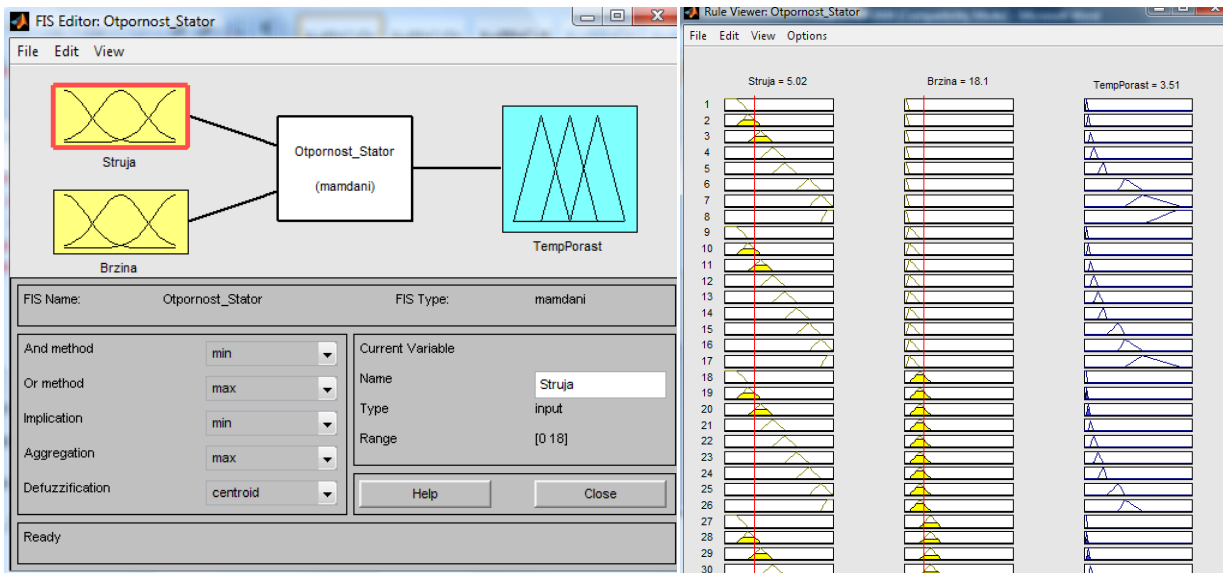
Слика 6.17. Блок дијаграм за естимација на статорската отпорност со користење на контролер со фазна логика

За да работи контролерот за фазна логика се користи зависноста на температурата на статорот од брзината на асинхронниот мотор (добиена со мерења) [76].



Слика 6.18. Зависност на промената на температурата на намотката на статорот во зависност од брзината на асинхронниот мотор

Од горната слика се прават функции на здружување (membership function) на влез на контролерот за фазна логика (за отпорноста на статорот), додека за излез добиваме отпорност со влијание на порастот на температурата. Тоа е прикажано на следната слика:



a)

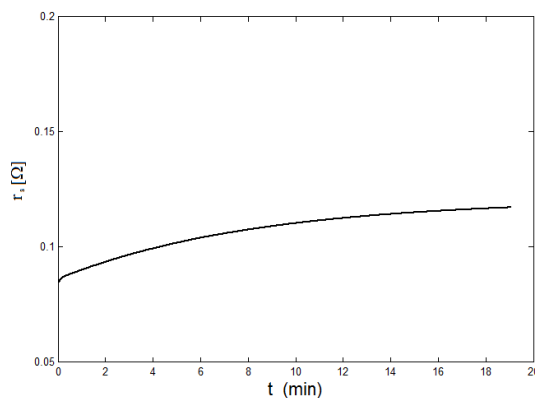
б)

Слика 6.19. ФИС едитор а) и функциите на здружување (membership functions) на естиматорот за фазна логика б) со користење на програмскиот пакет Matlab Simulink

Во зависност од логиката на управување се прави логичка табела:

$$\Delta r_s = \begin{matrix} NB \\ NM \\ NS \\ ZE \\ PS \\ PM \\ PB \end{matrix} \begin{matrix} NB & NM & NS & ZE & PS & PM & PB \\ NB & NB & NB & NB & NB & NM & ZE \\ NB & NB & NB & NM & NS & ZE & PS \\ NB & NB & NM & NS & ZE & PS & PM \\ NB & NM & NS & ZE & PS & PM & PB \\ NM & NS & ZE & PS & PM & PB & PB \\ NS & ZE & PS & PM & PB & PB & PB \\ ZE & PS & PS & PB & PB & PB & PB \end{matrix} \quad (6.133)$$

каде ознаките значат следново: NB–негативно големо, NM–негативно медиум (средно), NS–негативно мало, ZE–нула, PS–позитивно мало, PM–позитивно медиум (средно), PB–позитивно големо.



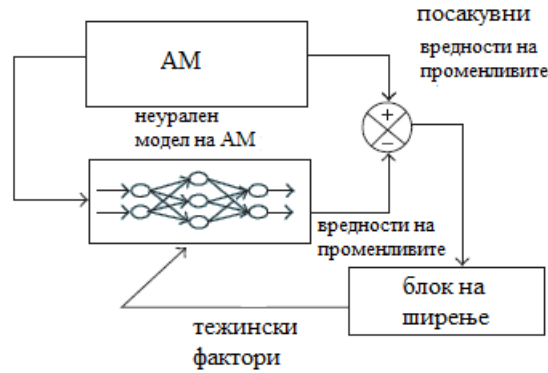
Слика 6.20. Естимирана вредност на статорската отпорност со користење на контролер со фазна логика

На сликата е претставена статорската отпорност на разгледуваниот мотор за празен од.



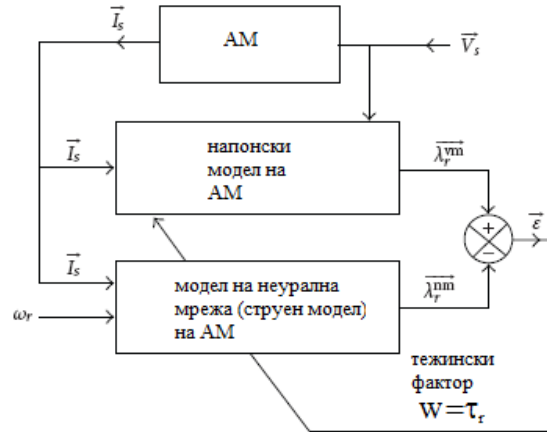
### 6.4.3 Проценка на параметрите на асинхрон мотор со користење на невронски мрежи

Со користењето на невронски мрежи се оди чекор понапред во управувањето на асинхронниот мотор. Имено со нивна помош инверторот може да „учи“ како се однесуваат параметрите на моторот при промена на товарот и брзината. Основниот блок дијаграм на неуралните мрежи е претставен на сликата [5], [16], [21], [41], [42], [76]:



Слика 6.21. Блок дијаграм на модел на неурална мрежа за естимација на параметрите на асинхрон мотор

Од следниот блок дијаграм може да се одреди роторската временска константа



Слика 6.22. Естимирање на роторската временска константа со невронска мрежа

Од равенките (4.19) и (4.32) за напонскиот и струјниот модел на асинхронниот мотор може да се изведе следнава равенка:

$$\frac{d\vec{\lambda}_r^{im}}{dt} = \left( -\frac{I}{\tau_r} + \omega_r J \right) \vec{\lambda}_r^{im} + \frac{L_m}{\tau_r} \vec{i}_s. \quad (6.134)$$

каде

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \vec{i}_s = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}, \quad \vec{\lambda}_r^{im} = \begin{bmatrix} \lambda_{ds}^{im} \\ \lambda_{qs}^{im} \end{bmatrix}, \quad \vec{\lambda}_r^{vm} = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{vm} \\ \lambda_{qr}^{vm} \end{bmatrix}. \quad (6.135)$$

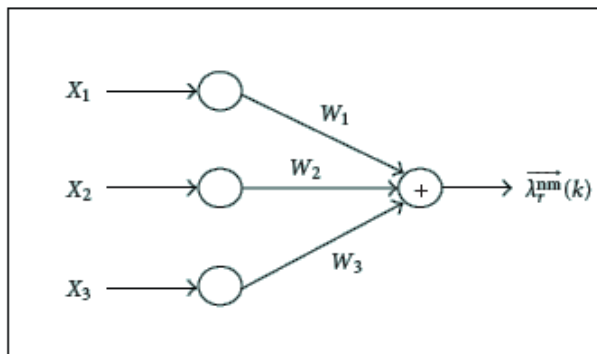
Ако равенката (6.134) се напише во дискретна форма добиваме:

$$\vec{\lambda}_r^{nm}(k) = (w_1 I + w_2 J) \vec{\lambda}_r^{nm} + w_3 \vec{i}_s(k-1). \quad (6.136)$$

каде тежинските фактори се следниве:  $w_1 = 1 - \frac{T_s}{\tau_r}$ ,  $w_2 = \omega_r T_s$ ,  $w_3 = \frac{L_m}{\tau_r} T_s$ ,  $T_s$  претставува време на земање на одбирачи.

Равенката (6.136) може да биде напишана во следниов облик:

$$\bar{\lambda}_r^{nm}(k) = w_1 x_1 + w_2 x_2 + w_3 x_3. \quad (6.137)$$



Слика 6.23. Изглед на невронска мрежа со три влезови и еден излез

каде:

$$x_1 = I \bar{\lambda}_r^{nm}(k-1) = \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{nm}(k-1) \\ \lambda_{qr}^{nm}(k-1) \end{bmatrix}. \quad (6.138)$$

$$x_2 = J \bar{\lambda}_r^{nm}(k-1) = \begin{bmatrix} -\lambda_{qr}^{nm}(k-1) \\ \lambda_{dr}^{nm}(k-1) \end{bmatrix}. \quad (6.139)$$

$$x_3 = I \bar{i}_s(k-1) = \begin{bmatrix} i_{ds}(k-1) \\ i_{qa}(k-1) \end{bmatrix}. \quad (6.140)$$

$x_1$ ,  $x_2$ ,  $x_3$  претставуваат влезови на неуралната мрежа. Од горната слика се естимира вредоста на роторската временска константа  $w_2$  со познавање на тежинскиот фактор и вредностите на  $w_1$  и  $w_3$  мора да се проценат од учењето што го прави невронската мрежа. Вредностите на тежинските фактори  $w_1$  и  $w_3$  се наоѓаат од тренингот што го прави невронската мрежа како би се задоволрила функцијата за грешка:

$$E_1 = \frac{1}{2} \bar{\varepsilon}_1^2(k) = \frac{1}{2} [\bar{\lambda}_r^{vm}(k) - \bar{\lambda}_r^{nm}(k)]^2. \quad (6.141)$$

Додека нагудувањето на тежинскиот фактор  $w_1$  е:

$$\Delta w_1(k)_\infty - \frac{\partial E}{\partial w_1} = - \frac{\partial E}{\partial \bar{\lambda}_r(k)} \frac{\partial \bar{\lambda}_r}{\partial w_1}. \quad (6.142)$$

$$- \frac{\partial E}{\partial w_1} = -\bar{\delta} x_1. \quad (6.143)$$

каде

$$\bar{\delta} = \frac{\partial E}{\partial \bar{\lambda}_r^{nm}(k)} = [\bar{\lambda}_r^{vm}(k) - \bar{\lambda}_r^{nm}(k)]^T. \quad (6.144)$$

$$\Delta w_1(k) = [\bar{\lambda}_r^{vm}(k) - \bar{\lambda}_r^{nm}(k)]^T I \bar{\lambda}_r^{nm}(k-1). \quad (6.145)$$

Тежинскиот фактор  $w_1$  може да се пресмета од постоечкиот со користење на соодветна корекција  $\eta_1$

$$w_1(k) = w_1(k-1) + \eta_1 \Delta w_1(k). \quad (6.146)$$

За забрзување на алгоритмот за учење, се додава изводот од последното освежување на тежинскиот фактор:

$$w_1(k) = w_1(k-1) - \eta_1 \bar{\delta}x_2 + \alpha_1 \Delta w_1(k-1). \quad (6.147)$$

каде  $\alpha_1$  е фактор кој го одредува корисникот како би се зголемила брзината на учењето.

Слично се одредува и тежинскиот фактор  $w_3$ :

$$\Delta w_3(k)_\infty - \frac{\partial E}{\partial w_3} = - \frac{\partial E}{\partial \bar{\lambda}_r(k)} \frac{\partial \bar{\lambda}_r}{\partial w_3}. \quad (6.148)$$

$$- \frac{\partial E}{\partial w_3} = - \bar{\delta}x_3. \quad (6.149)$$

$$w_3(k) = w_3(k-1) + \eta_1 \Delta w_3(k). \quad (6.150)$$

За забрзување на алгоритмот на учење се додава факторот  $\alpha_1$ :

$$w_3(k) = w_3(k-1) - \eta_1 \bar{\delta}x_3 + \alpha_1 \Delta w_3(k-1). \quad (6.151)$$

Пресметката на роторската отпорност, со користење на равенките за тежинските фактори  $w_1$  и  $w_3$  се добива:

$$\hat{r}_r = \frac{L_r w_3}{L_m T_s}. \quad (6.152)$$

$$\hat{r}_r = \frac{L_r (1 - w_1)}{T_s}. \quad (6.153)$$

За естимација на статорската отпорност се користат равенките од напонскиот (4.19) и струјниот (4.30) модел на асинхрон мотор, од кои се изведува равенката за струјата на статорот:

$$i_{ds}^*(k) = w_4 i_{ds}^*(k-1) + w_5 \lambda_{dr}^{im}(k) + w_6 \omega_r \lambda_{qr}^{im}(k) + w_7 v_{ds}(k). \quad (6.154)$$

каде тежинските фактори се следниве:

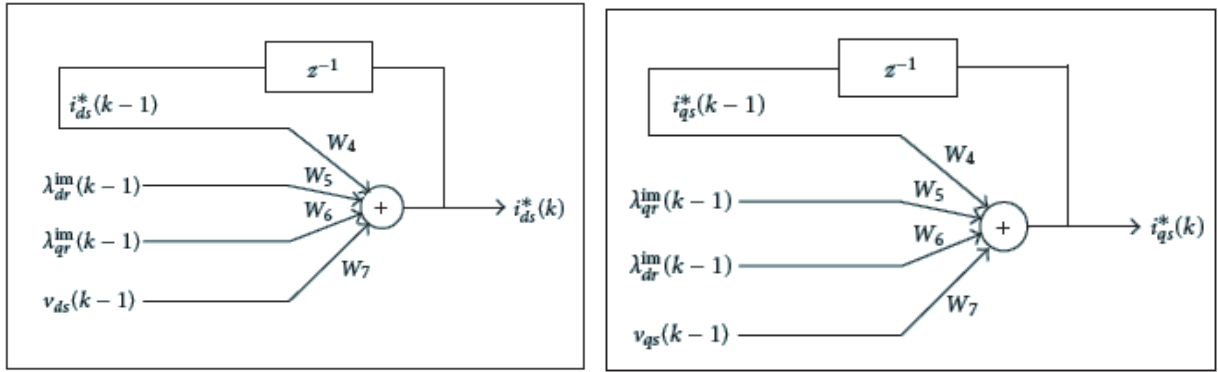
$$w_4 = 1 - \frac{T_s}{\sigma L_s} \frac{L_m^2}{L_r \tau_r} - \frac{T_s}{\sigma L_s} r_s. \quad (6.155)$$

$$w_5 = \frac{T_s}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r \tau_r}. \quad (6.156)$$

$$w_6 = \frac{T_s}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_r. \quad (6.157)$$

$$w_7 = \frac{T_s}{\sigma L_s}. \quad (6.158)$$

Тежинските фактори  $w_5$ ,  $w_6$  и  $w_7$  се пресметуваат од параметрите и брзината на асинхронниот мотор за времето на семплирање. Со користење на алгоритмот на учење на неуралната мрежа претставена на сликата:



а)

б)

Слика 6.24. Алгоритам за учење на  $i_{ds}$  и  $i_{qs}$  за естимација на статорската отпорност  $r_s$

Тежинскиот фактор  $w_4$  е резултат од тренингот при кој се минимизира грешката  $E_2$ , односно:

$$E_2 = \frac{1}{2} \bar{\varepsilon}_2^2(k) = \frac{1}{2} [i_{ds}(k) - i_{ds}^*(k)]^2. \quad (6.159)$$

Нагодувањето на  $w_4$  е дадено со равенката:

$$\Delta w_4(k) = [i_{ds}(k) - i_{ds}^*(k)] i_{ds}^*(k-1). \quad (6.160)$$

За забрзување на алгоритмот на учење се додава факторот  $\alpha_2$ :

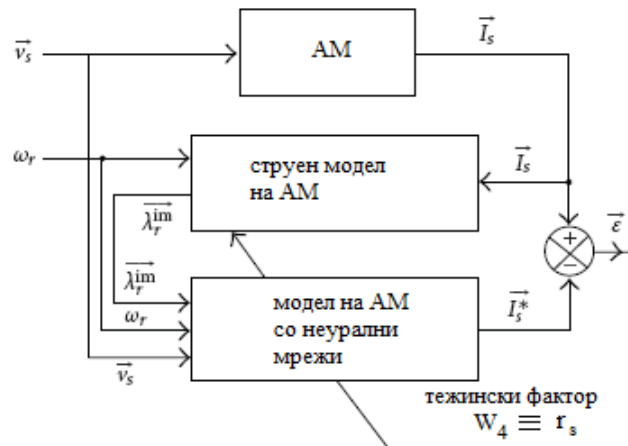
$$w_4(k) = w_4(k-1) - \eta_2 \Delta w_4(k) + \alpha_2 \Delta w_4(k-1). \quad (6.161)$$

каде  $\eta_2$  е коефициентот на тренинг,  $\alpha_2$  е фактор кој го одредува корисникот како би се зголемила брзината на учењето. Слично и за q компонентата на струјата добиваме:

$$i_{qs}^*(k) = w_4 i_{qs}^*(k-1) + w_5 \lambda_{qr}^{im}(k) + w_6 \omega_r \lambda_{dr}^{im}(k) + w_7 v_{qs}(k). \quad (6.162)$$

Со наоѓање на тежинскиот фактор  $w_4$  преку алгоритмот на учење, за статорската отпорност добиваме:

$$\hat{r}_s = \left( 1 - w_4 - \frac{T_s}{\sigma L_s} \frac{L_m^2 \hat{r}_r}{L_r^2} \right) \frac{\sigma L_s}{T_s}. \quad (6.163)$$



Слика 6.25. Естимација на  $r_s$  со користење на невронски мрежи

#### 6.4.4 Проценка на параметрите на асинхрониот мотор со користење на табели со предходно запаметени податоци за работа на електронските прекинувачи (Look Up tables)

За зголемување на брзината на одзивот на инверторот при динамички режими на работа би било многу подобро да се користат табели во кои предходно се запишани (меморирани) параметрите на моторот кои предходно се естимирани на начините кои се опишани до сега. Ако се земе како пример да се користи естимираната вредност на роторската преку користење на реактивната енергија што се развива во асинхрониот мотор (поглавје 6.4), тогаш вредностите на роторската отпорност се стават во една табела (матрица), односно:

$$\Delta r_r' = \begin{bmatrix} \Delta r_{11} & \Delta r_{12} & \Delta r_{13} & \Delta r_{14} & \Delta r_{15} & \Delta r_{16} & \Delta r_{17} \\ \Delta r_{21} & \Delta r_{22} & \Delta r_{23} & \Delta r_{24} & \Delta r_{25} & \Delta r_{26} & \Delta r_{27} \\ \Delta r_{31} & \Delta r_{32} & \Delta r_{33} & \Delta r_{34} & \Delta r_{35} & \Delta r_{36} & \Delta r_{37} \\ \Delta r_{41} & \Delta r_{42} & \Delta r_{43} & \Delta r_{44} & \Delta r_{45} & \Delta r_{46} & \Delta r_{47} \\ \Delta r_{51} & \Delta r_{52} & \Delta r_{53} & \Delta r_{54} & \Delta r_{55} & \Delta r_{56} & \Delta r_{57} \\ \Delta r_{61} & \Delta r_{62} & \Delta r_{63} & \Delta r_{64} & \Delta r_{65} & \Delta r_{66} & \Delta r_{67} \\ \Delta r_{71} & \Delta r_{72} & \Delta r_{73} & \Delta r_{74} & \Delta r_{75} & \Delta r_{76} & \Delta r_{77} \end{bmatrix}. \quad (6.164)$$

Редовите на табелата би се однесувале на промената на реактивната моќност која се развива во моторот, додека во колоните се сместени податоците кои се пресметуваат (мерат) за роторската отпорност. За еден погон се пресметуваат вредностите при различни вредности на реактивата моќност и се вметнуваат во табелата коде што инверторот многу побрзо ќе ги прочита и ако треба да најде некоја вредност која приближно ќе одговара на моменталната состојба на моторот и моќноста која се бара од него.

Со ова преобразувачот има побрз одзив на промената на роторската отпорност, а со ова има подобро управување и при помали брзини и при термичка промена на роторската отпорност. Преку овие пресметки се избегнуваат варијациите на флуksот а со тоа и на моментот на моторот, со што се подобрува управувањето на моторот.

Истата процедура може да се употреби и за правење на табели и за промената на активната отпорност на асинхрониот мотор, со користење на некој друг метод на предходно образложените методи на естимација.

## 7. ЕКСПЕРИМЕНТАЛЕН ДЕЛ

Во изработката на докторската теза користен е објектот на ЕЛЕМ, ПЕ (Подрачна Единица) РЕК „Битола“ рудник „Суводол“, поточно багерот SRs 1050 кој работи комбинирано на ископ на јаловина и јаглен.

Рудникот Суводол е еден од најголемите производители на јаглен во Република Македонија. Се протега под Пелистер во пелагонискиот регион на 17 km од градот Битола. Годишното производство на јаглен изнесува 6.000.000 t јаглен, што ги задоволува потребите на ТЕ Битола со моќност  $3 \times 225$  MW. На сликата е прикажан изгледот на рудникот од сателит:

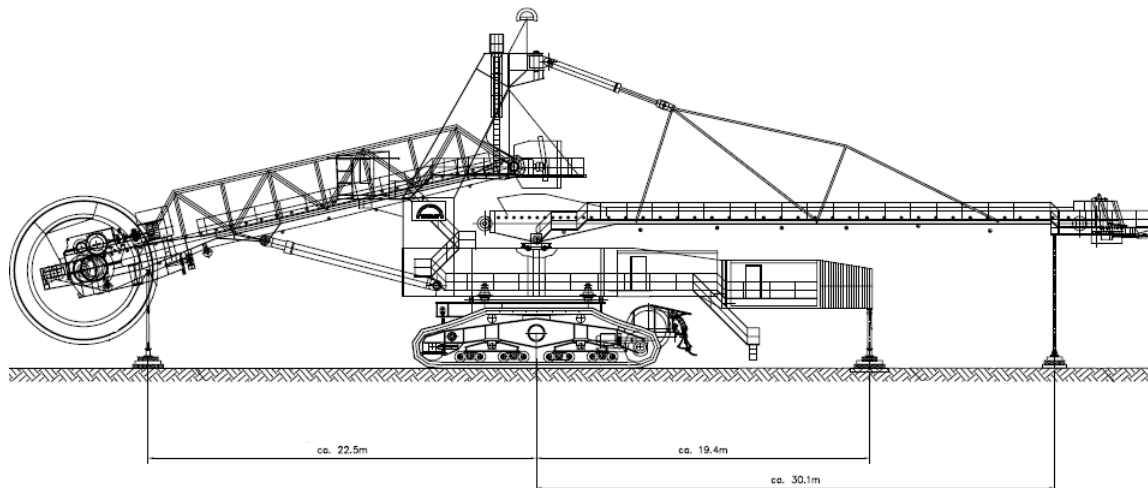


Слика 7.1. Изглед на Рудник Суводол

За да може да се произведе доволна количина на јаглен, мора да се направи откривка која на годишно ниво се движи од 15 до 20 милиони  $m^3$  јаловина. За да може да се откопа и изнесе јагленот се користат рударски машини кои се високо софистицирани и високо продуктивни. Основата на еден систем за откопување се Багер Транспортери и Одлагач, односно БТО систем. Во моментот во рудник Суводол постојат три системи: јагленов, 0 БТО и 1БТО. Втори БТО систем кој работи во рудник Брод-Гнеотино.

## 7.1 Објектот во Суводол

Објектот на испитување е багерот SRs 1050 кој е прикажан на следната слика:



Слика 7.2 Изглед на багерот SRs 1050

На багерот се разгледуваше погонот за транспорт на багерот кој е со следниве податоци:



Слика 7.3. Надворешен изглед на погонот за транспорт на багерот а) и изглед на табличката на асинхрониот мотор од транспортот б)

Се користи асинхрон мотор произведен од АТБ Север Суботица тип: 2.RZKIT 355 Mk-6,  $P = 200 \text{ kW}$ ,  $U = 400 \text{ V}$ ,  $I = 347 \text{ A}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $M = 1929,3 \text{ Nm}$ ,  $\eta = 0,951$ ,  $\cos \varphi = 0,875$ ,  $n_n = 990 \text{ min}^{-1}$ . Моторот е со кафезен ротор, со врска во триаголник,  $2p = 6$ , класа на изолација F, IMB 3, IP 55, со податоци за празен од  $P_0 = 4,286 \text{ kW}$ ,  $I_0 = 110 \text{ A}$ ,  $\cos \varphi_0 = 0,056$  и податоците за вршни вредности  $\frac{I_k}{I_n} = 5,83$ ,  $\frac{M_k}{M_n} = 1,14$ ,  $\frac{M_{\max}}{M_n} = 2,05$  и промена на температурата при работа на моторот со номинален товар при S1 режим во траење од  $t = 300 \text{ min}$ ,  $\Delta\theta = 55,4 \text{ }^\circ\text{C}$ . Самиот производител табличните податоци ги презентира за S1 режим на работа. Освен за овој режим дава и податоци за асинхрониот мотор кога тој би работел во S3 режимот, што е претставено во табелата:

**Табела 7.1** Таблични податоци за асинхрон мотор за S1 и S3 режимот на работа

50 Hz	10 – 37,5 Hz	50 Hz
400/690 V	80 – 300 V	400 V
$\Delta/Y$	$\Delta$	$\Delta$
200 kW/990 min <sup>-1</sup>	27 kW/192 min <sup>-1</sup> – 120 kW/742 min <sup>-1</sup>	
S1	S3	S1
$\eta = 95,1\%$	$\eta = 88,5 - 94,7\%$	$\eta = 95,1\%$
$\cos\varphi = 0,875$	$\cos\varphi = 0,855 - 0,860$	$\cos\varphi = 0,875$
$I = 347/200$ A	$I = 257,5 - 284$ A	$I = 284$ A
$M = 1930$ Nm	$M = 1343 - 1544$ Nm	$M = 1541$ Nm
бучава 83 dB	83 dB	83 dB
$J = 10,5$ kgm <sup>2</sup>	$J = 10,5$ kgm <sup>2</sup>	$J = 10,5$ kgm <sup>2</sup>

Енергетскиот преобразувач е тип ACS 800-04-0400-3+D150, е прикажан на сликата:



а)



б)

Слика 7.4. Изглед на преобразувачот ACS 800 а) и изглед на табличката б)

Со таблични податоци:

**Табела 7.2.** Таблични податоци за енергетскиот преобразувач производство на АББ

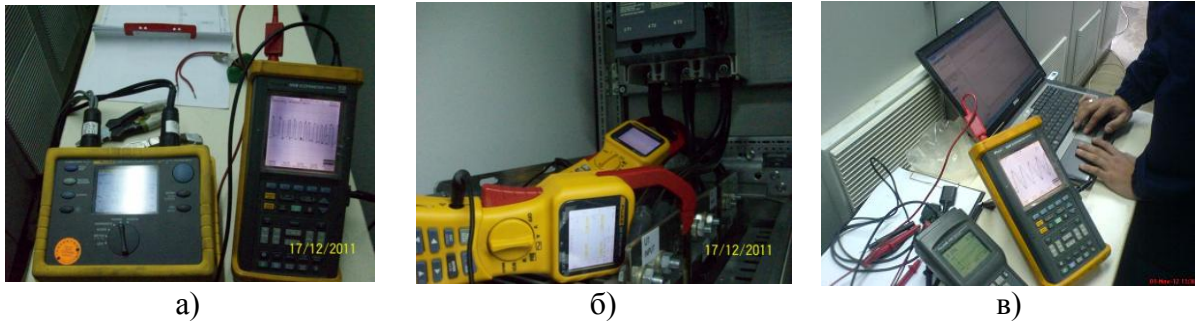
Влезни големини	$U$	3 x (380 – 415)	V
	$I$	581	A
	$f$	48 – 63	Hz
Излезни големини	$U$	0 - 415	V
	$I$	602	A
	$f$	0 - 300	Hz

Во мерењето се употребени следниве мерни уреди:



**Табела 7.3 Мерни инструменти употребени при мерењата спроведени врз експерименталниот објект**

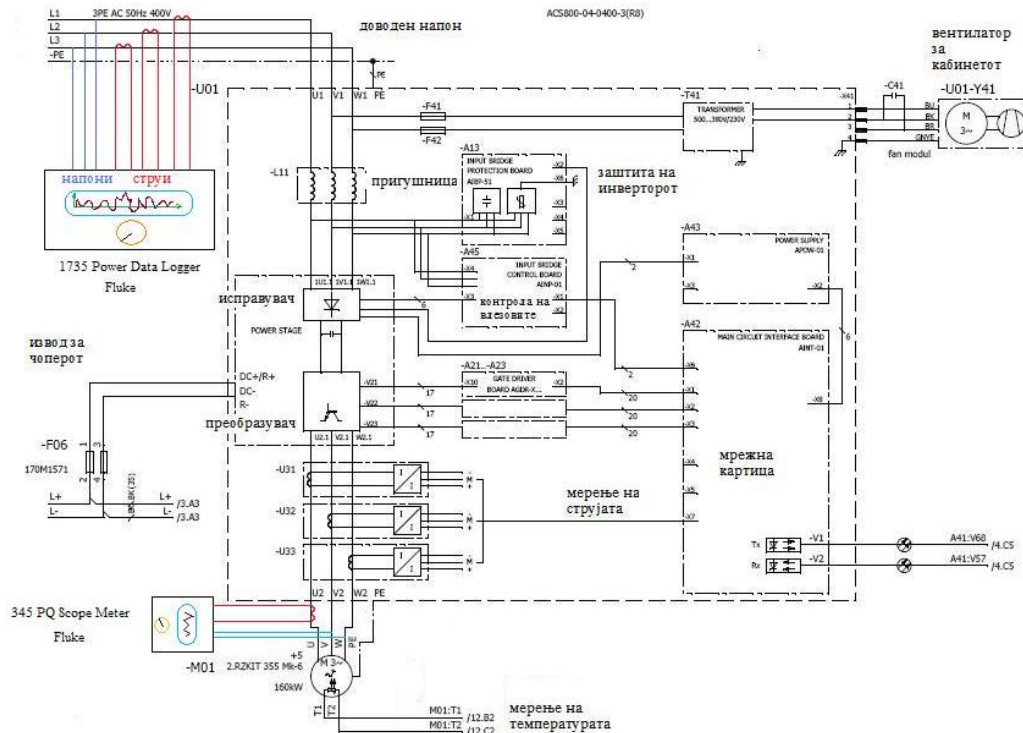
инструмент	намена	производител
Собирач на податоци	1735 Power Data Logger	Fluke
Преносен осцилоскоп	105 B Scopemeter 100 MHz	Fluke
Преносен осцилоскоп	41 B Power Harmonics Tester	Fluke
Струјна клешта	345 PQ Clamp meter	Fluke



Слика 7.5. Мерни инструменти користени при експериментот, собирачот на податоци и осцилоскоп а), струјните клешти б) и хармоничкиот тестер в)

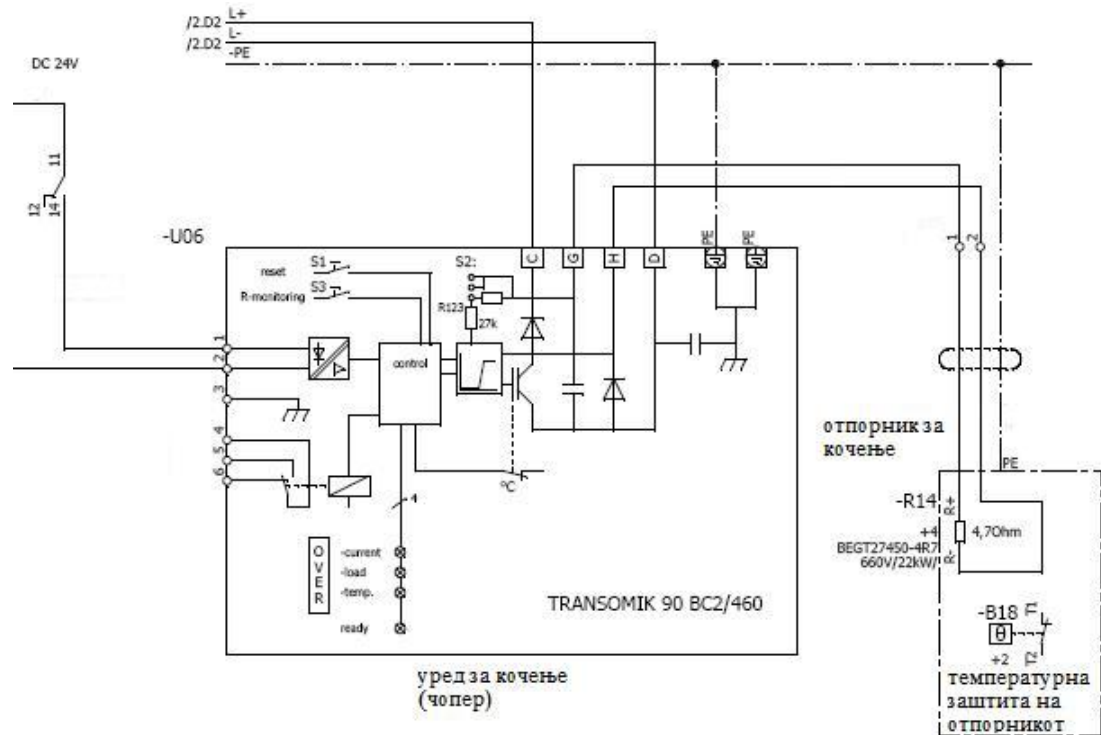
## 7.2 Мерења извршени врз електромоторниот погон за транспорт на SRs 1050

При работата на оваа дисертација во зависност од размислувањата за зададената задача се направија три мерења и тоа на 17.12.2011, 20.09.2012 и 01.11.2012 година. Шема на мерењето е прикажана на сликата 7.5:



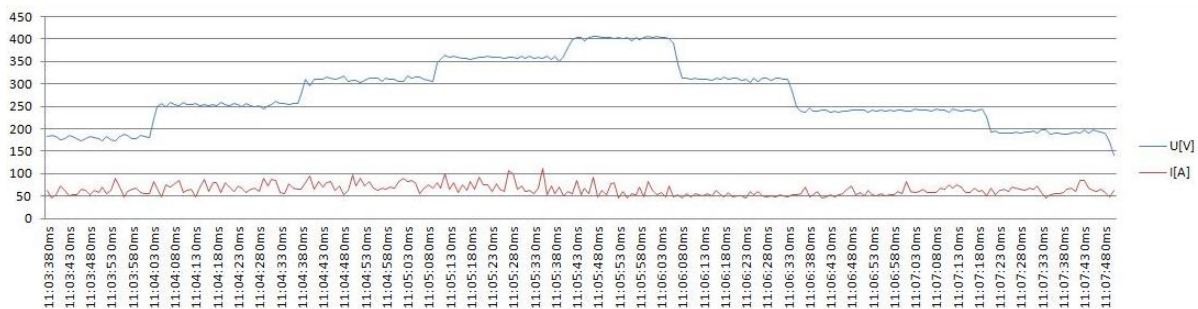
Слика 7.6. Електрична шема на инверторот за транспорт со приказ на поврзувањето на мерните инструменти при извршувањето на експериментот

На следната слика прикажана е единицата за кочење (чопер), како преобразувачот би работел во четирите квадранти:

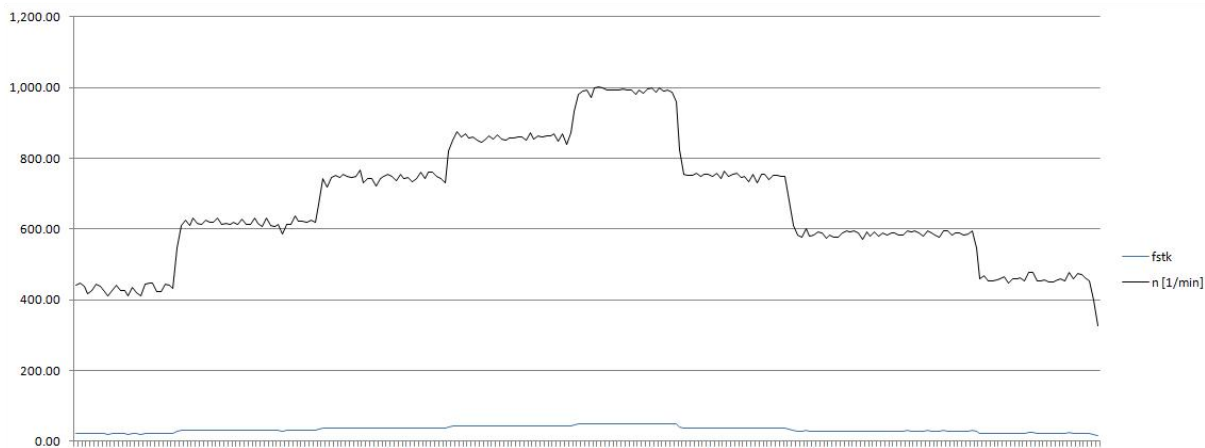


Слика 7.7. Електрична шема на единицата за кочење

На страната на мрежата поставен е собирачот на податоци 1735 Power Data Logger, додека на страната после преобразувачот поставен е инструментот 345 PQ Clamp Meter. Првиот инструмент ги мери трите напони и струи од (0–2500) Hz со временска периода на снимање од 0,5 s. Податоците ги запаметува во база и самиот софтвер на инструментот го мери времето, напоните  $U$ , струите  $I$ , активната  $P$ , реактивната  $Q$ , привидната моќност  $S$ , факторот на моќност  $PF$ ,  $\cos\varphi$  и хармониците на моторот [28]. Според документацијата на Fluke, инструментот 1735 Data Logger мерењата ги прави при фреквенција од 10,24 kHz, односно со периода од  $9,76 \cdot 10^{-5}$  s. За мерење на моќностите се прави усреднување на мерените податоци за период од 0,5 s. Ова се прави како би можело да се снима минимум 36 min за вкупно расположивата меморија од 3,5 MB. Истовременото мерење на моќности и хармоници не е можно. Овој инструмент мери од 0 до 50 хармоници (0-2500) Hz. Вториот инструмент мери линиски напон, фазна струја од (0–1200) Hz со временски период од 1 s. Податоците ги запаметува во база и се мери времето, напонот, струјата, активната, реактивната и привидната моќност, факторот на моќност и фреквенцијата [29].

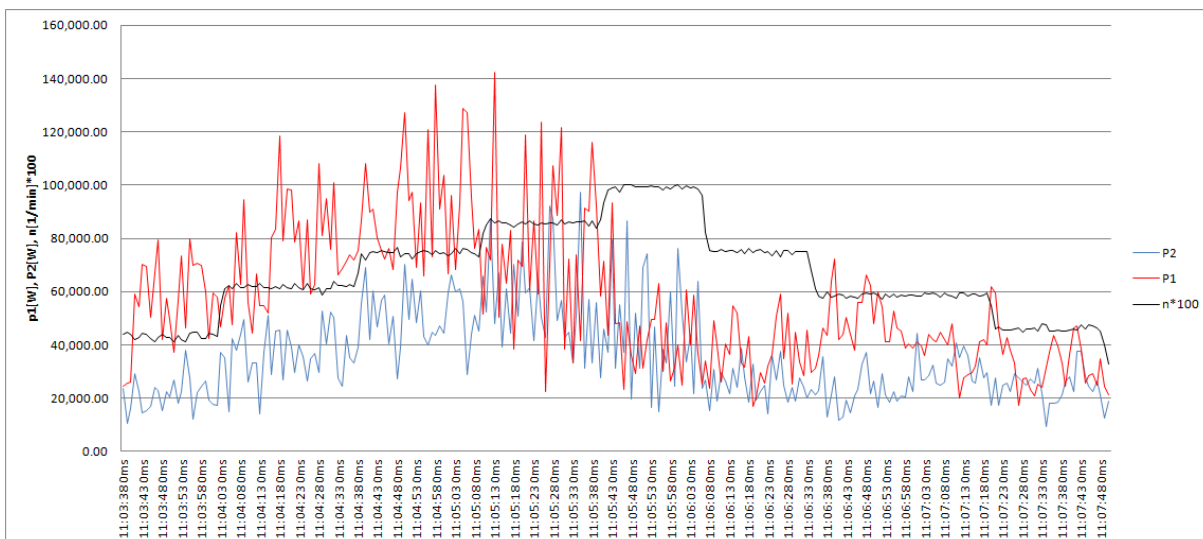


Слика 7.8. Изглед на напонот и струјата која се предава на асинхронниот мотор



Слика 7.9. Изглед на промената на брзината на асинхрониот мотор

Од сликата 7.9 се гледа дека промената на брзината на моторот се добива со промената на доведениот напон на моторот (како на сликата 7.8). Интересно е да се направи анализа на мерените вредности на моќностите пред преобразувачот и пред моторот. За подобро разбирање на ознаките за големините пред инверторот се означени со суфикс 1, додека после инверторот (пред моторот) со суфикс 2. На следните слики прикажани се активните  $P_1, P_2$ ; реактивните  $Q_1, Q_2$ ; привидните  $S_1, S_2$  и моќностите на дисторзија  $D_1, D_2$  на заеднички графици:

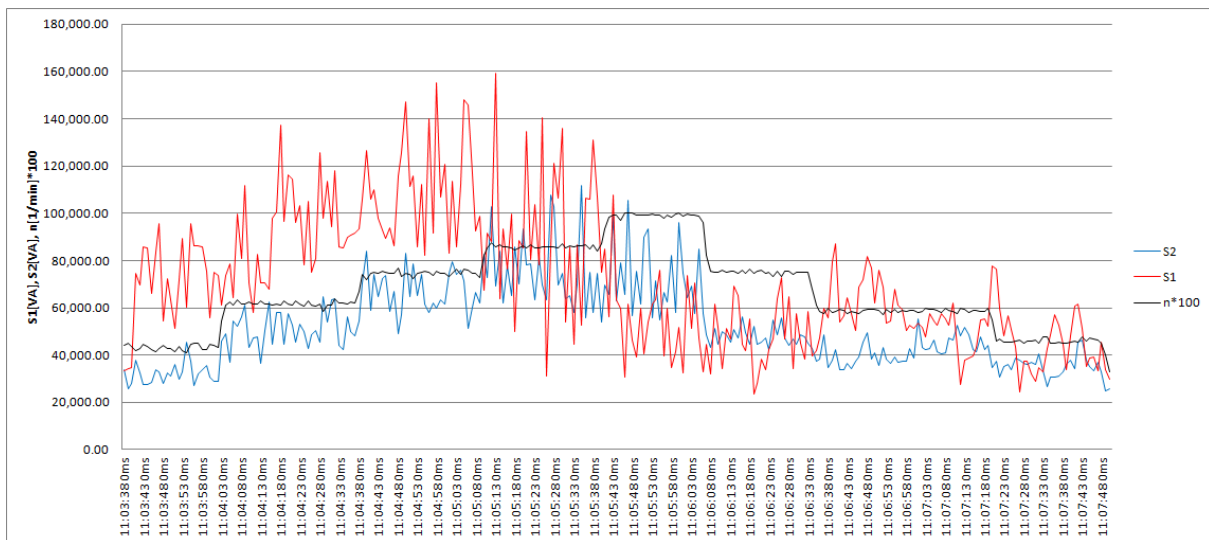


Слика 7.10. Приказ на активните моќности  $P_1$  и  $P_2$

Од сликата 7.10 се гледа дека моќноста што се зема од мрежата  $P_1$  е поголема во однос на предадената моќност  $P_2$  на моторот и при зголемувањето на брзината  $P_1$  расте. За разлика од активната моќност, реактивната моќност после инверторот  $Q_2$  е многу повисока од  $Q_1$ . Од следната слика 7.11 се гледа дека со растењето на брзината на моторот се зголемува и реактивната моќност која ја произведува инверторот. Целта на оваа моќност е да се одржи константен флуksот во меѓу железото, што произлегува од основната управувачка шема за директна контрола на моментот DTC.



Слика 7.11. Приказ на реактивните моќности  $Q_1$  и  $Q_2$



Слика 7.12. Приказ на привидните моќности  $S_1$  и  $S_2$

Со мерењета е утврдено дека привидната моќност не е зависни само од активната и реактивната моќност, односно се јавува моќност на дисторзија:

$$D = \sqrt{Q^2 - Q_{50}^2} = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_{50}^2} \quad (7.1)$$

Како што се гледа од сликите 7.9, 7.10, 7.11, 7.12 промената на брзината се постигнува со промена на фреквенцијата со напонски и струјни енергетски преобразувачи, вообичаено индиректно со еднонасочното DC меѓу коло. Енергетските преобразувачи самите за себе се потрошувачи на реактивна енергија поради нелинеарноста на вклучувањето на енергетските прекинувачи (транзистори, тиристори). Кај индиректните преобразувачи (како што разгледуваниот DTC преобразувачот на АВВ) исправувачкиот дел троши реактивна енергија која ја зема од мрежата, додека реактивната енергија за моторот и преобразувачот се генерираат во делот после DC колото. Низ самиот DC дел не може да се пренесе реактивната моќност. Решение за овој проблем е користењето на кондензатори и активни или пасивни филтри. Од друга страна по прописот DIN 40110 во енергетските

преобразувачи реактивната моќност и моќноста на дисторзија не се земаат во предвид (се занемаруваат). Со мерењата се докажува дека овие моќности не се за занемарување.

Хармониците кои се јавуваат при користење на енергетски преобразувачи најдобро можат да се изразат преку воведувањето на поимот за фактор на моќност  $PF$ , кој претставува однос на активната со привидната моќност, односно [56], [55]:

$$PF = \frac{|P|}{S} \quad (7.2)$$

Вредност на факторот на моќност е во границите  $0 \leq PF \leq 1$ .

Активната моќност  $P$  претставува аритметичка средна вредност пресметана од напонот и струјата, односно:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt \quad (7.3)$$

Привидната моќност претставува производ на ефективните вредности на напонот и струјата, односно:

$$S = UI \quad (7.7)$$

Вообичаено до сега под факторот на моќност се подразбираше мерење на аголот на поместување  $\varphi$  помеѓу напонот и струјата за основната фреквенција (50 Hz), односно  $\cos\varphi$ . Само ако фреквенцијата на напонот и струјата е 50 Hz тогаш важи:

$$PF = \cos\varphi. \quad (7.8)$$

Моќноста на дисторзија или како што е наречена реактивна хармоничка моќност, претставува специјална форма на реактивна енергија. Таа се појавува при нелинеарни потрошувачи, како што се енергетски исправувачи, инвертори дури и магнетни компоненти кои се во заситување. Струјата е несусоидна заради појавата на виши хармоници и во комбинација со напонот се добива моќноста на дисторзија, односно:

$$D = U \sqrt{\sum_{v=2}^{\infty} I_v^2}. \quad (7.9)$$

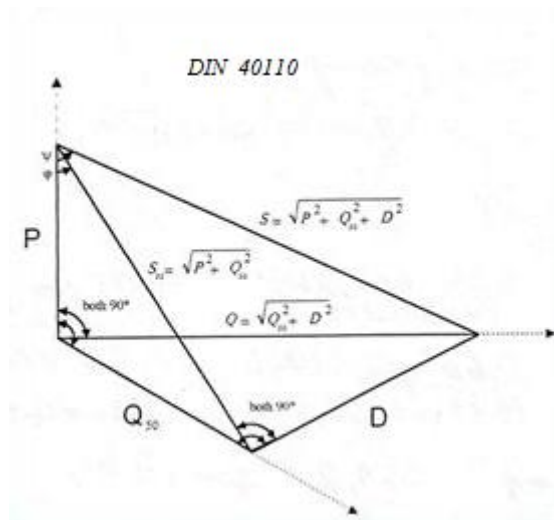
Од равенката (7.1) моќноста  $P$  се користи за работа на асинхронниот мотор. Реактивната моќност  $Q_{50}$  е компонента на моќност која е резултат на зачуваната енергија во индуктивните и капацитивните од потрошувачот која периодично може да се предава од изворот кон потрошувачот и обратно. Производот од две синусни величини кои се со различна фреквенција, секогаш е нула. Вистински предадената моќност е струјата и напонот кои се формирани од иста фреквенција. Ова го прикажува факторот на моќност:

$$PF = \frac{UI_{50} \cos\varphi_{50}}{UI}. \quad (7.10)$$

Геометриската сума на сите струјни хармоници (до 40 хармоник) поделена со струјата на 50 Hz е познат како тотална хармоничка дисторзија  $THD$  (Total Harmonic Distorsion), односно:

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{40} I_v^2}}{I_1} \quad (7.11)$$

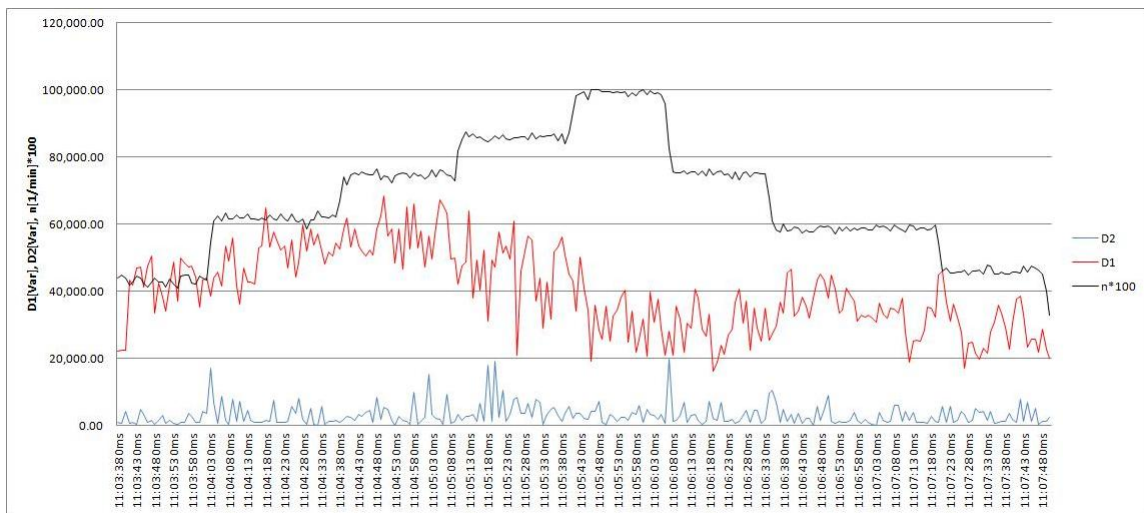
Поради тоа што кривите на моќностите се многу различни од синусните, мора да се воведат нова компонента т.н. моќност на дисторзија, прикажано на сликата [10]:



Слика 7.13. Графички приказ на моќностите

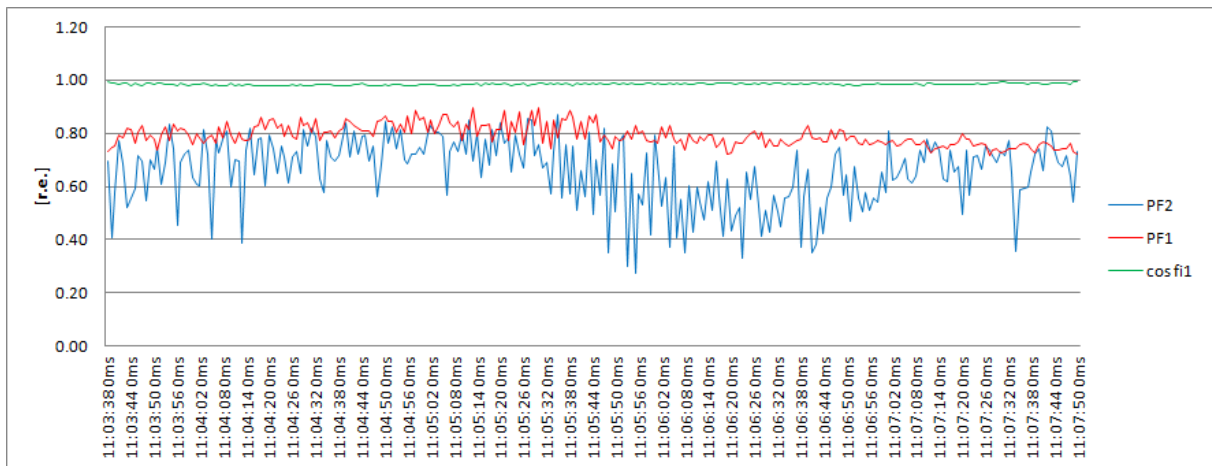
Факторот на моќност прикажан на сликата 7.13 може да се одреди преку:

$$PF = \frac{P}{\sqrt{P_{50}^2 + Q_{50}^2 + D^2}}. \quad (7.12)$$



Слика 7.14 Приказ на моќностите на дисторзија  $D_1$  и  $D_2$

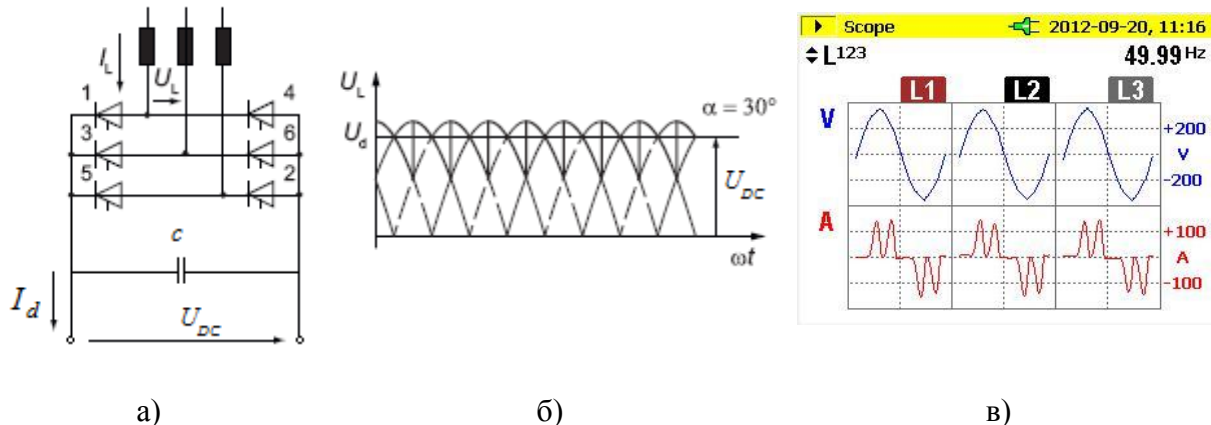
Од сликата 7.14 се гледа дека моќноста на дисторзија  $D_1$  е поголема од моќноста  $D_2$ . Во наредните слики се прикажува факторот на моќност:



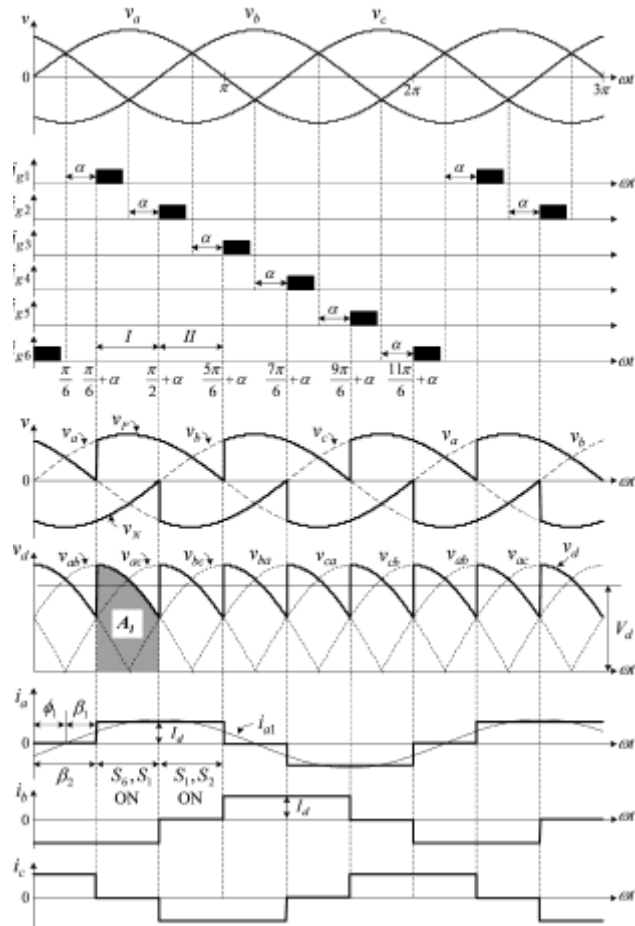
Слика 7.15 Приказ на факторот на моќност (хармоничкиот) и  $\cos \varphi$  за страната пред преобразувачот

Од сликата се гледа дека  $\cos \varphi$  секогаш се движи во границите  $0,98 < \cos \varphi < 0,99$ , додека  $0,74 < PF_1 < 0,81$  и за  $0,40 < PF_2 < 0,81$  што е знак за постоење на виши хармоници. Се гледа дека после инверторот (кон моторот) факторот на моќност е многу полош отколку факторот пред преобразувачот (на страна на мрежата). Производителот на инверторот водел сметка за да добие добар  $\cos \varphi$  со користење на вклучувачка логика на уредот за исправување и со додавање на додатна пригушница на влезот на инверторот (прикажано на сликата 7.5).

Во исправувачкиот дел на инверторот употребени се шест контролирани тиристори (т.н. В6 конекција). Врската и временските дијаграми се прикажани на следната слика [18], [62], [65]:

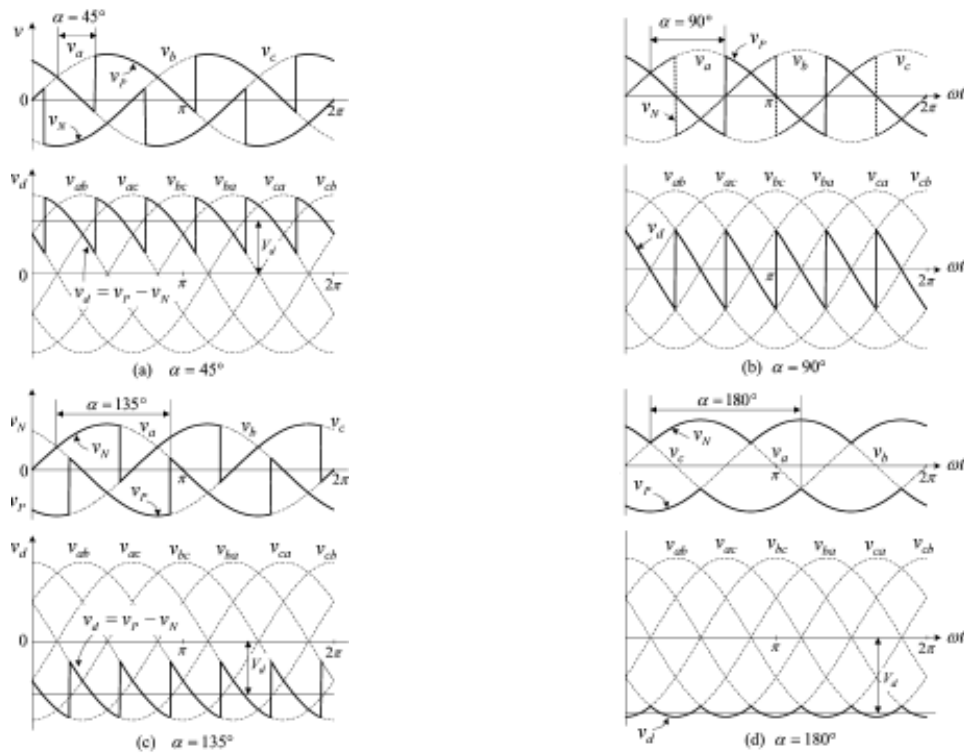


Слика 7.16. Приказ на исправувачкиот дел на инверторот а), временскиот дијаграм на напонот на еднонасочното коло б) и осцилопска снимка од реалните мерења в)



Слика 7.17. Приказ на трифазен тиристорски мост на исправувачот за агол на палење на тиристорите  $\alpha = 30^\circ$  ел без товар [65], [66]



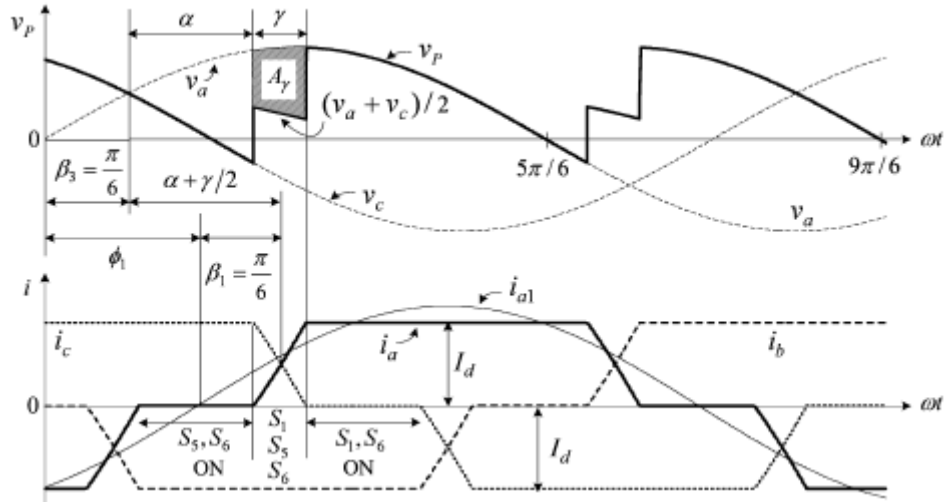


Слика 7.18. Изглед на напонот и струјата при различни агли на палење на електронските прекинувачи без товар [65], [66]

Ако се земе предвид дека постои индуктивност во колото, тогаш нема да се вклучуваат и исклучуваат тиристорите моментално. Ако се земе дека низ гранката со прекинувачите 5 и 1 (прикажано на сликата 7.16). Ако се земе во предвид декаведуваат тиристорите 5 и 6 пред да се вклучи тиристорот 1, тогаш струјата тече низ двата прекинувачи. Комутацијата почнува со побудување на прекинувачот 1 за аголот  $\alpha$ . Во моментот кога прекинувачот 1 се вклучува, струјата низ него  $i_a$  почнува да расте од нула, но не може моментално да порасне на вредност  $I_d$  поради индуктивноста на колото  $L_s$ . Во меѓувреме, струјата  $i_c$  во прекинувачот што се исклучува прекинувачот 5 почнува да опаѓа до вредност  $i_c = I_d - i_a$ . Како резултат на ова, трите прекинувачи 1, 5 и 6ведуваат истовремено. Комутацијата завршува на крајот на интервалот  $\gamma$ , кога вредноста на струјата  $i_a = I_d$  (на прекинувачот 1) и струјата на тиристорот 5 паѓа на вредност нула  $i_c = 0$ .

Комутацијата предизвикува намалување на напонот  $V_d$ . Поради фактот дека двата прекинувачи (1 и 5)ведуваат истовремено за време на интервалот  $\gamma$ , позитивниот напон во однос на земајата  $v_p$  се изразува преку равенките [61], [66]:

$$v_p = -L_s \frac{di_a}{dt} + v_a = -L_s \frac{di_c}{dt} + v_c. \quad (7.14)$$



Слика 7.19. Облици на напонот и струјата при комутација за агол  $\alpha = 45^\circ$  е!

Од горната равенка следи:

$$v_p = \frac{v_a + v_c}{2} - \frac{L_s}{2} \left( \frac{di_a}{dt} - \frac{di_c}{dt} \right). \quad (7.15)$$

Поради тоа што збирот на струите  $i_a + i_c = I_d = \text{const.}$  следи:

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_c}{dt} = 0. \quad (7.16)$$

$$v_p = \frac{v_a + v_c}{2}. \quad (7.17)$$

Површината кој е означена на сликата  $A_\gamma$  ја претставува големината на редуцијата на напонот од комутацијата и може да се напише:

$$A_\gamma = \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha + \gamma} (v_a - v_p) d(\omega t). \quad (7.18)$$

каде

$$v_a - v_p = L_s \left( \frac{di_a}{dt} \right). \quad (7.19)$$

и ако се замени во погорната формула добиваме:

$$A_\gamma = \int_0^{I_d} \omega L_s di_a = \omega L_s I_d. \quad (7.20)$$

Средната вредност на загубата на напонот може да се пресмета од следнава равенка:

$$\Delta V = \frac{A_\gamma}{\frac{\pi}{3}} = \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d. \quad (7.21)$$

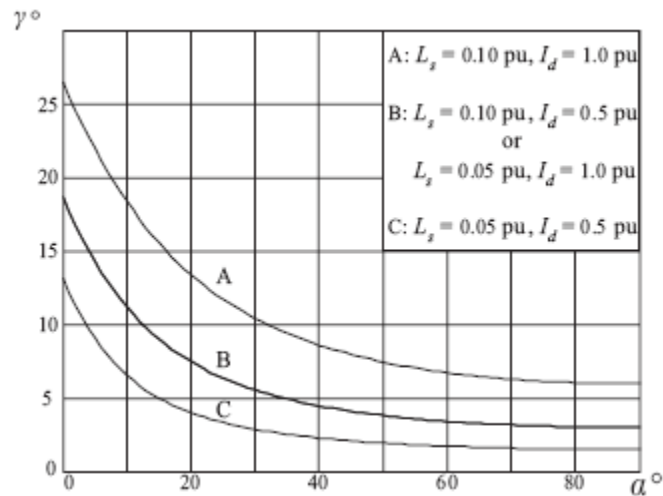
За исправувач со шест тиристори средната вредност на напонот на еднонасочниот дел се добива:

$$V_d = 1.35V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} I_d. \quad (7.22)$$

Аголот на комутација се пресметува од равенката:

$$\gamma = \cos^{-1} \left( \cos \alpha - \frac{\sqrt{2} \omega L_s}{V_{LL}} I_d \right) - \alpha. \quad (7.23)$$

На следната слика е прикажана зависноста помеѓу аголот на комутација  $\gamma$  и аголот на палење  $\alpha$ . За одреден  $\alpha$ , при ниски вредности на  $L_s$  и  $I_d$  е помала вредноста на  $\gamma$ .



Слика 7.20. Зависност на аголот на комутација  $\gamma$  и аголот на палење  $\alpha$

Факторот на моќност е зависен од влезната индуктивност  $L_s$  и гледано од сликата 7.19, каде струите  $i_a$  и  $i_c$  се менуваат линеарно, аголот  $\beta_1 = \pi/6$ . Од ова следи дека аголот на поместување на факторот на моќност  $\phi_1$  е:

$$\phi_1 = \beta_3 + \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right) - \beta_1 = \alpha + \frac{\gamma}{2}. \quad (7.24)$$

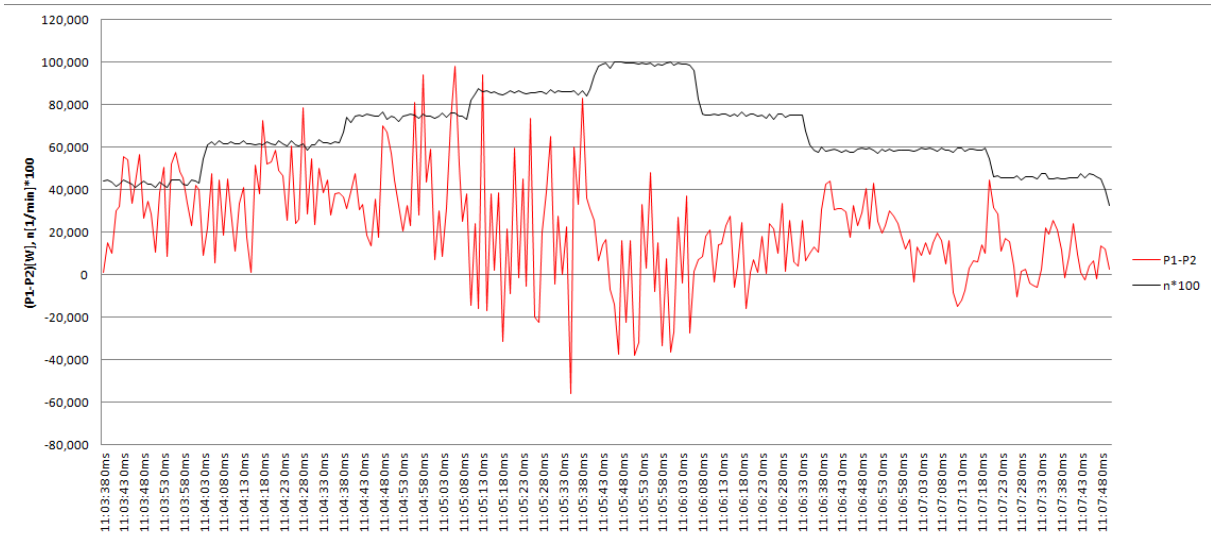
Следи за факторот на моќност

$$DPF = \cos \phi_1 = \cos \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right). \quad (7.25)$$

Односно за средната вредност на факторот на моќност се добива:

$$PF = DPF \times DF = \frac{\cos \left( \alpha + \frac{\gamma}{2} \right)}{\sqrt{1 + THD^2}}. \quad (7.26)$$

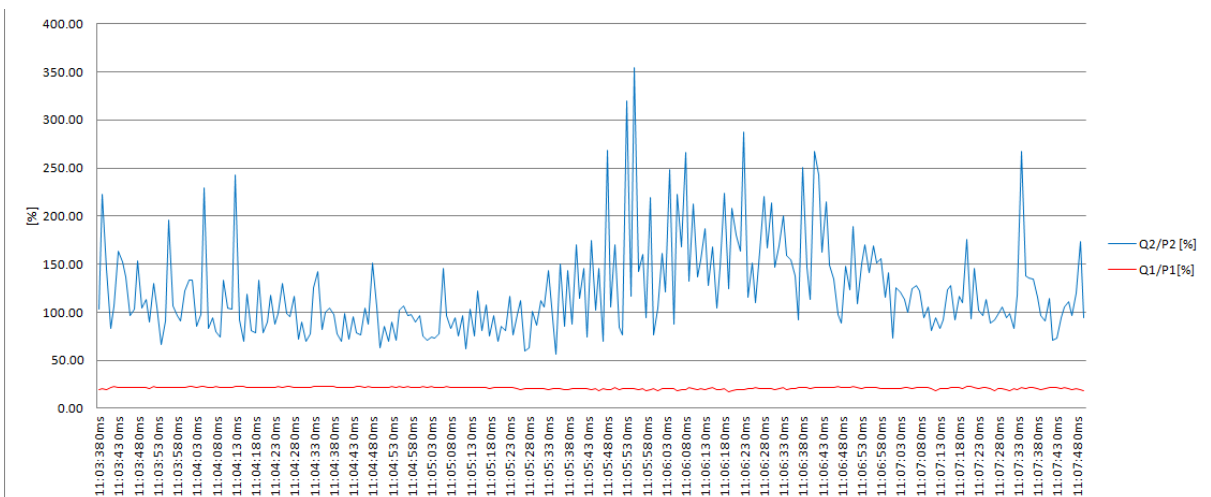
Сето ова има основна цел да би се намалила цената на коштање на потрошената електрична енергија од мрежа. На долната слика прикажана е разликата на вложената моќност  $P_1$  во однос на предадената моќност на асинхрониот мотор  $P_2$ . Разликата на моќностите (во зависност од брзината и товарот) се прикажани на сликата 7.17. Заради подобро прикажување на граfiците брзината на моторот е помножена со фактор 100.



Слика 7.21. Разлика на вложената  $P_1$  со предадената  $P_2$  моќност

Разликите во моќностите се резултат на губитоците во моторот, кои за номинален товар и брзина се  $P_g=40$  kW. Ако се зголеми брзината губитоците се поголеми и се намалуваат при намалување на брзината. Тука мора да се земе предвид дека при кочење се троши активна моќност преку чоперот на моторот (прикажано на сликата 7.6 на отпорникот со  $R=4,7 \Omega$ ). Ова се гледа од сликата 7.21 кога брзината од  $n=750 \text{ min}^{-1}$  се намалува на  $n=600 \text{ min}^{-1}$  се јавува врв (пик) на  $(P_1-P_2)$  и кога брзината се намалува од  $n=600 \text{ min}^{-1}$  на  $n=450 \text{ min}^{-1}$  (што е уште повеќе изразен врв).

Интересно за анализа е односот на реактивните со активните моќности со што се добива слична слика како за факторот за моќност, односно прикажани на сликата:

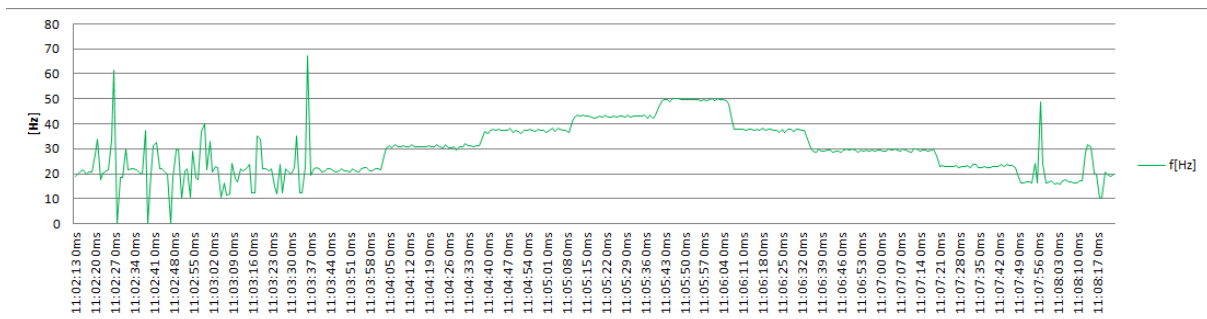


Слика 7.22. Однос на  $Q_1/P_1$  % и  $Q_2/P_2$  %

Од сликата 7.22 односот на влезните моќности  $Q_1/P_{1cca}=20$  %, додека кај предадените моќности на моторот се движи во границите  $75 < Q_2/P_{2cca} < 350$  %. Ова се должи најмногу на тоа што самиот инвертор има многу повеќе вклучувања и исклучувања на електронските прекинувачи од исправувачот на мрежната страна и на потребата за реактивна енергија на самиот асинхрониот мотор. Од сликата 7.10 се гледа дека со порастот на брзината расте и потребата од реактивната енергија. Со оваа реактивна енергија се одржува флуksот во воздушниот зјај константен. Самиот принцип на DTC контрола во себе содржи два хистерезисни блокови прикажано на сликата 4.18. Едниот е за одржување на статорскиот флуks (слика 4.18), додека другиот

е за моментот на асинхрониот мотор (равенки (4.41) и (4.42) во кои се гледа зависноста на моментот од флуksевите на статорот и роторот на моторот). Од ова досега изнесеното може да се заклучи дека реактивната моќност е главен фактор за загревањето на асинхрониот мотор, а со тоа и влијанието на параметрите на статорот и роторот. Од друга страна односот  $Q_1/P_{1cca}=20\%$  прикажан на сликата 7.18, како и факторот на моќност од сликата 7.15, покажува дека не е занемарлива големината на реактивната моќност, која во принцип се наплаќа за индустриски постројки [55].

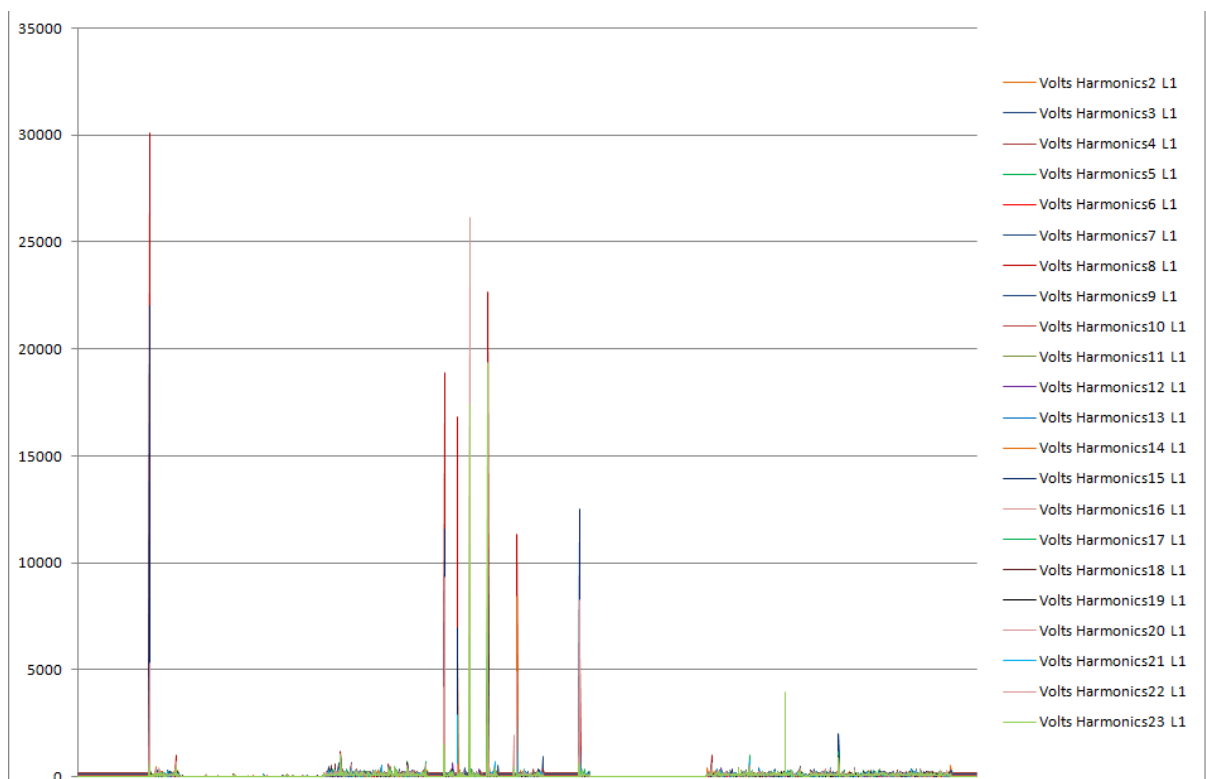
Ако се разгледа фреквенцијата која се предава на асинхрониот мотор може да се види следната слика:



Слика 7.23. Приказ на фреквенцијата после инверторот

На сликата 7.23 прикажан е период на време подолг од оној досега разгледуваниот. Од сликата се гледа дека на пуштањето, поради потребата од голем момент ( $M_s=M_n$ ) додека се стабилизира брзината на  $n=400\text{ min}^{-1}$  ( $f=20\text{ Hz}$ ) има појава на високи фреквенции. Процесот се стабилизира после 67 s поради големите замавни маси и големата тежина на багерот.

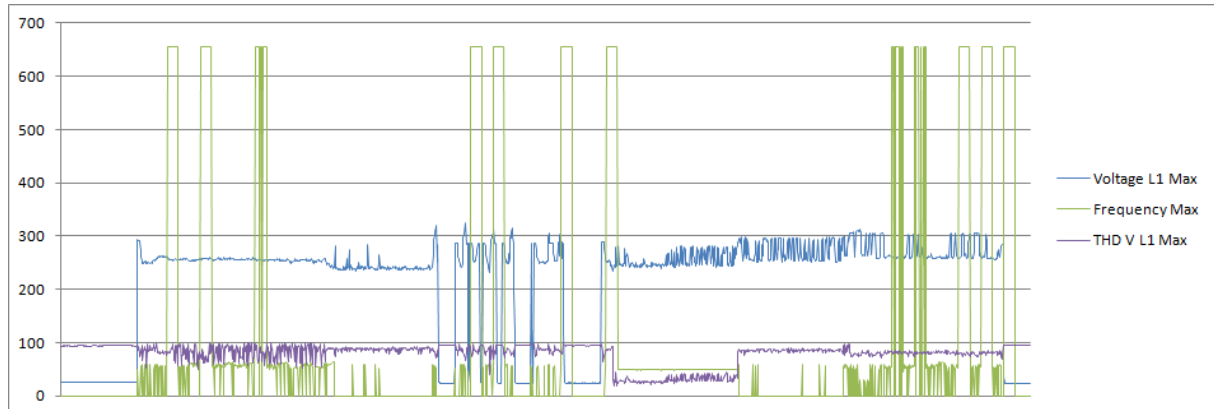
Ако од друга страна ја погледнеме хармоничката слика која се пренесува на асинхрониот мотор, прикажано на следната слика:



Слика 7.24. Хармоничка распределба на напоните после инверторот

Тука треба да се напомене дека за снимање на хармониците после инверторот е поставен мерниот уред 1735 Power Data Logger со време на семплирање од 0,5 s (што претставува најосетливо нагонување).

Од сликата 7.24 најголема амплитуда има осмиот хармоник (Volts Harmonics8  $L_1=30$  kHz), нареден е шеснаесетиот хармоник (Volts Harmonics16  $L_1=26$  kHz), нареден е дваесет и третиот хармоник (Volts Harmonics23  $L_1=19$  kHz), следува петнаесетиот (Volts Harmonics15  $L_1=12,5$  kHz), потоа дваесет и вториот (Volts Harmonics22  $L_1=9,3$  kHz) и т.н. Да напоменам дека снимачот регистрира до 50 хармоник, односно 24 хармоници за овој електромоторен погон. Ако погледнеме како изгледа тоталниот фактор на дисторзија од сликата:

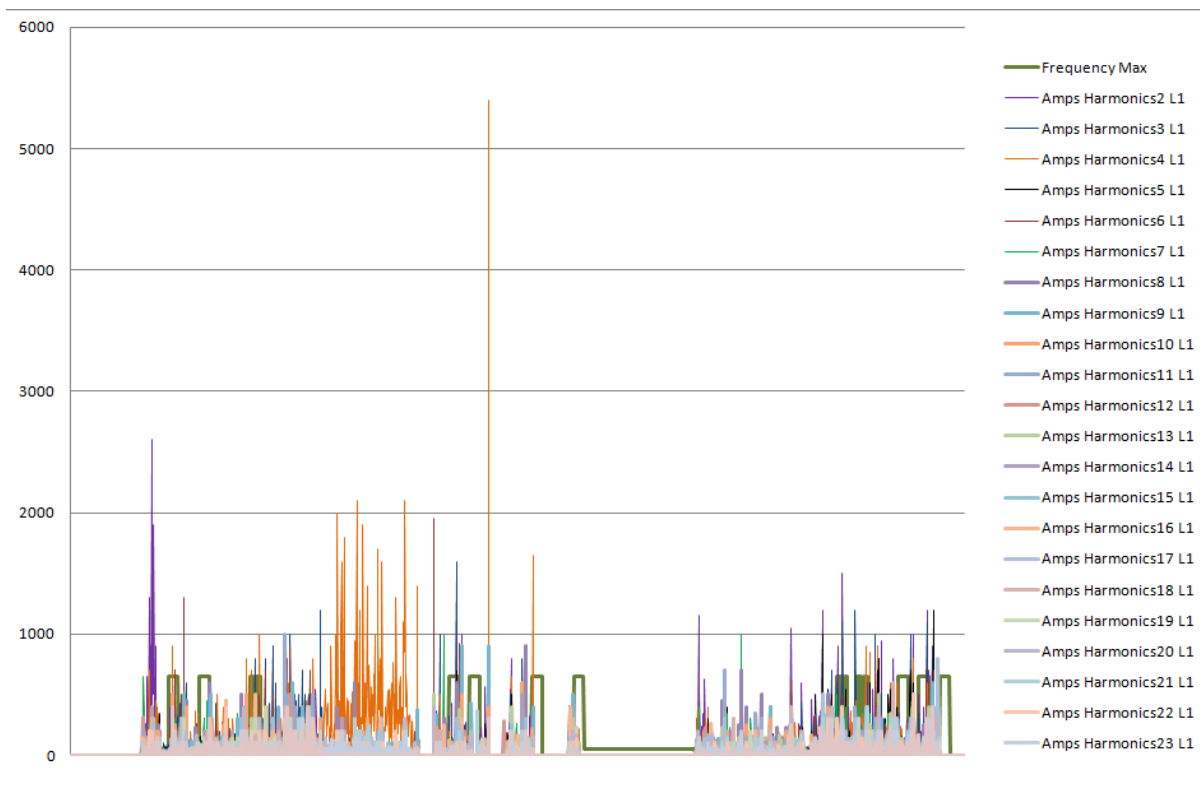


Слика 7.25. Изглед на напонот, фреквенцијата и  $THD_u$  %

Слично на равенката (7.11), може да се напише и равенката за тоталниот фактор на дисторзија за напонот и тоа:

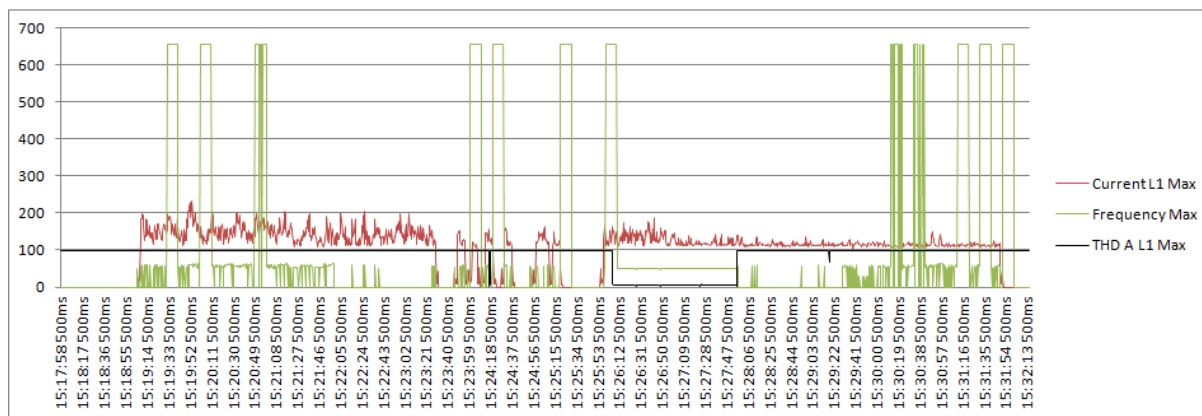
$$THD_u = \frac{\sqrt{\sum_{v=2}^{40} U_v^2}}{U_1} \quad (7.13)$$

Од сликата 7.25 се гледа дека кога има големи промени на брзината на асинхронниот мотор тогаш тоталниот фактор на дисторзија изнесува  $60 < THD_u < 95$  %, додека при константна брзина на моторот изнесува  $26 < THD_u < 28$  %.



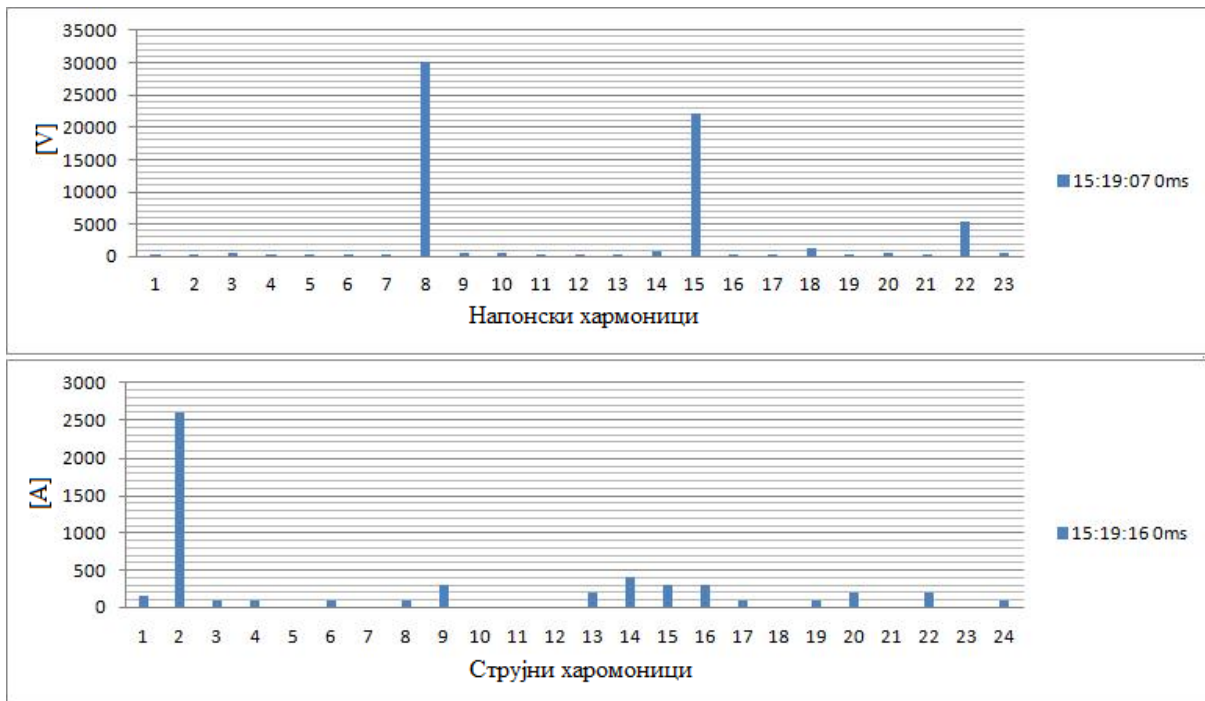
Слика 7.26. Хармоничка слика на струите после инверторот

Истото важи и за тоталниот фактор на дисторзија за струјата (од равенката (7.11)), како што е прикажано на следната слика:



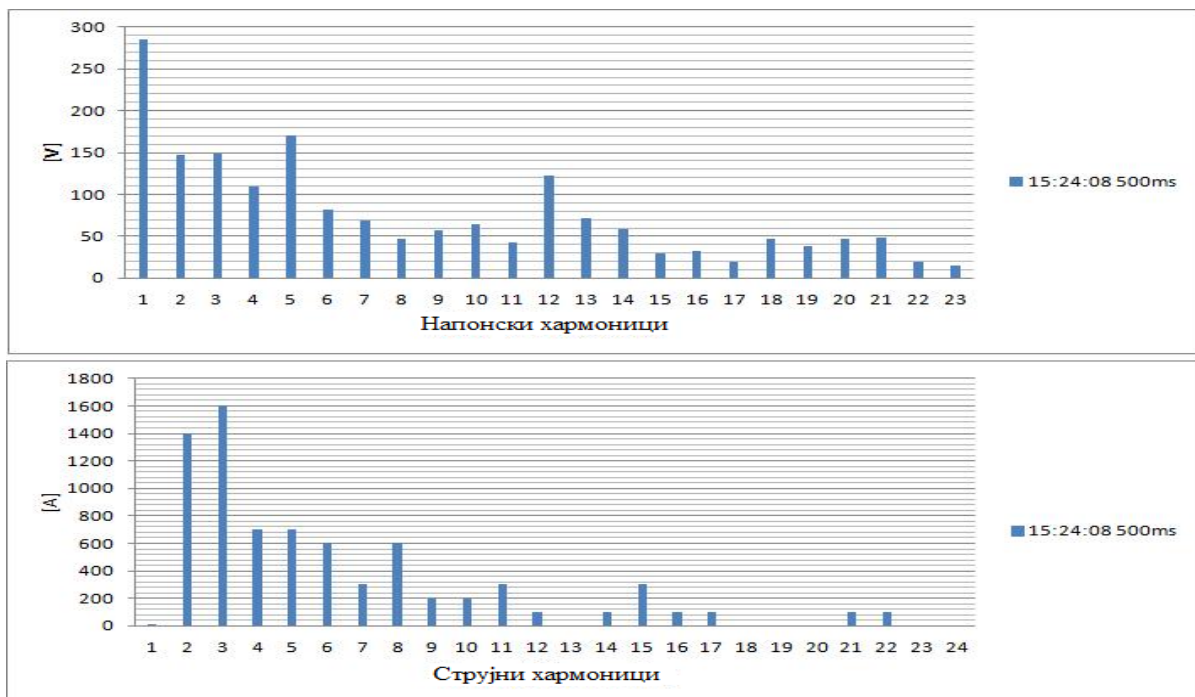
Слика 7.27. Изглед на струјата, максималната фреквенција и  $THD_i$  %

Вредноста на тоталниот фактор на дисторзија на струјата има константни вредности, односно кога има промена на фреквенцијата тогаш  $THD_i > 99$  %, додека при константна фреквенција од 50 Hz, факторот на дисторзија изнесува  $THD_i = 5,5$  %. На следните слики се претставени максималните вредности на напонските и струјните хармоници:



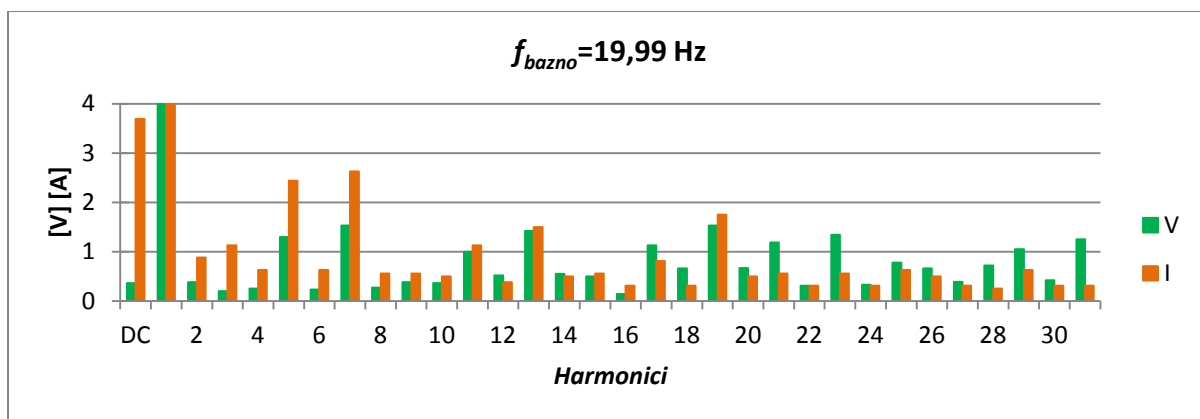
Слика 7.28. Изглед на максималните вредности на напонските и струјните хармоници

Од сликата 7.28 се гледа дека максималните вредности се случуваат во различно време, односно за напонските во 15:19:07:000 h, додека за струјните хармоници во 15:19:16:000 h, што претставува разлика од 9 s. Во основа ова е динамички режим на асинхрон мотор кој менува брзина и временската разлика меѓу фреквентните пикови претставува електрична временска константа на статорот. Ако ги споредиме фреквентните карактеристики на напонот и струјата за исто време и на исти график добиваме:



Слика 7.29. Изглед на хармониците снимани во ист временски период





Слика 7.30. Напонски и струјни хармоници за една фаза за времетраење на една периода

Од досега образложено се гледа дека на асинхронниот мотор му се предаваат многу високи хармоници. Амплитудите на напонските и струјните хармоници се повисоки до седми хармоник како што се прикажани на следните слики:



Слика 7.31. Хармоници со најголеми напонски амплитуди



Слика 7.32. Хармоници со најголеми струјни амплитуди

Сите овие амплитуди на вишите хармоници влијаат на промената на параметрите на асинхронниот мотор, а со тоа и на животниот век на моторот. Производителите на мотори не знаат каде ќе работи моторот, затоа оној кој што го проектира електромоторниот погон мора да води сметка за повеќе фактори, и тоа:

- Режимот на работа на асинхронниот мотор,
- Каков тип на управување ќе се користи за дадениот погон,
- Влијанието на преобразувачот на векот на траење на асинхронниот мотор,
- Цената на чинење на погонот,

- Цена на чинење на одржувањето на преобразувач-мотор погонската единица.

Од досега изложените графици може да се виде дека големо влијание на параметрите на асинхрониот мотор имаат големината на товарот, режимот на работа на погонот, типот на управување на моторот, развиената реактивна моќност од инверторот и појавата на амплитуди со високи фреквенции.

Ако се направи табеларен преглед на извршените мерења на напоните, струите, моќностите и брзината на асинхрониот мотор снимани во исто време, се добива следниов преглед:

- За мерењата пред енергетскиот преобразувач, односно на мрежата што го напојува погонот се гледа дека  $\cos\varphi$  има постојано високи вредности, додека факторот на моќност  $PF_1$  е околу 75 %. Како резултат на ова се јавува моќност на дисторзија  $D_1$ , која опаѓа со зголемувањето на факторот на моќност. Од табелата се гледа дека реактивната моќност  $Q_1$  е мала (со тоа и  $\cos\varphi$  се држи во границата 0,95–0,99), но затоа моќта на дисторзијата е многу висока. Треба да напоменам дека побаруваната активна моќност  $P_1$  е мала во однос на номиналните моќности на инверторот и моторот поради конфигурацијата на теренот (за тешки зимски услови и нагорнини, сигурно ќе се зголемат и вредностите на потребните моќности).

Табела 7.4 Мерењите вредности пред инверторот

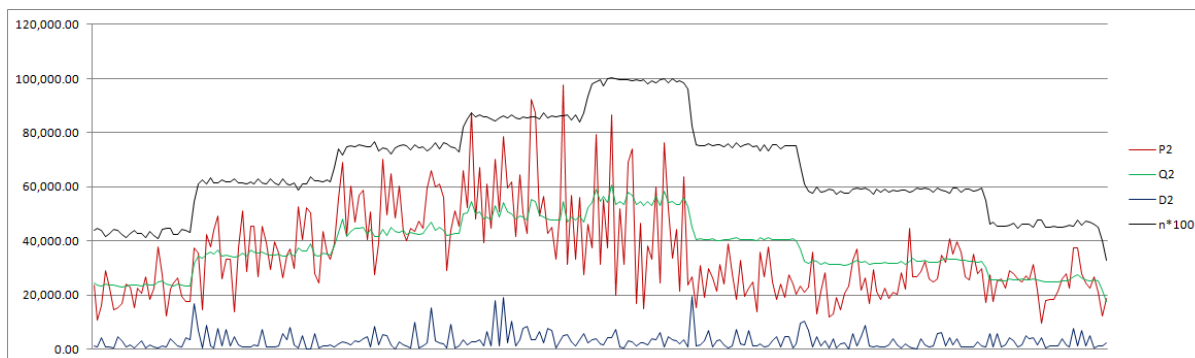
$t$ h:m:s	$f$ Hz	$n$ min <sup>-1</sup>	$U_1$ V	$I_1$ A	$PF_1$	$\cos\varphi_1$	$P_1$ W	$Q_1$ VA <sub>r</sub>	$D_1$ VA <sub>r</sub>	$S_1$ VA
11:02:51	10.2	204	400.0	36.3	0.740	0.990	24,871	4,893	22,469	33,873
11:03:24	15	300	400.0	54.6	0.760	0.990	37,480	7,715	31,536	49,586
11:03:11	16.6	332	400.0	42.2	0.710	0.990	28,929	4,509	15,196	32,987
11:03:46	20.6	412	400.0	95.9	0.810	0.980	65,087	14,553	50,068	83,396
11:07:39	22.5	450	400.0	91.2	0.740	0.990	62,558	14,704	35,084	53,841
11:06:59	29.4	588	400.0	59.2	0.770	0.980	40,208	8,405	33,000	52,691
11:04:15	30.8	616	400.0	76.8	0.780	0.980	52,126	11,699	42,168	68,060
11:04:55	37.7	754	400.0	97.2	0.810	0.980	66,020	14,960	46,526	82,141
11:06:14	37.8	756	400.0	80.4	0.800	0.980	54,604	11,448	40,600	69,000
11:05:26	42.8	856	400.0	76.6	0.760	0.990	52,550	13,360	42,481	68,881
11:05:40	43.6	872	400.0	85.3	0.790	0.990	58,493	12,200	45,208	74,927
11:05:50	49.7	994	400.0	68.7	0.790	0.990	47,139	15,036	61,023	78,562

- Од табелата за мерењата после инверторот се гледа дека брзината на асинхрониот мотор се зголемува со порастот на напонот. Со порастот на брзината расте и реактивната моќност  $Q_2$  што инверторот ја инјектира во моторот. Од горе презентираниите слики се гледа дека големината на  $Q_2$  директно зависи флуksот кој што се јавува во моторот и е повисок од активната моќност. Со ова факторот на моќност се намалува од вредност 0,863 на 0,505. Ова значи дека при повисоки брзини се зголемуваат загубите и тоа поради големата реактивната моќност и високите хармоници на напоните и струите. Овде моќноста на дисторзија е мала. Влијанието на параметрите на асинхрониот мотор е од напоните и струите што се предаваат од инверторот.

Табела 7.5 Мерени вредности на електрични велеичини кои се предаваат на моторот (после инверторот)

$t$ h:m:s	$f$ Hz	$n$ min <sup>-1</sup>	$U_2$ V	$I_2$ A	$PF_2$	$P_2$ W	$Q_2$ VAr	$D_2$ VAr	$S_2$ VA
11:02:51	10.2	204	128.8	59.8	0.863	19,601	11,487	985	22,698
11:03:24	15	300	129.8	61.2	0.844	20,103	12,785	946	23,805
11:03:11	16.6	332	134.3	54.1	0.823	17,473	12,473	3,322	21,210
11:03:46	20.6	412	172.7	64.8	0.718	24,134	23,355	922	33,597
11:07:39	22.5	450	187.2	64.9	0.722	25,950	25,102	3,695	35,915
11:06:59	29.4	588	204.5	60.8	0.655	31,400	40,223	3,399	50,914
11:04:15	30.8	616	252.8	87.4	0.820	51,122	35,621	931	62,315
11:04:55	37.7	754	313.1	66.9	0.699	42,991	43,856	1,562	61,432
11:06:14	37.8	756	313.3	56.1	0.616	31,400	40,223	3,399	50,914
11:05:26	42.8	856	356.8	60.1	0.671	42,627	47,748	8,249	63,474
11:05:40	43.6	872	361.3	50.3	0.509	27,507	46,814	5,735	53,993
11:05:50	49.7	994	403.0	51.9	0.505	42,627	47,748	8,249	63,474

На следната слика прикажан е графикот на промената на моќностите како што е пракса во интернационалниот пропис IEC 60034-1. Да напоменам дека ова се вистински (мерени) вредности на погон со тежок товар. Од сликата се гледа дека реактивната моќност е многу голема и претставува важен фактор во загревањето на асинхронниот мотор, односно промената на активните отпорности во статорот и роторот. Заради присуството на хармониците се менуваат реактивните отпорности и загубите во железо и во хистерезис.



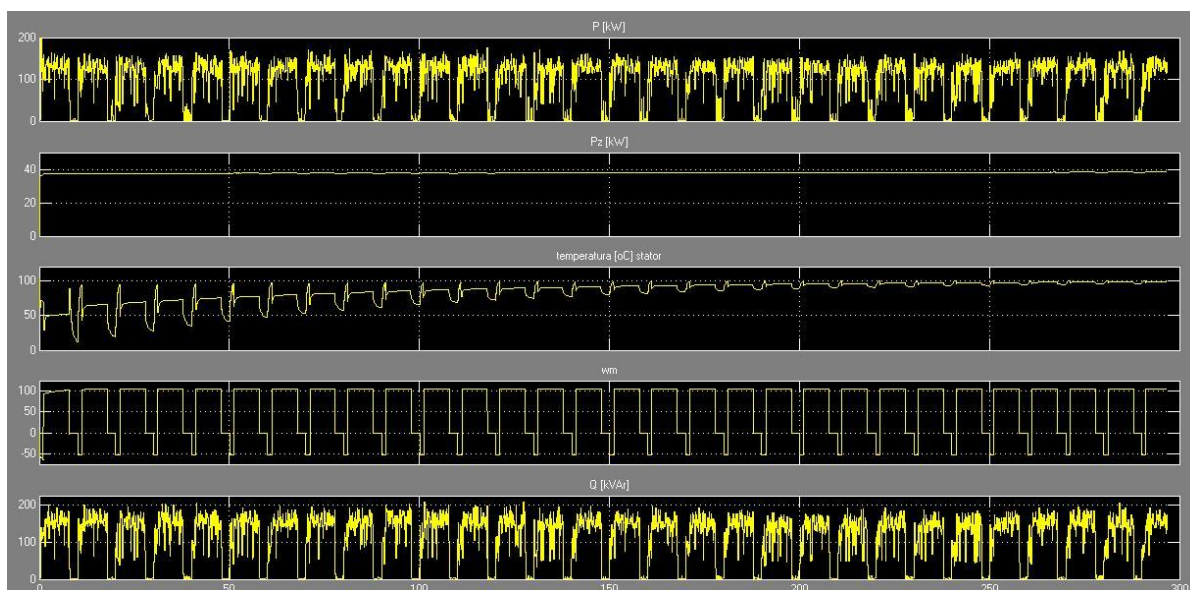
Слика 7.33. Изглед на активната моќност, реактивната моќност, моќноста на дисторзија и брзината на асинхронот мотор прикажан во форматот на прописот IEC 60034-1

## 8 СИМУЛАЦИИ

Во изработката на оваа теза освен практичните мерења направени се и симулациски програми, преку кои треба да се дообјаснат тврдењата кои што се изнесени. Користени се софтверските пакети Matlab Simulink и Ansoft Maxwell. Софтверите се високо професионални и често користени во научни истражувања, како и при проектирање на нови апликации во индустријата. Matlab е производ на фирмата The MathWorks.Inc од САД и верзијата која ја користев е Matlab Version 7.10.0.499 (R2010a), 32-bit, 05.02.2010, со број на лиценца 161051 [49]. Другиот користен софтвер е производ на Ansoft Corporation Maxwell Version 14.0, од 25.10.2010 [4]. Морам да нагласам дека софтверите се пуштени во слободно користење и се спуштени од web страните на самите производители.

### 8.1 Симулации во Matlab Simulink

Во симулацискиот софтвер Matlab Simulink направени се повеќе програми како би се потврдиле наводите во изнесената теза. За таа цел е направен програм со кој се симулира работата на разгледуваниот мотор за S8 режим на работа. Симулацијата трае 300 минути како би се виделе ефектите на загревањето на асинхронниот мотор.

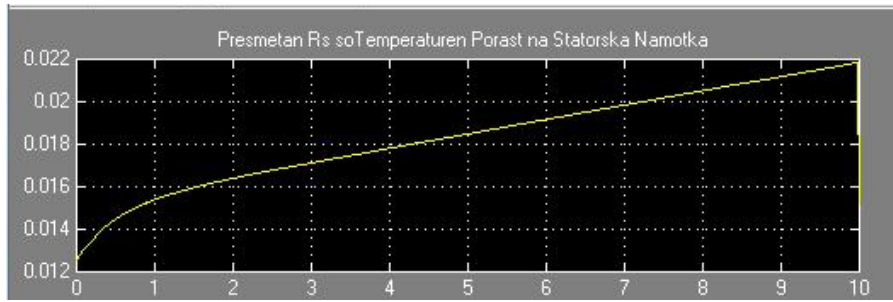


Слика 8.1. Симулација на работа на асинхрон мотор со  $P=200$  kW во S8 режим на работа

Режимот S8 е прикажан на сликата 3.1 што може да се види од брзината на моторот  $\omega_m$  од сликата 8.1. Параметрите на асинхронниот мотор се внесени во програмот и се гледа дека активната моќност  $P$  се движи до номиналните 200 kW. Во исто време се гледа дека и реактивната моќност  $Q$  има високи вредности кои се движат над 190 kVar. За температурата на статорската намотка се добива експоненцијална крива која се доближува до дозволената надтемпература за класата на изолација. Од сликата 8.1 се гледа дека моќноста на загуби  $P_z$  е составена од следниве загуби:

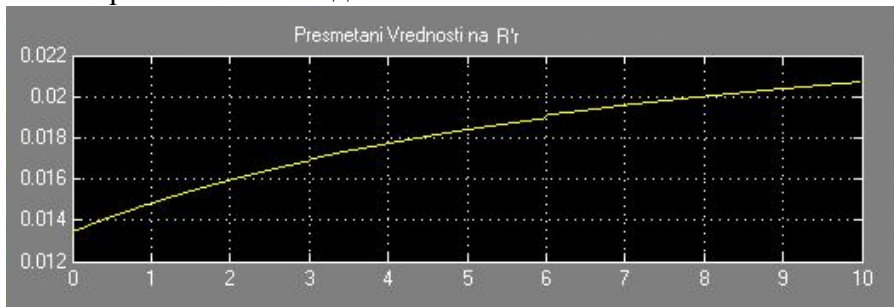
$$P_z = P_{Cu1} + P_{Cu2} + P_{Fe} + P_{dod} = 21,099 + 6,248 + 4,66 + 5,609 = 37,616 \text{ kW}. \quad (8.1)$$

Податоците се добиени со симулациониот програм Ansoft Maxwell и одговараат на податоците кои се дадени во табличката на моторот. Произведената температура во намотката на статорот допринесува на зголемувањето на активната отпорност прикажано на сликата:



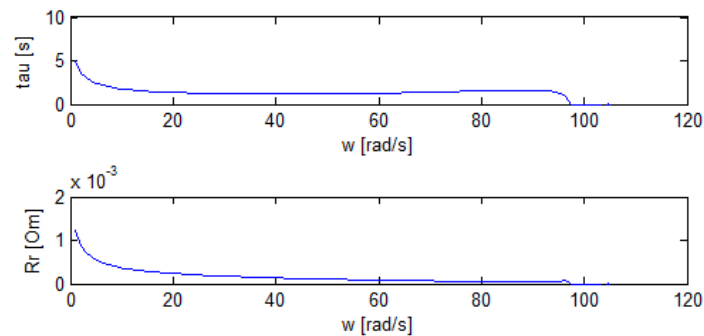
Слика 8.2. Приказ на статорската отпорност во зависност од порастот на температурата за S8 режим на работа на погонот за транспорт

Температурата што се развива во моторот влијае и на отпорноста на роторот и влијанието е прикажано на следната слика:



Слика 8.3. Приказ на роторската отпорност во зависност од порастот на температурата за S8 режим на работа на погонот за транспорт

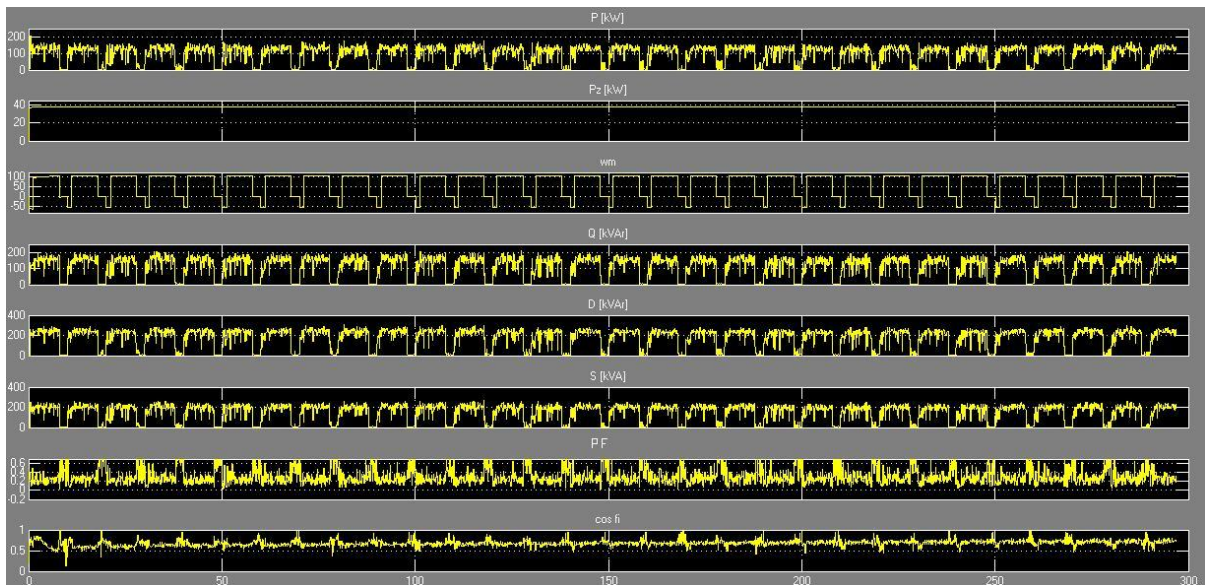
Ако за истиот мотор се направи друг програм кој ја зема во предвид реактивната моќност која се развива во моторот (поглавје 6.4 равенка (6.117)) се добива следнава зависност на роторската отпорност:



Слика 8.4. Приказ на роторската временска константа  $\tau_r = L_r / r_r'$  и роторската отпорност  $r_r'$  во зависност од реактивната моќност развиена во асинхрониот мотор

Од сликата 8.4 се гледа дека роторската отпорност се намалува со порастот на брзината на моторот од номинална вредност.

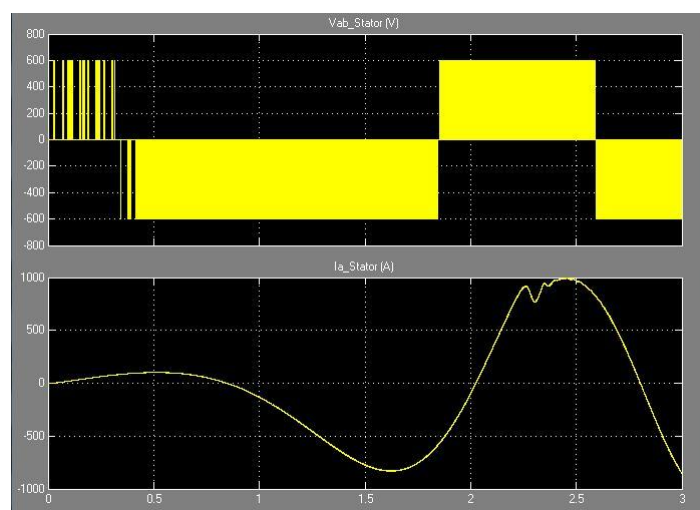
На наредната симулациска слика се прикажни вредностите на моќностите заедно со дисторзијата и факторот на моќност во режимот S8:



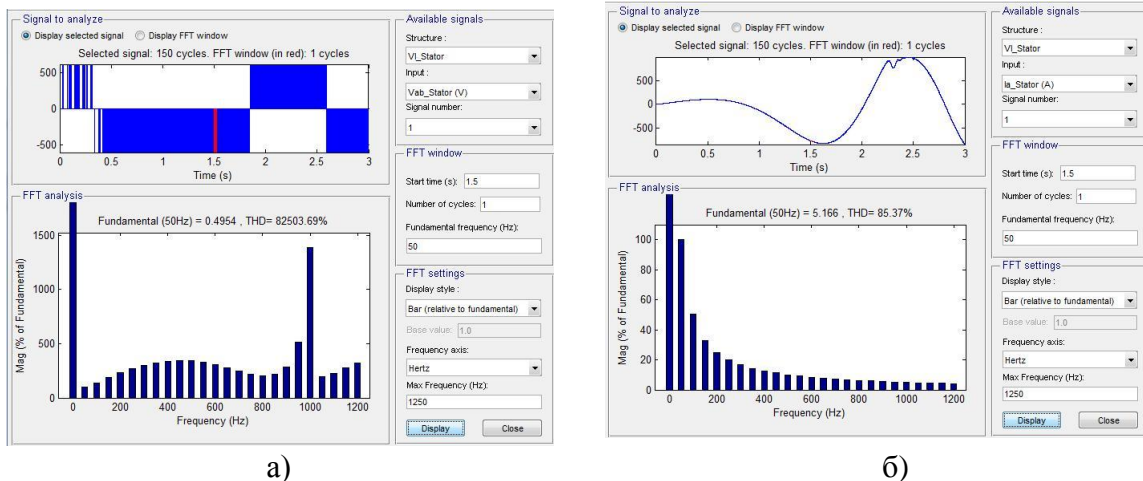
Слика 8.5. Приказ на моќностите кои се развиваат во асинхронниот мотор и факторот на моќност (хармоничкиот) и  $\cos\varphi$  (за основен хармоник 50 Hz) за S8 режим на работа

Од сликата 8.5 се гледа дека факторот на хармоничка моќност има многу мала вредност и се движи околу 0,4 кога моторот е во режим на пуштање или кочење, додека за номинален режим е околу (0,65-0,75). Ако се види за  $\cos\varphi$  и тој се наоѓа во граници од (0,5-0,9), што ние реално не можеме да го измериме како таков при реалните мерења ( $\cos\varphi$  е влезен во хармоничкиот фактор на моќност). Од сликата 8.5 се гледа дека се појавува и моќноста на дисторзија која има високи вредности.

Досега разгледуваните симулации беа направени со инвертор кој што работи со метод на векторска контрола на брзината на асинхрон мотор за S8 режимот на работа. Ако истиот мотор го симулираме да работи со скаларна контрола ги добиваме следниве симулациски графици:

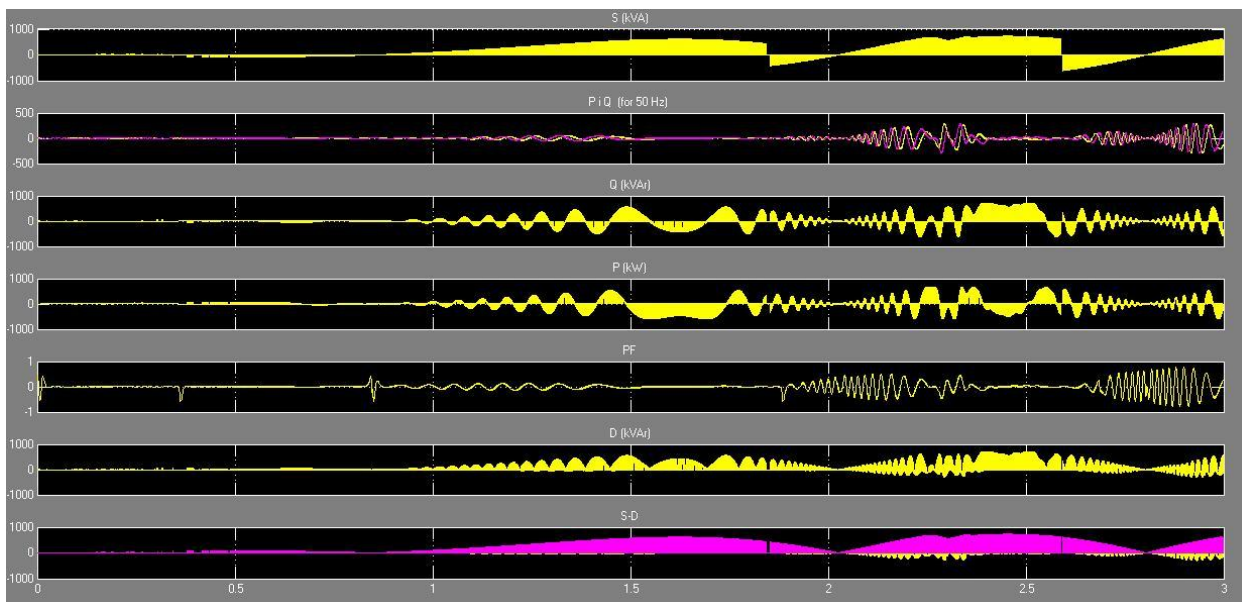


Слика 8.6. Симулациски графици за скаларна контрола на асинхрон мотор



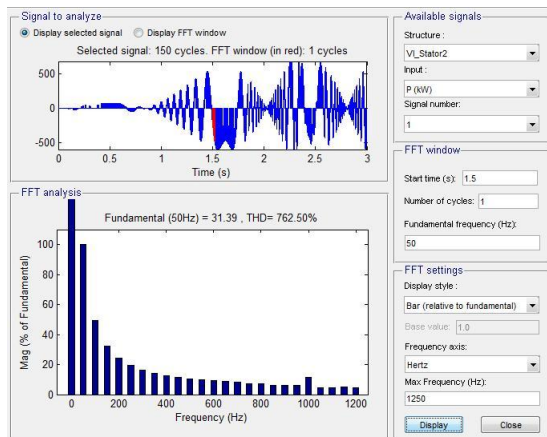
Слика 8.7. Приказ на напонот и струјата по амплитуда и во фреквентен домен за скаларна контрола на асинхрон мотор

Од сликата 8.7 се гледа дека обликот на сигналите на напонот и струјата се далеку од синусоидални и со тоа имаме појава на високи фреквенции со големи амплитуди.

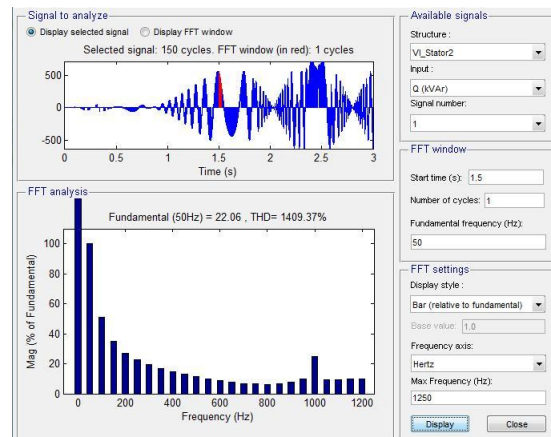


Слика 8.8. Приказ на моќностите и факторот на моќност  $PF$ , за методата на управување на асинхронниот мотор со скаларна контрола

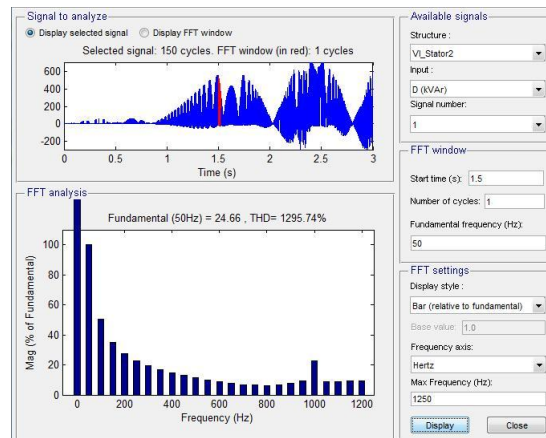
На сликата прикажани се вредностите на активната и реактивната моќност за 50 Hz во S9 режим на работа на асинхрон мотор. Од сликата се гледа дека активната и реактивната моќност произведени од сите хармоници фазно се поместени за агол кој е одреден од факторот на моќност и моќноста на дисторзија. Од сликата се гледа дека факторот на моќност не се подига над 0,75. Сега се разгледува хармоничката слика на моќностите:



a)



б)

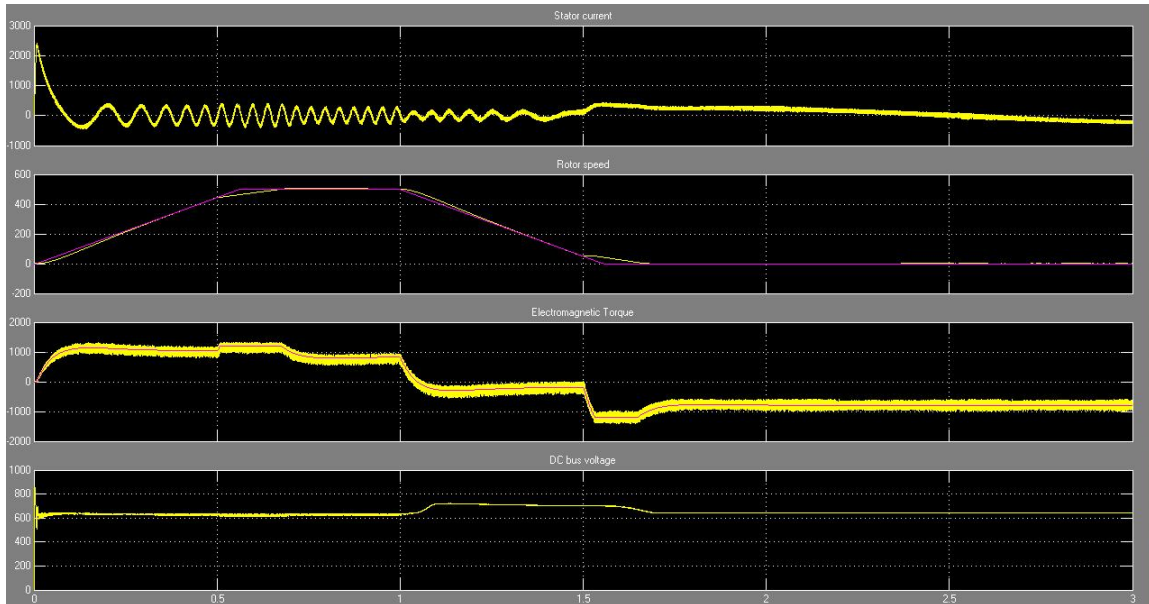


в)

Слика 8.9. Приказ на хармониците кои се јавуваат кај моќностите  $P$  kW под а),  $Q$  kVar под б) и  $D$  kVA под в) при скаларна контрола

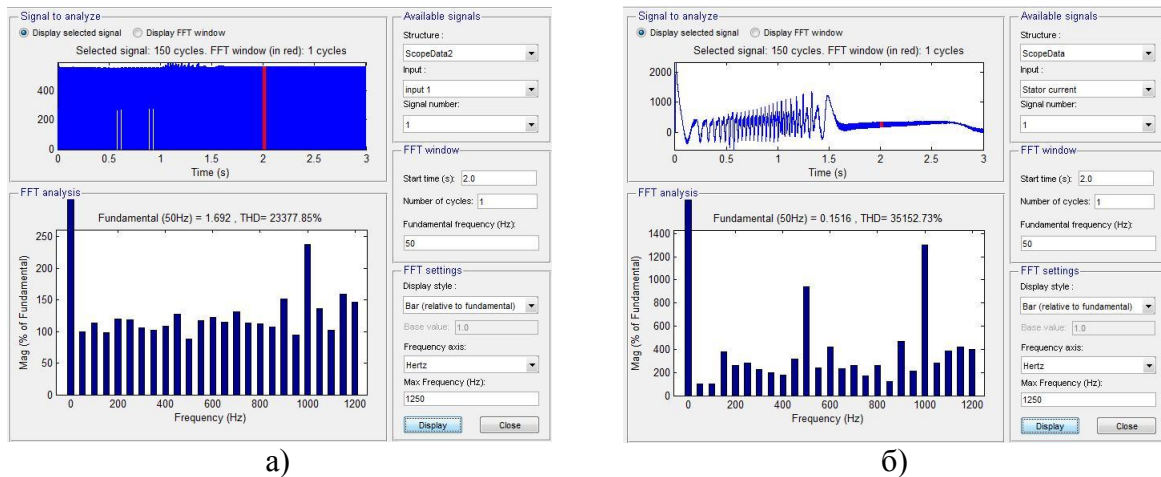
Ако сега се употреби методата на директна контрола на моментот (DTC) ги добиваме следните симулациони графици:





Слика 8.10. Приказ на струјата, брзината на роторот, електромагнетниот момент и напонот на еднонасочниот дела на преобразувачот за метода на управување со директна контрола на моментот

Сликата 8.10 прикажува дел од товарниот дијаграм за режимот S10 и ако се прикажат хармониците кои се јавуваат при директна контрола на моментот добиваме:



Слика 8.11. Приказ на хармониците кои се јавуваат кај напонот а) и струјата б) при директна контрола на моментот за S10 режим на работа на асинхрон мотор

Споредбено со хармониците кои се јавуваат при користењето на методот на векторското управување, при методата на директна контрола на моментот се јавуваат високи хармоници со високи амплитуди кај напонот и струјата. Овие исти хармоници се јавуваат и кај моќностите што се потврдува со мерењата што се направени на објектот (багерот SRs 1050 во рудник Суводол).

## 8.2 Симулации во FEM – Maxwell

Симулациониот програм Ansoft Maxwell е направен за користење при проетирање на електрични машини, трансформатори и електромотори, иако може да се користи и во други области на електротехниката. Тој претставува софтвер кој што ги користи Максвеловите равенки за пресметка на електрични и магнетни полиња со почитување на условите за нормални и тангенцијални компоненти на електричните и магнетните векторски величини [4], [74]. Тој е од класата на програми кои користат конечни елементи ( Finite Element Method-FEM). Предноста на оваа верзија на Maxwell version 14.0 е таа што има тридемпнзионална презентација на пресметаните резултати (3D).

Поради покажаната потреба од познавање на сите параметри кои ги има разгледуваниот мотор (прикажани во табела 7.1) направен е модел на моторот кој е разгледуван во тезата.

За да се пресмета моторот треба да се внесат сите димензии на магнетното коло, на статорските и роторските канали за сместувањето на намотката на статорот и кафебот на роторот. Потоа се одбираат материјалите на магнетното и немагнетното коло, како и колку паралелни проводници и со кој пресек се тие. Се одредуваат бројот на каналите во статорот и роторот и се одредуваат типот на челните врски. Потоа се врзува трифазната намотка и се вклучува софтверот да работи.

Самиот софтвер ги пресметува параметрите на асинхрониот мотор и ги дава во табела, која се прикажува во скратена форма. Скратениот листинг на параметрите се прикажува во споредба со табличните податоци

**Табела 8.1 Вредности на моќностите**

моќност	по испитен протокол W	по симулациските програми W
$P_1$	210500	210500
$P_{Cu1}$	2518	2374
$P_{fe}$	2190	2302
$P_{dod}$	1095	1095
$P_{gs}$	5803	5771
$P_{12}$	204697	204729
$P_{vn}$	1896	1896
$P_{Cu2}$	1940	2128
$P_{gr}$	3836	4024
$\Sigma P_g$	9639	9795
$P_2$	200861	200705
$\eta$ %	95,42	95,35
$\cos\phi$ r.e.	0,858	0,839

Симулациските вредности прикажани во табелата 8.1 се добиени со користење на софтверските пакети Matlab Simulink и Ansoft Maxwell. Во работата на тезата како точни земени се податоците од испитниот проторол (оние кои беа достапни), додека другите параметри се добиваат од симулациските резултати.

Моторот е поврзан во триаголник, во табелата 8.2 се прикажани вредностите на активните отпоровности на статорот и роторот:

**Табела 8.2 Вредности на активните отпорности по испитен протокол и по симулациите**

активна отпорност	мерено	од испитен протокол	од симулации	
	$\Omega$	$\Omega$	$Y \Omega$	$\Delta \Omega$
$r_s$	0,016222	0,020093	0,006028	0,018084
$r'_r$	нема податок	нема податок	0,0089189	0,0267567

Следната табела ја прикажува магнетната индукција и густините на струјата во асинхрониот мотор.

**Табела 8.3 Вредностите на магнетната индукција во забите, јаремот, воздушниот зјај и густините на струите во намотката на статорот и кафезот на роторот**

вредности добиени од симулациите	
$B_{s\_заби} \text{ T}$	1,37
$B_{s\_јарем} \text{ T}$	1,32
$B_{s-r} \text{ T}$	0,69
$B_{r\_заби} \text{ T}$	1,21
$B_{r\_јарем} \text{ T}$	0,40
$J_s \text{ A/mm}^2$	6,15
$A_s \text{ A/mm}$	37,25
$J_{s\_трмичко} \text{ A}^2/\text{mm}^3$	229,09
$J_{r\_стап} \text{ A/mm}^2$	4,58
$J_{r\_прстен} \text{ A/mm}^2$	5,23
фактор $k_{s\_намотување}$	0.95

## 9 ЗАКЛУЧОК

Во докторската дисертација „Модел на управување со асинхрон мотор при промена на параметрите при тежок товар“ се обработува сложена проблематика на работа на електромоторен погон во најтешки услови со променлива брзина. Трудот опфаќа теориски, експериментални и симулациони разгледувања на објектот на истражување, багерот SRs 1050 во рудникот Суводол, РЕК Битола, ЕЛЕМ. Во истражувањето се бара начин на управување кој ќе обезбеди најдобра работа при тежок товар, земајќи ја во предвид промената на параметрите на асинхронниот мотор. Се анализираат условите за избор на електромоторот, при што освен потрошувачката на активната моќност, се разгледува и потрошувачката на реактивна моќност и моќност на дисторзија. Така се добиваат реални услови за определување на енергетската ефикасност на погонот преку енергетските параметри – коефициентот на искористување и факторот на моќност.

Како тежок товар се анализираат режимите на работа со променлива брзина на вртење S8, S9 и S10 според IEC 60034-1. Последица од тешките услови на работа е промената на параметрите на асинхронниот мотор – активните и индуктивните отпорности. Појдовни податоци за параметрите на асинхронниот мотор на багерот се добиени од производителот ATB SEVER – Subotica. Со софтверскиот пакет Ansoft Maxwell е направена симулација на параметрите со висока точност. Програмскиот пакет Matlab Simulink е употребен за симулација на промената на параметрите и нивното влијание врз управувањето со погонот.

Конкурентни начини на управување на погонот се методите на скаларно, векторско и директно управување на моментот на моторот. Преку експериментални мерења со квалитетна опрема Fluke и симулации со Matlab Simulink е покажано дека најдобар начин на управување е директното управување на моментот на моторот. Генерално, нивото на управување треба да се зголеми според режимот на работа од S8 кон S10. За тешките режими на работа, според направените истражувања како најнизок степен на управување се препорачува векторското управување за режимот S8. Изборот на управувањето според режимот на работа, потврдено со експериментални резултати е еден од оригиналните придонеси на дисертацијата.

За изборот на моторот во наведените режими, освен мерење на активната моќност, се направени и мерења на реактивната моќност и моќноста на дисторзија, според DIN 40110. Мерењата се реализирани со квалитетна Fluke опрема. Резултатите покажуваат дека потрошувачката на реактивна моќност и моќност на дисторзија не е занемарувачка во однос на потрошувачката на активната моќност, со учество над 20 % во однос на активната моќност. Тоа е потврдено и со симулациите во Matlab Simulink. Ова претставува исто така оригинален придонес на оваа дисертација. Наведениот проблем може понатаму да се третира на два начина. Нормално е потрошувачката на реактивна моќност и моќност на дисторзија да се внесе во критериумите за избор на електромотор при тежок товар со променлива брзина. Тоа значи дека е потребна ревизија на IEC 60034-1 за избор на мотор во режимите S8, S9 и S10 со земање во предвид на неактивната моќност. Од друга страна, се наметнува прашањето како да се мери моќноста на дисторзија во индустриски услови. Одговорот не е едноставен и бара учество на експерти од повеќе области, вклучувајќи ја и регулативата за цени на електричната енергија.

Класично, за изборот на моторот во разгледуваните режими важи дека треба да биде со зголемен магнетски флуks, како во сите интермитирани режими на работа. Поради тоа се зголемени и загубите во железо, односно расте факторот  $k_z = P_{Fe}/P_{Cun}$ . Овие критериуми се потврдени со симулациите во Matlab Simulink.

Поврзувањето на теоретските, експерименталните и практичните сознанија за електромоторните погони со тежок товар со променлива брзина е еден од оригиналните придонеси на дисертацијата.

Во обработувањето на темата, користејќи ги математичките формулации и постигнатите резултати добиени преку симулации и мерења, може да се употребат при проектирањето на електромоторни погони со асинхрони мотори кои се дефинирани како тежок погон. Со познавањето на промената на параметрите, може да се направи математички модел на асинхрониот мотор кој би се користел при проектирањето на микропроцесорска секундарна релејна заштита, што претставува еден од оригиналните придонеси на дисертацијата.

Енергетската ефикасност на погонот треба да се третира преку неговите енергетски параметри – коефициентот на искористување и факторот на моќност. Ваквиот пристап кон енергетската ефикасност е исто така оригинален придонес на дисертацијата. Коефициентот на искористување главно може да подигне со употреба на високо ефикасни електромотори, кои веќе ги има во програмите на големите производители на електромотори. Како поважно прашање се наметнува зголемувањето на факторот на моќност. Решението е во целосна примена на условите за подобрување на електромагнетската компатибилност, компензација на реактивната моќност и употреба на пасивни/активни филтри.

## 10 КОРИСТЕНА ЛИТЕРАТУРА

- [1] ABB, „Direct Torque Control”, документ од ABB;
- [2] ABB, „ACS 800”, каталог 2012;
- [3] ABB, „ACS 800-U4-Manual“, каталог, 2012;
- [4] Ansys Ansoft MAXWELL vesion 14.0, „User Maunal“, software каталог, 2010;
- [5] Baburay K., Rahman M.F., Grantham K., „Identification of Induction Motor Parameters in Industrial Drive with Artificial Neural Networks“, Hindawi Publishing Corporation doi:10.1155/2009/241809, 2009;
- [6] Beguenane R., Benbouzid M.E.H., „Induction Motor Thermal Monitoring by Means of Rotor Resistance Identification“, IEEE Transmissions on Energy Conversions, vol. 14, No 3, September 1999;
- [7] Bejerke S., „Digital Signal Processing Solutions for Motor Control Using the TMS320F240 DSP-controller“, SPRA345, ESIEE, Paris 1996;
- [8] Bin Wu, „High-Power Converters and AC Drives“, IEEE Press, a John Wiley& Soons.Inc, ISBN 13978-0-471-7317-9;
- [9] Blaschke F., „The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop System for Rotating Field Machines“, Siemens Review, vol.34. 1972;
- [10] Blum J, „Abschied von der Gluhlampe bringt höhere Netzbelastung“, Elektropraktiker (pp.476-478), Berlin 63 6 2009;
- [11] Bogner M., „Termotehnicar“, tom 1i 2, Poslovna politika Beograd, 1992;
- [12] Boldea I., Nasar S.A., „Electric Drives“, CRC press, 1999;
- [13] Boldea I., Nasar S.A., „The Induction Machine Handbook“, CRC Press ISBN 0-8493-0004-5 2002;
- [14] Bose K. B., „Modern Power Electronics and AC Drives“, Prentice Hall PTR, ISBN 0-13-016743-6 2002;
- [15] Bose K. B., „Power Electronics and Motor Drives Advances and Trends“, University of Tenesee Knoxville ISBN 10: 0-12-088405-4, 2006;
- [16] Bousserhane I.K., Hazzab A.,Rahli M., Kamli M., Mazari B., „Direct Field-Oriented Control Using Backstepping Strategy with Fuzzy Rotor Resistancee Estimation for Induction Motor Speed Control“ ISSN 1392-124, Vol. 35 No 4, Algeria 2006;
- [17] Bozuta F., „Automatski zastitni uredjaji elektroenergetskih postrojenja“, Svjetlost Sarajevo, 1989;
- [18] Brodic T., „Energetska elektronika“, Svjetlost Sarajevo, 1990;
- [19] Bruskin D.E., Zorohovic A.E., Hvostov V.S., „Elektriceskie masini i mikromasini““, visa skola, visa skola Moskva 1990;
- [20] Chee-Mun Ong, „Dinamic Simulation of Electrical Machinery using Matlab/Simulink“, Purde University, West Lafayette Indiana, 1998;
- [21] Da Silva D., Loucks D.P., „A Brief Introduction to Generic Algorithms, Artificial Neural Networks and Fuzzy Logic“, Cornel University Ithaca, Ithaca 2000;
- [22] De DuncerR., Duco W.J., Veltman P.A., „Advanced Electric Drives, Analisis, Modling , Control“ Springer, ISBN 978-94-007-0179-3, 2011;
- [23] ELEM, „Environmetel Report 2004-2005”, 2005;
- [24] Elgar P., „Sensors for Measurements and Control“, Longman, 1998;
- [25] Ellis G., „Observers in Control Systems“, Academic Press, 2002;

- [26] El-Sharkawi M., „Fundamentals of Electric Drives“, Brooks/Cole Publishing Company ISBN 0-534-95222-4, 2000;
- [27] Ericson R., „Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers; од интернет;
- [28] Fink D.G., „Standard Handbook for Electrical Engineers“, 12th edition, од интернет;
- [29] Fluke, „1735 Power Data Logger User Manual“, March 2006, Rev. 2, 3-2010, Fluke Corporation 2010;
- [30] Fluke, „345 Power Quality Clamp Meter User Manual“, PN 2560401, October 2006 Fluke Corporation 2006;
- [31] Fluke, „39/41 B Power Harmonics Tester User Manual“, July 1995, Rev 3, 11-2000, Fluke Corporation 2000;
- [32] Fluke, „92B/96B/99B/105B Scope Meter User Manual“, 4822 872 00724, March 1996, Rev. 4, 1-1999", Fluke Corporation, 1999;
- [33] Grandi G., Serra G., Tonina A., „Spice Vector Modulation of a Seven-Phase Voltage Source Inverter“, Speeddam, 2006;
- [34] Hoang Le-Houy, „Microprocessors and Digital IC-s for Control of Power Electronics and Drives“, од интернет;
- [35] Hofmann W., Schlabbach J. and Just W., „Reactive Power Compensation: A Practical Guide“, Published 2012 by John Wiley&Soon, Ltd.;
- [36] „IEC 60034-1 International Standard“
- [37] IEC 61000-4-7 ed. 2.1 Consol. With am1, „Testing and measurement techniques-general guide on harmonics and interharmonics measurements for power supply systems and equipments connected thereto“, Oct-10 2010;
- [38] IEEE Std. 1459 TM -2010, „IEEE Standard Definitions for the Measurement of the Electric Power Quantities under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Nonbalanced Conditions“, 19-Mar 2010;
- [39] Ivanov - Smolensky A., „Electrical machines“, vol. 1, 2 i 3, Mir Publishers Moscow 1982;
- [40] Jakimov T., „Електромоторни погони“, ЕТФ Скопје, Скопје 1994;
- [41] Juha Pyrhonen, Tapaki J., Hrabavcova V., „Design of Rotating Electrical Machines“, a John Wiley&Soons.Inc, ISBN 978-0-470-69516, 2007;
- [42] Jurkovic B., „Elektromotorni pogoni“, Skolska Knjiga, Zagreb, 1983;
- [43] Karanayil B., Rahman M.F., Grantham C., „On-line Rotor Resistance Identification for VectorControlled Speed Sensorless Induction Motor Drive Using Artificial Neural Networks“, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005;
- [44] Karanayil B., Rahman M.F., Grantham C., „Stator and Rotor Resistance Observers for Induction Motor Drive Using Fuzzy Logic and Artificial Neural Networks“, IEEE Transactions and Energy Conversion, 2004;
- [45] Копилов И.П., „Проектирање на електрически машини“, УДК 621.313.001.2(075.8), 1988;
- [46] Костенко М., Пиотровски Л., „Електрически машини“, Техника Софија, Софија;
- [47] Krause P., Wasynczuk O., Sudhoff S., „Analysis of Electric Machinery“, a John Wiley&Soons.Inc, ISBN 0-471-14326-x, 1995;
- [48] Leonnhard W., „Control of Electrical Drives“, Springer-Verlag New York, 1990;
- [49] Ѓипо Т.А., Jezernik K., „AC Motor Speed Control“, од интернет;

- [50] Magareanu R., Ilas C., Bostan V., Cuibus M., Radut V., „Luenberger, Kalman Neural Observers and Fuzzy Controllers for Speed Induction Motor Control“, Bulten Institut of Politehnika Bucharest, 2000
- [51] MathWorks MATLAB version R2010 a, „User Manual“, softwer katalog 2010;
- [52] Милиќ Стојиќ, „Дигитални системи управљања“, Научна књига Београд 1989;
- [53] Милиќ Стојиќ, „Континуални системи аутоматског управљања“, Научна књига 1988 ;
- [54] Мирчевски С. и други, „Рационално користење на електричната енергија кај наизменичните електромоторни погони“, научно истражувачки проект, 1994 - 1996 ;
- [55] Мирчевски С., „Електромоторни погони и управување“, предавања на Технички Факултет Битола, 2008;
- [56] Мирчевски С., „Основи на електрозадвижување“, предавања на ФЕИТ Скопје, 2008;
- [57] Mirafazal B., Skibinski G.L., Tallam R.M., „Determination of parameters in the Universal Induction Motor Model“, IEEE Transactions and Industry Application, vol.45 No 1, 2009;
- [58] Mircevski S., „Energy Efficiency in Electric Drives“, ( invited paper P-4.1), *16th International Symposium on Power Electronics Ee 2011*, Novi Sad, Republic of Serbia, October 26th - 28th, 2011;
- [59] Mircevski S., „The importance of Reactive Power in Energy Efficiency of Electric Drives“, *8th WSEAS Intrenational Conference on Energy, Enviroment, Ecosuystems and Sustainable Develoment (EEESD '12)*, University of Algarve, Faro, Portugal, 2-4 May 2012;
- [60] Mircevski S., Arsov Lj., Iljazi I., Rafajlovski G., „The influence of Reactive Power on Energy Efficiency in Household Applications“, *7th WSEAS Intrenational Conference on Energy&Enviroment, (EE '12)*, Kos Island, Greece, 14-17 July, 2012;
- [61] Митраковиќ Б., Николиќ Љ.Н., „Асинхроне машине“, Научна књига Београд;
- [62] Mohan N., Undeland T., Robbins W., „Power Electronics, Converters, Applications, and Design“, a John Wiley&Soons.Inc, ISBN 0-471-58408-8, 1995;
- [63] Nait Said M.S., „InductionMotors Direct Field Oriented Control with Robust On-line Tuning of Rotor Resistance“, *IEEE Trasactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No 4, December 1999;
- [64] Novotny D.W., Lipo T.A., „ Vector Control and Dynamics of AC Drives“, Clarendon Press - Oxford 1996;
- [65] ON Semiconductor, „HBD 855-D“, каталог;
- [66] ON Semiconductor, „Thyristors.pdf“, каталог;
- [67] Попов И.В., „Електрически машини“, Наука и изкуство, Софија 1957;
- [68] Поповиќ Б., „Зборник проблема из електромагнетика“, Грацевинска књига Београд 1979;
- [69] Rashid M.H., „Power Electronics Circuits, Devices and Applications“, од интернет;
- [70] Rashid M.H., „Power Electronics Handbook“, Academic Press ISBN 0-12-581650-2, 2001;
- [71] Ribeiro M.I., „Kalman and Exteded Kalman Filters: Concept, Derivation and Properties“, Lisboa Portugal 2004;



- [72] Rockwel Automation, „Application Basic of Operation of Three-Phase Inducton Motors“, katalog;
- [73] Ruff M., Bunte A., Grotstollen H., „A New Self Comisioning Scheme for an Asynchronous Motor Drive System“, IEEE 0-7803-1993-1/94, 1994;
- [74] Siemens, „Low-voltage Tree-phase Motors Project Manual“, catalog M10 2010;
- [75] Siemens, „Simatic Software - Step 7“, User Manual;
- [76] Siemens, „System Software for S7-300/M7-300 and S7-400/M7-400“, Proqraming Manual;
- [77] Skvarenina T. L., „The Power Electronics Handbook Industrial Electronics Series“, CRC Press, 2002;
- [78] Сурутка Ј., „Електормагнетика“, Грацевинска књига, Београд 1998;
- [79] Tolyat H., Kliman g., „Handbook of Electric Motors“, CRC Press ISBN 13 9788-0, интернет;
- [80] Vas P., „Artificial Inteligence Based Electrical Machines and Drives“, Oxford Univesity Press, Oxford, 1999;
- [81] Vas P., „Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnostic of Electrical Machines“, University of Aberdeen, Clarendon Press – Oxford, 1993;
- [82] Видановски Д., „Анализа на векторско управување на погон со асинхрон кафезен мотор при тешко оптоварување“, *магистерски труд*, ЕТФ во Скопје, 2004;
- [83] Vidanovski D., Iloski M., „The first high voltage converter for induction motor drive in R. of Macedonia for bucket wheel SRs 1050“, *MAKO CIGRE 2011 Ohrid* (<http://2011@mako-cigre.org.mk>), Macedonia October 2011;
- [84] Vidanovski D., Mircevski S., Andonov Z., „Induction Motors Thermal Monitoring with Combined Method“, *11th International Symposium on Power Electronics - Ee 2001*, Novi Sad November 2001;
- [85] Vidanovski D., S. Mircevski, B. Arapinoski, „Estimation of Rotor Time Constants by Using Reactive Power and Fuzzy Logic for Quicker Response With Vector Regulation of Asynchronous Motor“, *MAKO CIGRE 2009 Ohrid* (<http://2009@mako-cigre.org.mk>), Macedonia October 2009;
- [86] Vidanovski D., S. Mircevski, M. Radevska, „Contribution to the estimation of rotor resistance for heavy-duty of induction motor“, *EPE PEMC 2010 Ohrid*, (papers on CD-number 348) (<http://epe-pemc2010.com>), R. of Macedonia September 2010;
- [87] Vidanovski D., S. Mircevski, M. Radevska, „Criteria for power converter selection for electrical drive with variable speed induction motor“, *MAKO CIGRE 2011 Ohrid* (<http://2011@mako-cigre.org.mk>), Macedonia October 2011;
- [88] Vidanovski D., S. Mircevski, M. Radevska, „How to Control Speed in S8, S9 and S10 duty Types IEC 60034-1“, *16th International Symposium on Power Electronics – Ee 2011*, (<http://www.dee.uns.ac.rs>), Novi Sad, Serbia 2011;
- [89] Vidanovski D., S. Mircevski, M. Radevska, „Impact of variable speed electrical drive working regime to the control system“, *MAKO CIGRE 2011 Ohrid* (<http://2011@mako-cigre.org.mk>), Macedonia October 2011;
- [90] Vidanovski D., Krsteski Z., „Improvement of dust exporting system by using soft starters for squirrel cage induction motors“, *MAKO CIGRE 2011 Ohrid*, (<http://2011@mako-cigre.org.mk>), Macedonia October 2011;
- [91] Видинчев П., „Линеарно автоматски управување“, ЕТФ Скопје

- [92] Vukosavik S., Milik R. Stojik, „On Line Tuning of the Rotor Time Constant for Vector-Controlled Induction Motor in Position Control Applications“, IEEE 1993;
- [93] Vukosavik S., „Mikroprocesorsko upravljanje elektromotornim pogonima“, doktorska disertacija Beograd;
- [94] Zai L., DeMarco C., Lipo T., „An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant measurements in PWM Induction Motor Drives“, *IEEE Transactions on Industry Application*, vol.28. 1998;
- [95] Zein I., Loron L., Forgez C., „An Extended Kalman Filter and an Appropriate Model for the Real-time Estimation of the Induction Motor Variables and Parameters“, naucen trud;
- [96] Vidanovski D., Radevska M., Arapinoski B., “Using Reactive Power which is Generated in the Induction Motor for Rotor’s Time Constant Estimation”, *ELMA 2008 Sofia*, Bulgaria December 2008, (pp 13-16) (<http://ceec.fnts-bg.org/sp-E+E.htm>)
- [97] Видановски Д., Мирчевски С., Радевска М., Тодоровски М., „Влијанието на енергетскиот преобразувач на параметрите на асинхрониот мотор при тежок режим на работа“, *МАКО СИГРЕ 2013 Охрид*, септември 2013, Р. Македонија (A1-064P-МК <http://2013@mako-cigre.org.mk>);
- [98] Видановски Д., Мирчевски С., Радевска М., Тодоровски М., „Потрошувачка на електричните моќности при користење на енергетски преобразувач за управување на асинхрони мотори од еколошки аспект“, *МАКО СИГРЕ 2013 Охрид*, септември 2013, Р. Македонија (A1-065P-МК <http://2013@mako-cigre.org.mk>);
- [99] Vidanovski D., Mirčevski S., „Dynamic Models for Induction Motor Drives for Heavy Duty Regimes“, *XLVIII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies ICEST 2013*, 26-29.06.2013, Ohrid, Republic of Macedonia.
- [100] Vidanovski D., Mirčevski S., Radevska M., Lj. Arsov, “Energy Consumption in Bucket Wheel SRs 1050 Transport Drive from Energy Efficiency Aspect”, paper ID:502, *IEEE - 4<sup>th</sup> International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 13-17.05.2013, Istanbul-Turkey.

## 11 ОЗНАКИ НА ВЕЛИЧИНИТЕ КОРИСТЕНИ ВО ТРУДОТ

*		суфикс за ознака за референтна големина
$2p$		број на парови на полови
$A_{con}$	$mm^2$	целосен пресек на проводник
$A_{cu1}$	Wh	енергија потрошена во статорската намотка
$A_{cu2}$	Wh	енергија потрошена во роторската намотка
$A_k$	Wh	енергија потрошена при кочење
$A_p$	Wh	енергија потрошена при пуштање
$A_\gamma$		коефициент на редукција на напонот од комутацијата
$B$	T	магнетено поле
$c_1$	$W/kg^{\circ}C$	кофициент на загревање за статорска намотка
$c_2$	$W/kg^{\circ}C$	кофициент на загревање за роторскиот кафез
$\cos\varphi$		фактор на моќност при 50[Hz]
$\cos\varphi_0$		фактор на моќност за празен од при 50[Hz]
$d$		нормална оска
$D$	VAr	моќност на дисторзија
$dm$		суфикс за магнетизирање по d оската
$dr$		суфикс за d оската на роторот
$ds$		суфикс за d оската на статорот
$dS$	$m^2$	промена на површината опфатена со магнетен флукс
$DTC$		директна контрола на моментот
$dV$	$m^3$	промена на волуменот опфатен со магнетен флукс
$e$		суфикс за електромагнетна величина на моторот
$E_\psi$	V	индуцирана електромоторна сила
$f$	Hz	фреквенција
$FEM$		метода на конечни елементи
$g$		коефициент
$h$		фактор на дисипација на топлината од асинхрониот мотор
$h$	m	висина на канал
$HB_\psi$		ширина на хистерезниот блок
$H_y$	T	јачина на магнетно поле
$H_{\psi=1, -1}$		дигитален излез од хистерезниот контролер
$i$	A	моментална вредност на струјата
$I$	A	линиска струја
$I_0$	A	струја при празен од на асинхрониот мотор
$I_{doz}$	A	дозволена струја за сигурна работа на погонот
$I_k$	A	струја при критичниот момент на асинхрониот мотор
$Im[ ]$		ознака за имагинарен дел од променливата
$J$	$kgm^2$	момент на инерција на асинхрониот мотор
$J_{MOT}$	$kgm^2$	момент на инерција на асинхрон мотор
$J_{TOV}$	$kgm^2$	момент на инерција на товарот
$J_z$	A/m	густина на струја по у оска
$k$	$^{\circ}C$	пораств на температурата
$k_0$		фактор на загуби при празен од

$k_C$		картеров кофициент
$k_{dv}$		дистрибутивен фактор
$k_e, k_w$		коэффициент на вртложните струи
$k_{ex}$		коэффициент на додатни загуби во железото
$k_h$		коэффициент на хистеризсната јамка
$k_j$		фактор на инерција
$k_L$		коэффициент од скин ефектот
$k_L$		коэффициент на индуктивност
$k_M$		фактор на моментот
$k_{qv}$		дистрибутивен фактор
$k_R$		фактор на отпорност
$k_s$		фактор на сатурација
$k_{sqv}$		фактор на закосување на роторот
$K_t$		фактор на оптеретување
$k_{TOV}$		корекционен фактор на товарот
$k_{wsl}N_s$	NA	ефективни ампер навивки
$k_{yv}$		коэффициент на скусување
$l$	m	должина на машината
$L_s$	H	сторска транзиентна индуктивност на истекување
$l_{lm}$	re	релативан меѓу индуктивноста на магнетизирање
$l_{av}$	m	средна вредност на должината на намотката
$L_d$	H	индуктивност на растурање во забите
$L_l$	H	индуктивност на растурање на моторот
$L_{lr}, L_r$	H	индуктивност на растурање на роторска намотка на моторот
$L_{ls}, L_s$	H	индуктивност на растурање на статорска намотка на моторот
$L_m$	H	индуктивност на магнетизирање на моторот
$L_m$	H	индуктивност на магнетизирање (меѓу индуктивитет)
$L_{mf}$	H	фазна индуктивност на магнетизирање
$L_{sq}$	H	индуктивност на растурање од закосување на каналите
$L_u$	H	индуктивност на растурање во каналите
$L_w$	H	индуктивност на растурање во крајните врски на намоките
$l_w$	m	средна должина на челната врска
$L_\delta$	H	индуктивност на растурање во воздушниот зјај
$L_\sigma$	H	вкупна индуктивност на растурање
$m$		број на фази
$M, M_{em}$	Nm	момент
$m_1$	kg	маса на статор
$m_2$	kg	маса на ротор
$MD$	Nm	промена-намалување на моментот
$mD^2$	kgm <sup>2</sup>	замавен момент
$MI$	Nm	промена-зголемување на моментот
$M_k$	Nm	критичен (превален) момент на асинхрониот мотор

$M_{max}$	Nm	максимален момент на моторот
$M_{max}$	Nm	максимален момент на асинхрониот мотор
$M_{MOT}$	Nm	момент на инерција на товарот
$M_n$	Nm	номинален момент на моторот
$M_n$	Nm	номинален момент на асинхрон мотор
$M_s$	Nm	статички (товарен) момент
$M_{TOV}$	Nm	момент на забрзување на асинхрон мотор
$n$		број на дискретни вредности на константен товар
$N$		број на навивки
$P$	W	активна моќност
$P_0$	kW	активна моќност во празен од на асинхрониот мотор
$P_{core}$	W/kg	загуби во магнетното јадро
$P_{Cu}$	W	загуби на активна моќност во бакарот
$P_{Cu1}$	W	активна моќност на загуби во намотките на статорот
$P_{Cu2}$	W	активна моќност на загуби во кафезот на роторот
$P_{dod}$	W	активна моќност на додатни загуби
$P_{doz}$	W	дозволена моќност за сигурна работа на погонот
$P_e$	W/kg	загуби од вртложни струи
$PF$		фактор на моќност
$P_{Fe}$	W	активна моќност на загуби во магнетното јадро
$P_h$	W/kg	загуби во хистерезис
$P_{ref}$	kW	референтна моќност
$P_z$	kW	моќност на загуби
$P_z$	W	активна моќност на загуби
$q$		квадратна оска
$q$		број на канали
$Q$	VAr	реактивна моќност
$Q/(amq)$		број на намотки кои се во серија по фаза
$Q_0$	W	топлински загуби од товарот
$q-d$		референтен систем
$q_m$	VAr	реактивна моќност на магнетизирање
$Q_n$	W	номинални топлински загуби
$q_r$		суфикс за $q$ оската на роторот
$q_s$		суфикс за $q$ оската за статорот
$qzQ$	nA	ампер навивки опфатени од флуksот
$r$		суфикс за ознака на роторска големина
$R_{AC}$	$\Omega$	наизменична вредност на активната отпорност на намотката
$R_{DC}$	$\Omega$	еднонасочна вредност на отпорност
$r_r$	$\Omega$	роторска отпорност
$r_s$	$\Omega$	статорска отпорност
$s$		суфикс за ознака на статорска големина
$S$	VA	привидна моќност
$S/H$		регистер за запаметување на примероците за наредниот циклус
$S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7,$		режими на работа на погоните со асинхрони

$S8, S9, S10$		мотори
$SR$		шифт регистер
$t$	s	време
$T=t_{k+1}-t_k$	s	време на земање на одбирачи (самплирање)
$t_0$	s	времетраење на мирување на погонот
$t_A$	s	време на забрзување
$t_{B1}$	s	време на работа со товар B1
$t_{B2}$	s	време на работа со товар B2
$t_{B3}$	s	време на работа со товар B3
$t_{Br1}$	s	кочење после работата со товар B1
$t_{Br2}$	s	кочење после работата со товар B2
$t_c$	s	време на циклус
$THD$		коэффициент на тотална хармоничка дисторзија
$t_k$	s	времетраење на кочење
$TL$		термички животен век на асинхрониот мотор
$T_m$	s	топлинска временска константа при стоење на моторот
$t_p$	s	времетраење на пуштање
$t_r$	s	времетраење на стационарна работа
$T_t$	s	топлинска временска константа при номинални вртежи
$t_w$	s	парцијален циклус на време на работа на асинхрон мотор
$U$	V	линиски напон
$v$	V	моментална вредност на напонот
$V$	V	фазен напон
$V_{DC}$	V	еднонасочна компонента на напонот
$VSI$		напонски инвертор
$w$	m	должина на челната врска
$w_1, w_2, w_3, w_4, w_5, w_6, w_7$		коэффициенти, тежински фактори
$W_{ew}$	m	бочна должина на челната врска
$W_\phi$	Ws	магнетна енергија
$x$		коэффициент на промена на статичкиот момент при промена на брзината
$x_1, x_2, x_3$		влезови во неуралната мрежа
$z$		број на циклуси на час
$z$		коэффициент на честота на промените при товар
$z_0$		коэффициент на честота на промените при празен од
$z_1$		број на стапови на роторскиот кафез
$z_Q$		број на проводници во каналот
$a$		број на паралелни гранки
$e(\kappa), E_1, E_2$		функција на грешка
$\Phi$ ИС едитор		едитор за користење на фазна логика
$\text{ШИМ}$		ширичинско импулсна модулација
$\Delta$		промена на големината
$\Phi_m$	Wb	флукс
$\Delta t_D$	s	време на пуштање

$\Delta t_F$	s	време на кочење
$\Delta t_P$	s	време на работа при константен товар
$\Delta t_R$	s	време на исклучена состојба
$\Delta t_S$	s	време на надтовар
$\Delta \theta$	$^{\circ}\text{C}$	разлика на температурата
$\Delta v$	$^{\circ}\text{C}$	
$\Lambda$	1/H	магнетна пермеанса
$\alpha$	$^{\circ}\text{el}$	агол на акосување на стапот на кафезот во роторот
$\alpha$	$^{\circ}\text{el}$	агол на палење на тиристорите
$\beta$		коефициент
$\varepsilon$	%	интермитенција
$\varepsilon$		фактор за скратување на намотката
$\gamma$	$^{\circ}\text{el}$	агол помеѓу статорскиот и роторскиот флуks
$\gamma$	$^{\circ}\text{el}$	агол на комутација
$\delta_{ef}$	m	ефективна должина на магнетниот зјај
$\gamma_{Fe}$	$\text{kg/m}^3$	густина на материјалот
$\eta$		кофициент на ефикасност
$\lambda$		фактор на пермеансата
$\nu$		број на хармоник
$\lambda_w$		фактор на перманенција
$\lambda_{lew}$		фактор на перманенција
$\sigma$		фактор на растурање
$\sigma$		вкупен коефициент на ратурниот флуks
$\rho_{Al}$	$\Omega\text{m}$	електрична проводност на алуминиумски проводник
$\rho_{Cu}$	$\Omega\text{m}$	електрична проводност на бакарен проводник
$\theta_d$	$^{\circ}\text{C}$	дозволена надтемпература
$\sigma_{sq}$		фактор на истекување за роторскиот кафез
$\theta_1$	$^{\circ}\text{C}$	надтемпература
$\theta_2$	$^{\circ}\text{C}$	надтемпература
$\omega_b$	rad/s	базна брзина на асинхрониот мотор
$\omega_e$	rad/s	синхрона аглова брзина на моторот
$\tau_r, \tau_p$	m	ширина на магнетниот пол
$\tau_r$	s	роторска временска константа
$\tau_r$	s	временска константа на роторот
$\omega_r$	rad/s	брзина на асинхрониот мотор
$\tau_s$	s	временска константа на статорот
$\xi$	m	редуцирана висина на намотката
$\psi$	Wb	моментална вредност на флуksот
$\psi_D$	Wb	промена-намалување на флуksот
$\psi_{dr}, \psi_r$	Wb	флуks по d оска на роторот
$\psi_{ds}, \psi_s$	Wb	флуks по d оска на статорот
$\psi_I$	Wb	промена-зголемување на флуksот
$\psi_m$	Wb	флуks на магнетизирање меѓу статорот и роторот
$\psi_{qr}, \psi_r$	Wb	флуks по q оска на роторот
$\psi_{qs}, \psi_s$	Wb	флуks по q оска на статорот

## 12 ПРЕГЛЕД НА ТАБЕЛИ КОРИСТЕНИ ВО ТРУДОТ

број на табелата	име на табелата	страна
1.1	Начин на управување на ЕМП во рудник Суводол	7
2.1	Класи на изолација на електрични машини	13
3.1	Промената на дозволената струја и моќност за различни парцијални периоди на работа на асинхронниот мотор кој што се обработува	18
3.2	Честота на промена на час $z_0$ за празен од на асинхрон мотор	14
3.3	Вредности на факторот на загуби $k_0$ при празен од	14
3.4	Вредности на факторот $h$ за дисипација на топлината од асинхронниот мотор	22
4.1	Таблични податоци за асинхрон мотор за S1 и S3 режимот на работа	36
4.2	Пораст и опаѓање на статорскиот флуks и моментот во зависност од секторот	37
4.3	Табела за DTC контрола, каде $\Psi_D/\Psi_I$ флуksот опаѓа/расте, $M_D/=/M_I$ моментот опаѓа/е еднаков/расте, $S_x$ сектор на статорскиот флуks, $\Psi$ „грешка“ во модулот на флуksот после блокот со хистереза, $\tau$ „грешка“ кај моментот после блокот со хистереза	43
5.1	Загуби во железото за материјалот M19 FP кој се користи за изведба на асинхрон мотор	43
5.2	Фактор на пермеанција за различни комбинации на статорско и роторско сместување на проводниците	59
5.3	Вредности на факторот на закосување за различни хармоници	61
7.1	Таблични податоци за асинхрон мотор за S1 и S3 режимот на работа	104
7.2	Таблични податоци за енергетскиот преобразувач производство на АББ Мерни инструменти употребени при мерењата спроведени врз експерименталниот објект	104
7.3	Мерни инструменти употребени при мерењата спроведени врз експерименталниот објект	105
7.4	Мерените вредности пред инверторот	122
7.5	Мерени вредности на електрични велеичини кои се предаваат на моторот (после инверторот)	123
8.1	Вредности на моќностите	130
8.2	Вредности на активните отпорности по испитен протокол и по симулациите	131
8.3	Вредностите на магнетната индукција во забите, јаремот, воздушниот зјај и густините на струите во намотката на статорот и кафезот на роторот	131



### 13 ПРЕГЛЕД НА СЛИКИ КОРИСТЕНИ ВО ТРУДОТ

број на слика	име на слика	страна
2.1	Механички карактеристики на различни видови работни механизми	12
3.1.	S8 режим на работа	16
3.2.	Принцип на загревање кај асинхрон мотор	17
3.3.	S9 временски дијаграм	20
3.4.	Режим на работа S10	21
4.1.	Промена на моментот на асинхрониот мотор со промената на фреквенцијата при $V=const.$	23
4.2.	Криви на моментот во однос на брзината за $V/f=const.$	24
4.3.	Моментот во однос на брзината во променлив напон и фреквенција и во регион на слабеењето на флуksот $(1.0 - 1.8) \frac{\omega}{\omega_b}$	24
4.4.	Карактеристики на асинхрониот мотор за работа во регионите на константен флуks и во регионот на ослабен флуks	25
4.5.	Скаларно управување со отворена повратна врска со напонски енергетски преобразувач (инвертор со ШИМ)	26
4.6.	Промена на фреквенцијата, товарниот момент и доводниот напон при скаларно управување	26
4.7.	Нагло променување на референата и обликот на движење претставена на механичката карактеристика а) и временска карактеристика на брзината на моторот б)	27
4.8.	Скаларно управување со повратна врска по брзина	27
4.9.	Однесување на инверторот со скаларно управување при промена на моментот а) и на доводниот напон б)	28
4.10.	Скаларно управување применета кај струен енергетски преобразувач	28
4.11.	Аналогија на распрегнувањето на управувачките променливи за еднонасочен а) и асинхрон мотор б)	29
4.12.	T заменска шема на асинхрон мотор во $d q$ референтен систем врзан за синхроната брзина на моторот за динамички режим	30
4.13.	T заменска еквивалентна шема на асинхрон мотор во $q d$ референтен систем во стационарен референтен систем–динамички модел	31
4.14.	Директно векторско управување со користење на напонските равенки и оријентацијата по роторскиот флуks	34
4.15.	Статорски, роторски флуks и струја на статор во $d q$ систем врзани за статор (отпорностите на статор и ротор се занемаруваат)	35
4.16.	Пресек на векторите на статорскиот флуks и напонските вектори [1], [14], [15]	36
4.17.	Траекторија на статорскиот флуks а) и промена на векторите на напонот и соодветниот флуks б) на статорот за единица време $\Delta t$	37
4.18.	Шематски приказ на DTC контролата [1]	37
5.1.	Течење на вртложни струи низ ламели од мек магнетен материјал	42
5.2.	Дистрибуција на основниот хармоник на јачината на магнетното поле	44
5.3.	Индуктивност на магнетизирање во зависност од струјата на празен од	46
5.4.	Сатурација на индуктивитетот за магнетизирање со моментот на асинхрон мотор со податоци 30[kW], 400[V], 2p=4	47
5.5.	Дијаграм на флуksот за 30[kW], 400[V] асинхрон мотор за $M=0.3M_n$ и $M=2.9M_n$	47

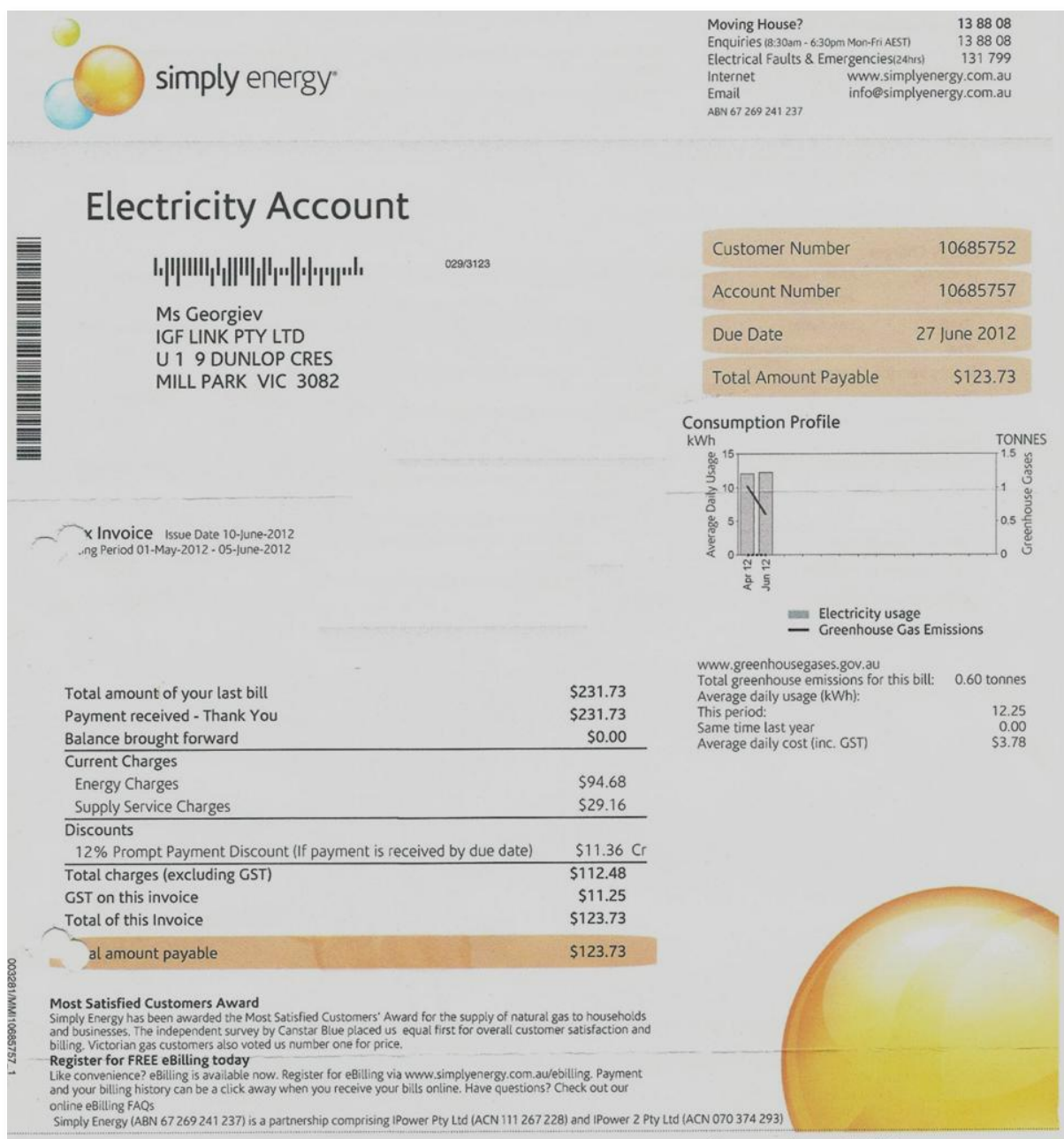
5.6.	Патеки на флуксот на растурање кај машина со испакнати магнетни полови а) и со неиспакнати магнетни полови б)	49
5.7.	Патеки на флуксот на растурање од навивките на намотките	49
5.8.	Растурни флуксеви во каналите а), растурен флукс од краевите на намотката б)	49
5.9.	Закосена намотка а) и скратена намотка б).	50
5.10.	Приказ на густините на струја низ статорската и роторската намотка при промена на геометријата меѓу статорот и роторот	50
5.11.	Изглед на флуксот создаден од $v$ хармоник во должина на полот на асинхрониот мотор $\tau_v$	51
5.12.	Флуксот на истекување создаден од струја низ намотката во каналот на асинхрон мотор	53
5.13.	Одредување на вкупниот индуктивитет на асинхрон мотор	54
5.14.	Распоред на магнетното поле за двослојна намотка без водење сметка за скин ефектот	55
5.15.	Скратена намотка со $q=5$ , $m=3$ и $\frac{W}{\tau_p} = \frac{13}{15}$	56
5.16.	Флукс на истекување околу забите што го формираат каналот	57
5.17.	Флукс на истекување и димензии на челните врски кај асинхрон мотор	58
5.18.	Одредување на закосувањето на каналите на роторот	59
5.19.	Дефинирање на скин ефектот во проводник	62
5.20.	Определување на редуцираната висина и факторот на отпорност на намотка со повеќе проводници поврзани во серија	65
5.21.	$R_{AC}$ има свој минимум за критичната висина на проводникот $h_{c,cr}$	66
6.1.	Вклучување на струја низ две намотки на асинхрониот мотор	69
6.2.	Имплементација на тесно-појасен филтер	70
6.3.	Варијација на статорската струја при вклучување на еднонасочен напон	72
6.4.	Естимација на статорската отпорност со вклучување на еднонасочна струја	73
6.5.	Временски дијаграм на самоиспитувањето	77
6.6.	Шема на директно векторско управување а), естиматор на роторскиот флукс б)	77
6.7.	Адаптивен брзински обсервер (флукс обсервер)	78
6.8.	Општа форма на Луенберговиот обсервер	81
6.9.	Луенберговиот обсервер во режим на предикција-корекција	81
6.10.	Апликација на КФ	82
6.11.	Структура на ЕКФ	87
6.12.	Векторска контрола на асинхрон мотор со постојана естимација на статорската и роторската отпорност (on line estimation)	91
6.13.	Естимација на роторската отпорност со користење на ПИ контролер	91
6.14.	Естимација на статорската отпорност со користење на ПИ контролер	93
6.15.	Влијанието на промената на статорската отпорност на струјата	93
6.16.	Блок дијаграм за естимација на роторската отпорност со користење на контролер со фазна логика	94
6.17.	Блок дијаграм за естимација на статорската отпорност со користење на контролер со фазна логика	95
6.18.	Зависност на промената на температурата на намотката на статорот во зависност од брзината на асинхрониот мотор	95

6.19.	ФИС едитор а) и функциите на здружување (membership functions) на естиматорот за фазна логика б) со користење на програмскиот пакет Matlab Simulink	96
6.20.	Естимирана вредност на статорската отпорност со користење на контролер со фазна логика	96
6.21.	Блок дијаграм на модел на неурална мрежа за естимација на параметрите на асинхрон мотор	97
6.22.	Естимирање на роторската временска константа со невронска мрежа	97
6.23.	Изглед на невронска мрежа со три влезови и еден излез	98
6.24.	Алгоритам за учење на $i_{ds}$ и $i_{qs}$ за естимација на статорската отпорност $r_s$	100
6.25.	Естимација на $r_s$ со користење на невронски мрежи	100
7.1.	Изглед на Рудник Суводол	102
7.2.	Изглед на багерот SRs 1050	103
7.3.	Надворешен изглед на погонот за транспорт на багерот а) и изглед на табличката на асинхрониот мотор од транспортот б)	103
7.4.	Изглед на преобразувачот ACS 800 а) и изглед на табличката б)	104
7.5.	Мерни инструменти користени при експериментот, собирачот на податоци и осцилоскот а), струјните клешти б) и хармоничкиот тестер в)	105
7.6.	Електрична шема на инверторот за транспорт со приказ на поврзувањето на мерните инструменти при извршувањето на експериментот	105
7.7.	Електрична шема на единицата за кочење	106
7.8.	Изглед на напонот и струјата која се предава на асинхрониот мотор	106
7.9.	Изглед на промената на брзината на асинхрониот мотор	107
7.10.	Приказ на активните моќности $P_1$ и $P_2$	107
7.11.	Приказ на реактивните моќности $Q_1$ и $Q_2$	108
7.12.	Приказ на привидните моќности $S_1$ и $S_2$	108
7.13.	Графички приказ на моќностите	110
7.14.	Приказ на моќностите на дисторзија $D_1$ и $D_2$	110
7.15.	Приказ на факторот на моќност (хармоничкиот) и $\cos \varphi$ за страната пред инверторот	111
7.16.	Приказ на исправувачкиот дел на инверторот а), временскиот дијаграм на напонот на еднонасочното коло б) и осцилоскопска снимка од реалните мерења в)	111
7.17.	Приказ на трифазен тиристорски мост на исправувачот за агол на палење на тиристорите $\alpha=30^0$ [el] без товар [65], [66]	112
7.18.	Изглед на напонот и струјата при различни агли на палење на електронските прекинувачи без товар [65], [66]	113
7.19.	Облици на напонот и струјата при комутација за агол $\alpha=45^0$	114
7.20.	Зависност на аголот на комутација $\gamma$ и аголот на палење $\alpha$	115
7.21.	Разлика на вложената $P_1$ со предадената $P_2$ моќност	116
7.22.	Однос на $Q_1/P_1$ [%] и $Q_2/P_2$ [%]	116
7.23.	Приказ на фреквенцијата после инверторот	117
7.24.	Хармоничка распределба на напоните после инверторот	117
7.25.	Изглед на напонот, фреквенцијата и $THD_u$ [%]	118

7.26.	Хармоничка слика на струите после инверторот	119
7.27.	Изглед на струјата, максималната фреквенција и $THD_i$ [%]	119
7.28.	Изглед на максималните вредности на напонските и струјните хармоници	120
7.29.	Изглед на хармониците снимани во ист временски период	120
7.30.	Напонски и струјни хармоници за времетраење од една периода	121
7.31.	Хармоници со најголеми напонски амплитуди	121
7.32.	Хармоници со најголеми струјни амплитуди	121
7.33.	Изглед на активната моќност, реактивната моќност, моќноста на дисторзија и брзината на асинхронот мотор прикажан во форматот на прописот IEC 60034-1	123
8.1.	Симулација на работа на асинхрон мотор со $P=160$ [kW] во S8 режим на работа	124
8.2.	Приказ на статорската отпорност во зависност од порастот на температурата за S8 режим на работа на погонот за транспорт	125
8.3.	Приказ на роторската отпорност во зависност од порастот на температурата за S8 режим на работа на погонот за транспорт	125
8.4.	Приказ на роторската временска константа $\tau_r = \frac{L_r}{r_r}$ и роторската отпорност $r_r'$ во зависност од реактивната моќност развиена во асинхрониот мотор	125
8.5.	Приказ на моќностите кои се развиваат во асинхрониот мотор и факторот на моќност (хармоничкиот PF) и $\cos \varphi$ (за основен хармоник $f=50$ [Hz]) за S8 режим на работа	126
8.6.	Симулациски графици за скаларна контрола на асинхрон мотор	126
8.7.	Приказ на напонот и струјата по амплитуда и во фреквентен домен за скаларна контрола на асинхрон мотор	127
8.8.	Приказ на моќностите и факторот на моќност PF, за методата на управување со скаларна контрола	127
8.9.	Приказ на хармониците кои се јавуваат кај моќностите при скаларна контрола	128
8.10.	Приказ на струјата, брзината на роторот, електормагнетниот момент и напонот на еднонасочниот дела на инверторот за метода на управување со директна контрола на моментот	129
8.11.	Приказ на хармониците кои се јавуваат кај моќностите при директна контрола на моментот за S10 режим на работа на асинхрон мотор	129

## 14 ДОПОЛНЕНИЕ

Во оваа глава ќе го прикажам прикажам изгледот на сметката за потрошена електрична енергија за домаќинство во Мелбурн Австралија. Во неа освен потрошената електрична енергија се прикажува и колакава е емисијата на стакленичките гасови во атмосферата за тие потрошени KWh енергија:



Слика Д.1. Изглед на сметка за потрошена електрична енергија во Мелбурн Австралија

На наредната слика е прикажан задниот дел истата сметка каде се гледа количината на потрошените KWh:

Interpreter Service 13 14 50 (Mon-Fri 9am-5pm)  
للحصول على خدمات الترجمة إتصل بالرقم المدرج أعلاه.  
如需传译员服务，请拨以上电话。  
如需傳譯員服務，請撥以上電話。  
Muốn liên lạc với sở thông dịch, xin vui lòng gọi số điện thoại trên đây.  
Para comunicarse con el servicio de interpretación llame al número indicado arriba.  
Per il servizio interpreti chiamare il numero indicato sopra. Για υπηρεσία διερμηνέων, τηλεφωνήστε στον παραπάνω αριθμό.

**Electricity Usage and Service Calculation**  
Site Address: U 1 9 DUNLOP CRES, MILL PARK VIC 3082  
Billing Period: 01-May-2012 - 05-June-2012  
NMI: 6305574157 5  
Next scheduled reading  
30 July 2012

(A- Actual, E- Estimation, S- Substitution, F- Final Substitution)

**Energy Charges**

Meter Type	Meter Number	Previous Date	Previous Reading	Current Date	Current Reading	Bill Days	Usage kWhs
Basic	4008936-03	30-Apr	11150 A	05-Jun	11591 E	36	441.00
Tariff	Description	Consumption	Unit Price	Total (excl GST)			
Peak	Electricity 01-May to 05-Jun	441.00 kWh	0.214700	\$94.68			

**Supply Service Charges**

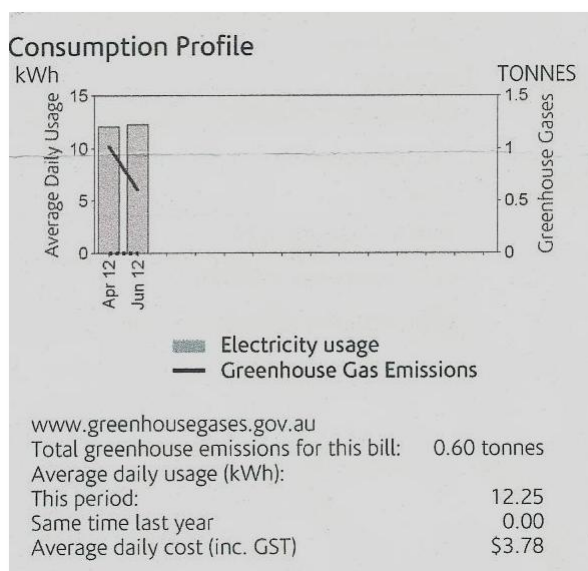
Description	Unit Price	Total (excl. GST)
Supply Charges ( 36 Days )	0.810000	\$29.16

**Discounts**

Description	Total (excl. GST)
Discount Plan : 12% Prompt Payment Discount (If payment is received by due date)	
Electricity	\$94.68 @ fixed 12%off
<b>Total for 6305574157 5</b>	<b>\$112.48</b>
GST standard rate @ 10.00%	\$11.25
<b>Total for Electricity Products</b>	<b>\$123.73</b>

Слика Д.2. Количина на потрошена електрична енергија во kWh

Од сликата Д.1 и Д.2 се гледа дека потрошени 441 kWh електраните во Австралија морале да емитираат 0,60 t стакленички гасови во атмосферата. За подобра визуализација ќе го зголемам десниот дел од сликата Д.1, односно:



Слика Д.3. Приказ на емисијата на стакленички гасови за потрошените kWh

Ако се води сметка за човековата околина и здравјето на луѓето мора да се знае колкаво загадување се прави со користењето електрична енергија од фосилни горива. До сега во светски рамки не се наплаќа емисијата на стакленичките гасови, што не значи дека тоа нема да се случи. Начините за намалувањето на емисијата на CO<sub>2</sub> и стакленичките гасови во атмосферата, е во користењето на обновливи извори на електрична енергија и користењето на други видови на енергија, каде што тоа е можно.