

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
 федеральное государственное автономное
 образовательное учреждение высшего образования
 «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ТПУ)

School: School of Energy and Power Engineering
 Field of training (specialty): 13.04.02 «Electric Power Engineering and Electrical Engineering»
 Division: Division for Power and Electrical Engineering

MASTER'S GRADUATION THESIS

Topic of research work
Development of Sensorless Vector Control System for Permanent Magnet Synchronous Motor UDC 621.313.323.8

Student

Group	Full name	Signature	Date
5AM06	Lucas da Rosa Kieslich		

Scientific supervisor

Position	Full name	Academic degree, academic rank	Signature	Date
Docent	Aleksandr Sergeevich Karakulov	PhD		

ADVISERS FOR SECTIONS:

Section “Financial Management, Resource Efficiency and Resource Saving”

Position	Full name	Academic degree, academic rank	Signature	Date
Docent	Tatyana Vasilyevna Bylkova	PhD		

Section “Social Responsibility”

Position	Full name	Academic degree, academic rank	Signature	Date
Senior Lecturer	Maria Sergeevna Cheremiskina	-		

ADMITTED TO DEFENSE:

Program Director	Full name	Academic degree, academic rank	Signature	Date
Prof.	Aleksandr Georgievich Garganeev	PhD		

EXPECTED LEARNING OUTCOMES ON SPECIALIZATION

13.04.02 Electric Power Engineering and Electrical Engineering

Learning outcome code	Competences
Universal competencies (UC)	
UC-1	Able to carry out a critical analysis of problem situations based on a systematic approach, and to develop an action strategy.
UC-2	Able to manage a project at all stages of its life cycle.
UC-3	Able to organize and manage the work of the team, developing a team strategy to achieve the goal.
UC-4	Able to apply modern communication technologies, including in a foreign language, for academic and professional interaction.
UC-5	Able to analyze and take into account the diversity of cultures in the process of intercultural interaction.
UC-6	Able to determine and implement the priorities of his own activities and ways to improve it based on self-assessment.
General professional competencies (GPC)	
GPC-1	Able to formulate the goals and objectives of the study, identify priorities for solving problems, and choose evaluation criteria.
GPC-2	Able to apply modern research methods, evaluate and present the results of the work performed.
Professional competencies (PC)	
PC-1	Able to choose serial and design new objects of professional activity.
PC-2	Able to apply methods for creating and analyzing mathematical models that allow predicting the properties and behavior of objects of professional activity.
PC-3	Able to develop, implement and monitor the implementation of technical and organizational measures aimed at energy conservation and energy efficiency.
PC-4	Able to formulate technical specifications, analyze various options and seek compromise solutions.
PC-5	Able to design and organize the educational process for educational programs using modern educational technologies.

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
 федеральное государственное автономное
 образовательное учреждение высшего образования
 «Национальный исследовательский Томский политехнический университет» (ТПУ)

School: School of Energy and Power Engineering
 Field of training (specialty): 13.04.02 «Electric Power Engineering and Electrical Engineering»
 Division: Division for Power and Electrical Engineering

APPROVED BY:
 Director of the programme
 _____ A. G. Garganeev
 (Signature) (Date) (Full name)

In the form of:

Master's Graduation Thesis

Student:

Group	Full name
5AM06	Lucas da Rosa Kieslich

Тема работы:

Development of Sensorless Vector Control System for Permanent Magnet Synchronous Motor	
Approved by the order of the director (number, date):	

Deadline for student submission of completed thesis:	
--	--

TECHNICAL TASK:

Initial data	<ul style="list-style-type: none"> The object of study is the sensorless vector control of a permanent magnet synchronous motor.
List of questions to be investigated, designed and developed	<ul style="list-style-type: none"> Theoretical study of the electromechanical structure of a PMSM and possible sensorless control methods. Development of a computational model that simulates the operation of a PMSM. Development of control methods for the computational model. Application and practical experimentation of the studied and simulated control methods
List of graphic material	<ul style="list-style-type: none"> Model Simulation Test bench Experimental results

Consultants for the sections of the master's thesis	
Chapter	Consultant
Social responsibilities / Социальная ответственность	Maria Sergeevna Cheremiskina / Черемискина Мария Сергеевна
Financial management, resource efficiency and resource saving / Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение	Tatyana Vasilyevna Vulkova / Былкова Татьяна Васильевна
Titles of sections that must be written in Russian:	
"Social responsibilities" and "Financial management, resource efficiency and resource saving".	

Date of issue of the assignment for the completion of the master's thesis according to the linear schedule	
---	--

The task was given by the leader:

Position	Full name	Academic degree, academic rank	Signature	Date
Docent	Aleksandr Sergeevich Karakulov	PhD		

The task was accepted by the student:

Group	Full name	Signature	Date
5AM06	Lucas da Rosa Kieslich		

School: School of Energy and Power Engineering

Field of training (specialty): 13.04.02 «Electric Power Engineering and Electrical Engineering»

Division: Division for Power and Electrical Engineering

Completion period: Fall/Spring semester 2021/2022 academic year

Work submission form:

Master's Graduation Thesis

CALENDAR RATING PLAN
Completion of the final qualifying work

Deadline for student submission of completed work: _____

Verification date	Section (module) name / type of work (research)	Maximum score of a section (module)
14.02.2022	Definition of the research topic.	5
28.02.2022	Research of relevant literature and search for similar real models.	10
12.03.2022	Analysis of the design of existing systems based on the flow observer.	10
19.03.2022	Analysis of the design of existing systems based on the sliding mode observer and the model reference adaptive system observer.	15
20.04.2022	Development of a model in Python language of the drive simulation and observers.	20
07.05.2022	Testing and data analysis using real drive and motor.	20
23.05.2022 г.	Completion of the summary and report.	10
28.05.2022 г.	Verification of completeness and correctness.	10
02.06.2022 г.	Total	100

Developed by:

Scientific supervisor

Position	Full name	Academic degree, academic rank	Signature	Date
Docent	Aleksandr Sergeevich Karakulov	PhD		

Agreed by:

Program Director

Position	Full name	Academic degree, academic rank	Signature	Date
Prof.	Aleksandr Georgievich Garganeev	PhD		

ЗАДАНИЕ ДЛЯ РАЗДЕЛА «ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ, РЕСУРСООБЪЕКТИВНОСТЬ И РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЕ»

Студенту:

Группа	ФИО
5AM06	Да Роза Киеслиш Лукас

Школа	Инженерная школа энергетики	Отделение школы (НОЦ)	Отделение электроэнергетики и электротехники
Уровень образования	Магистратура	Направление/специальность	13.04.02 Электроэнергетика и Электротехника

Исходные данные к разделу «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение»:

1. <i>Стоимость ресурсов научного исследования (НИ): материально-технических, энергетических, финансовых, информационных и человеческих</i>	Стоимость материальных ресурсов определялась по средней рыночной стоимости. Оклады в соответствии с окладами сотрудников организации.
2. <i>Нормы и нормативы расходования ресурсов</i>	30% районный коэффициент
3. <i>Используемая система налогообложения, ставки налогов, отчислений, дисконтирования и кредитования</i>	30% отчисления на социальные нужды

Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:

1. <i>Оценка коммерческого и инновационного потенциала НТИ</i>	Проведение предпроектного анализа.
2. <i>Разработка устава научно-технического проекта</i>	Представить Устав проекта
3. <i>Планирование процесса управления НТИ: структура и график проведения, бюджет, риски и организация закупок</i>	Разработать план управления НТИ
4. <i>Определение ресурсной, финансовой, экономической эффективности</i>	Анализ сравнительной эффективности от бездатчикового управления синхронным двигателем с постоянными магнитами

Перечень графического материала(с точным указанием обязательных чертежей):

1. Оценка конкурентоспособности технических решений
2. Матрица SWOT
3. Диаграмма Ганта
4. График проведения НТИ
5. Бюджет НТИ
6. Оценка ресурсной, финансовой эффективности НТИ

Дата выдачи задания для раздела по линейному графику

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
доцент ОСГН ШБИП	Былкова Татьяна Васильевна	канд.экон.наук		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5AM06	Да Роза Киеслиш Лукас		

ЗАДАНИЕ ДЛЯ РАЗДЕЛА «СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ»

Студенту:

Группа 5AM06		ФИО Да Роза Киеслиш Лукас	
Школа	Инженерная школа энергетики	Отделение (НОЦ)	Отделение электроэнергетики и электротехники
Уровень образования	Магистратура	Направление/ специальность	13.04.02 Электроэнергетика и электротехника

Тема ВКР:

Разработка системы бездатчикового векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами

Исходные данные к разделу «Социальная ответственность»:

Введение

- Характеристика объекта исследования (вещество, материал, прибор, алгоритм, методика) и области его применения.
- Описание рабочей зоны (рабочего места) при эксплуатации

Объектом исследования является система управления синхронного двигателя с постоянными магнитами с использованием векторного управления в условиях отсутствия датчиков скорости или положения ротора.
Область применения преобразователя частоты для управления электродвигателями
Рабочая зона: лаборатория
Размеры помещения 78м².
Количество и наименование оборудования рабочей зоны компьютер, осциллограф, источник питания, нагружающий стенд
Рабочие процессы, связанные с объектом исследования, осуществляющиеся в рабочей зоне исследовательская лаборатория

Перечень вопросов, подлежащих исследованию, проектированию и разработке:

1. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности при эксплуатации:

- специальные (характерные при эксплуатации объекта исследования, проектируемой рабочей зоны) правовые нормы трудового законодательства;
- организационные мероприятия при компоновке рабочей зоны.

- ГОСТ 12.1.019-2009 Система стандартов безопасности труда. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты
- ГОСТ 12.2.032-78 Рабочее место при выполнении работ сидя
- ГОСТ 22269-76 Рабочее место оператора.
Взаимное расположение элементов рабочего места
- Трудовой кодекс РФ
Работа по обеспечению безопасности может быть организована в соответствии с указанными выше соответствующими кодексами.

2. Производственная безопасность при эксплуатации:

- Анализ выявленных вредных и опасных производственных факторов
- Расчет уровня опасного или вредного производственного фактора

Согласно ГОСТ 12.0.003-2015 будут возникать вредные производственные факторы при эксплуатации:

- Суровые условия на открытых рабочих площадках;
- Повышенный уровень шума;
- Ухудшение качества воздуха из-за выбросов выхлопных газов;
- Возможность воздействия токсичных химических веществ;
- Повышенный уровень вибрации.

	<p>будут возникать опасные производственные факторы при эксплуатации:</p> <ul style="list-style-type: none"> - Авария с поражением электрическим током, вызванная утечкой оборудования. <p>Принимать соответствующие меры к известным опасностям для обеспечения безопасности производства и оценить уровень риска с помощью соответствующих правил.</p>
3. Экологическая безопасность при эксплуатации	<p>Воздействие на селитебную зону: повышенный уровень вибрации и шума;</p> <p>Воздействие на литосферу: загрязнения в случае неправильного размещения электронных отходов;</p> <p>Воздействие на гидросферу: повышенный уровень вибрации и шума;</p> <p>Воздействие на атмосферу: загрязнения в случае возгорания или поломки электрооборудования.</p>
4. Безопасность в чрезвычайных ситуациях при эксплуатации	<p>Возможные ЧС – пожар, затопление и землетрясение.</p> <p>Наиболее типичная ЧС – пожар.</p>
Дата выдачи задания для раздела по линейному графику	

Задание выдал консультант:

Должность	ФИО	Ученая степень, звание	Подпись	Дата
Старший преподаватель	Черемискина Мария Сергеевна	-		

Задание принял к исполнению студент:

Группа	ФИО	Подпись	Дата
5AM06	Да Роза Киеслиш Лукас		

ABSTRACT

This master's thesis consists of 129 pages, 47 figures, 22 tables, 42 bibliographical references and 2 appendices.

The purpose of this thesis is to develop a vector control model for permanent magnet synchronous motors (PMSM) using mathematical observers, which in this case are the flux observer and the sliding mode observer. The study is based on practical experiments and on computer simulations made in Python language, developed through a broad theoretical study on the electromechanical structure of PMSM and its respective sensorless control methods.

Key words: Sensorless control, synchronous motor, PMSM, vector control, Python programming.

CONTENTS

INTRODUCTION.....	13
1. LITERATURE REVIEW.....	17
1.1. Salient PMSM mathematical modeling	18
1.2. Flux observer.....	19
1.3. Sliding mode observer	21
1.4. Model reference adaptive system (MRAS)	25
1.5. Vector control for PMSM.....	27
1.6. PMSM rotor different topologies.....	28
1.7. Direct torque control for PMSM.....	30
1.8. High frequency injection.....	31
2. DEVELOPMENT OF THE MODEL OF THE CONTROL OBJECT	33
2.1. Motor's model.....	34
2.2. Park transformation.....	38
2.3. PI current regulator	40
2.4. Inverse Park transformation.....	46
2.5. Task for speed and loading torque.....	47
3. ANALYSIS OF THE SYSTEM OPERATION WITH OBSERVERS.....	50
3.1. Flux observer model	50
3.2. Sliding mode observer model	52
3.3. Final considerations for the chapter.....	55
4. VERIFICATION AND EXPERIMENTS	57
4.1. Test bench specifications	57
4.2. Flux observer experimentation	58
4.2.1. Flux observer at 400 rpm.....	59
4.2.2 Flux observer at 150 rpm.....	63
4.2.3 Final considerations concerning FO.....	67
4.3. Sliding mode observer experimentation	68
4.3.1 Sliding mode observer at 400 rpm.....	68
4.3.2. Sliding mode observer at 150 rpm.....	72

4.3.3. Final considerations concerning SMO	75
5. ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ, РЕСУРСОЭФФЕКТИВНОСТЬ И РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЕ.....	76
5.1. Предпроектный анализ.....	76
5.1.1. Потенциальные потребители результатов исследования.....	76
5.1.2. Анализ конкурентных технических решений с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения	78
5.1.3. SWOT-анализ	80
5.1.4. Оценка коммерциализации проекта	81
5.1.5. Методы коммерциализации проекта	83
5.2. Планирование научно-технического проекта.....	83
5.2.1. Инициация проекта.....	83
5.2.2. План проекта	85
5.2.3. Риски проекта.....	89
5.2.4. Бюджет проекта	89
5.3. Определение ресурсоэффективности проекта.....	92
6. СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ.....	97
6.1. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности	97
6.2. Производственная безопасность	99
6.2.1. Анализ опасных и вредных факторов производственных факторов и обоснование мероприятий по снижению уровней воздействия опасных и вредных факторов на работающего	99
6.2.1.1. Превышение уровня шума.....	99
6.2.1.2. Превышение уровня вибрации.....	100
6.2.1.3. Недостаточная освещенность рабочей зоны	101
6.2.1.4. Опасность электро-поражения.....	103
6.2.2. Расчет системы искусственного освещения	104
6.3. Экологическая безопасность при эксплуатации.....	107
6.4. Безопасность в чрезвычайных ситуациях	109
6.4.1. Пожар (загорание) как источник ЧС	109
6.5. Выводы по разделу	110
CONCLUSION	113

BIBLIOGRAPHY	115
APPENDIX 1	119
APPENDIX 2	127

INTRODUCTION

It is possible to say, that electrical machines that convert energy between the electrical and mechanical power domains, are becoming commonplace in our everyday lives. They can be found in many places at the daily life, such as air conditioning, transport systems, computers and so on. Furthermore, they play a crucial role in industry and electricity generation.

Electrical machines may be divided into two groups based on their operating mechanisms: direct current (DC) machines and alternating current (AC) machines, which include Induction Machines (IM) and Synchronous Machines (SM). According to the power density and efficiency requirements, SM may be further subdivided into numerous subcategories, the most promising of which is SM-based, which has a more promising application possibility than IM-based. Permanent Magnet Synchronous Machines (PMSM), Synchronous Reluctance Machines (SynRM), Switched Reluctance Machines (SRM), and Brushless DC Machines (BLDCM) are the types of synchronous machines that use permanent magnets.

The PMSM is progressively replacing direct current motors (DCM) and induction motors (IM) in the manufacture of variable speed actuators. PMSM is more robust, has a better torque/inertia ratio and better dynamic response than DC motors. On the other hand, the use of permanent magnets to generate the flux in the rotor, instead of windings, makes the PMSM have a simpler modeling and consume less energy than induction motors.

PMSM is the most extensively used of these SMs in electrical drive systems, owing to its great performance, which may be explained in three ways: In the first place, permanent magnet material has the ability to generate a high density and steady permanent flux, which serves as the sole means of energy transfer between the stator and rotor of a permanent magnet system. As a result, as compared to the AM, the PMSM is smaller in size but has a greater ratio between power and volume.

The second point to mention is that different rotor design techniques result in Surface-mounted-type (SPMSM) and Interior-mounted-type (IPMSM) rotors, which are suitable for low-power higher-precision servo applications and applications with a wider constant-power-region per weakening-flux-capability drive, respectively, as well as for low-power higher-precision servo applications. Because of the versatility of its structure, the PMSM is capable of meeting the needs of a wide range of application areas. Third, advanced control schemes such as Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC), and Predictive Torque Control (PTC) allow PMSMs to have more smooth torque performance in both dynamic and steady state than other SMs. By utilizing advanced control schemes such as Field Oriented Control (FOC), Direct Torque Control (DTC), and Predictive Torque Control (PTC), PMSMs are able to have more smooth torque performance in both dynamic and steady state than other SMs.

In addition to improving the adaption of PMSMs for diverse applications, a high performance control approach such as FOC can raise the system efficiency by including extra control constraints (for example, maximum torque per ampere (MTPA)) into the system design. As stated above, in a FOC system, the rotor position must be measured by an encoder or a resolver that is attached with the rotor shaft since it is needed by the Park Transformation, which is the core of the FOC system. In order to be effective in the system, the encoder or resolver must be stable and fault-tolerant, characteristics that should be taken into consideration by the system's designer.

However, it is necessary to consider negative points for the control system based on encoder, such as that the encoder/resolver, as well as its accessories (cables and decoder circuit), make the application more expensive. Also the encoder/resolver, as well as its accessories (cables and decoder circuit), make the application more expensive. In addition to that, the encoder/reliability resolver's problem sets off a chain reaction that degrades the overall performance of the control system as a result of its failure.

It can be said that the main motivation of this thesis is precisely the contribution to the development of technologies that allow the operation of this type of equipment without the use of encoders/resolvers. Based on this, it was decided to use the term "sensorless" to define the control system method that does not have position/velocity sensors, and this will be the meaning of the term adopted throughout this thesis.

Considering all sensorless control methods, it is known that systems with scalar control are very accurate in estimating the rotor position at low speeds. However, scalar control has a very low energy efficiency, which does not happen with vector control method, and this reason encourages studies that seek to expand the operating range of SM, especially PMSM, with regard to operational speed and torque. As sensorless controls of synchronous machines are very popular in high rotational speed usage, the challenges concerning this theme are regarded on optimizing their operation at low rotational speed and in a functional way.

Nowadays, we can say we have two types of methods for implementing sensorless control of PMSM in the literature: the fundamental model-based method and the saliency tracking method. In general, these techniques are equally relevant to other AC machines. Because of the loss of the back-EMF signal or the poor Signal-to-Noise-Ratio (SNR) of any PMSM at low speeds and at standstill, only saliency tracking based approaches can be used to estimate the position and speed of any PMSM (SNR). The explanation for this is that saliency is determined by the asymmetrical distribution of rotor flux, which is a physical attribute of a machine independent of its model. When a PMSM operates at medium or high speed, however, the saliency tracking approach produces an erroneous prediction, as the back-EMF is no longer minimal. On the contrary, the higher the speed, the more effectively the fundamental model-based method works, as this method is completely dependent on the back EMF. The combination of these two systems, referred to as hybrid sensorless control, is required for the PMSM to operate over its whole speed range.

The specific purpose of this thesis is to analyze and design sensorless control approaches for a PMSM with salient magnets (SPMSM) at low speeds and granting a operative torque, based on existing researches and methods.

To perform sensorless control of the SPMSM at low speeds, two improved fundamental model-based approaches are compared and applied: the Flux observer and the Sliding Mode Observer. These basic model-based techniques are machine parameter sensitive (e.g., permanent magnet flux, stator resistance and inductance). As a result, parameter identification is predicted to enhance the system's robustness even further. Among the sensorless model-based approaches chosen, the Model Reference Adaptive System and Extended Kalman Filter are also capable of estimating not only rotor position and speed but also machine parameters on-line via multiple selections of state-space variables, but those methods will not be discussed in this research, although they deserve to be mentioned.

The experiments were performed in two environments. First in a computational developed in Python language, in order to simulate the PMSM's electromechanical operational characteristics and responses to the proposed control methods. In a second moment, based on the results for the computational simulation, the code developed in the computational model is translated into a C++ code, in order to operate a servo controller utilizing the programing software Drivelink, what permits to perform a series of practical experiments with a test bench.

1. LITERATURE REVIEW

By observing the large amount of literature about sensorless control of alternating current machines, it is possible to come across different control methods, as well as different machines used as object of study. With this in mind, this thesis will address control methods for synchronous motors with permanent magnet rotors.

In this chapter, a brief bibliographic review will be carried out on mathematical models that are already well known, in addition to explaining examples of different control methods (observers) consolidated by simulation and practical experiments carried out by several authors. General PMSM sensorless control

According to Anuchin [3], permanent magnet synchronous motors (PMSMs) are poorly damped systems, so they cannot operate on AC power like induction motors. Therefore, a PMSM is powered by a controlled inverter. As the inverter contains switchable elements, usually it controls the PMSM using a rotor position sensor, the current angular position of the motor shaft is determined (usually this is done using a sensor on Hall elements with a resolution of 60 electrical degrees). The control system turns on the inverter gates so that the voltage vector is located at an angle of 90 electrical degrees relative to the current angular position of the rotor. Under the action of the supply voltage in the phases of the PMSM, a current begins to flow, which creates a flux perpendicular to the magnetization axis from the permanent magnets, and there is an interaction of fields and a torque. Under the action of torque, the motor shaft rotates and after a while the angle between the flux of permanent magnets and the flux formed by the stator winding decreases, and the force of their interaction (motor torque) decreases. This means that it is time to switch the inverter gates so that the voltage vector is again at an angle of 90 electrical degrees relative to the current angular position of the rotor.

1.1. Salient PMSM mathematical modeling

According to Vas [1], for the equivalent model of the SPMSM, it will be considered that the iron permeability equal to infinity (no saturation), the windings are assumed to be sinusoidal distributed that is MMF space harmonics and slot harmonics are neglected and the winding's fields are assumed to be sinusoidally distributed, so that considers the first harmonic only. In addition, the windings are symmetric, so winding's turns, resistance, and inductances are equal. It will be considered that the lumped-parameter circuit model.

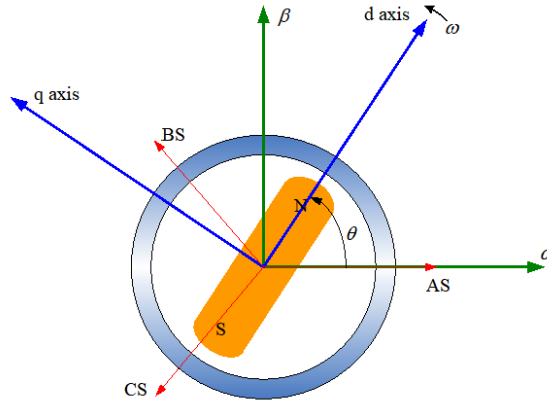


Figure 1.1 – Equivalent model of 3-phase PMSM, adapted from Vas [1].

The general voltage equation for an AC motor can be given as:

$$V_x = R \cdot i_x + \frac{d\Psi_x}{dt} \quad (1)$$

where V_x is a phase “x” stator voltage i_x is a phase “x” stator current and Ψ_x is a per-phase “x” stator flux linkage.

The voltage equations may be written in stationary (α - β) frame for any PM synchronous motor as follows [1]:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + \frac{d}{dt} [L_0 + L_1 \cdot \cos(2\theta)] & \frac{d}{dt} L_1 \cdot \sin(2\theta) \\ \frac{d}{dt} L_1 \cdot \sin(2\theta) & R + \frac{d}{dt} [L_0 - L_1 \cdot \cos(2\theta)] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \cdot \lambda_{pm} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2)$$

where $L_0 = \frac{L_d + L_q}{2}$, $L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}$, V_α and V_β are the α and β axis stator voltages, i_α and i_β are the α and β axis stator currents, R is the stator resistor of one phase, L_d and L_q are the d and q axis stator self-inductances, λ_{pm} is the per phase permanent magnet flux linkage and θ is the rotor position angle related to α -axis.

1.2. Flux observer

This approach, known as the Active Flux Observer (AFO), derives from the machine voltage model and was detailed by Boldea *et. al.* [9] as a universal sensorless method that may be applied to practically all alternating current machines. The term "AFO" refers to the flux that produces torque in the electromagnetic torque formulae of alternating current machines.

Based on these concepts, Chen [2] assumes that in a PMSM, the active flux is Ψ_{PM} and it can be calculated as:

$$\Psi_{PM} = \int (u_s - R_s i_s + u_{comp}) d\tau - L_s i_s, \quad (9)$$

where R_s is the stator resistance, i_s is the stator current, u_s is the stator voltage and u_{comp} is a compensating component that accounts for the nonlinearity of the inverter as well as other factors, such as dead time, integration dc -offset, and stator resistance change.

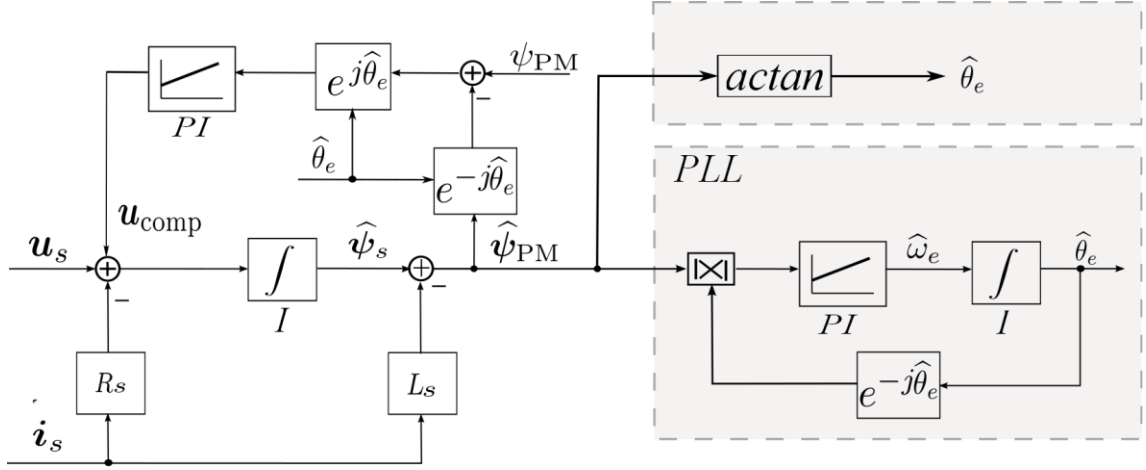


Figure 1.2 – Active flux observer with Phase Locked Loop [2].

After several mathematical modeling, Ortega *et. al.* [5] concluded that from observation of x , it is possible to recalculate the position angle θ as shown below (where $\hat{\theta}$ is the estimated angle of θ):

$$\hat{\theta} = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_{PM\beta}}{\Psi_{PM\alpha}} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{x}_2 - Li_\beta}{\hat{x}_1 - Li_\alpha} \right). \quad (10)$$

For the purpose of constructing a speed controller or compensating the cross coupling voltages, L_{id} and L_{iq} , it is required to determine the speed. However, it is not ideal to derive a speed estimate by numerically differentiating the estimated position. Instead, we use a tracking-controller-based speed estimate from the work of Morimoto *et. al.* [6], where:

$$\dot{z}_1 = K_p(\hat{\theta} - z_1) + K_i z_2, \quad (11)$$

$$\dot{z}_2 = \hat{\theta} - z_1, \quad (12)$$

$$\hat{\omega} = K_p(\hat{\theta} - z_1) + K_1 z_2, \quad (13)$$

where K_p and K_i are proportional and integral gains, respectively.

It is important to point out that at zero velocity, the vector x cannot be observable, hence, a position cannot be reconstructed using an observer.

The equations 11 – 13 concern the estimation of the velocity from the position calculated not only by the Flux Observer, but are also applicable for any other

observer mentioned in this work, since each one of them estimates the angular position of the rotor.

Also, Solsona *et. al.* [7] brings a comparable nonlinear observer was applied. Nonetheless, the state variable z contains no current variables. In contrast, speed ω is present. Consequently, the model incorporates mechanical dynamics, such that it is dependent on the load characteristics. Correspondingly, the complete description is considerably complex.

1.3. Sliding mode observer

Anuchin [3] writes that, in order to operate a PMSM with AC drives, the drive requires mandatory information about the position of the machine's magnetic flux, which in a synchronous drive is associated with the position of the rotor, to stabilize the torque. The presence of a rotor position sensor reduces the reliability of the electric drive system, increases its cost, therefore, sensorless control systems (systems without an engine rotor position sensor) are being developed and successfully used for AC electric drives.

Information about the position of the motor shaft can be obtained in several ways. For non-salient-pole machines, the longitudinal inductance due to saturation of the steel will be less than the transverse one. By adding a high-frequency signal to the control action, you can get information about the inductance, from which you can determine the position of the shaft. This method is not universal, since it requires knowledge of the engine design, but recently it has begun to be used in general industrial electric drives.

Other way is to estimate the EMF, which will restore the position of the rotor. Other way is to estimate the EMF, which will restore the position of the rotor. Considering that the equality of the stator circuit in the axes α and β are written as follows [3]:

$$u_{s\alpha} = i_{s\alpha}R_s + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt}; \quad (3)$$

$$u_{s\beta} = i_{s\beta}R_s + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt}; \quad (4)$$

and flux linkages in the axes α and β :

$$\Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \Psi_{P.M.} \cos \theta; \quad (5)$$

$$\Psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \Psi_{P.M.} \sin \theta; \quad (6)$$

where $\Psi_{P.M.}$ is the component of the stator flux linkage from the permanent magnet on the rotor. Considering that $\Psi_{P.M.} \frac{d\theta}{dt} = \Psi_{P.M.} \omega = e$ – is the motor's EMF, and there is an EMF, which is decomposed into components along the axes α and β as a function of the sine and cosine of the angular position of the rotor, it can be assumed that:

$$u_{s\alpha} = i_{s\alpha}R_s + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + e_{s\alpha}; \quad (7)$$

$$u_{s\beta} = i_{s\beta}R_s + \frac{di_{s\beta}}{dt} + e_{s\beta}; \quad (8)$$

where $e_{s\alpha} = -e \sin(\theta)$, $e_{s\beta} = e \cos(\theta)$.

According to Anuchin [3], if an EMF observer is built for each of the axes, then, by estimating the EMF, you can calculate the position of the motor shaft, as shown in the block diagram in Figure 1.3.

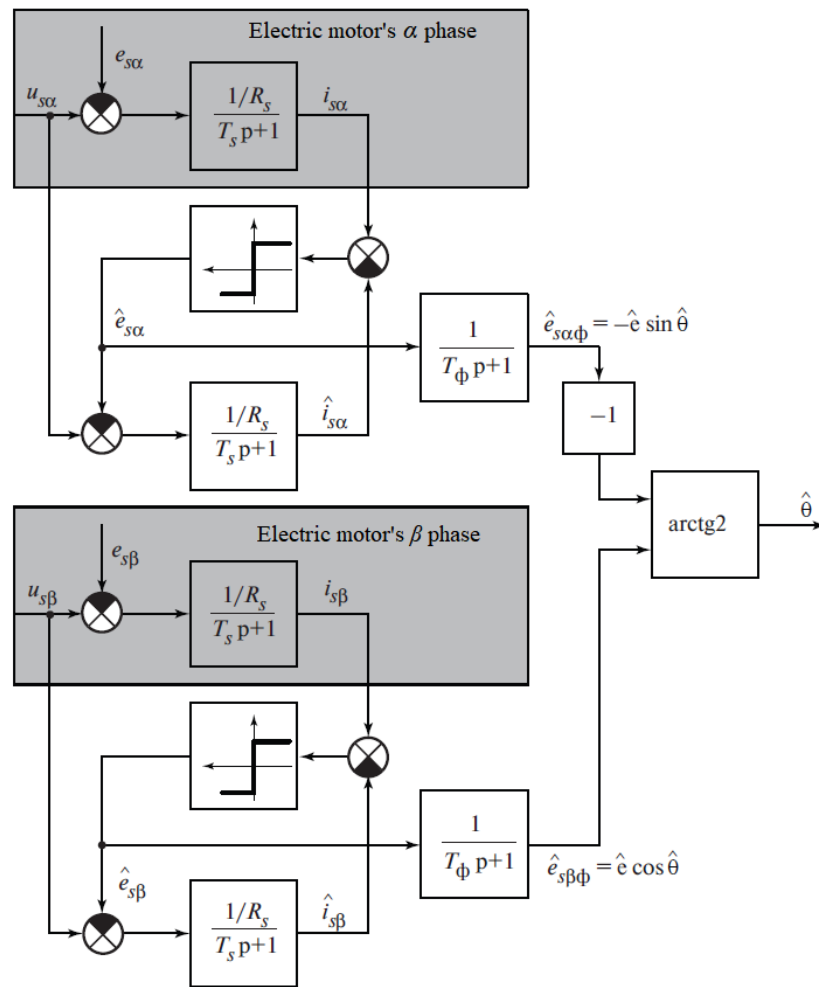


Figure 1.3 - Rotor Position Observer Structure for PMSM Based on EMF Estimation [3].

The observer consists of three components: two observers of the motor EMF along α and β axes and the function of the arc tangent of two variables for calculating the rotor position angle. The output of the observer is comparable with the real value of the angle. According to Anuchin [3], the observed angle lags behind the real angle, which is explained by the presence of a filter with a time constant T_ϕ in the structure of the observer. This drawback is associated with the use of an inertial filter, and the larger the time constant of this filter, the better the system determines the angular position at low speeds, but at high speeds, this leads to a strong delay. In this case, the delay is the same in time regardless of the speed, but at low speeds, this leads to a smaller error in angle than at higher speeds.

Considering Utkin *et al.* [11], and the well-known mathematical modeling concerning the sliding mode observer (SMO) for the control of electro-mechanical systems, Qiao *et al.* [10] develops a good example of an operative application for the SMO in the sensorless control of a PMSM. The EMF observer in the form shown below:

$$\frac{d\tilde{e}_\alpha}{dt} = -\tilde{\omega}_r \hat{e}_\beta - \omega_r \tilde{e}_\beta - l\tilde{e}_\alpha \quad (14)$$

$$\frac{d\tilde{e}_\beta}{dt} = -\tilde{\omega}_r \hat{e}_\alpha - \omega_r \tilde{e}_\alpha - l\tilde{e}_\beta \quad (15)$$

$$\frac{d\tilde{\omega}_\beta}{dt} = \tilde{e}_\alpha \hat{e}_\beta - \tilde{e}_\beta \hat{e}_\alpha \quad (16)$$

where the errors $\tilde{e}_\alpha = \hat{e}_\alpha - e_\alpha$, $\tilde{e}_\beta = \hat{e}_\beta - e_\beta$ and the speed $\tilde{\omega}_r = \hat{\omega}_r - \omega_r$.

Consequently, the position signal is calculated using the back EMF signal collected from the observer and the correlation between the back EMF and the rotor position.

$$\hat{\theta} = -\arctan\left(\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right). \quad (17)$$

The Sliding Mode Observer (SMO) is defined and evaluated by Chen [2] on a “superplane” of system states, where Lyapunov's stability theorem guarantees a sliding motion.

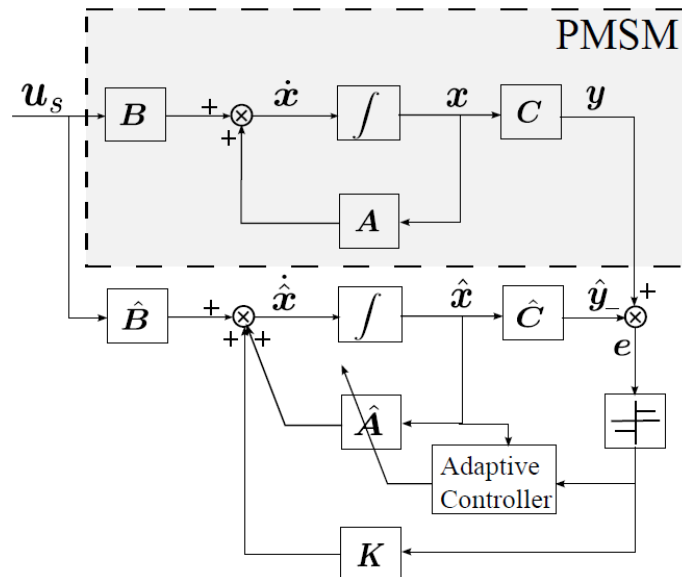


Figure 1.4 – Sliding mode observer [2].

The constant or speed-dependent value of the gain matrix, according to Chen [2], K must be high enough to enable convergence of the SMO. The SMO is distinguished by its feedback error equation $f(z) = \text{sign}(z)$, which always results in a strong feedback gain even when the mistake is tiny. A system with a high feedback gain is more resistant to parameter fluctuation. The chattering issue caused by the sig function is the primary barrier to the widespread adoption of SMO.

1.4. Model reference adaptive system (MRAS)

According to Chen [2], the key principle of the MRAS method is to regard the equation including the unknown parameter as the adjustable model and the equation containing only known parameters as the reference model. In addition, the output of the two models has identical physical significance. When two models operate at the same time, the difference in the output values is utilized to determine the appropriate adaptive rate for adjusting the parameters of the adjustable model such that the output of the control object follows the reference model.

Particularly, the MRAS estimators have different criteria for stability than the observer estimators, writes Schröder [13]. For control of time-invariant systems, most adaptive approaches employ state-space equations, so the MRAS method we have the output shown below:

$$\dot{\underline{\hat{x}}} = \hat{A}\underline{\hat{x}} + B\underline{u} + K(\underline{y} - \underline{\hat{y}}) \quad (18)$$

$$\underline{\hat{y}} = C\underline{\hat{x}} \quad (19)$$

where \underline{x} is the state vector, \underline{u} is the system input vector, \underline{y} is the output vector, K is a gain coefficient, and A, B and C are the parameters of the motor.

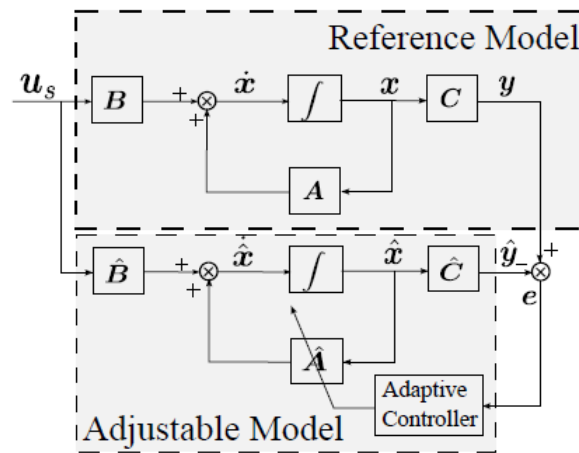


Figure 1.5 – MRAS observer [2].

Said that, the model proposed for Chen [2] considered $\underline{y} - \underline{\hat{y}}$ an output called ε_y , and error e calculation in the MARS method:

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (20)$$

Finally, replacing the parameters of a PMSM in the MRAS mathematical method, it is possible to obtain the estimated rotor speed for the motor:

$$\hat{\omega}_e = K_I \int_0^{t_1} \left[i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_{PM}}{L_d} (i_q - \hat{i}_q) \right] dt + K_P \cdot \left[i_d \hat{i}_q - i_q \hat{i}_d - \frac{\psi_{PM}}{L_d} (i_q - \hat{i}_q) \right] + \hat{\omega}_e(0) \quad (21)$$

where K_I is the integration gain, K_P is the proportional gain, i_d , i_q , \hat{i}_d , \hat{i}_q are the q- and d-axis currents and the estimated q- and d-axis currents respectively, ψ_{PM} is the active flux in a PMSM and $\hat{\omega}_e$ is the estimated rotor speed.

So, the rotor position can be estimated from the integration of the estimated speed, as shown bellow:

$$\hat{\theta}_e = \int_0^{t1} \hat{\omega}_e dt + \hat{\theta}(0) \quad (22)$$

1.5. Vector control for PMSM

According to Vas [1], the control principle of the PMSM drive is based on the orientation of the magnetic flux vector Ψ . Since the magnetic flux generated by the permanent magnets of the rotor is rigidly coupled to the position of the rotor shaft, the position of the flux vector can be determined from the position of the rotor shaft.

The vector control method, according to Vas [1] and Gu [12], is based on the coordinate transformation and motor torque equation by adjusting stator current to optimize the performance of the motor. In the control of a three-phase PMSM system, is supplied modulated current to the *abc* stator windings to build the rotated magnetic field and to drive the rotor. Said that, the vector control method is formulated in a reference frame that rotates synchronously. By means of Clarke–Park transformations and inverse transformations, the equivalent present relations between *abc*-stator coordinates, the stationary α -axis coordinates, and the rotational *dq*-axis coordinates are constructed.

For the construction of the system shown in Figure 1.6, Gu [12] writes that the voltages (d– and q–axis) u_d and u_q can be calculated as follows:

$$u_d = R_s i_d + L_d p i_d - \omega_r L_d i_q \quad (23)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q p i_q - \omega_r L_d i_d + \omega_r \Psi_f \quad (24)$$

where R_s is the stator resistance, the ω_r is the rotor speed, L_d and L_q are de *d*- and *q*-axis inductance, Ψ_f is the constant magnet flux linkage produced by permanent

magnet rotor, and p is the differential operator. Considering that, the electric torque T is written as shown below:

$$T = \frac{3}{2} P_m (\Psi_f i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d i_q) \quad (25)$$

where P_m is the number of pole pairs.

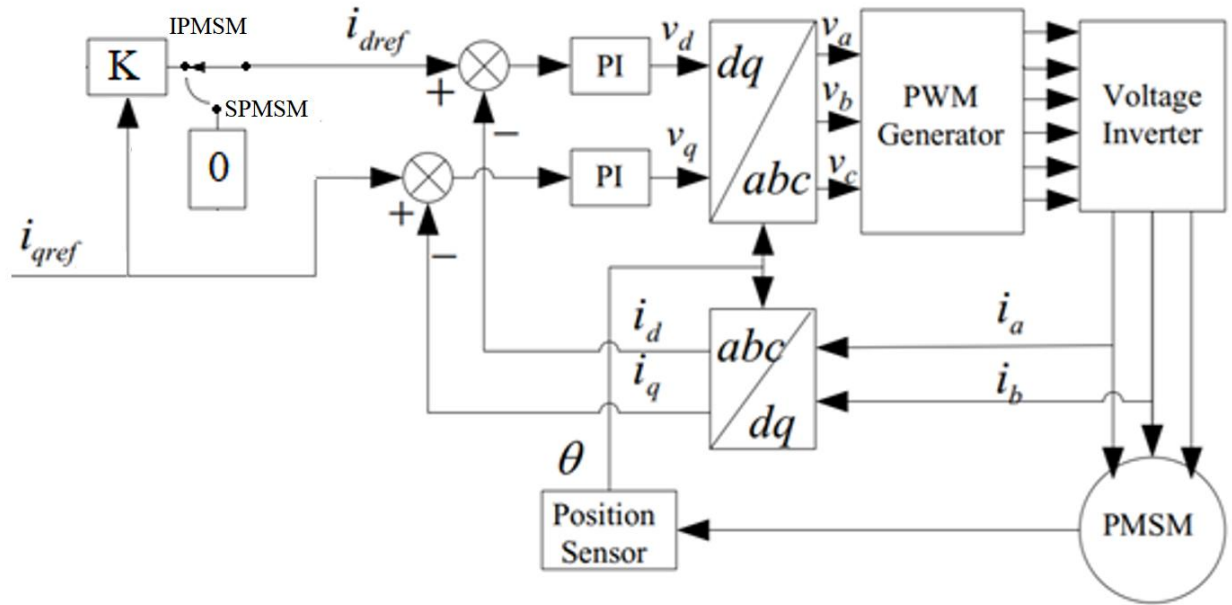


Figure 1.6 – Vector control of a PMSM.

The reference of the d component of the current depends on the PMSM rotor topology. If the motor rotor is of a model that has surface disposing magnets (SPMSM), the reference of i_d must be 0. If the motor has internal magnets in the rotor (IPMSM), the reference can vary, being defined as coefficient K that multiplies the signal from i_q .

1.6. PMSM rotor different topologies

According to Qinghua [40], there are several types of PMSM rotor, regarding the topology of the magnets arrangement, but it is possible to separate them into 2

groups, which are the PMSM with salient magnets (SPMSM) and the PMSM with internal magnets (IPMSM).

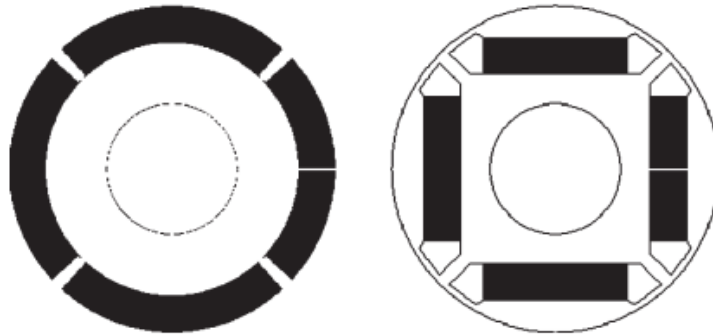


Figure 1.7 - Surface-magnet rotor (left) and interior-magnet rotor (right) [39].

Ramamoorthy [36] states that in the field oriented control (FOC) model, the current i_q is responsible for defining the torque and the current i_d is responsible for defining the armature reaction flux on the direct axis. In SPMSM the current i_q is defined as 0, thus operating with constant torque, a condition in which the flux in the motor air gap is formed only by the flux of the magnets.

In the case of IPMSM, as explained by Qinghua [40], Araki [41] and Jung [42] depending on the motor design and the internal arrangement of the magnets, the rotor is magnetized differently, which causes a dependence on the i_d component in the reluctance torque calculation, as shown below:

$$T = \frac{3}{4}P(\psi_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (26)$$

where P is the pole number and ψ_m is the rotor flux linkage due to the permanent magnets.

For this reason, when using control methods for IPMSM, it is necessary to consider a reference current i_d that is variable and different from zero.

1.7. Direct torque control for PMSM

The Direct Torque Control (DTC) was created to alleviate the comparatively weak transient responsiveness and dependency on induction motor settings of Vector Control. According to Kadir [14] and Krishna [15], this method uses a look up table to establish the inverter's output reference voltages rather than coordinate transforms and PI controllers. Flux and torque are employed as controller feedback signals. The errors in torque, stator flux magnitude, and stator flux angle go to switching table (or voltage vector selector). Using a hysteresis comparator, each of these variables is discretized into a given number of levels. The error in stator flux magnitude is 1 if it is low and 0 otherwise. Three levels are used to describe torque inaccuracy, with -1 being too high, 0 being acceptable, and 1 being inadequately low. The stator flux angle is then subdivided into six 60-degree sectors corresponding to the regions delimited by the PWM space vectors. The Figure 1.8 depicts the block diagram of the Direct Torque control Induction Motor drive.

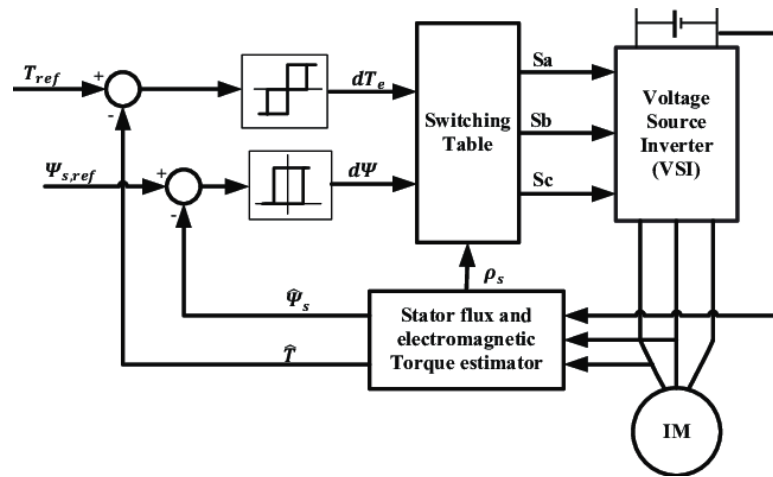


Figure 1.8 – Block diagram of direct torque [15].

Finally, the stator flux linkage and the electromagnetic torque can be expressed in the functions bellow:

$$\Psi_s = \frac{L_m}{L_r} \Psi_r + \sigma L_s i_s \quad (27)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Psi_{rd}i_{sq} - \Psi_{rq}i_{sd}) \quad (28)$$

where L_m is the mutual inductance, L_r and the L_s are the rotor and stator inductances, the σ is the coupling factor, i_s is the stator current, i_{sd} and i_{sq} are the d and q components of the stator current, P is the number of pair poles Ψ_r is the rotor flux linkage and Ψ_{rd} and Ψ_{rq} are the d and q components of the rotor flux linkage.

1.8. High frequency injection

According to Zhu [35], High frequency (HF) injection on PMSM sensorless control is based on the motor magnetic saliency phenomenon. In this method, a high frequency voltage or current vector signal is superimposed on motor fundamental excitation. The corresponding high frequency current (or voltage) signal contains rotor position information, and is analyzed to track spatial saliencies and to estimate the rotor or flux position. In this method, a voltage or current vector signal with a high frequency is overlaid on the fundamental excitation of the motor. The related high frequency current (or voltage) signal comprises the rotor location information and is examined to determine the rotor or flux position and track physical saliencies.

Considering that a signal with a high frequency is introduced into the PM synchronous motor, the back electromotive force (back EMF) voltage can be disregarded when examining the high frequency components of a motor based on its voltage equations, as it lacks a high frequency component. Then, the high frequency components of a PMSM's voltage equations consist solely of high frequency voltage, current, and motor high frequency inductances, which represent rotor position change.

If the difference between the d- and q- axes high frequency impedances is not zero, then the d- and q- axes high frequency current components in the estimated synchronous reference frame contain rotor position data. The q-axis high frequency current is proportional to the sine of two times the rotor position error signal ($\sin 2\tilde{\theta}_r$) and becomes zero when the rotor position estimate error is zero. This component can be used to estimate rotor position. As an input, the q-axis current is used to generate a rotor position estimator.

The predicted location of the rotor is then transmitted back to the motor position controller. Figure 1.9 depicts the entire HF injection PMSM sensorless control mechanism. Two control loops, such as the speed loop and torque loop, govern the reference voltages of the motor's d- and q- axes, respectively.

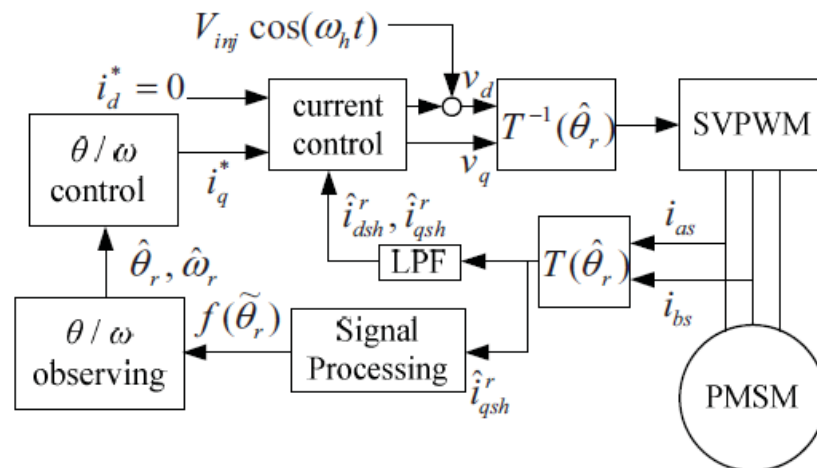


Figure 1.9 – Block diagram of HF injection PMSM sensorless control [35].

The injected d -axis high frequency voltage (Figure 1.9) will induce high frequency current fluctuation in the estimated q -axis if the estimated rotor position is incorrect due to the magnetic saliency property at high frequency. The value of this error signal is proportional to the difference between the estimated and actual rotor position.

2. DEVELOPMENT OF THE MODEL OF THE CONTROL OBJECT

Both the control theory and the parameter estimation theory are extremely reliant on having an accurate model of the machine, which is typically represented by a series of mathematical equations or matrices. In this chapter it will be addressed the construction of the models utilized for the system simulations.

A code in Python language was developed to simulate the sensed operation of a real PMSM, as the system illustrated in Figure 2.1, based on Ramamoorthy [36], considering the field oriented control method. The system in question will be used later as a basis for the development of sensorless simulation systems.

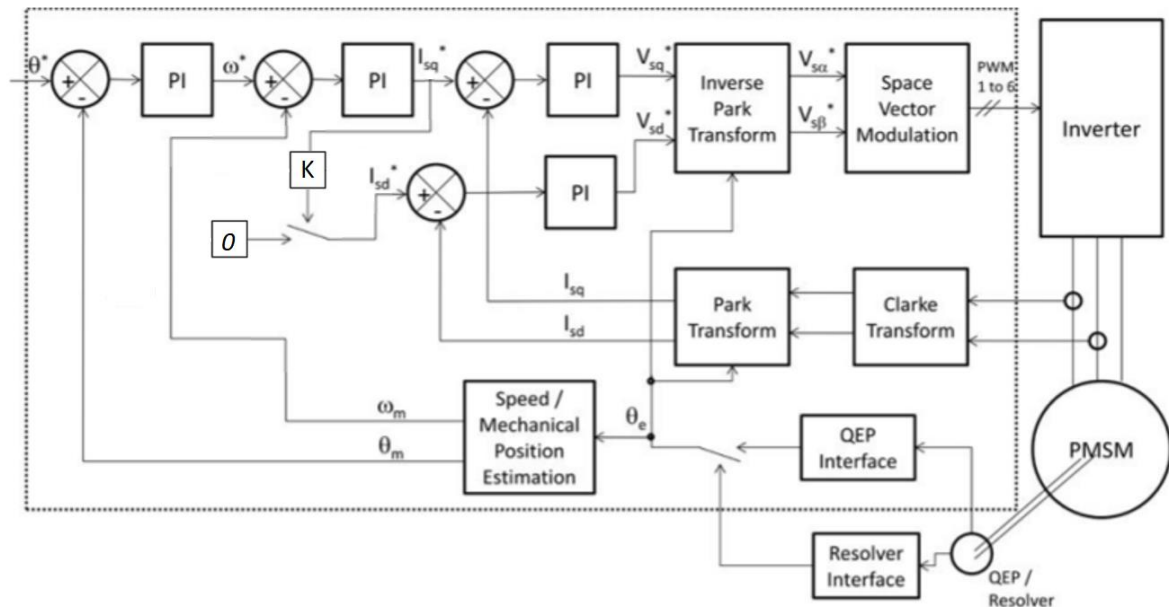


Figure 2.1 – Overall Block Diagram of Sensored Field Oriented Control [36].

It is worth noting that for the construction of this model there was no need to use a three-coordinate model (ABC) for the phases read from the motor. The model directly simulates the use of 2 coordinates (α and β), skipping this step, so there is no need for a code to calculate the Clarke transformation.

2.1. Motor's model

Initially, in order to build the algorithm for the control model, based on the mathematical theory developed by Vas [1], is necessary to elaborate the part of the system that represents the machine itself. In this case, it will be considered that the equations for a non-salient (SPM) synchronous motor in stationary (α - β) reference frame (according to (2)) are:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega \cdot \lambda_{pm} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (29)$$

where $L_d = L_q = L$.

The first item on the right side of (29) contains known variables. The only unknown variables are in the EMF term (second term on the right side) contains the rotor position.

According to (1) and (29) we can define the per-phase flux linkage in α , β reference frame as follows:

$$\Psi_\alpha = \int (V_\alpha - i_\alpha \cdot R) dt - i_\alpha \cdot L \quad (30)$$

$$\Psi_\beta = \int (V_\beta - i_\beta \cdot R) dt - i_\beta \cdot L \quad (31)$$

On the other hand, the formula for the flux linkage per-phase can be also expressed as shown below:

$$\Psi_\alpha = \int [-\omega \cdot \lambda_{pm} \cdot \sin(\theta)] dt = \lambda_{pm} \cdot \cos(\theta) \quad (32)$$

$$\Psi_\beta = \int [\omega \cdot \lambda_{pm} \cdot \cos(\theta)] dt = \lambda_{pm} \cdot \sin(\theta) \quad (33)$$

From (30) – (33) we can derive in the following way:

$$\tan(\theta) = \frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha} = \frac{\int (V_\beta - i_\beta \cdot R) dt - i_\beta \cdot L}{\int (V_\alpha - i_\alpha \cdot R) dt - i_\alpha \cdot L} \quad (34)$$

$$\theta = \arctg \left[\frac{\int (V_\beta - i_\beta \cdot R) dt - i_\beta \cdot L}{\int (V_\alpha - i_\alpha \cdot R) dt - i_\alpha \cdot L} \right]. \quad (35)$$

Based on that, in order to build the equations that will be used in the simulation algorithm, we can go further and say, that the system of differential equations describing a permanent magnet synchronous motor has the following format and sequence. Firstly, the alpha and beta components of the flux linkage induced in the windings by the rotor magnet are calculated as follows:

$$\Psi_{f\alpha} = \Psi_f \cdot \cos(\theta_e); \quad (36)$$

$$\Psi_{f\beta} = \Psi_f \cdot \sin(\theta_e); \quad (37)$$

where R_S is the stator resistance, L_S is the total stator inductance, θ_e is the rotor's electric rotation angle and Ψ_f is the vector flux linkage amplitude. Thus, the phase alpha and beta components of the flux linkages are calculated as:

$$\Psi_\alpha = L_S \cdot i_\alpha + \Psi_{f\alpha}; \quad (38)$$

$$\Psi_\beta = L_S \cdot i_\beta + \Psi_{f\beta}; \quad (39)$$

where i_α and i_β are the alpha and beta stator current components, that can be calculated as shown below:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L_S} (U_\alpha - R_S \cdot i_\alpha + \omega_r \cdot z_p \cdot \Psi_{f\beta}); \quad (40)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L_S} (U_\beta - R_S \cdot i_\beta + \omega_r \cdot z_p \cdot \Psi_{f\alpha}); \quad (41)$$

where z_p is the motor's pole pairs number, ω_r is the motor's mechanical rotation speed, and U_α and U_β are alpha and beta stator voltage components.

The motor electromagnetic torque can be calculated as:

$$M = 1.5 \cdot z_p \cdot (\Psi_\alpha \cdot i_\beta - \Psi_\beta \cdot i_\alpha) \quad (42)$$

And finally, the rotor speed and position can be mathematically represented as shown below:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J_\Sigma} (M - M_c) \quad (43)$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_r \cdot z_p \quad (44)$$

$$\omega_e = \omega_r \quad (45)$$

This mathematical model described above can be summarized in the system illustrated in the Figure 2.2.

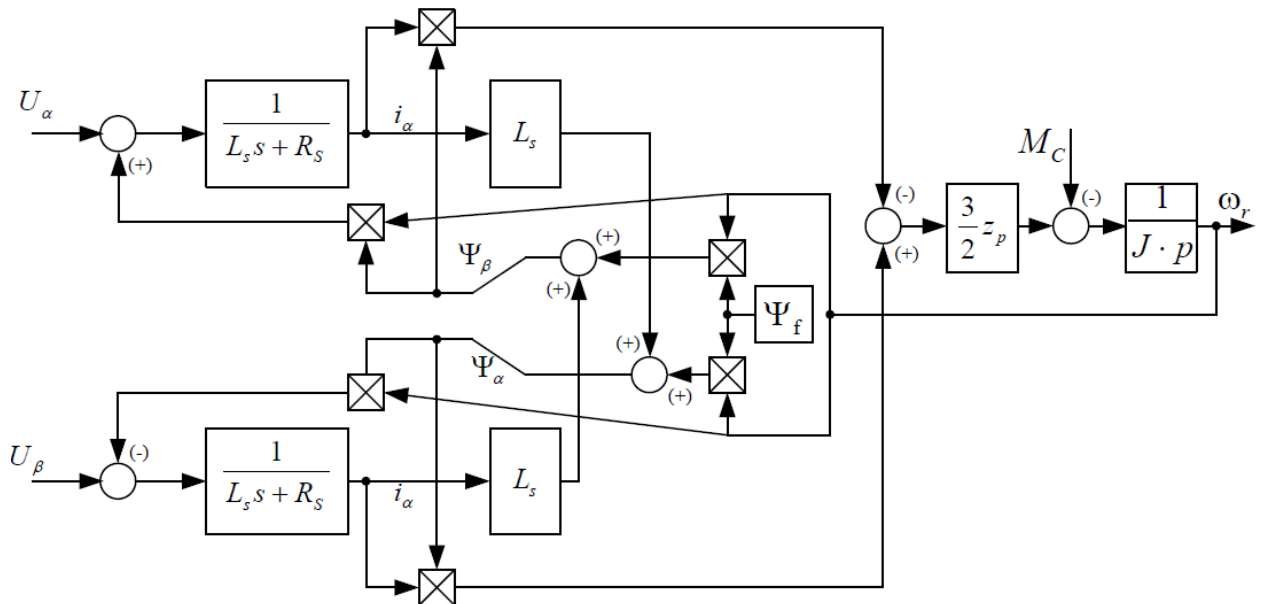


Figure 2.2 – Functional diagram of a synchronous motor.

The Python compatible algorithm, for the modeling explained above, is available for application and testing as follows:

```
# generating the alpha and beta voltage for a scalar control mode
Ub = An * sin(wn * time)
Ua = An * cos(wn * time)

if (w_ >= 9999): #setting a speed limit for the model
    w = 9999
elif (w_ <= -9999):
    w = -9999
else:
# calculating the flux linkages alpha and beta
Psi_fa = PsiR * cos(th);
Psi_fb = PsiR * sin(th);
```

```

Psi_a = Ls * ia_ + Psi_fa;
Psi_b = Ls * ib_ + Psi_fb;
#calculating the alpha and beta the stator current components
ia_ = SampleTime / Ls * (Ua - Rs * ia_ + w_ * Zp * Psi_fb) + ia_;
ib_ = SampleTime / Ls * (Ub - Rs * ib_ - w_ * Zp * Psi_fa) + ib_;

#calculating the estimated torque and speed
M_ = 1.5 * Zp * (Psi_a * ib_ - Psi_b * ia_);
w_ = SampleTime / J * (M_ - (Mc) - B * w_) + w_;

#calculating the electrical angle position
time = time + SampleTime;
if (time <= SampleTime):
    th = th + th0;
else:
    th = th + Zp * w_ * SampleTime;

if (th > (2 * M_PI)):
    th = th - (2 * M_PI);
if (th < (0.0)):
    th = th + (2 * M_PI);

theta_ = th / (2 * M_PI) + 1.0;
if (theta_ >= 1.0):
    theta_ = theta_ - 1.0;
if (theta_ <= 0.0):
    theta_ = theta_ + 1.0;

# reallocating the calculated variables
w = w_;
M = M_;
f_ra = Psi_a;
f_rb = Psi_b;
ia = ia_;
ib = ib_;
theta = theta_;

```

To carry out the validation of the proposed model, you can print the graphical results generated from the values of angular position (θ) and velocity (w), as shown in Figure 2.3, where the initial speed is 3.14 rad/s, and after 2 seconds it is increased to 1.57 rad/s.

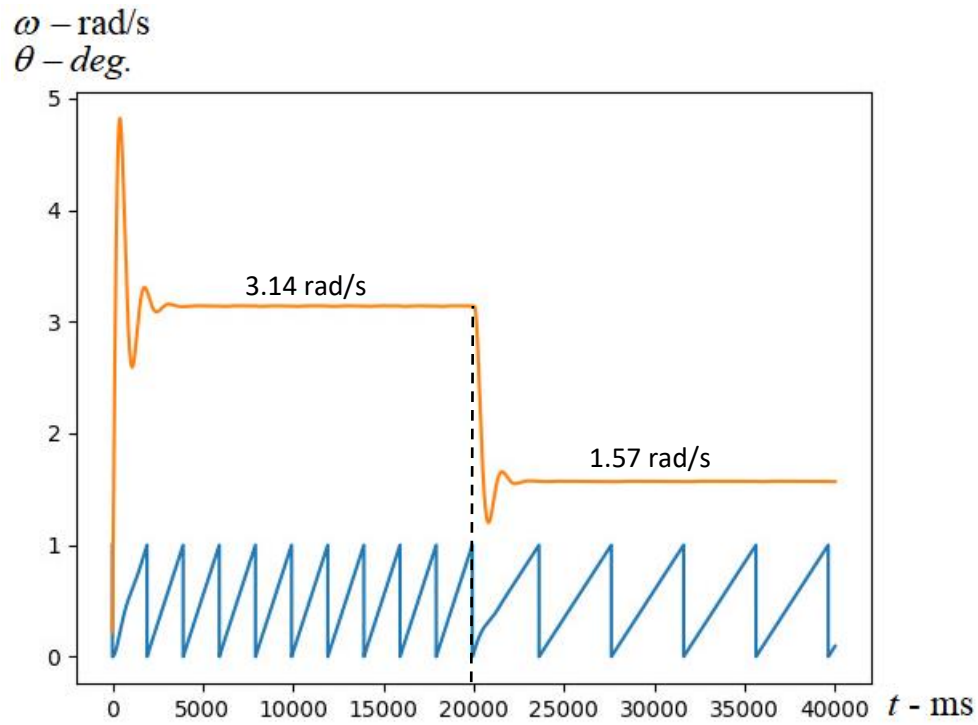


Figure 2.3 – Speed (ω) (orange) and electrical angular position (θ) (blue) for to 3.14 rad/s and 1.57 rad/s.

In this stage of the computational model it can be said that is being used the scalar control method, for simulating the “real” motor position and speed.

2.2. Park transformation

The park transformation in this stage of the simulation, works as projection that modifies a two phase orthogonal system (α, β) in the d, q (direct and quadrature) rotating reference frame.

For that matter, as well as the work developed by Ramamoorthy [36], the following mathematical construction is applied:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos(\theta \cdot 2\pi) + i_{s\beta} \cdot \sin(\theta \cdot 2\pi) \quad (46)$$

$$i_{sq} = i_{s\alpha} \cdot \sin(\theta \cdot 2\pi) - i_{s\beta} \cdot \cos(\theta \cdot 2\pi) \quad (47)$$

The components are dependent on the components of the current vector (α, β) as well as the position of the rotor flux. Once the correct position of the rotor flux is known, then the d, q components will be a constant when using this projection.

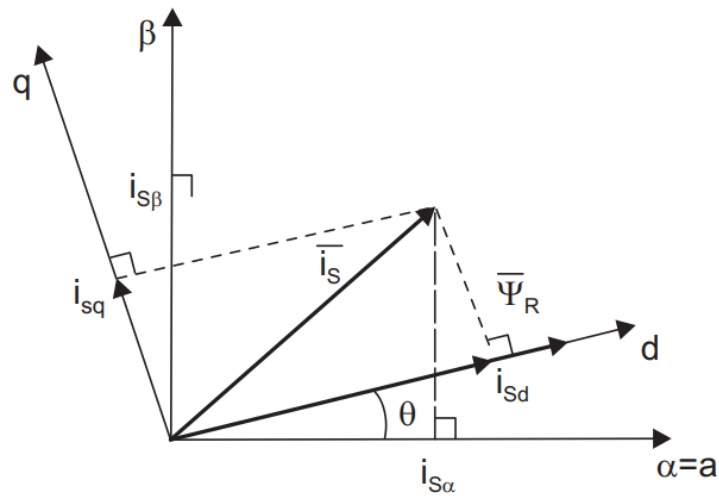


Figure 2.4 – Stator current space vector and in its α and β components, and in the d and q rotating reference frame [36].

The two phase currents now turn into dc quantity (without changing in time). The constant i_{sd} (flux component) and i_{sq} (torque component) current components can now be regulated individually, which makes torque control much simpler at this stage.

The Python compatible algorithm, for the modeling explained above, is available for application and testing as follows:

```
# defining the variables from the previous section of the code
Angle = theta    #angular position
Alpha = ia       #current alpha
Beta = ib        #current beta

# calculating the sine and cosine signals from the angular position
Sine = sin(Angle * 2 * M_PI);
Cosine = cos(Angle * 2 * M_PI);

#calculating the new current components d and q
Ds = (Alpha * Cosine) + (Beta * Sine);
Qs = (Beta * Cosine) - (Alpha * Sine);
```

Based on the already built model of the motor, and from the currents i_α and i_β , the following graphs, shown in Figure 2.5, can be obtained for the currents i_{sd} and i_{sq} .

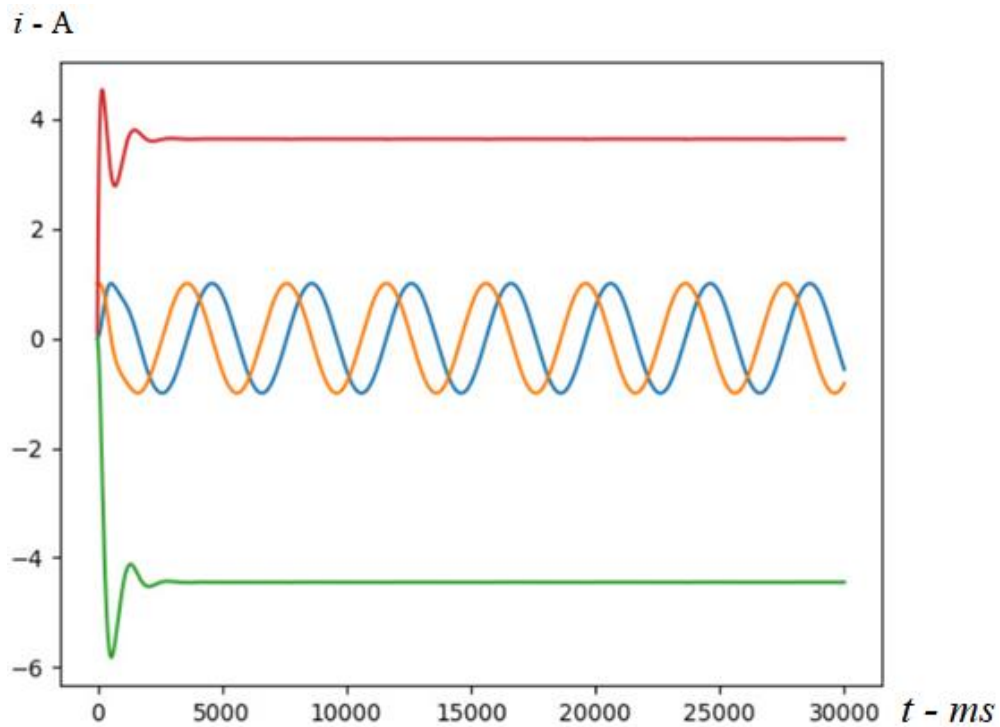


Figure 2.5 - i_{sd} (red) and i_{sq} (green) i_α (blue) and i_β (orange).

From the d and q components of current, it is possible to move to the current control phase, in order to improve the signal quality.

2.3. PI current regulator

According to Franklin [16], for the regulation of the current components q and d , it was elaborated a code based in a standard PID regulator with integral saturation correction, whose logic can be summarized in the functional diagram illustrated in Figure 2.6.

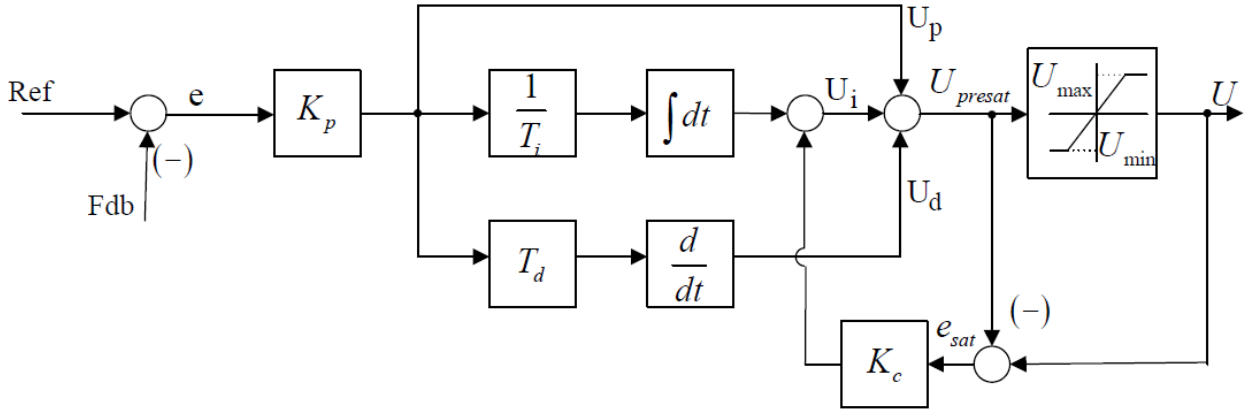


Figure 2.6 – Structural diagram of the PID controller with integral saturation correction

The differential equation for the PID controller has the form:

$$U_{presat}(t) = U_p(t) + U_i(t) + U_d(t) \quad (48)$$

Analyzing separately it is possible to describe separately the components of the general equation (48). Firstly, the proportional component is calculated as:

$$U_p(t) = K_p \cdot e(t) \quad (49)$$

where K_p is the regulator's proportional coefficient and e is the saturation error coefficient.

The integral component with integral saturation correction is calculated as:

$$U_i(t) = \frac{K_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + K_c \cdot (U(t) - U_{presat}(t)) \quad (50)$$

where T_i is the integral time constant, and K_c is the integral saturation correction factor.

The derivative component is calculated as:

$$U_d(t) = K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (51)$$

where T_d is the derivative time constant,

The expressions (48) – (51) can be discretized according to the first difference scheme shown in Figure 2.6. Then, the PID regulator equation is:

$$U_{presat}(k) = U_p(k) + U_i(k) + U_d(k) \quad (52)$$

The discretized equation for the proportional component is written as:

$$U_p(t) = K_p \cdot e(t) \quad (53)$$

The new integral term with integral saturation correction is:

$$U_i(k) = U_i(k-1) + K_p \cdot \frac{T_s}{T_i} \cdot e(t) + K_c \cdot (U(k) - U_{presat}(k)) \quad (54)$$

The derivative component can be calculated as:

$$U_d(k) = K_p \cdot \frac{T_d}{T_s} \cdot (e(k) - e(k-1)) \quad (55)$$

To shorten the record, it is introduced the coefficient $K_d = \frac{T_d}{T_s}$, where T_s is the sampling time (or discretization time), then the integral component with the correction of the integral saturation and the derivative component will take the form:

$$U_i(k) = U_i(k-1) + K_i \cdot U_p(k) + K_c \cdot (U(k) - U_{presat}(k)) \quad (56)$$

$$U_d(k) = K_d (U_p(k) - U_p(k-1)) \quad (57)$$

Applying the logic from (52), (53), (56) and (57) to both the current components d and q , it is possible to finally construct the respective PID equations as follows:

$$i_{dp}(t) = K_p \cdot e(t) \quad (58)$$

$$i_{qp}(t) = K_p \cdot e(t) \quad (59)$$

$$i_{di}(k) = i_{di}(k-1) + K_i \cdot i_{dp}(k) + K_c \cdot (i_d(k) - i_{dpresat}(k)) \quad (60)$$

$$i_{qi}(k) = i_{qi}(k-1) + K_i \cdot i_{qp}(k) + K_c \cdot (i_q(k) - i_{qpresat}(k)) \quad (61)$$

$$i_{dd}(k) = K_d (i_{dp}(k) - i_{dp}(k-1)) \quad (62)$$

$$i_{q_d}(k) = K_d \left(i_{q_p}(k) - i_{q_p}(k-1) \right) \quad (63)$$

$$i_{d_{presat}}(k) = i_{d_p}(k) + i_{d_i}(k) + i_{d_d}(k) \quad (64)$$

$$i_{q_{presat}}(k) = i_{q_p}(k) + i_{q_i}(k) + i_{q_d}(k) \quad (65)$$

For this application, it was decided not to utilize the derivative component for the current regulation (making it a PI control, instead of a PID control). Therefore, is necessary utilize just the proportional and the integral, components, and their respective coefficients can be calculated as follows:

$$K_i = R \cdot T_e \cdot \frac{\omega_{co}^2 \cdot T_{scan}}{K_{v.scale} \cdot K_{I.scale} \cdot 4 \cdot \xi^2} \quad (66)$$

$$K_p = R \cdot T_e^2 \cdot \frac{\omega_{co}^2}{K_{v.scale} \cdot K_{I.scale} \cdot 4 \cdot \xi^2} \quad (67)$$

where: R is the stator resistor, T_e is the stator time constant, ω_{co} is the open loop frequency crossover (rad/sec), T_{scan} is the microprocessor scan time (or sample time), $K_{v.scale}$ is the voltage scaling factor (volts/cnts), $K_{I.scale}$ is the current scaling factor (cnts/amps), and ξ is the damping factor.

Remembering that the machine that is the controlled object is a PMSM with salient magnets, it can be assumed for the proportional integral regulator that the reference quadrature current $i_{qr} = 0$.

Said that, the Python-based code can be constructed as follows:

```
# setting the parameters for saturation (Max and Min) and PID coefficients
Max = 10
Min = -10
Kp = 10
Ki = 0.01
Kc = 0.01
Kd = 0

# Setting the d and q reference
Q_Ref = 10          # the q acquired from a later section of the code but is set initially as 10
Q_Ref = S_Out
D_Ref = 0

#defining d and q current components from the previous segment of the code
```

```

Q_Fdb = Qs
D_Fdb = Ds

# calculating q regulator (torque)
Q_Up1 = Kp * (Q_Ref - Q_Fdb);
Q_Ui = Q_Ui + Ki * Q_Up1 + Kc * Q_SatErr;
Q_Ud = Kd * (Q_Up1 - Q_Up);
Q_Out1 = Q_Up1 + Q_Ui + Q_Ud;

# setting the controller's saturation for iq
Q_Out = Q_Out1;
if (Q_Out > Max):
    Q_Out = Max
if (Q_Out < Min):
    Q_Out = Min;

# calculating the iq saturation error
Q_SatErr = Q_Out - Q_Out1;
Q_Up = Q_Up1;

# calculating d regulator (torque)
D_Up1 = Kp * (D_Ref - D_Fdb);
D_Ui = D_Ui + Ki * D_Up1 + Kc * D_SatErr;
D_Ud = Kd * (D_Up1 - D_Up);
D_Out1 = D_Up1 + D_Ui + D_Ud;

D_Out = D_Out1;
# setting the controller's saturation for id
if (D_Out > Max):
    D_Out = Max
if (D_Out < Min):
    D_Out = Min;

# calculating the id saturation error
D_SatErr = D_Out - D_Out1;
D_Up = D_Up1;
Ds = D_Out
Qs = Q_Out

```

In order to validate the code build above is possible to build a graphic of the results (out variables). The Figure 2.7 shows the behavior of a regulated unitary varying signal and the effects of wrong definition of the PI coefficients in this signal.

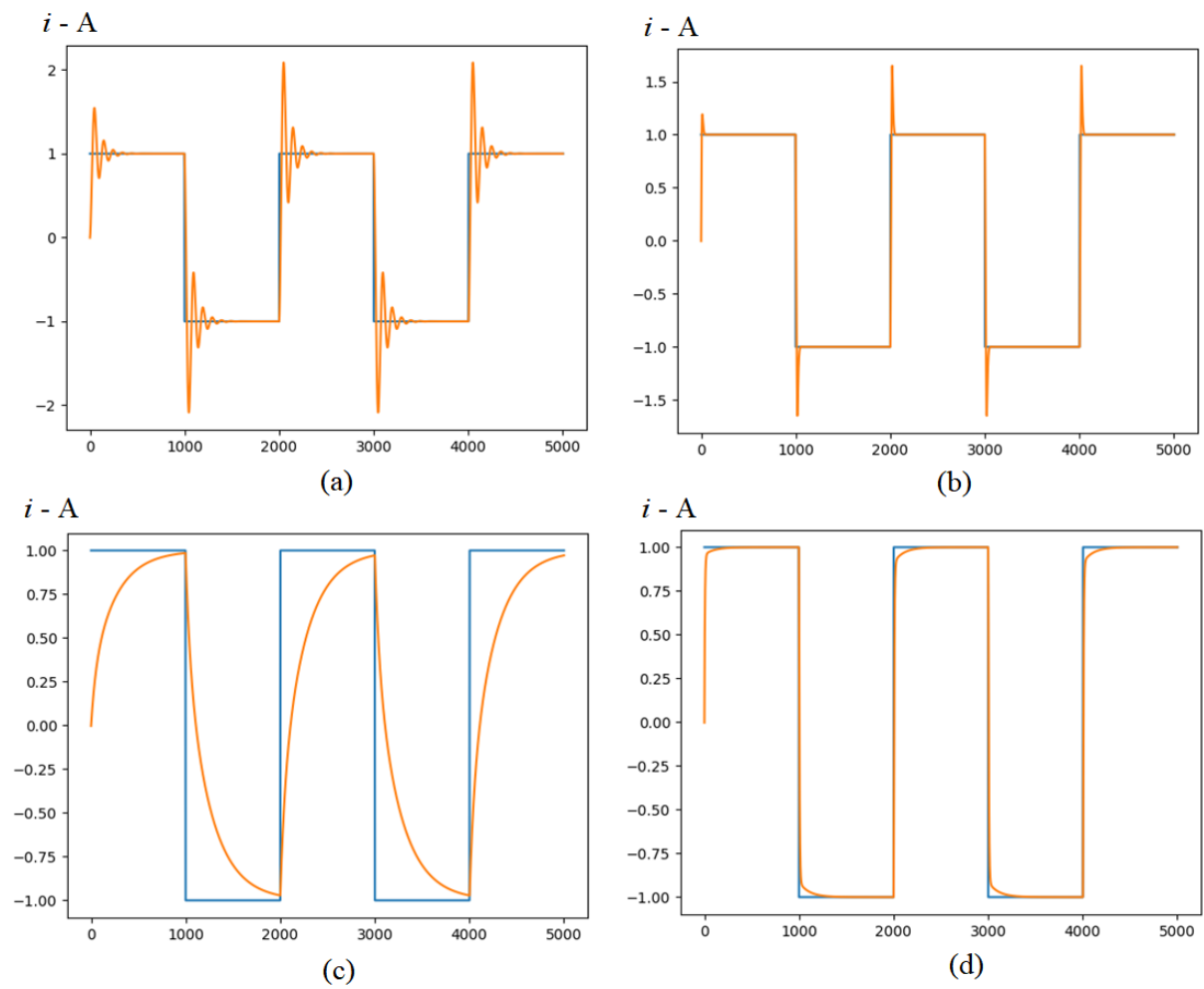


Figure 2.7 – Test of the PI current regulator for a varying current signal. Desired signal (blue) and regulated signal (orange) varying the PI coefficient components:
 (a) – $K_p = 0.5$ and $K_i = 0.5$; (b) – $K_p = 15$ and $K_i = 0.1$; (c) – $K_p = 0.5$ and $K_i = 0.01$;
 (d) – $K_p = 10$ and $K_i = 0.01$.

After regulating the current, it is necessary to obtain the α and β components again, through the inverse transform of the Park method.

2.4. Inverse Park transformation

As shown in Figure 2.1, the Inverse Park transformation (I-Park) is necessary to bring back the new α and β stator current from the d, q stator current components, which was explained in detail in (46) and (47), as well as in the Figure 2.4. Therefore, according to the work of Ramamoorthy [36], the retroactive calculation can be done as:

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cdot \cos(\theta \cdot 2\pi) - i_{sq} \cdot \sin(\theta \cdot 2\pi) \quad (68)$$

$$i_{s\beta} = i_{sq} \cdot \sin(\theta \cdot 2\pi) + i_{sd} \cdot \cos(\theta \cdot 2\pi) \quad (69)$$

For this model's segment, it is worth remembering that firstly it is considered the sensed control mode for the PMSM, therefore no observer is taken into account.

```
# defining the variables from the previous step of the code
Angle = theta
Ds = D_Out
Qs = Q_Out

# calculating the sine and cosine signals from the angular position
Sine = sin(Angle * 2 * M_PI);
Cosine = cos(Angle * 2 * M_PI);

# calculating the new current components alpha and beta
Alpha = (Ds * Cosine) - (Qs * Sine);
Beta = (Qs * Cosine) + (Ds * Sine);
```

Based on the already built model of the motor, and from the currents i_α and i_β , the following graphs, shown in Figure 2.8, can be obtained for the currents i_{sd} and i_{sq} .

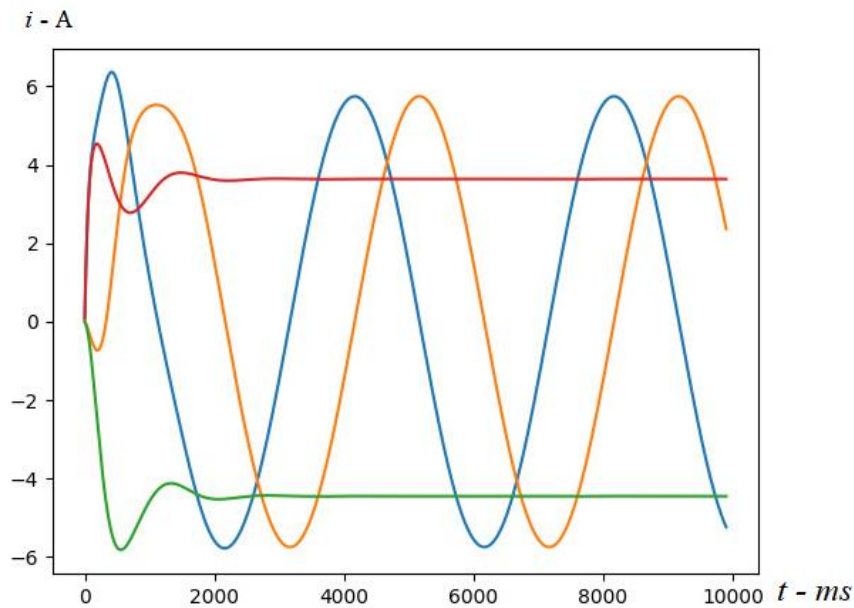


Figure 2.8 – i_{sd} (red) and i_{sq} (green) i_{α} (blue) and i_{β} (orange).

Finally, after calculating the new alpha and beta components of the current, the PMSM speed and torque can be regulated.

2.5. Task for speed and loading torque

For the task concerning the speed and loading torque simulation, it was defined before anything the working regime of the machine, that is, the moments in time when the speed and load must be changed, in order to simulate the behavior of the motor under these control conditions.

It was defined that the motor should start at a speed of 15 rad/s and slow down to 8 rad/s when the time reaches 0.4 seconds. For the loading torque, the PMSM starts with a 0.01 N·m, and the load is increased to 0.11 N·m at 0.7 seconds of simulation.

The logic for this part of the controlling system is similar to the current regulator. For the construction of the speed regulator, the same PID regulation

utilized for current (52) – (57) is now applied for the speed control. Said that we have de following mathematical construction:

$$\omega_{presat}(k) = \omega_p(k) + \omega_i(k) + \omega_d(k) \quad (70)$$

The equation for the proportional component is written as:

$$\omega_p(t) = K_p \cdot e(t) \quad (71)$$

The equation for the integration component is written as:

$$\omega_i(k) = \omega_i(k - 1) + K_i \cdot \omega_p(k) + K_c \cdot (\omega(k) - \omega_{presat}(k)) \quad (72)$$

The equation for the derivative component is written as:

$$\omega_d(k) = K_d (\omega_p(k) - \omega_p(k - 1)) \quad (73)$$

Finally, concerning the mathematical modeling developed above by Vas [1], it is necessary to take into account the proportional and integration coefficients, which are built as follows:

$$K_p = \frac{\omega_{co} \cdot J_{\Sigma}}{K_{torque.scale} \cdot K_{speed.scale}} \quad (74)$$

$$K_i = K_i^* \cdot T_{scan} = \frac{\omega_{co}^2 \cdot J_{\Sigma} \cdot T_{scan}}{K_{torque.scale} \cdot K_{speed.scale} \cdot 4 \cdot \xi^2} \quad (75)$$

where J_{Σ} is the sum of motor load inertia (kgm^2), ω_{co} is the open loop frequency crossover (rad/sec), T_{scan} is the microprocessor scan time (or sample time), $K_{torque.scale}$ is the motor torque scaling factor (Nm/cnts), $K_{speed.scale}$ is the speed scaling factor ($\frac{\text{cnts}}{\text{rad/sec}}$) ξ is the damping factor.

Based on the mathematical logic built above, it is possible to build the Python-based algorithm for speed control as follows:

```
# setting the initial speed as 15 rad/s and the torque as
S_Ref = 15
Mc = 0.01

# setting the regulation PID coefficients
S_Kp = 2
```



```

S_Ki = 0.01
S_Kc = 0.1
S_Kd = 0

# reading the previous calculated feedback speed
S_Fdb = wRestored

# calculating the components PID (equations 69-72)
S_Up1 = S_Kp * (S_Ref - S_Fdb);
S_Ui = S_Ui + S_Ki * S_Up1 + S_Kc * S_SatErr;
S_Ud = S_Kd * (S_Up1 - S_Up);
S_Out1 = S_Up1 + S_Ui + S_Ud;

# defining the saturation limits
S_Out = S_Out1;
if (S_Out > S_Max):
    S_Out = S_Max
if (S_Out < S_Min):
    S_Out = S_Min;

# calculating the saturation error
S_SatErr = S_Out - S_Out1;
S_Up = S_Up1;

```

To carry out the validation of this step of the code, it is possible to print the graphs referring to the speed (Figure 2.9) that was obtained from the model above.

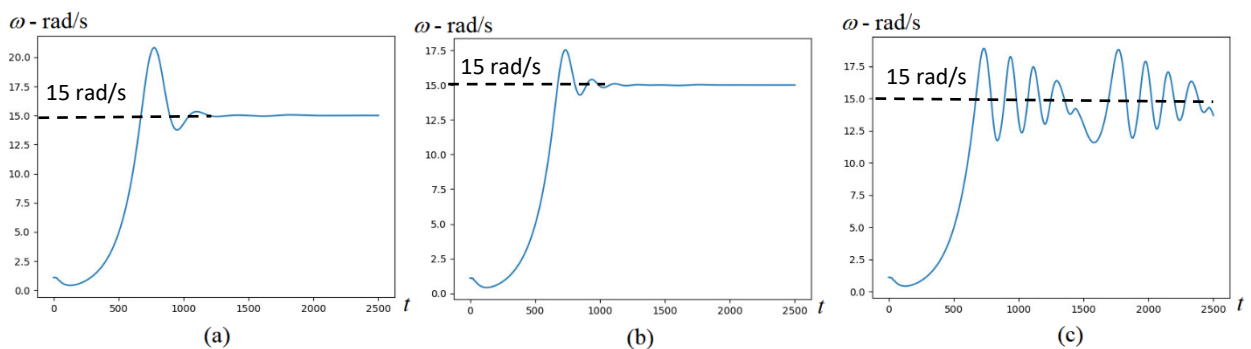


Figure 2.9 – Motor’s speed with different speed controller coefficients: (a) – $K_p = 1$ and $K_i = 0.01$; (b) – $K_p = 2$ and $K_i = 0.01$; (c) – $K_p = 2$ and $K_i = 0.001$.

Based on Figure 2.9 is also possible to visualize how changing the current control’s coefficients reflects the speed performance.

3. ANALYSIS OF THE SYSTEM OPERATION WITH OBSERVERS

After finishing the elaboration of the model described in the previous chapter, which is based on a control system of a PMSM with position and speed sensors, it is time to simulate this same system using mathematical observers capable of estimating the electrical and mechanical speed and position of the motor.

For this purpose, a flux observer (FO) and a sliding mode observer (SMO) were built to compare the performance of both methods.

3.1. Flux observer model

Between both methods (SLO and FO), the flux observer is the most mathematically simple and compact, and for that reason, it was the first to be analyzed.

In this method, it is necessary to first calculate the total voltage (considering the voltage loss in the winding). This voltage is divided, along with the currents, between the α and β components, in this way, it is calculated:

$$E_{\alpha} = U_{\alpha} - (R_s \cdot i_{\alpha}) \quad (76)$$

$$E_{\beta} = U_{\beta} - (R_s \cdot i_{\beta}) \quad (77)$$

where U_{α} and U_{β} are the alpha and beta voltage components, i_{α} and i_{β} are the alpha and beta current components, and R_s is the stator resistance.

The next step is to calculate the alpha and beta components of the flux linkage:

$$\Psi_{\alpha} = \int E_{\alpha} dt - (L_s \cdot i_{\alpha}) \quad (78)$$

$$\Psi_{\beta} = \int E_{\beta} dt - (L_s \cdot i_{\beta}) \quad (79)$$

where L_s is the stator inductance.

Bringing the (78) and (79) equations to the discrete environment, the following formulas were assumed:

$$\Psi_\alpha(k) = [k_0 \cdot \Psi_\alpha(k - 1)] + [k_1 \cdot E_\alpha - (i_\beta \cdot L_s)] \quad (80)$$

$$\Psi_\beta(k) = [k_0 \cdot \Psi_\beta(k - 1)] + [k_1 \cdot E_\beta - (i_\alpha \cdot L_s)] \quad (81)$$

where k_0 and k_1 are the integration coefficients. In this situation it is well known that $k_1 \gg k_0$ and for this reason, by systematic empirical evaluations, it is assumed that $k_0 = 0.995$ and $k_1 = (1 - k_0)$. It is also worth noting that these coefficients may change according to the electromechanical parameters of the motor.

With the information from the alpha and beta components of the flux linkage, it is then possible to calculate the estimated electrical angular position ($\hat{\theta}_e$):

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha} \right) \quad (82)$$

Based on the formulas developed above, it was then possible to develop the part of the code referring to the calculation of the electrical angular position through the flux observer method:

```
# defining the integration coefficients k0 and k1
kf0 = 0.995
kf1 = 1 - kf0
# defining the motor's stator resistance
R_ = 10

# calculating the alpha and beta components for stator voltage
Ealfa = Ua - R_*ia
Ebeta = Ub - R_*ib

# calculating the alpha and beta components for flux linkage
Falfa = kf0 * Falfa + kf1 * Ealfa - ib*L
Fbeta = kf0 * Fbeta + kf1 * Ebeta - ia*L

# calculating the electrical angle for the Flux Observer
thetaF_ = atan2(Fbeta,Falfa)
thetaF = thetaF_ / (2 * M_PI) + 1; # this lines just reallocates the position graphic vertically
```

To perform the code validation, it is possible to print the estimated angular position and motor speed graphs, simulating the system from the estimated value,

replacing the position/speed sensor that was previously considered in the code, shown in Figure 3.1.

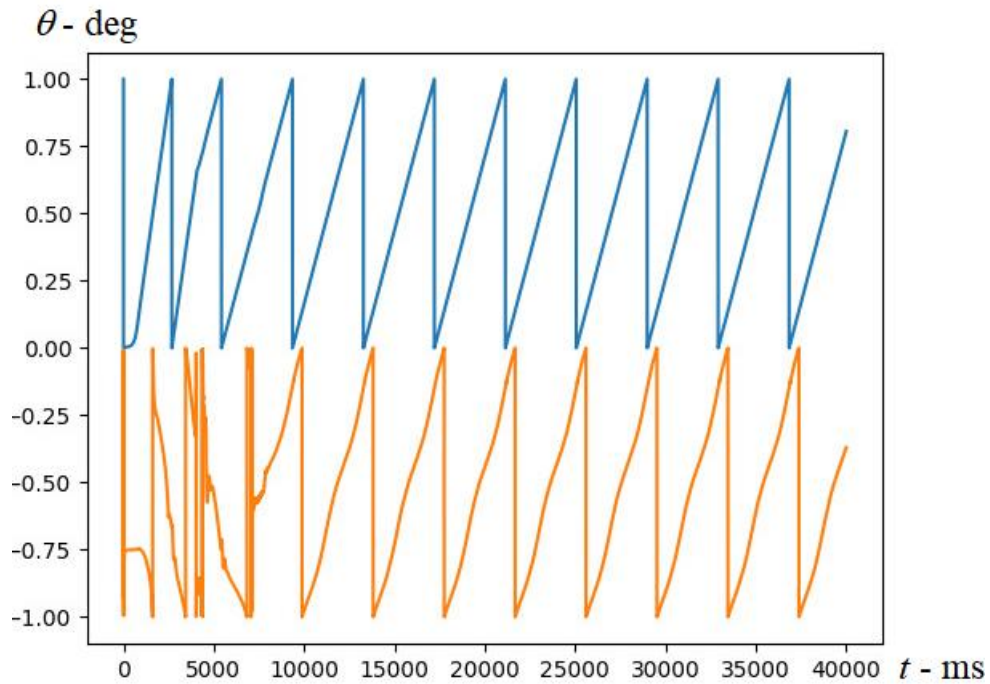


Figure 3.1 - Comparison between electrical angle position calculated by the Flux Observer (orange) and the angle shaft of the motor model (blue)

The speed signal can be built from this mathematical observer as well, and this matter will be addressed later.

3.2. Sliding mode observer model

The second observer applied on the model for the electrical position angle estimation was the SMO method. This technic is relatively more complex than the flux observer method, in mathematical terms.

The utilized logics can be fundamentally based on the theory explained previously, on Chapter 1 in the equations (3) – (8), and illustrated by the Figure 1.3.

Based on these assumptions, it is possible to construct the discrete-time functions of the estimated α and β components of the current, as follows:

$$\hat{i}_\alpha(k) = \hat{i}_\alpha(k-1) + \frac{[U_\alpha - e_{s\alpha} - (i_\alpha \cdot R_s)]}{L \cdot T_s} \quad (83)$$

$$\hat{i}_\beta(k) = \hat{i}_\beta(k-1) + \frac{[U_\beta - e_{s\beta} - (i_\beta \cdot R_s)]}{L \cdot T_s} \quad (84)$$

where T_s is the sample time.

After obtaining the values of α and β current components, is possible to calculate de respective estimated EMF, as shown below:

$$\hat{e}_{s\alpha}(k) = k_0 \cdot \hat{e}_{s\alpha}(k-1) - k_1 \cdot e_{s\alpha} \quad (85)$$

$$\hat{e}_{s\beta}(k) = k_0 \cdot \hat{e}_{s\beta}(k-1) - k_1 \cdot e_{s\beta} \quad (86)$$

where k_0 and k_1 are the integration coefficients. In this situation it is well known that $k_1 \gg k_0$ and for this reason, by systematic empirical evaluations, it is assumed that $k_0 = 0.99$ and $k_1 = (1 - k_0)$.

Finally, the electrical position angle (θ) can be estimated in a similar format to (17), as follows:

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(\frac{-\hat{e}_{s\alpha}(k)}{\hat{e}_{s\beta}(k)} \right) \quad (87)$$

From the theory developed above, it was then possible to elaborate the referring segment of the Python-based code:

```
#defining the integration coefficient
k0 = 0.99

#defining the current limit (saturation)
lim = 3
if (ia < iaz):
    EMFaz = lim
elif (ia > iaz):
    EMFaz = -lim
else:
    EMFaz = 0

# calculating the estimated current alpha component
```

```

iaz = iaz + (Ua - EMFaz - ia * Rs*1) / L * SampleTime*1

# calculating the estimated beta EMF component
EMFazf = EMFazf * k0 + EMFaz * (1 - k0)

if (ib < ibz):
    EMFbz = lim
elif (ib > ibz):
    EMFbz = -lim
else:
    EMFbz = 0

# calculating the estimated current beta component
ibz = ibz + (Ub - EMFbz - ib * Rs*1) / L * SampleTime*1

# calculating the estimated beta EMF component
EMFbzf = EMFbzf * k0 + EMFbz * (1 - k0)

# calculating the electrical angle for the Sliding Mode Observer
thetaRestored_ = atan2(-EMFazf,EMFbzf)
thetaRestored = thetaRestored_ / (2 * M_PI) + 1;

```

In order to validate the code model for controlling the previous built PMSM simulation, it is possible to print the final values of the electrical motor's angle, as shown in Figure 3.2.

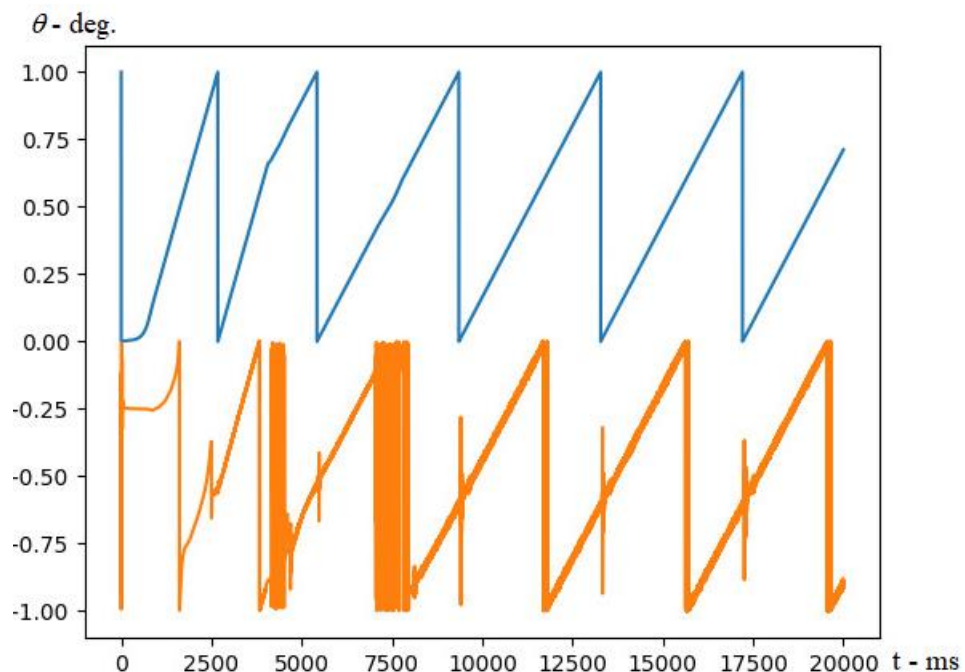


Figure 3.2 – Comparison between electrical angle position calculated by the SMO (orange) and the angle shaft of the motor model (blue)

The speed signal can be built from this mathematical observer as well, and this matter will be addressed later.

3.3. Final considerations for the chapter

In the final segment of this simulation system, in order to better understand the behavior of each observer and their general performance, it was programmed a series of different commands of speed and a load torque variation.

For that simulation, as shows Figure 3.3, it is set an initial speed of 15 rad/s that after changes to 8 rad/s, at 0.4 s. The initial load torque set on the system is 0.01 Nm, which is increase to 0.15 Nm after 0.7 s.

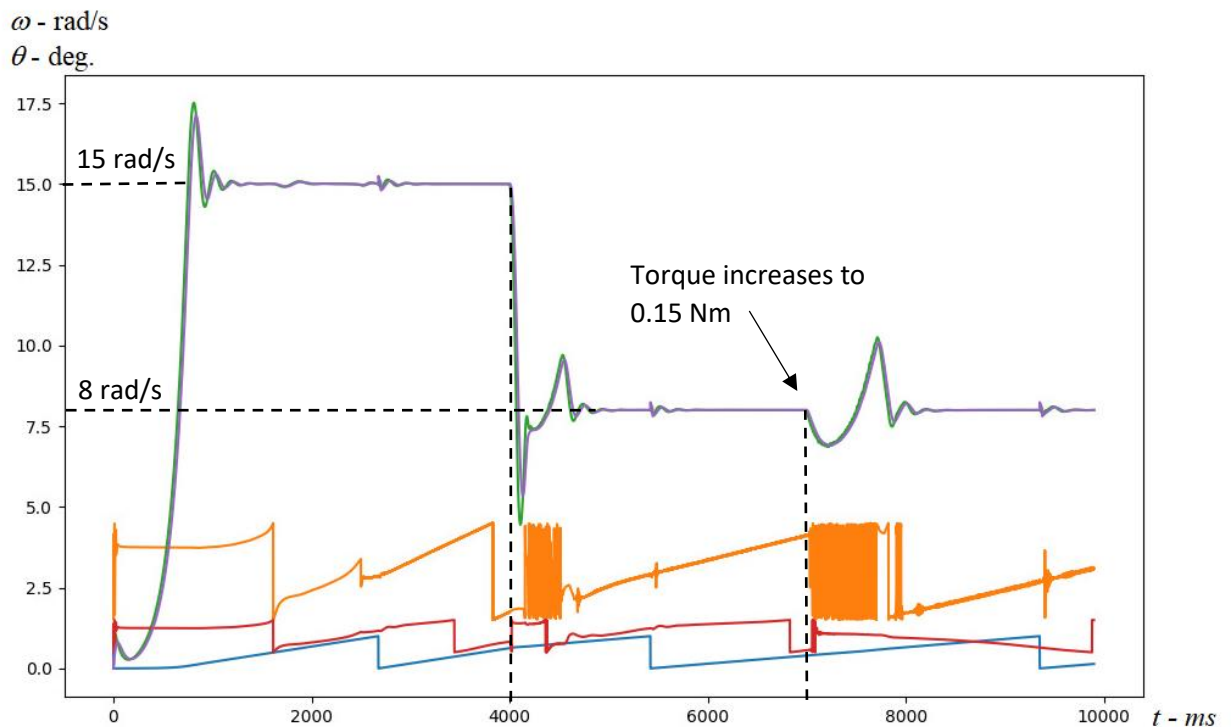


Figure 3.3 – Speed (grey) and angle shaft (blue) of the motor model; angle shaft calculated by the Flux Observer (red); angle shaft calculated by the SMO (orange); speed calculated using both observers (green).

Considering the alternation between the observers, in the system in Figure 3.3 it is defined that up to 0.25 seconds the flux observer is used, and then the system works using the Sliding Mode Observer.

Thus, it was concluded that the results in a computer simulation environment of the control logic developed in this chapter are sufficiently suitable for application in a real control system, which will be the subject of the next chapter.

The complete code concerning chapter 2 and chapter 3 can be found in Appendix 1.

4. VERIFICATION AND EXPERIMENTS

For the validation of the theory studied in this thesis, as well as the validation of the computational model elaborated, it is necessary to carry out practical experiments with real motor and control hardware.

In this chapter, it will be explained the implications and behavior of each observer method in a real environment, under different operative situations, such as reverse commands, load application and start conditions.

4.1. Test bench specifications

The utilized equipment consists essentially of a servo controller Potomac Electric model mUSD-220 and a 2.2 kW PMSM, as shown in Figure 4.1.

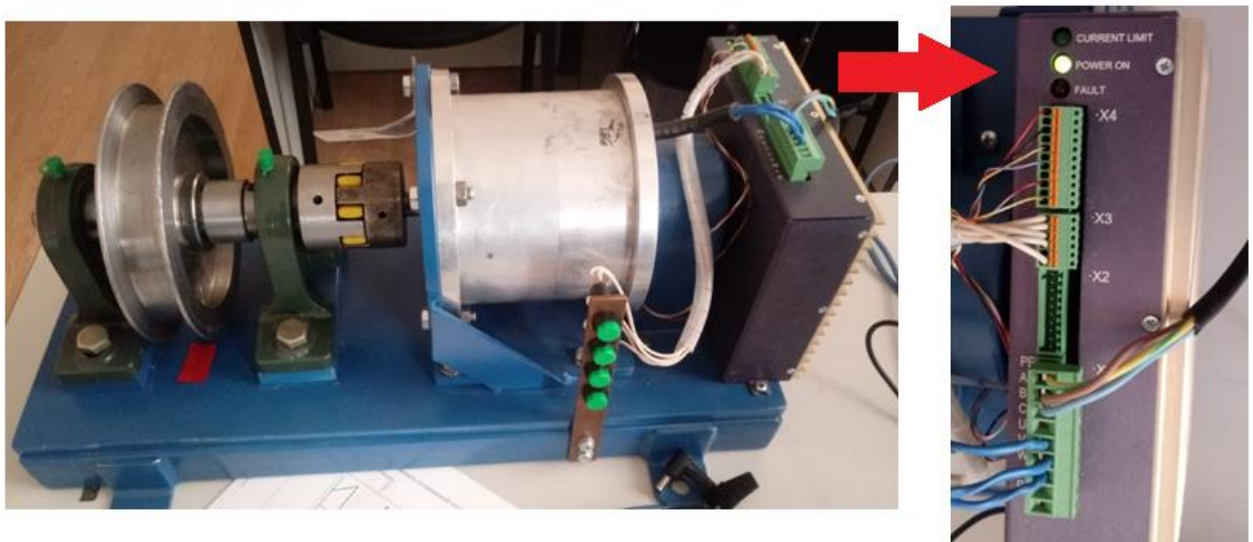


Figure 4.1 – Test bench with the mUSD-220 connected to the PMSM

The utilized motor was *АО КЭМЗ* synchronous motor, made in Russia, with the following specifications, described in Table 4.1:

Table 4.1 – Synchronous motor’s technical information

Nom. Freq.	Nom. Voltage	Nom Current.	η	Power	Nom. Speed	Nom. Torque
200 Hz	380 V	4.2 A	0.9	2.2 kW	1500 rpm	14 Nm

The servo controller operates under a nominal voltage of 220 V and provides a control voltage up to 24 V and a maximum current of 30 A on the output, being able to control a motor up to 2.2 kW. For more information, it is possible to analyze the manufacturer's documentation [37]. For safety reasons, the maximum voltage on the inverter was limited to 160 V, which led to a decrease in the idle speed.

The servo controller operates from the programming software Drivelinek [38]. To bring the previously developed control logic to this control software, it was necessary to rewrite it in C++ language (that is available in Appendix 2). It is worth noting that to add sensorless control methods with FO and SMO in the control software, it is only possible to do so from developer access. Drivelinek program allows you to change the parameters and program in the servo controller via USB interface.

4.2. Flux observer experimentation

For the experiments utilizing the FO, the first thing to consider was the impossibility to start the motor, at least with the parameters and conditions that were considered so far. For this reason, in order to start the motor, it was employed the scalar mode of sensorless control for a brief amount of time (considering just the nominal inertia torque and no load, 0.5 seconds proved to be enough for the starting time).

As the difficulties of carrying out the sensorless control increase proportionally with the reduction of the motor speed, initially it is more convenient to carry out tests at a not so low speed. From the moment that stability in PMSM operation is confirmed at the selected speed, this speed will be reduced until an operating range is reached where a minimum operative speed limit can be traced.

4.2.1. Flux observer at 400 rpm

Due to the proposal of the work to carry out the control at low speeds, and after some initial tests considering the PMSM specifications, it was understood that a sufficiently low level of speed to start the tests is the speed of 400 rpm.

The first test to be performed is the starting test. This test was performed initially without any load. Starting the motor with FO from 0 speed was not possible, and because of that, a form of scalar control was applied for a brief time (0.25 seconds) to the speed of 40 rpm, and after that initial start the system begins to work in the FO mode. Figures 4.2 and 4.3 show the reading from Drivelink's scope the readings of speed and angular rotor position (electrical), aside with the stator current.

When changing the direction of rotation the software oscilloscope displays positive and negative values for the same module of speed. It is worth considering that for some graphs, we chose to define a "negative" speed, for better visualization of the generated graphs. That said, when changing the direction of rotation, this speed value will be considered as "negative".

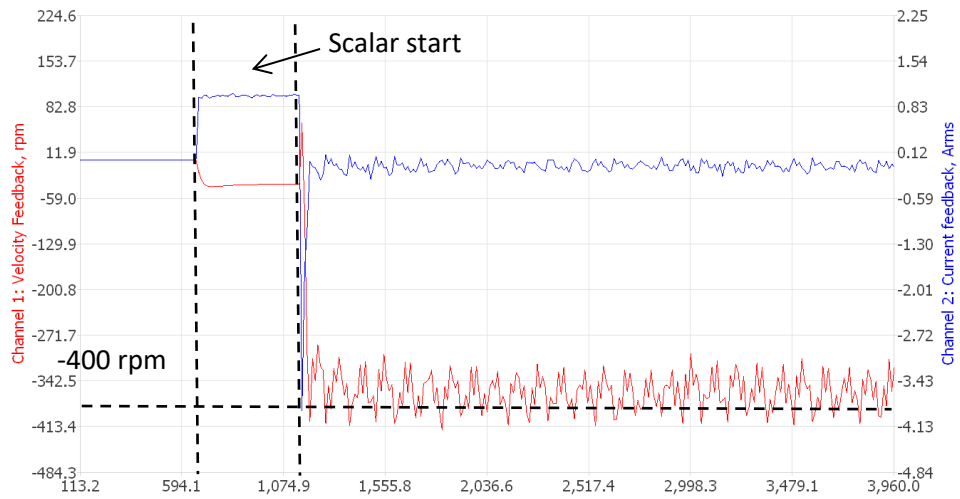


Figure 4.2 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (starting the motor)

In figure 4.2 it is possible to identify, at first, how the starter in scalar control mode operates at a considerably higher current (about 100 times more) even in a motor operating without load. The rotation speed stability can be considered adequate, since it maintains an average speed close to the required one, although it has a considerable oscillation, close to 50 rpm.

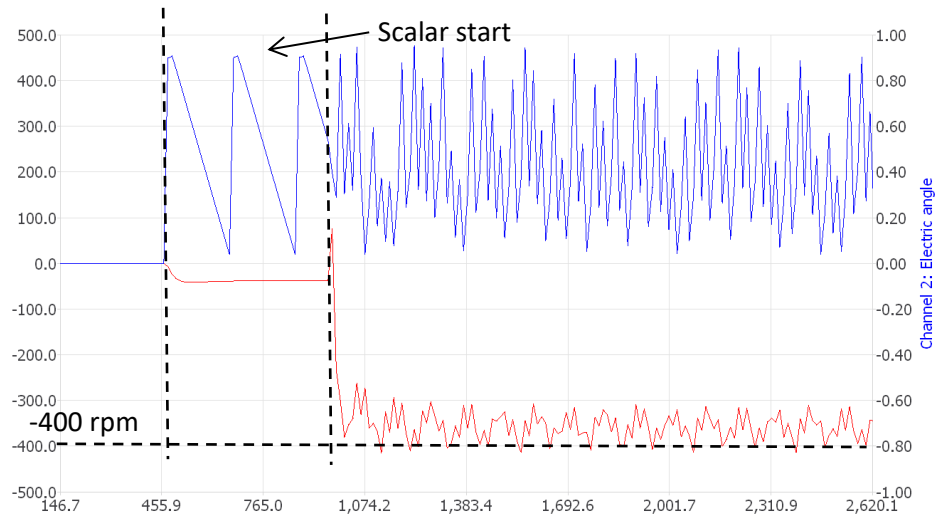


Figure 4.3 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (starting the motor)

In Figure 4.3, analyzing the angular position, the difference in linearity between the speed controlled by the scalar method and the FO method is also visible. Still, the system operates in a stable pattern.

Another experiment that needs take place is reversing the rotation direction, graphs which are shown in figures 4.5 and 4.6.

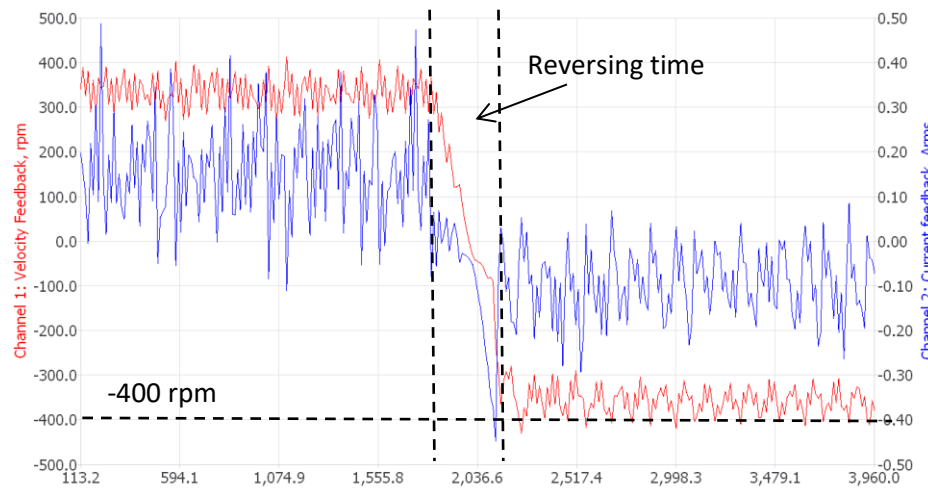


Figure 4.5 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (reversing the rotation direction)

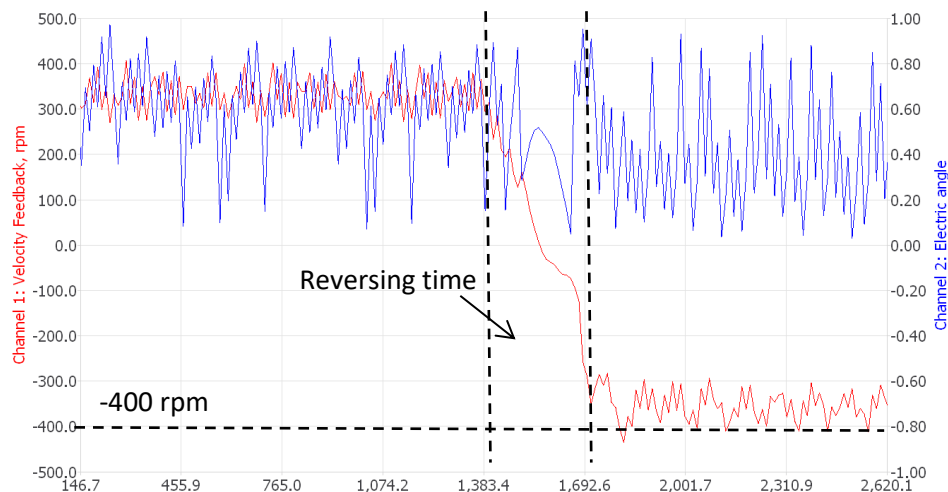


Figure 4.6 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (reversing the rotation direction)

Between the graph of figure 4.5 and 4.6 it is possible to see a variation in the conversion time from one direction of rotation to another. This lack of consistency became very clear between the experiments, even without load, even though the system always operated without critical control errors, just inconsistency in the reversing time.

The third type of test performed was the attachment of a load of approximately 1 Nm on the motor shaft. The reading of the results of these tests are shown in figures 4.7 and 4.6.



Figure 4.7 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (attaching load)

Figure 4.7 illustrates how the motor control oscillates in a very high range, even though this oscillation does not lose its constancy, which is perfectly reflected in the stator current. The amplitude of the speed variation reaches 300 rpm difference.

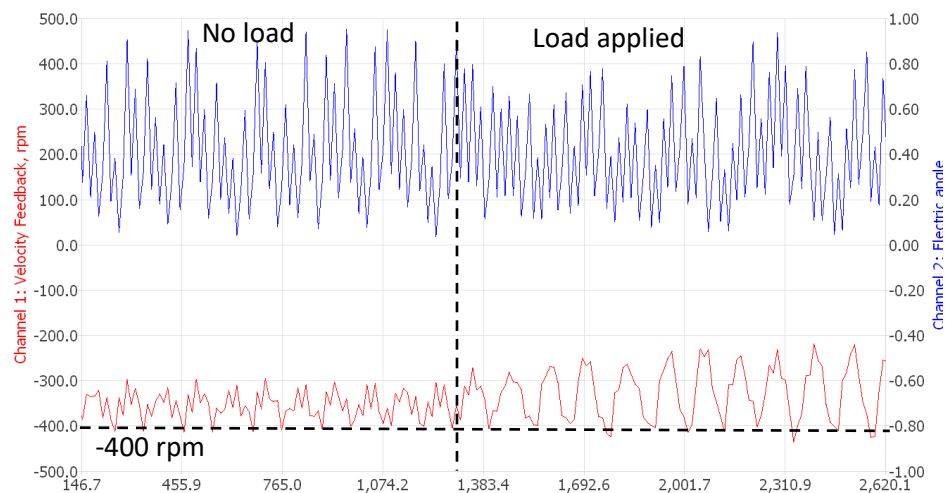


Figure 4.8 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (attaching load)

As can be seen in Figure 4.8, even if it oscillates, the motor operates constantly. During the simulation, this high degree of variation in speed is reflected in the form of noise.

Although there were oscillations and certain "inconstancy" during the tests, and considering the need to use the scalar regime, it can be said that the PMSM worked in all tests, it worked satisfactorily in all tests carried out in the range of 400 rpm.

4.2.2 Flux observer at 150 rpm

After several attempts to gradually decrease the speed from 400 rpm, one of the lowest speeds at which the PMSM operated with some solidity was 150 rpm, and as this speed was initially set as the main target of this research, it was defined as the lowest speed of operation to be tested, that is, 150 rpm is the minimum speed limit example to be submitted to the experiments. Speeds much lower than 150 rpm presented inconsistencies and critical operating errors and, therefore, cannot be considered.

First, as in the previous series of tests, the engine's starting behavior was tested, now at 150 rpm, as shown in figures 4.9 and 4.10. The motor was started with no load.

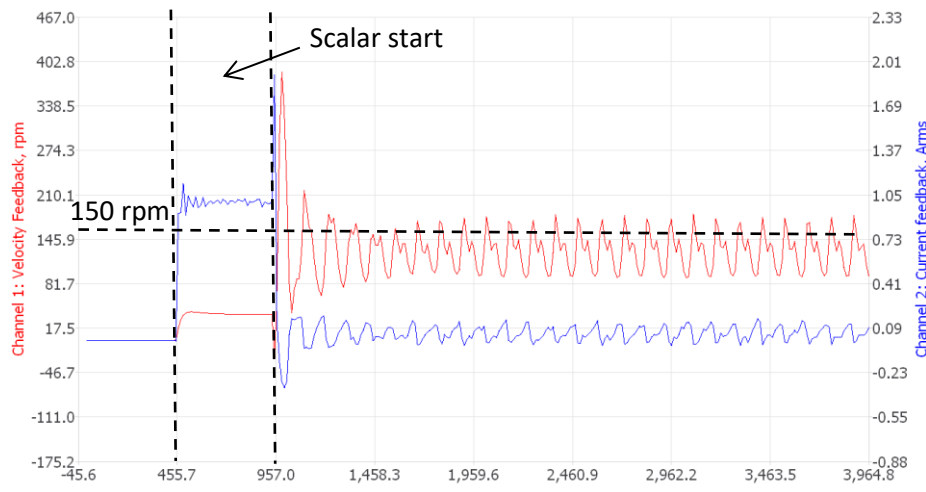


Figure 4.9 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at 150 rpm (starting the motor)

In comparison with Figure 4.2, it is possible to see in Figure 4.9, that the speed oscillation dimension is the same, however, proportionally, when the engine operates at 150 rpm this variation ends up being greater. Still, the motor operates stably, with the average speed slightly below the speed set by the servo controller.

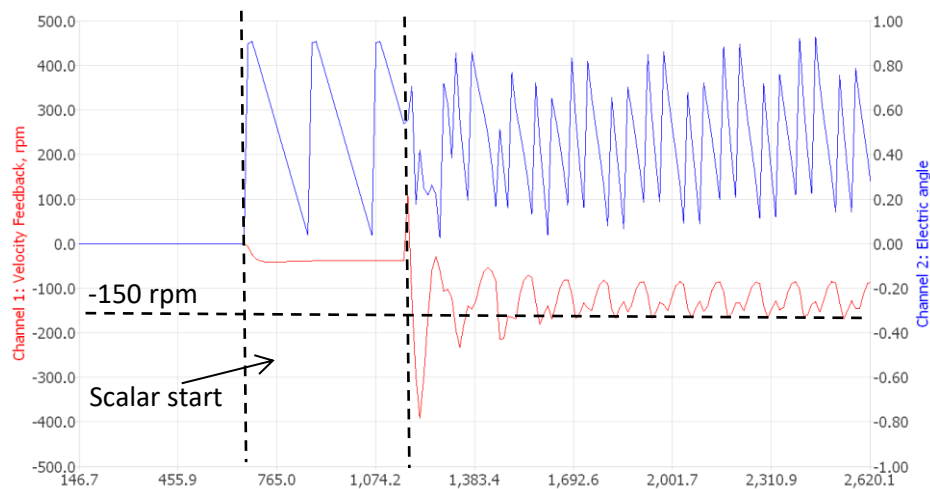


Figure 4.10 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -150 rpm (starting the motor)

With a reduced speed, an irregularity in the cycle time becomes more evident, as shown in Figure 4.10. However, from the graphical results obtained in the computational model and in results from other literatures, this was already expected and can be considered acceptable.

The next step is to experiment with reversing the direction of rotation, now between 150 rpm and -150 rpm, as shown in the graphs in figures 4.11 and 4.12.

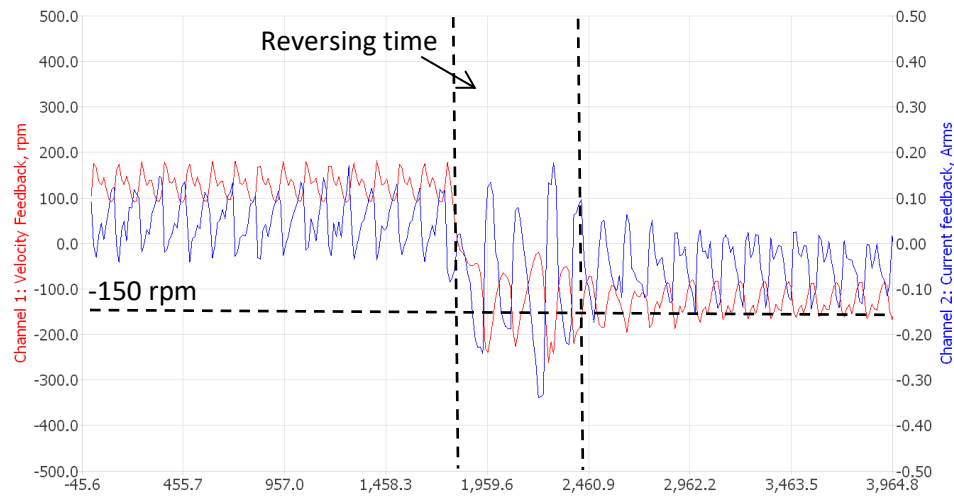


Figure 4.11 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at -150 rpm (reversing the rotation direction)

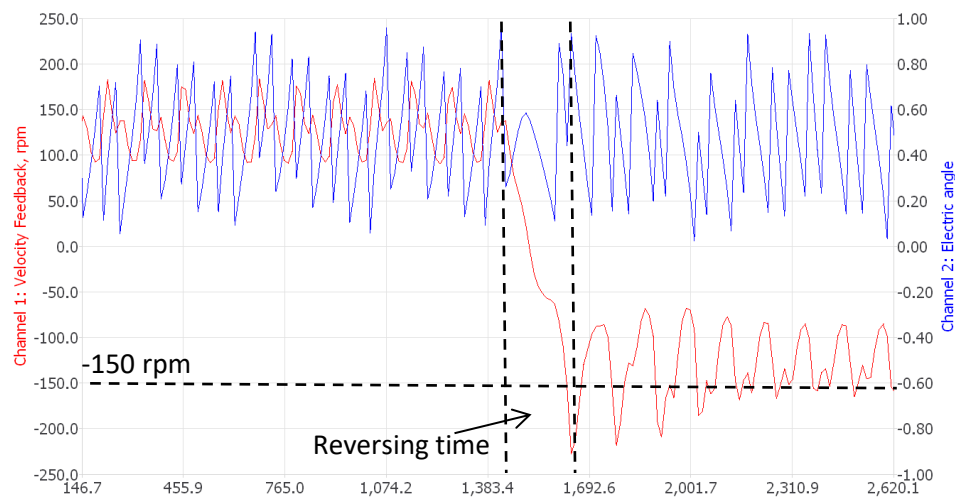


Figure 4.12 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -150 rpm (reversing the rotation direction)

The first point to be considered when analyzing figures 4.11 and 4.12 is that, since they represent different readings of the same process performed twice, the reversal time is not constant, and can vary by up to 2.5 times. In addition, when subjected to load, the reverse process in FO mode sometimes did not happen, resulting in a critical error and failure in the PMSM operation.

Finally, as was done in the operation at 400 rpm, the test operation of the PMSM must be carried out under a load of approximately 0.15 Nm, now at a rotation speed of 150 rpm. This process is graphically illustrated in figures 4.13 and 4.14.

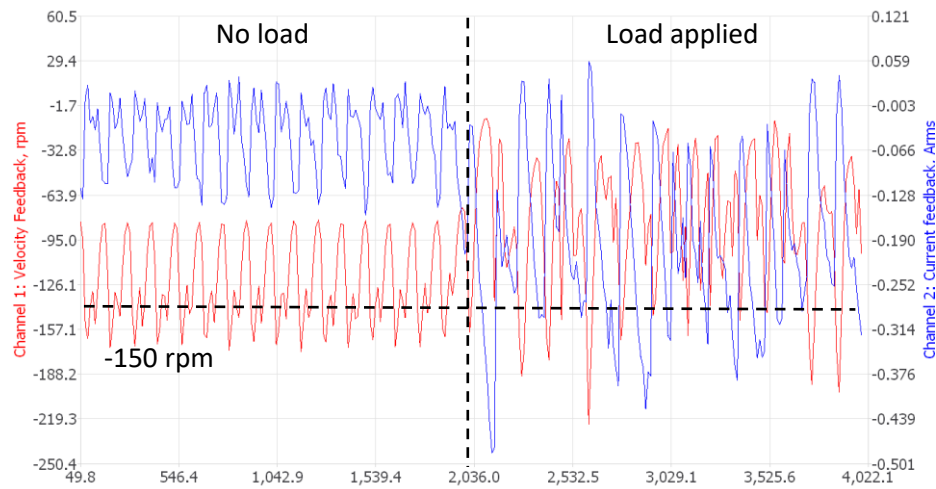


Figure 4.13 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at -150 rpm (attaching load)

In Figure 4.13, it is visible that when the load is applied to the PMSM shaft, it rotates with some difficulty, with a sudden change in speed, but never reaching zero. Thus, it can be said that the motor operates under load, but not properly. Furthermore, noise and vibration were considerably increased when load was applied.

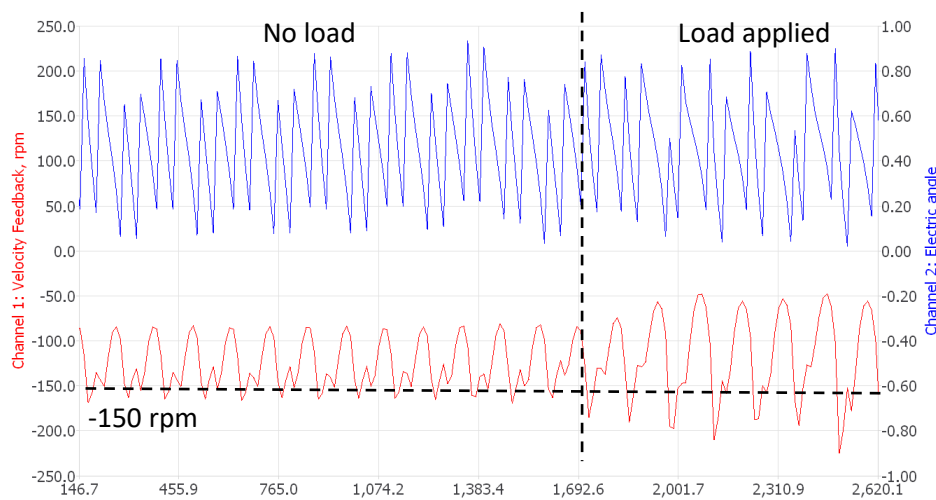


Figure 4.14 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -150 rpm (attaching load)

For the process illustrated in figure 4.14 the load was reduced by half and the offset coefficient was slightly changed, from 0.66 to 0.67. Under this load, the motor operated properly, but a decrease in speed and a lack of stability in the rotor cycles are visible.

4.2.3 Final considerations concerning FO

Initially, the need to keep all the parameters established as necessary for the sensorless control of the PMSM from the stage of the computational model should be highlighted. For example, the electromechanical characteristics of the motor, such as stator resistance and inductivity, as well as the current and speed control coefficients.

In addition, there is a lag factor (offset), which must be strictly adjusted when reading the angular position of the motor, since the difficulty of estimating the angular position at low speed is precisely the delay between the real position of the motor and the receiving the command of the estimated position by the servo controller.

Said that, operational errors happen when changing down minimally the stator resistance parameter, but the same does not happens when the value is increase (it can operates up to 100 times more the right value). It also happens with the stator inductance defined value, but on the contrary, decreasing the value generates no visible effects, but increasing minimally causes a critical operational error. The offset, obviously, generates errors in the following proportion: the lower the speed, the lower the tolerance to the difference in the offset. The same happens with the coefficient of integration for the FO. However, it is worth remembering that depending on the load or speed the offset needs to be adjusted.

As said before, when subjected to load, the reverse process in FO mode sometimes did not happen, also resulting in a critical error and failure in the PMSM operation.

4.3. Sliding mode observer experimentation

From the computational modeling and from the studied literature, it can be said that the SMO was expected to be the most promising method, considering the two observers studied in this thesis.

To make a coherent comparison, the same parameters and models of experiments performed with the control using FO will be conducted, this time with the SMO.

It is necessary to first select the new function in the Drivelink software and adjust the parameters of the new observer, which are basically the offset coefficient and the SMO gain coefficient.

4.3.1 Sliding mode observer at 400 rpm

The first stage of the experimentation is the analysis of the motor start was performed until it reached the speed of 400 rpm, with no load connected to the rotor.

First of all, it should be noted that control using SMO, unlike FO, does not need an initial start using the scalar mode. Therefore, the PMSM starts directly and operates using only sensorless control with SMO.

The graphic results for this experiment is illustrated in figure 4.15 and 4.16.

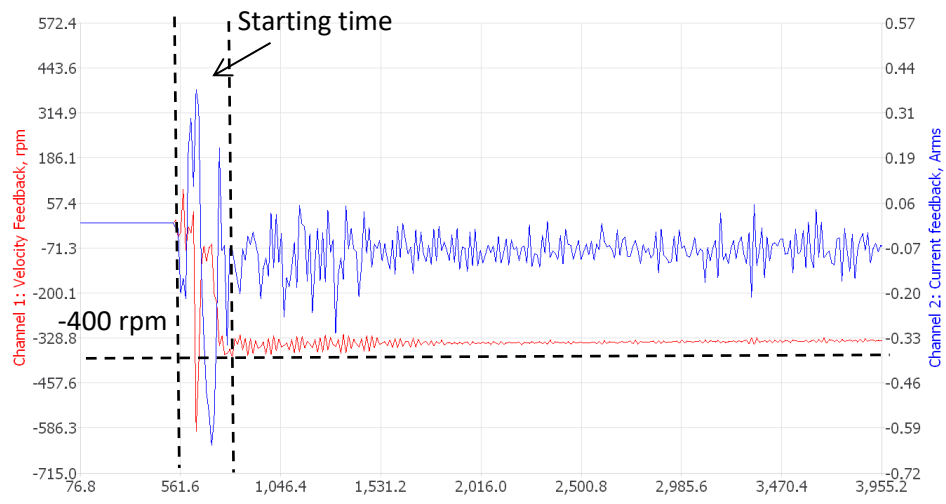


Figure 4.15 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (starting the motor)

Something evident when comparing the graphs of Figure 4.2 with the graphs of Figure 4.15 is the stability of the speed, with regard to the oscillation existing in the control process using FO. In addition, the current amplitude remains remarkably lower compared to scalar control.

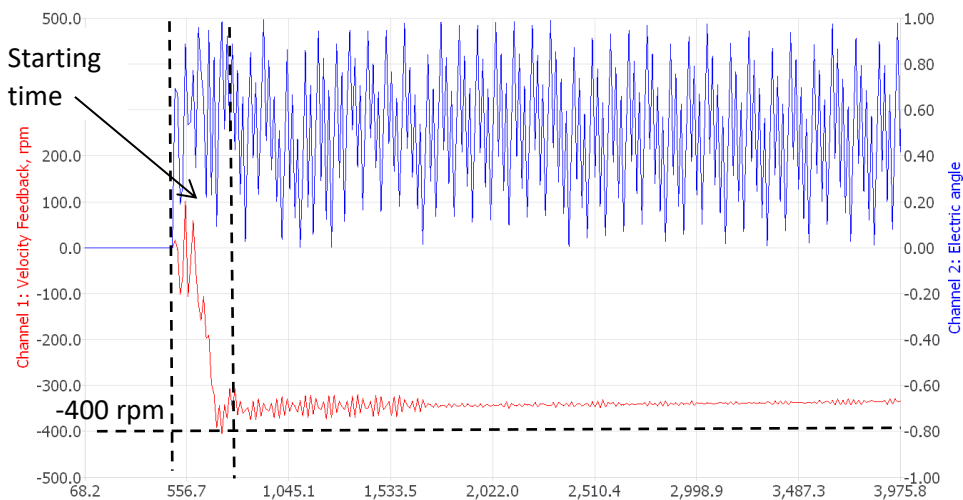


Figure 4.16 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (starting the motor)

In Figure 4.16, it is possible to identify not only by the velocity graph, but also by the graph of the electrical position of the rotor, the solidity and continuity of the signal. Furthermore, in both graphs it is possible to see a slight difference between the desired speed (400 rpm) and the actual speed (about 380 rpm).

Next, figures 4.17 and 4.18 show the graphical results of reversing the motor direction from -400 rpm to 400 rpm.

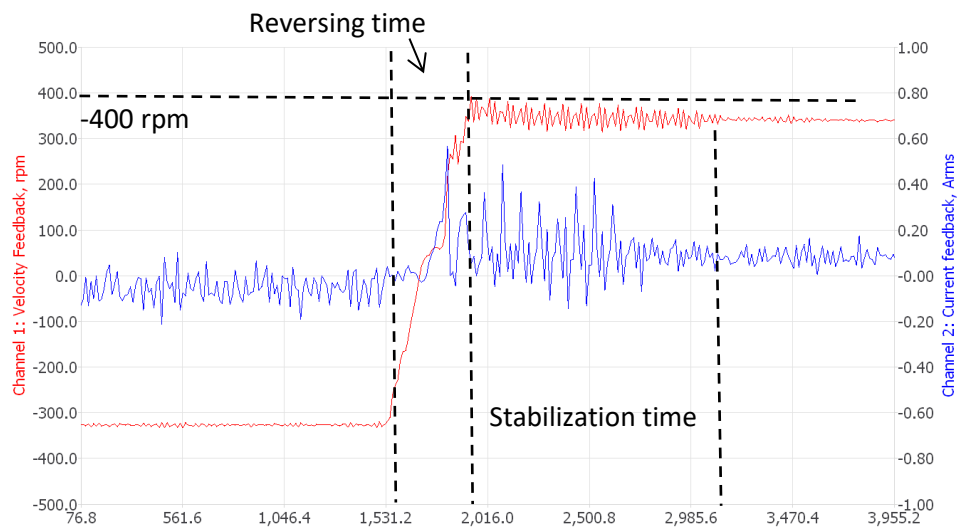


Figure 4.17 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at 400 rpm (reversing the rotation direction)

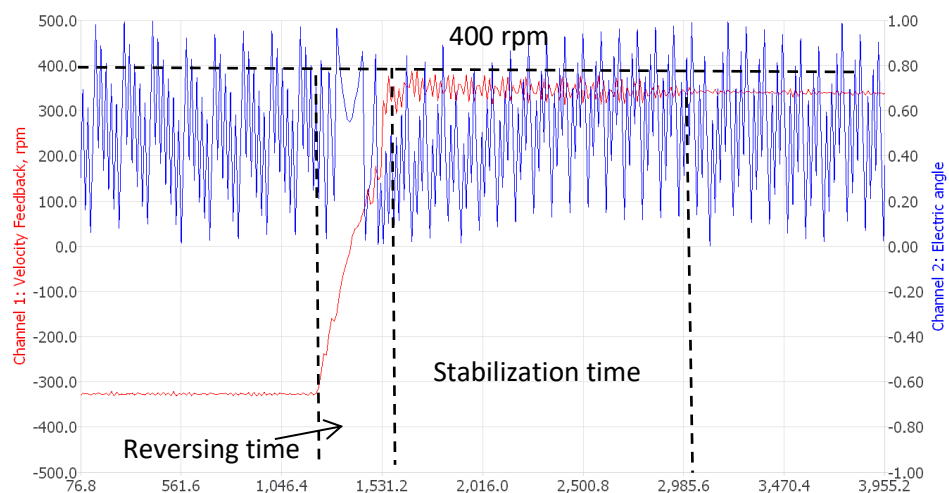


Figure 4.18 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at 400 rpm (reversing the rotation direction)

During the experiments, it was found that in the motor reversal task, the reversal time was very consistent, with a time of approximately 0.3 seconds between -400 rpm and 400 rpm with no load coupled to the rotor. In addition, a stabilization time of approximately 1.4 seconds was identified after reaching the desired speed. However, even at this stabilization time, the velocity oscillation amplitude was smaller than the oscillation amplitude of the FO method.

Next, in the experiments related to the operation under load, a load of 1 Nm had no visible effects on the oscilloscope graphs, so figures 4.19 and 4.20 represent the effects a load of approximately 2 Nm applied on the PMSM rotor at a speed of rotation of 400 rpm.

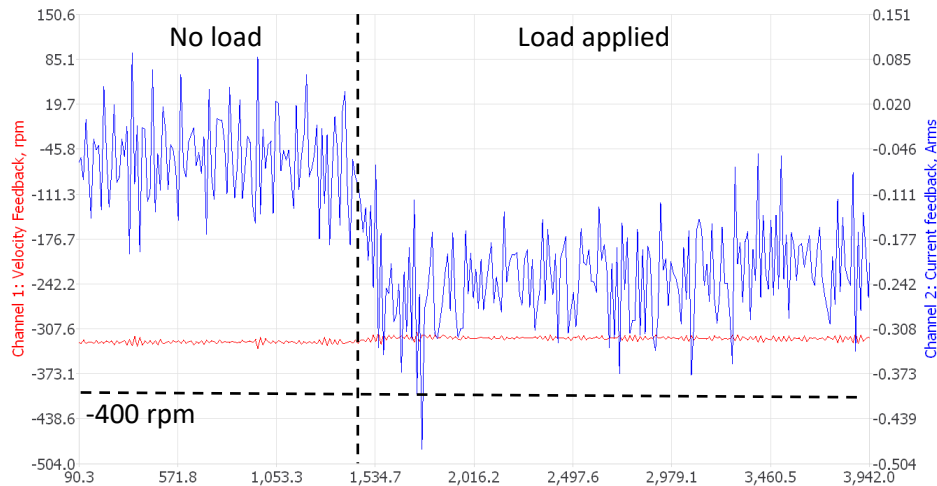


Figure 4.19 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (attaching load)

The current graph shows an increase in current to a very acceptable level, with a peak of less than 0.5 A at the moment of load coupling, and an average stator current of approximately 0.2 A. This means that even with the addition of load the parameters set in the servo controller works fine for different load levels required by the PMSM.

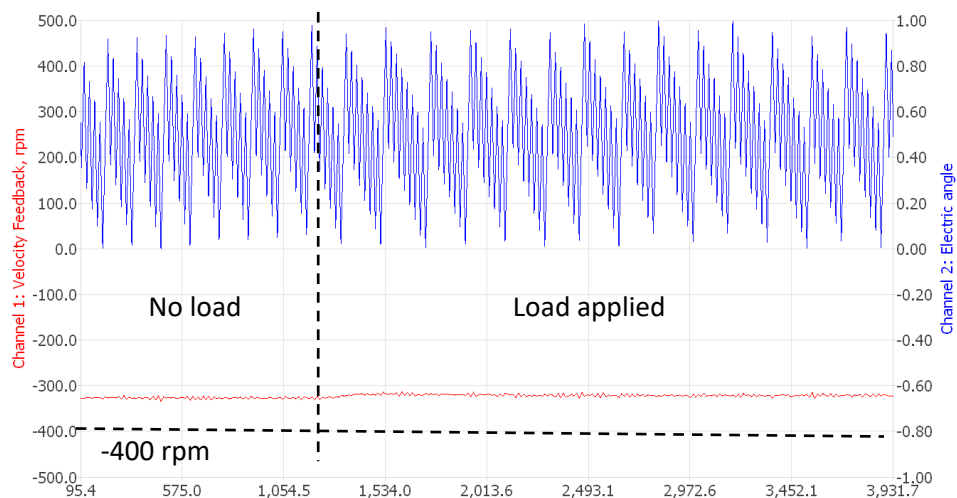


Figure 4.20 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -400 rpm (attaching load)

In the angular position graph, a slight decrease in speed at the time of adding the load is even more evident, since the time of each engine cycle is longer. This is mainly due to the voltage limitation on the part of the servo controller energy supply (limited to a maximum of 150 V).

Finally, the linearity of the SMO speed signal compared to the FO when operating at 400 volts is undeniable. This effect only proves what was predicted in the literature and in computer simulation. However, the next step is to test this observer at the minimum speed limit established for this research, before definitively validating the control method.

4.3.2. Sliding mode observer at 150 rpm

The last stage of the proposed project is the verification of the operation of the PMSM controlled in a sensorless way using the SMO at the lowest pre-established rotation speed, which is 150 rpm.

Figures 4.21 and 4.22 show the graphics referring to the engine starting up to a rotation speed of 150 rpm and its respective stabilization.

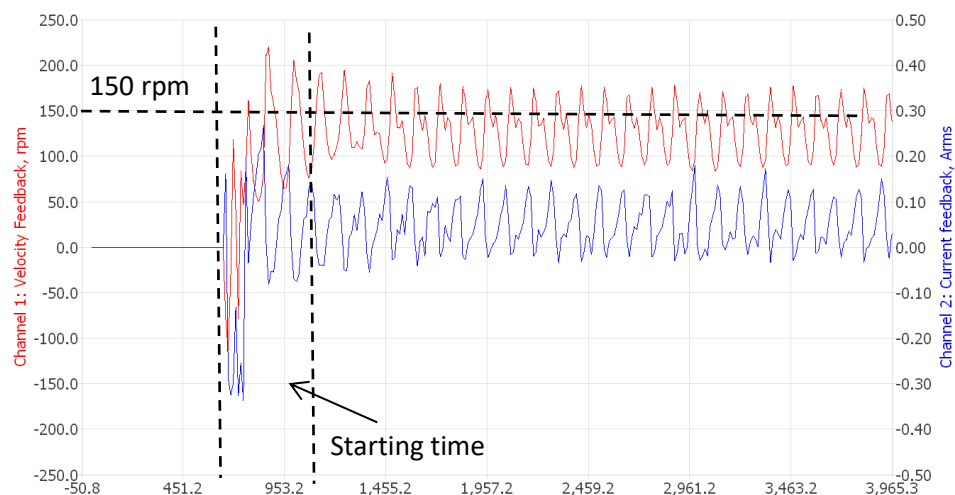


Figure 4.21 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at 150 rpm (starting the motor)

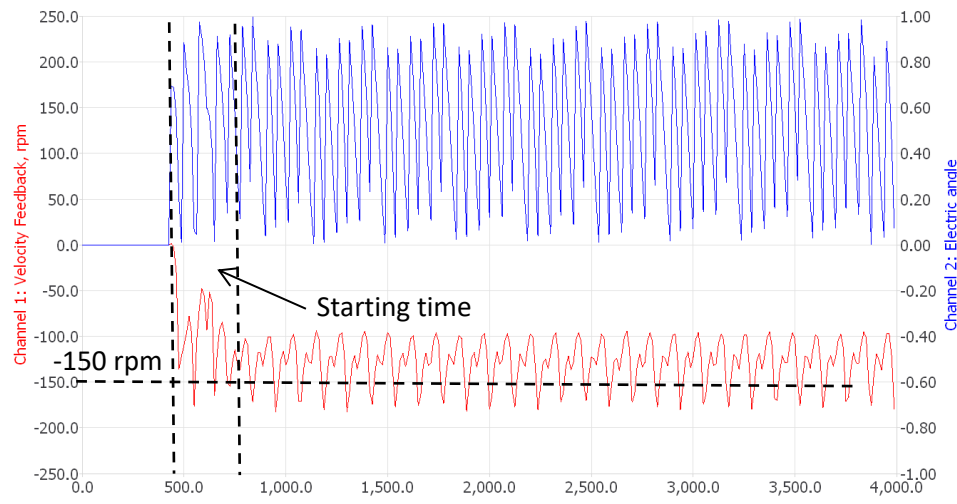


Figure 4.22 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -150 rpm (starting the motor)

In Figure 4.22, a smooth start can already be observed, with a low voltage peak and a smaller speed variation than what is shown in Figure 4.9, making a comparison with the same task performed by the FO method, and a smaller difference between the desired speed and the read speed. Also remembering that in SMO mode is not necessary to use scalar starting.

The next step is to perform the speed reversal task from -150 rpm to 150 rpm, with no load. The graphs obtained are shown in figures 4.23 and 4.24.

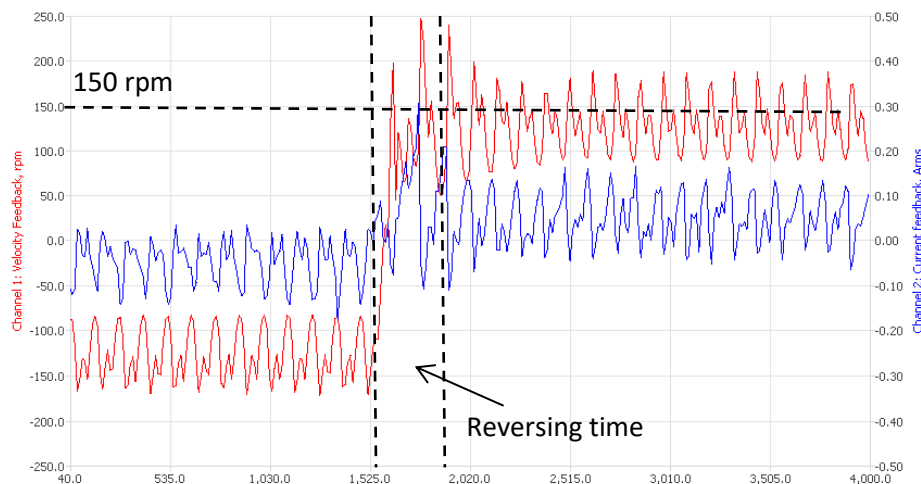


Figure 4.23 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at 150 rpm (reversing the rotation direction)

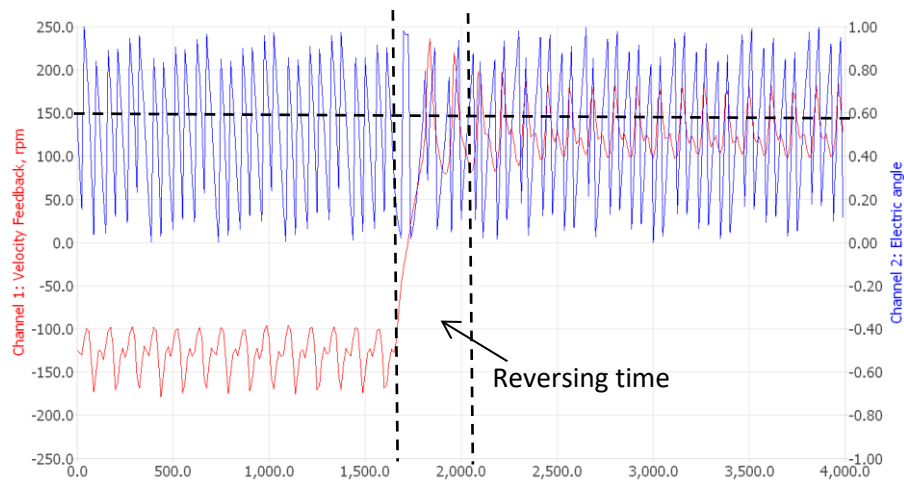


Figure 4.24 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at 150 rpm (reversing the rotation direction)

In addition to an acceptable reversal time, it is important to note that the PMSM operates in an equally stable way, and that means that once the operating parameters are correctly set. This is important because if the parameters are incorrect (especially the offset coefficient) the motor can run perfectly in one direction, but not in the other.

Finally, were carried out tests on the operation of the engine with the addition of a load of 2 Nm at a rotation speed of 150 rpm. The results are shown in figures 4.25 and 4.26.

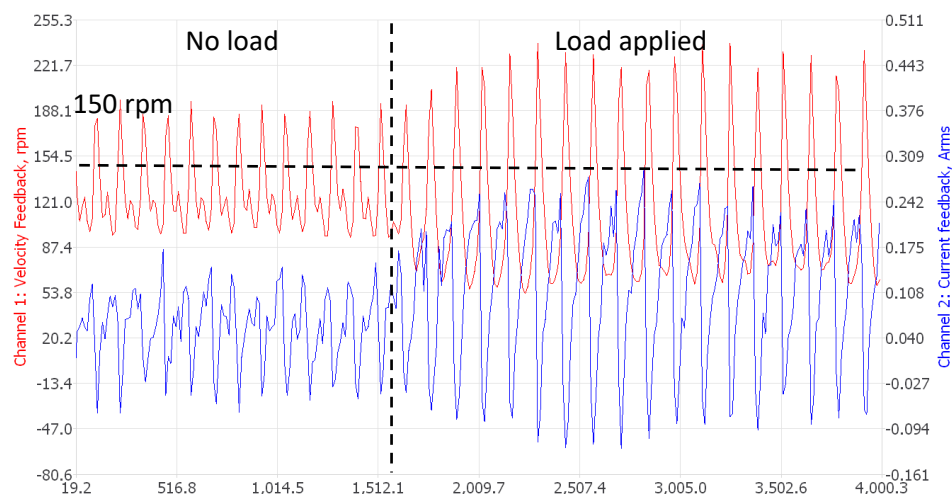


Figure 4.25 - Reading of the stator current's q -component (blue) and the rotation speed (red) of the PMSM at 150 rpm (attaching load)

When added to the load the engine operates properly, although there is a greater oscillation than when operating at 400 rpm.

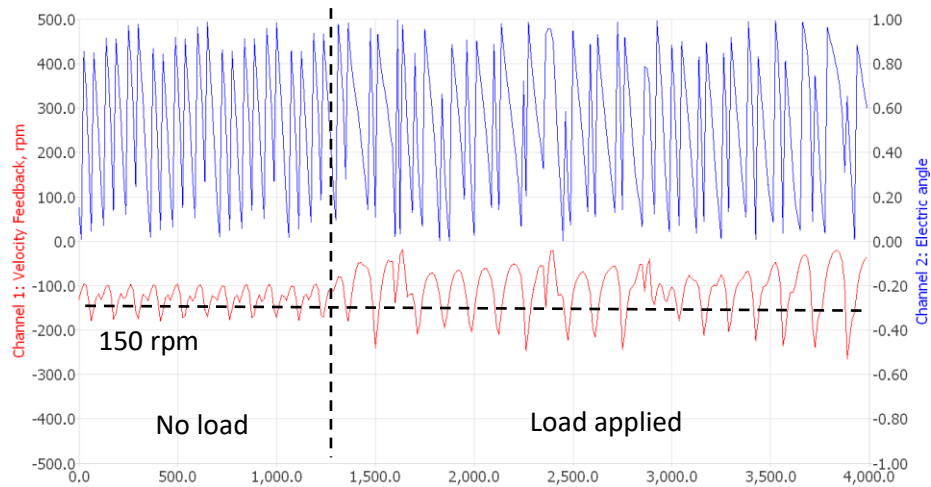


Figure 4.26 - Reading of the angular position (blue) and rotation speed (red) of the PMSM at -150 rpm (attaching load)

For the generation of graph 4.26, the applied load value was changed, back to 0.15. The same was done in the same stage of the FO experiments, however, the SMO method allows operation with higher loads.

4.3.3. Final considerations concerning SMO

Although it can be said that both FO and SMO methods operate properly, the superiority of the method using SMO is unquestionable, both in terms of speed stability and in terms of the load under which the PMSM can operate.

As said concerning the FO, it is necessary to keep all the parameters established as necessary for the sensorless control of the PMSM as the electromechanical characteristics of the motor, such as stator resistance and inductivity, as well as the current and speed control coefficients and the offset coefficient.

5. ФИНАНСОВЫЙ МЕНЕДЖМЕНТ, РЕСУРСОЭФФЕКТИВНОСТЬ И РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЕ

В магистерской диссертации объектом исследования является система управления синхронного двигателя с постоянными магнитами с использованием векторного управления в условиях отсутствия датчиков скорости или положения ротора.

Целью раздела «Финансовый менеджмент, ресурсоэффективность и ресурсосбережение» является определение эффективности проектных решений.

Для достижения обозначенной цели необходимо решить следующие задачи:

- оценить коммерческий потенциал и перспективность проведения научного исследования;
- осуществить планирование этапов выполнения исследования;
- рассчитать бюджет проводимого научно-технического исследования;
- произвести оценку социальной и экономической эффективности исследования.

5.1. Предпроектный анализ

5.1.1. Потенциальные потребители результатов исследования

Для анализа потребителей результатов исследования необходимо рассмотреть целевой рынок и провести его сегментирование.

Сегментирование – это разделение покупателей на однородные группы, для каждой из которых может потребоваться определенный товар (услуга).

В данном случае сегментирование целесообразно провести по критерию точности регулирования скорости и качеству переходного процесса.

А также следует выделить сегменты рынка:

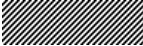

- По разработке, проектированию и производству;
- По установке и пуско-наладке;
- По дальнейшему обслуживанию и ремонту.

Исходя из сегмента рынка, будет произведено сегментирование коммерческих организаций по отраслям. Сегментирование приведено в таблице 4.

Таблица 5.1 – Сегментирование коммерческих организаций

	Системы контроля тяги или крутящего момента	Системы регулирования скорости	Сервосистемы контроля положения механизмов
Проектирование и производство			
Установка и пуско-наладка			
Обслуживание и ремонт			

где:

- разработки SUGAWA - 
- разработки НПФ Вектор - 

Результаты сегментирования:

- Основными сегментами рынка являются все виды деятельности для систем переменного тока;
- Предприятие по большей части должно быть ориентировано на сегменты рынка, связанные с проектированием и производством, установкой и пуско-наладкой систем стабилизации частоты;

- Наиболее привлекательными сегментами рынка являются отрасли, связанные с проектированием и производством, установкой и пуско-наладкой систем стабилизации частоты двигателей.

5.1.2. Анализ конкурентных технических решений с позиции ресурсоэффективности и ресурсосбережения

Данный анализ помогает методом сравнения оценить сильные и слабые стороны рассматриваемых способов управления двигателями, чтобы наиболее обосновано выбрать способ для дальнейшего проектирования. Наиболее часто один вариант не может обладать сразу всеми техническими и экономическими показателями в высшей степени, поэтому данный анализ позволяет выбрать тот вариант, который в целом обладает наивысшей конкурентоспособностью. Оценочная карта представлена в таблице 5.2.

Таблица 5.2 – Оценочная карта для сравнения конкурентных технических решений

Критерии оценки	Вес Критерия	Баллы			Макс. балл Конкурентоспособность		
		Б ₁	Б ₂	Б ₃	К ₁	К ₂	К ₃
1	2	Б ₁	Б ₂	Б ₃	К ₁	К ₂	К ₃
Технические критерии оценки ресурсоэффективности							
1. Повышение производительности труда пользователя	0,07	5	3	4	0,35	0,21	0,28
2. Удобство в эксплуатации	0,09	5	4	5	0,45	0,36	0,45
3. Помехоустойчивость	0,07	4	5	4	0,28	0,35	0,28
4. Энергоэкономичность	0,09	5	3	4	0,45	0,27	0,36
5. Надежность	0,06	5	5	4	0,3	0,3	0,24
6. Уровень шума	0,03	3	3	3	0,09	0,09	0,09
7. Безопасность	0,09	5	5	4	0,45	0,45	0,36
8. Функциональная мощность	0,06	5	4	4	0,3	0,24	0,24
9. Простота эксплуатации	0,05	4	5	2	0,2	0,25	0,1
Экономические критерии оценки эффективности							

1. Конкурентоспособность продукта	0,04	5	3	4	0,2	0,12	0,16
2. Уровень проникновения на рынок	0,04	5	4	5	0,2	0,16	0,2
3. Цена	0,09	3	4	5	0,27	0,36	0,45
4. Предполагаемый срок экс-плуатации	0,07	5	4	2	0,35	0,28	0,14
5. Послепродажное обслужи-вание	0,03	5	4	3	0,15	0,12	0,09
6. Финансирование научной разработки	0,05	5	3	3	0,25	0,15	0,15
7. Срок выхода на рынок	0,03	4	4	5	0,12	0,12	0,15
8. Наличие сертификации разработки	0,04	5	3	4	0,2	0,12	0,16
Итого	1				4,61	3,95	3,9

Для проведения данного анализа сравнения проводится с двумя распространенными разработками:

- 1 - Разработки фирмы SUGAWA;
- 2 - Разработки НПФ Вектор.

Чтобы проанализировать производительность и экономичность основных технологических решений оборудования в нефтяной промышленности, используются следующие формулы для измерения их плюсов и минусов:

$$K_i = \sum B_i \cdot B_i \quad (88)$$

где K – конкурентоспособность научной разработки или конкурента;

B_i – вес показателя (в долях единицы);

B_i – балл i -го показателя.

Оценка по приведенной выше формуле:

$$K = 0,07 \cdot 5 = 0,35 \quad (89)$$

В ходе результата анализа конкурентных технических решений можно сделать вывод, что наибольшим преимуществом обладает разработана изделия, так как она превосходит конкурентов по производительности, энергоэкономичности, надежности, безопасности и простоте обслуживания.

5.1.3. SWOT-анализ

Метод SWOT-анализа, основанный на внутренней и внешней конкурентной среде и анализе ситуации в конкурентных условиях. Путем исследования и перечисления, используя форму матричного расположения, все виды основных внутренних сильных и слабых сторон и внешних возможностей и угроз сопоставляются друг с другом, чтобы проанализировать и сделать выводы [34].

Выводы, сделанные с помощью этого метода, обычно информативны и решающие.

Таблица 5.3 – Матрица SWOT-анализа

	Сильные стороны С1. Высокая степень электро и взрывобезопасности. С2. Применение ресурсоэко-номичных материалов, энергоэкономичность. С3. Заявленная высокая надежность конструкции, удобство и простота в эксплуатации. С4. Квалифицированный персонал. С5. Перспективы получения новых разработок.	Слабые стороны Сл1. Отсутствие стороннего финансирования. Сл2. Высокая стоимость лицензионного программного обеспечения. Сл3. Сложность осуществления выхода на рынок. Сл4. Отсутствие прототипа научной разработки.
Возможности В1. Появление дополнительного спроса на новый продукт. В2. Использование инновационной инфраструктуры ТПУ. В3. Повышение стоимости конкурентных разработок. В4. Развитие технологий в данной отрасли. В5. Гранты и государственные программы поддержки инноваций.	В1; С1; С3; С2; С4; В2; С3; С5; В3; С1; С5; В4; С1; С2; С4, С5.	В1; Сл2; В4; Сл4; Сл1.

	B5; C1; C2; C4;	
Угрозы		
У1. Появление новых конкурентных разработок.	У1; C1; C5.	У1; Сл4; Сл1.
У2. Отсутствие спроса на новые технологии производства.	У2; C5;	У2; Сл4; Сл1;
У3. Введения дополнительных государственных требований к сертификации продукции	У3; C1; C3;	У3; Сл1;
У4. Экономическая ситуация в стране, влияющая на спрос.	У4; C1; C3; C2;	У4; Сл4; Сл2; Сл1;

Можно делать вывод, что вероятность возникновения известных угроз намного ниже, чем у других решений контроля, а положительное влияние проекта больше.

5.1.4. Оценка коммерциализации проекта

Мы используем следующую таблицу для оценки готовности проекта к коммерциализации путем измерения социализации и компетентности разработчиков научных проектов.

Таблица 5.4 – Бланк оценки степени готовности научного проекта к коммерциализации

№	Наименование	Степень проработанности научного проекта	Уровень имеющихся знаний у разработчика
1	Определен имеющийся научно-технический задел.	5	3
2	Определены перспективные направления коммерциализации научно-технического задела.	5	4
3	Определены отрасли и технологии (товары, услуги) для предложения на рынке.	5	4
4	Определена товарная форма научно-технического задела для представления на рынок.	5	3
5	Определены авторы и осуществлена охрана их прав.	5	5

6	Проведена оценка стоимости интеллектуальной собственности.	3	3
7	Проведены маркетинговые исследования рынков сбыта.	5	3
8	Разработан бизнес-план коммерциализации научной разработки.	5	4
9	Определены пути продвижения научной разработки на рынок.	5	5
10	Разработана стратегия (форма) реализации научной разработки.	5	4
11	Проработаны вопросы международного сотрудничества и выхода на зарубежный рынок.	4	3
12	Проработаны вопросы использования услуг инфраструктуры поддержки, получения льгот.	3	2
13	Проработаны вопросы финансирования коммерциализации научной разработки.	3	2
14	Имеется команда для коммерциализации научной разработки.	5	4
15	Проработан механизм реализации научного проекта.	5	5
	ИТОГО БАЛЛОВ	68	54

Оценка готовности научного проекта к коммерциализации пределяется по следующей формуле:

$$B_{\text{сум}} = \sum B_i ; \quad (90)$$

где $B_{\text{сум}}$ – суммарное количество баллов по каждому направлению;

B_i – балл по i -му показателю.

По сумме баллов по направлению степени проработанности научного проекта равным 68, можно судить о том, что проект имеет перспективность очень выше среднего. По уровню имеющихся знаний у разработчика проект имеет перспективность тоже выше среднего, суммарный балл составил 54.

5.1.5. Методы коммерциализации проекта

При коммерциализации научно-технических разработок продавец, преследует вполне определенную цель, куда он намерен направить полученный коммерческий эффект. Это может быть получение средств, для продолжения своих научных исследований и разработок, одноразовое получение финансовых ресурсов для каких-либо целей или для накопления, обеспечение постоянного притока финансовых средств, а также их различные сочетания.

Для коммерциализации объекта исследования и обоснования его целесообразности, были проработаны следующие методы коммерциализации научной разработки.

- 1) Реализация лицензий патента.
- 2) Передача интеллектуальной собственности в уставной капитал предприятия.

Были выбраны два менее затратных метода коммерциализации, так как эти методы являются менее затратными для предприятия.

5.2. Планирование научно-технического проекта

5.2.1. Инициация проекта

Устав научного проекта магистерской работы имеет следующую структуру:

1. Цели и результат проекта.

Таблица 5.5 – Цели и результат проекта

Цели проекта	Реализовать практическое применение проекта.
Ожидаемые результаты проекта:	Проект применяется на реальной производственной сцене, и достигается теоретический эффект.
Критерии приемки результата проекта:	Результатом проекта является внедрение в преобразователь частоты типа «СКЭТ» функции бездатчикового управления синхронным электродвигателем с постоянными магнитами
Требования к результату проекта:	Требование:
	Регулирование скорости от 200 об-минуту до номинальной скорости, в том числе при изменении нагрузки на валу двигателя от нулевой до номинальной.
	Возможность применения разработанного алгоритма в преобразователе частоты «СКЭТ».

2. Организационная структура проекта. Данные о составе рабочей группы данного проекта представлены в таблице 5.6

Таблица 5.6 – Рабочая группа проекта

№	ФЙО, основное место работы, должность	Роль в проекте	Функции	Трудозатраты, дни.
1	Каракулов Александр Сергеевич. к.т.н., доцент ОЭЭ ИШЭ	Руководитель проекта	Выдает задание на дипломный проект, оказывает помощь в разработке календарного плана работы на весь период дипломного проектирования, рекомендует необходимую литературу, справочные материалы, типовые проекты и другие источники по теме проекта, проводит	31

			предусмотренные консультации, проверяет выполнение работы.	
2	Да Роза Киеслиш Лукас, Исполнитель проекта, студент ИШЭ ТПУ	Исполнитель по проекту	Делает это, выполняя задачи, поставленные руководителем проекта. анализирует финансовый рынок, с которым сталкивается проект, разбирает социальную ответственность, которая существует в проекте.	87
ИТОГО				118

5.2.2. План проекта

В этой связи мы организуем и организуем время работы, что сделает нашу работу более эффективной. Сначала мы формируем рабочую группу, состоящую из руководителя и ученика, которые совместно организуют рабочий процесс и рабочий календарь [34].

В этом исследовании конкретный рабочий процесс разделен на следующие этапы:

№ 1 – Определение темы исследования – на этом этапе руководитель разрабатывает тему исследования для студента;

№ 2 – Исследование соответствующей литературы и поиск похожих реальных моделей управления, аналогичные тем, которые должны быть изучены в диссертационном исследовании и с реальными результатами;

№ 3 – Составление технических заданий – на этом этапе руководитель формулирует параметры технического задания для студента, на основании которого студент выполняет исследовательскую работу;

№ 4 – Анализ конструкции существующих систем на основе наблюдателя потока;

№ 5 – Анализ конструкции существующих систем на основе наблюдателя скользящего режима и эталонной модели адаптивного системного наблюдателя;

№ 6 – Разработка модели на *Python* для симуляции привода;

№ 7 – Разработка наблюдателей в модели *Python*;

№ 8 – Тестирование и анализ данных с использованием реального привода и двигателя;

№ 9 – Выполнение сводной работы и отчета о научно-исследовательской работе;

№10 – Руководитель проверит полноту и правильность работы

№11 – сдача и защита проекта перед комиссией.

Таблица 5.7– Календарь исследовательской работы

№	Основные этапы	Дата начала работ	Дата окончания работ	Продолжительность одной работы, Тр, раб.дн.	Должность исполнителя
1	Определение темы исследования	10.02.22	14.02.22	4	Руководитель
					Исполнитель
2	Исследование соответствующей литературы и поиск похожих реальных моделей	15.02.22	28.02.22	12	Исполнитель
3	Составление технических заданий	01.03.22	05.03.22	5	Руководитель
4	Анализ конструкции существующих систем на основе наблюдателя потока	07.03.22	12.03.22	5	Исполнитель
					Руководитель
5	Анализ конструкции существующих систем на основе наблюдателя скользящего режима и эталонной модели	14.03.22	19.03.22	6	Исполнитель
					Руководитель

	адаптивного системного наблюдателя				
6	Разработка модели на <i>Python</i> для симуляции привода наблюдателей	21.03.22	06.04.22	15	Исполнитель
					Руководитель
8	Тестирование и анализ данных с использованием реального привода и двигателя	21.04.22	07.05.22	15	Исполнитель
					Руководитель
9	Выполнение сводной работы и отчета	09.05.22	23.05.22	13	Исполнитель
10	Проверка полноты и правильности	24.05.22	28.05.22	5	Руководитель
					Исполнитель
11	Сдача и защита проекта	30.05.22	02.06.22	4	Исполнитель

Составленная нами таблица этапов работы устанавливает последовательность научных исследований и эффективно распределяет роли исполнителей по этапам плана работы. Весь рабочий цикл составляет 96 дней, в основном для выполнения заданий студентами, а руководители будут участвовать в руководстве. Фактическая продолжительность работы может отличаться от плана, но в целом соответствует плану.

Наиболее удобным и наглядным в данном случае является построение ленточного графика проведения технических работ в форме диаграммы Ганта.

Диаграмма Ганта – горизонтальный ленточный график, на котором работы по теме представляются протяженными во времени отрезками, характеризующимися датами начала и окончания выполнения данных работ.

График строится для ожидаемого по длительности исполнения работ в рамках технического проекта, с разбивкой по месяцам и декадам за период времени подготовки магистерской диссертации. На основе таблицы 5.7 строим план – график проведения работ (таблица 5.8).

Таблица 5.8 – Диаграмма Ганта

Код работы (из ИСР)	Вид работ	Исполнители	Тк, кален. дни	Продолжительность выполнения работ				
				Январь	Февраль	Март	Апрель	Май
1	Определение темы исследования	Руководитель, Исполнитель	1 1					
2	Исследование соответствующей литературы и поиск похожих реальных моделей	Исполнитель	10					
3	Составление технических заданий	Руководитель	5					
4	Анализ конструкции существующих систем на основе наблюдателя потока	Руководитель, Исполнитель	5 5					
5	Анализ конструкции существующих систем на основе наблюдателя скользящего режима и эталонной модели адаптивного системного наблюдателя	Руководитель, Исполнитель	5 5					
6	Разработка модели на Python для симуляции привода	Руководитель, Исполнитель	15 15					
8	Тестирование и анализ данных с использованием реального привода и двигателя	Исполнитель	15					
9	Выполнение сводной работы и отчета	Исполнитель	10					
10	Проверка полноты и правильности	Руководитель, Исполнитель	5 5					
11	Сдача и защита проекта	Исполнитель	5					

где: - инженер и - руководитель.

5.2.3. Риски проекта

Всегда существуют различные факторы риска при реализации проекта, они прямо или косвенно приведут к провалу проекта, поэтому нам необходимо их перечислить.

Таблица 5.9 – Реестр рисков

№	Риск	Потенциальное воздействие	Вероятность наступления (1-5)	Влияние риска (1-5)	Уровень Риска	Способы смягчения риска	Условия наступления
1	Технология	Задержки или неудачи проекта	3	3	Средний	Повысить уровень разработчика	Недостаточные навыки разработчика
2	Планирование	Задержка проекта	4	2	Средний	План оптимизации	Отсутствие общения между участниками проекта
3	Качество	Результат не соответствует стандарту	2	5	Высокий	Усилить аудит	Упущения аудита
4	Финансирование	Неудачи проекта	2	3	Низкий	Увеличение капиталовложений	Неправильно оцененный бюджет
5	Рынок	Непродаваемый	3	3	Средний	Глубокое исследование рынка	Незнание рынка

5.2.4. Бюджет проекта

Максимальные затраты на покупку комплектующих для создания прототипа оборудования были приняты равными 145000 рублей.

Таблица 5.10 – Стоимость реализации проекта

Наименование статьи	Сумма, руб	
	Исп 1	Исп 2
Стоимость двигателя	68.000,00	70000
Стоимость устройства контроля	70.205,28	73000
Стоимость кабелей	508,00	2000
Итого	138713,28	145000

В стоимость оборудования представлена в таблице 5.11.

Таблица 5.11 – Определение стоимости функций, выполняемых объектом исследования

Наименование детали (узла, процесса)	Количество деталей на узел	Выполняемая функция	Стоимость оборудования, руб.
Блок управления	1	Блок управления нужен для запуска и управления током в обмотках двигателя	65044,7
Источник питания	1	Подает регулируемое напряжение питания на установку	31513,9
Персональный компьютер	1	Используется для работы с интерфейсом программного обеспечения	41744,4
ИТОГО			138303

Заработная плата рассчитывается по следующей формуле:

$$Z_{зп} = Z_{осн} + Z_{доп} \quad (91)$$

В формуле ясно видно, что работа состоит из основной $Z_{осн}$ и дополнительной $Z_{доп}$ (12-20 % от $Z_{осн}$).

Основная заработная плата ($Z_{осн}$) рассчитывается по формуле:

$$Z_{осн} = Z_{дн} \cdot T_p \quad (92)$$

Основная заработная плата $Z_{\text{осн}}$ равна произведению средней заработной платы рабочего $Z_{\text{дн}}$ на отработанное время T_p .

Расчёт среднедневной заработной платы находится по формуле:

$$Z_{\text{дн}} = \frac{Z_{\text{тс}} + Z_{\text{допл}} + Z_{\text{р.к.}}}{F_{\text{д}}} \quad (93)$$

Где:

$Z_{\text{тс}}$ – заработная плата по окладу, руб.;

$Z_{\text{допл}}$ – доплаты и надбавки (коэффициент премии), руб.(50%);

$Z_{\text{р.к.}}$ – районная доплата, руб.(30%);

$F_{\text{д}}$ – количество рабочих дней в месяце (26 дней при 6-дневной рабочей неделе), раб. дн.

Таблица 5.12 – Расчёт основной заработной платы исполнителей.

Работник и	Оклад руб.	Доплаты и надбавки, руб.	Районный коэффициент, руб.	Зарплата месячная, руб.	Средняя дневная заработная плата, руб.	Продолжительность работ, раб.дн.	Основная заработная плата, руб.
Руководитель	36800	18400	11040	66240	2548	67	170716
Исполнитель	13890		4167	18057	695	91	63245
Итого							233961

Для дополнительной заработной платы выглядит следующим образом:

$$Z_{\text{доп}} = k_{\text{доп}} \cdot Z_{\text{осн}} \quad (94)$$

где $k_{\text{доп}}$ – коэффициент дополнительной заработной платы (на стадии проектирования принимается равным 0,12 – 0,15).

$$Z_{\text{доп}} = k_{\text{доп}} \cdot Z_{\text{осн}} = 0.12 \cdot 233961 = 28075,32 \text{ руб.} \quad (95)$$

Страховые отчисления рассчитываются по формуле:

$$Z_{\text{внеб}} = k_{\text{внеб}} \cdot Z_{\text{зп}} \quad (96)$$

В формуле $k_{\text{внеб}}$ – коэффициент отчисления во внебюджетные фонды, который в Томской области равен 30,2 %.

$$Z_{\text{внеб}} = k_{\text{внеб}} \cdot Z_{\text{зп}} = 0.302 \cdot (233961 + 28075,32) = 79134,97 \text{ руб.} \quad (97)$$

Накладные расходы определяется по следующей формуле:

$$Z_{\text{накл}} = (\text{сумма статей}) \cdot k_{\text{нр}} = (Z_{\text{осн}} + Z_{\text{доп}} + Z_{\text{внеб}}) \cdot k_{\text{нр}} \quad (98)$$

где $k_{\text{нр}}$ – коэффициент, учитывающий накладные расходы (16%).

Расчет:

$$Z_{\text{накл}} = (233961 + 28075,32 + 79134,97) \cdot 0.16 = 54587,41 \text{ руб.} \quad (99)$$

Таблица 5.13 – Группы затрат по статьям

Наименование статьи	Сумма, руб.	
	Исп. 1	Исп. 2
Комплекующие	138713,28	145000
Специальное оборудование для исследовательских работ	138303	138303
Заработная плата	262036,32	262036,32
Отчисления во внебюджетные фонды	78610,89	78610,89
Накладные расходы	54587,41	54587,41
ИТОГО	672250,9	678537,62

5.3. Определение ресурсоэффективности проекта

Определение эффективности происходит на основе расчета интегрального показателя эффективности научного исследования. Его нахождение связано с определением двух средневзвешенных величин: финансовой эффективности и ресурсоэффективности.

Интегральный финансовый показатель разработки определяется как:

$$I_{\Phi}^p = \frac{\Phi_{pi}}{\Phi_{max}}, \quad (100)$$

где I_{Φ}^p – интегральный финансовый показатель разработки;

Φ_{pi} – стоимость i -го варианта исполнения;

Φ_{max} – максимальная стоимость исполнения научно-исследовательского проекта (в т.ч. аналоги).

$$I_{\Phi}^p = \frac{\Phi_{pi}}{\Phi_{max}} = \frac{672250,9}{678537,62} = 0,99 \quad (101)$$

$$I_{\Phi}^a = \frac{678537,62}{678537,62} = 1 \quad (102)$$

Следовательно, исходя из этого, можно сделать вывод, что интегральный показатель разработки текущего проекта показывает удешевление стоимости разработки в 0,99 раз.

Ресурсоэффективность проекта можно оценить с помощью интегрального критерия ресурсоэффективности:

$$I_{pi} = \sum a_i \cdot b_i, \quad (103)$$

где I_{pi} - интегральный показатель ресурсоэффективности;

a_i - весовой коэффициент разработки;

b_i - банальная оценка разработки, устанавливается экспертным путем по выбранной шкале оценивания.

Для определения ресурсоэффективности проекта рекомендуется рассмотреть следующие критерии:

Надежность – это длительный эксплуатационный ресурс.

Энергосбережение – это экономия электрической энергии. Энергосбережение достигается за счет оптимального подбора компонентов.

Точность получаемых характеристик – это показатель, который отражает правильность и качество подобранных компонентов.

Удобство – это возможность лёгкой настройки, монтажа и демонтажа оборудования. Удобство монтажа и демонтажа осуществляется в отсутствие большого количества резьбовых соединений, в данной конструкции используются мультиконтактные силовые разъёмы.

Критерии ресурсоэффективности и их количественные характеристики приведены в таблице 5.14.

Таблица 5.14 – Сравнительная оценка характеристик вариантов исполнения проекта

Критерии	Весовой коэффициент	Исп1	Исп2
Безопасность	0,25	5	5
Удобство в эксплуатации	0,10	5	5
Энергосбережение	0,15	4	4
Надежность	0,25	5	4
Точность	0,25	5	4
Итого:	1.00	4,85	4,35

Рассчитаем показатель ресурсоэффективности:

$$I_{mn} = 0,25 \cdot 5 + 0,1 \cdot 5 + 0,15 \cdot 4 + 0,25 \cdot 5 + 0,25 \cdot 5 = 4,85 \quad (104)$$

$$I_{анал} = 0,25 \cdot 5 + 0,1 \cdot 5 + 0,15 \cdot 4 + 0,25 \cdot 4 + 0,25 \cdot 4 = 4,35 \quad (105)$$

Интегральный показатель эффективности разработки и аналога определяется на основании интегрального показателя ресурсоэффективности и интегрального финансового показателя по формуле:

$$I_{финр}^p = \frac{I_m^p}{I_\phi^p}, I_{финр}^a = \frac{I_m^a}{I_\phi^a} \quad (106)$$

$$I_{\text{финр}}^p = \frac{I_m^p}{I_{\phi}^p} = \frac{4,85}{0,99} = 4,89 \quad (107)$$

$$I_{\text{финр}}^a = \frac{I_m^a}{I_{\phi}^a} = \frac{4,35}{1} = 4,3 \quad (108)$$

Сравнительная эффективность проекта:

$$\mathcal{E}_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{финр}}^p}{I_{\text{финр}}^a}, \quad (109)$$

где - $\mathcal{E}_{\text{ср}}$ – сравнительная эффективность проекта;

$I_{mэ}^p$ – интегральный показатель разработки;

$I_{mэ}^a$ – интегральный технико-экономический показатель аналога.

$$\mathcal{E}_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{финр}}^p}{I_{\text{финр}}^a} = \frac{4,89}{4,3} = 1,139 \quad (110)$$

Отразим сравнительную эффективность разработки в таблице 5.15.

Таблица 5.15 – Сравнительная эффективность разработки

№ п/п	Показатели	Исп. 1 (текущая разработка)	Исп.2 (аналог)
1	Интегральный финансовый показатель разработки	0,99	1
2	Интегральный показатель ресурсоэффективности разработки	4,85	4,35
3	Интегральный показатель эффективности	4,89	4,35
4	Сравнительная эффективность вариантов исполнения	1,139	

В ходе выполнения данной части выпускной работы была доказана конкурентоспособность этого технического решения в сравнении с другими конкурентоспособным контрольно-проверочным оборудованием. Осуществлено планирование работ, находящихся в рамках данного научного исследования, определены временные рамки и трудоемкость работ каждого из участников исследования, составлен ленточный график проведения работ в форме диаграммы Ганта, по результатам которой определено, что выполнение работы занимает 96 дней, из которых 67 рабочих дня у руководителя и 91 дней у инженера.

Определен бюджет текущей разработки и одного варианта ее исполнения, на его основе проведен анализ финансовой эффективности от бездатчикового управления синхронным двигателем с постоянными магнитами. В результате эксплуатации выбранного контрольнопроверочного оборудования повышается эффективность работы за счет уменьшения общего расхода на оборудование, повышения надежности и ресурсоэффективности.

6. СОЦИАЛЬНАЯ ОТВЕТСТВЕННОСТЬ

Целью данного раздела является анализ опасных и вредных факторов при работе во время лабораторной работы где проводились исследовательские работы и компьютерное моделирование, разработка требований и мероприятий по технике безопасности, анализ пожарной безопасности и выработка мероприятий, направленных на предотвращение пожаров.

Объектом исследования является система управления синхронного двигателя с постоянными магнитами с использованием векторного управления в условиях отсутствия датчиков скорости или положения ротора. Работа проводится на в лаборатории отделения электроэнергетики и электротехники ТПУ, г.Томск. Рабочее место представляет из себя помещение размером 60м² в котором находится где находится компьютер.

6.1. Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности

Отношения между организацией и работниками, касающиеся оплаты труда, трудового распорядка, специфики работы, социальных отношений и страхования регулируются законодательством РФ. Далее будут приведены нормативные документы, которые регулируют вышеописанные вопросы.

На работах с вредными или опасными условиями труда, а также на работах, выполняемых в особых температурных условиях или связанных с загрязнением, выдаются прошедшие обязательную сертификацию или декларирование соответствия средства индивидуальной защиты в соответствии с типовыми нормами, утвержденными в порядке, установленном Правительством Российской Федерации. Также, работодатель за счет своих средств обязан в соответствии с установленными нормами обеспечивать

своевременную выдачу специальной одежды, специальной обуви и других средств индивидуальной защиты, а также их хранение, стирку, сушку, ремонт и замену [ТК РФ Статья 221] [17].

Согласно [Федеральный закон "Об обязательном социальном страховании от несчастных случаев на производстве и профессиональных заболеваний" от 24.07.1998 N 125ФЗ], работник имеет право на обязательное социальное страхование от несчастных случаев на производстве и профессиональных заболеваний [18].

Согласно [ТК РФ Статья 92] [19], продолжительность рабочего дня не должна превышать 40 часов в неделю.

Согласно [ТК РФ Статья 147] Оплата труда работников, занятых на работах с вредными и (или) опасными условиями труда, устанавливается в повышенном размере (часть первая в ред. Федерального закона от 28.12.2013 N 421-ФЗ). Минимальный размер повышения оплаты труда работникам, занятым на работах с вредными и (или) опасными условиями труда, составляет 4 процента тарифной ставки (оклада), установленной для различных видов работ с нормальными условиями труда. (часть вторая в ред. Федерального закона от 28.12.2013 N 421-ФЗ) [20].

Согласно [ТК РФ Статья 96], ночное время - время с 22 часов до 6 часов. Продолжительность работы (смены) в ночное время сокращается на один час без последующей отработки (в ред. Федерального закона от 30.06.2006 N 90-ФЗ). Не сокращается продолжительность работы (смены) в ночное время для работников, которым установлена сокращенная продолжительность рабочего времени, а также для работников, принятых специально для работы в ночное время, если иное не предусмотрено коллективным договором [21].

6.2. Производственная безопасность

Перечень опасных и вредных факторов, характерных для рассматриваемой производственной среды представлен в таблице 6.1.

Таблица 6.1 – Возможные опасные и вредные факторы

Факторы (ГОСТ 12.0.003-2015)	Нормативные документы
1. Ухудшение и загрязнение воздуха (ВПФ)	- ГОСТ 12.1.005-88 ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны.
2. Повышенный уровень шума (ВПФ)	- СП 51.13330.2011. Защита от шума. Актуализированная редакция СНиП 23-03-2003
3. Повышенный уровень вибрации (ВПФ)	- ГОСТ 12.1.012-90 ССБТ. Вибрационная болезнь. Общие требования. - ГОСТ 12.4.002 – 97 ССБТ. Средства индивидуальной защиты рук от вибрации. Общие технические требования.
4. Опасность поражения электрическим током (ОПФ)	- ГОСТ 12.1.019-2009 Система стандартов безопасности труда. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты. - ГОСТ 12.1.038-82. ССБТ. Электробезопасность. Предельно допустимые значения напряжений прикосновения и токов.

6.2.1. Анализ опасных и вредных факторов производственных факторов и обоснование мероприятий по снижению уровней воздействия опасных и вредных факторов на работающего

6.2.1.1. Превышение уровня шума

Одним из самых распространенных вредных факторов на производстве является шум. В лаборатории, где постоянно ведутся те или иные работы на

станках, включены в нагрузку двигатели, насосы, вентиляторы — присутствует высокий уровень шума, который оказывает отрицательное влияние на организм человека, например: учащается пульс, дыхание; повышается артериальное давление; изменяются двигательная, секреторная функции желудка и других органов; негативное влияние на нервную систему (головные боли, бессонница); замедление психических реакций [22].

Предельно допустимые уровни шума, на рассматриваемом рабочем месте, представлены в таблице 6.2, согласно [СанПиН 1.2.3685 – 21] [23].

Таблица 6.2 – Предельно допустимые уровни шума

Рабочее Место	Уровни звукового давления, дБ									По шкале
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Служебные помещения (Мех. цех)	99	95	87	82	78	75	73	71	69	80
Служебные помещения (с ПК на рабочем месте)	96	83	74	68	63	60	57	55	54	65

6.2.1.2. Превышение уровня вибрации

Также, к вредным производственным факторам, относится фактор «превышение уровня вибрации». В данном случае, на производстве, под вибрацией понимается колебание твердых тел, а основными источниками выступают различные станки, двигатели и прочее крупногабаритное оборудование.

Превышение уровня вибрации негативно влияет на отделы центральной нервной системы, желудочно-кишечного тракта и вестибулярного аппарата человека. Одним из самых распространенных профессиональных заболеваний при длительном воздействии вибрации –

является виброболезнь, побочными факторами которой являются: головокружение, онемение нижних конечностей и потеря ориентации в пространстве. На предприятии, в целях профилактики данной болезни, для работающих с вибрирующим оборудованием, регламентируется режим работы – продолжительность рабочей смены, обязательные перерывы, отдых.

Для того, чтобы защитить работника от вибрации в лабораторной деятельности (согласно [ГОСТ 12.4.002 – 97]), применяются следующие средства защиты: антивибрационные рукавицы (для защиты от вибрирующих объектов); специальная обувь на антивибрационной подошве (для защиты от вибрирующего пола); резино-войлочные маты; антивибрационные площадки; антивибрационные сидения [24].

Технические нормы вибрации в рассматриваемом цеху представлены в таблице 6.3, согласно [СанПиН 1.2.3685 – 21] [23].

Таблица 6.3 – Технические нормы вибрации

Вид вибрации	Среднеквадратичная частота, Гц									
	Логарифмический уровень виброскорости									
	1	2	4	8	16	31,5	63	125	250	500
Мех. цех	-	80	81	83	89	95	101	-	-	-

6.2.1.3. Недостаточная освещенность рабочей зоны

Основная задача освещения на производстве – создание наилучших условий для зрения трудящихся. Согласно научным исследованиям, отсутствие или недостаток естественного освещения на рабочем месте может вызвать ухудшение самочувствия, привести к потере сна и ослаблению здоровья. Специалисты полагают, что причина отрицательного воздействия может заключаться в изменении циркадных ритмов из-за недостатка естественного света. Поэтому следует уделять большее внимание

достаточному дневному освещению для укрепления здоровья и морального состояния работников.

На рабочих местах, где трудовая деятельность ведется в условиях отсутствия естественного освещения, необходимо проводить мероприятия, направленные на уменьшение уровня вредности условий труда, прописанные в ГОСТ Р 55710–2013 [25].

При недостатке естественного освещения в помещениях также возможно принятие следующих мер:

анализ степени загрязненности стекол в светопроемах, их очистка и дальнейшие контрольные измерения коэффициента естественной освещенности, который показывает, какая часть наружного освещения попадает на рабочие места производственного помещения;

при наличии в помещении зон с недостаточным и достаточным уровнем естественного освещения изменение размещения рабочих мест с их переносом в зону с достаточным уровнем естественного освещения;

косметический ремонт помещения с применением светлых отделочных материалов.

Минимальная освещенность на рабочих местах не должна отличаться от нормируемой средней освещенности в помещении более чем на 10% согласно [СП 52.13330.2016] [26].

Система освещения должна быть сконструирована таким образом, чтобы не существовало ни затененных зон способных вызвать неудобство, ни раздражающего ослепляющего света, ни опасного стробоскопического эффекта на движущихся частях из - за освещения. Внутренние элементы, требующие частой проверки и регулировки, а также зоны технического обслуживания должны быть обеспечены достаточным освещением. Уровень освещенности (согласно [ГОСТ Р 55710 – 2013]) в зонах, требующих частой проверки и регулировки, должны быть не менее 500 ЛК [25].

Согласно [ГОСТ 12.4.011–89] к средствам нормализации освещенности производственных помещений рабочих мест относятся: источники света; осветительные приборы; световые проемы [27].

6.2.1.4. Опасность электро-поражения

Электро-поражение персонала, работающего с электроустановками, является опасным для жизни человека и наступает при соприкосновении его с сетью не менее чем в двух точках.

В соответствии с [ГОСТ 12.1.009 – 2017] к поражению электрическим током может привести прикосновение человека к токоведущим частям электроустановок, находящихся под напряжением. Поражение проявляется в парализующем и разрушительном воздействии тока на внешние и внутренние органы – кожный покров, мышцы, органы дыхания, сердце, нервную систему [28].

При разработке коллективных и индивидуальных средств защиты от электро-поражения необходимо, согласно правилам устройства электроустановок (ПУЭ), рассмотреть следующие вопросы: требования к электрооборудованию; анализ соответствия реального положения на производстве перечисленным требованиям; мероприятия по устранению обнаруженных несоответствий; обоснование мероприятий и средств защиты, работающих от поражения электрическим током [29].

Также (согласно [ГОСТ 12.1.019–2017]), используются индивидуальные электрозащитные средства. В установках до 1000 В используются диэлектрические перчатки, указатели напряжения, диэлектрические коврики и боты, изолирующие подставки, а также инструмент с изолированными рукоятками [30].

6.2.2. Расчет системы искусственного освещения

На предприятии, в лаборатории, должен соблюдаться необходимый уровень естественного освещения, для улучшения работоспособности и сохранения здоровья персонала. Для этого устанавливают нормативные уровни освещенности, которые описаны в документе СП 52.13330.2016, уровни представлены в таблице 6.4 [26]

Таблица 6.4 – Уровни освещённости рабочей зоны

Место, площадка	Плоскость, в которой нормируется освещенность	Освещенность рабочей поверхности, лм
Кабинет	горизонтальная	500

В нашем случае наименьший размер различаемого объекта от 0,15 до 0,3 мм, что соответствует характеристике выполняемой работы очень высокой точности. Исходя из этого коэффициент естественной освещенности (КЕО) должен быть обеспечен не меньше 1,5% при боковом освещении и 4,2% при верхнем и комбинированном. Произведём расчёт освещения кабинета инженера проектировщика. Кабинет имеет следующие размеры: длина $A = 6,5$ м, ширина $B = 12$ м, высота $H = 4$ м. Высота рабочей поверхности $h_{pn} = 0,8$ м. Коэффициент отражения стен $\rho_c = 50\%$, потолка $\rho_n = 70\%$ Коэффициент запаса $k = 1,5$, коэффициент неравномерности $Z = 1,1$.

Для дальнейшего расчета необходимо выбрать тип светильника и мощность ламп.

Основные характеристики некоторых светильников с люминесцентными лампами представлены в таблице 6.5.

Таблица 6.5 – Основные характеристики некоторых светильников с люминесцентными лампами

Тип светильника	Кол-во и мощность лампы	Область применения	Размеры, мм			КПД, %
			Длина	Ширина	Высота	
ОД – 2–30	2x30	Освещение производственных помещений	933	204	156	75
ОД – 2–40	2x40		1230	266	158	75

ОД – 2–80	2x80	нормальными условиями среды	1531	266	198	75
ОД – 2–125	2x125		1528	266	190	75
ОДО – 2–40	2x40		1230	266	158	75
ОДОР – 2–30	2x30		925	265	125	75
ОДОР – 2–40	2x40		1227	265	155	75
АОД – 2-30	2x30		945	255	-	80
АОД – 2-40	2x40		1241	255	-	80
ШОД – 2-40	2x40		1228	284	-	85
ШОД – 2-80	2x80		1530	284	-	83
Л71БОЗ	10x30		1096	1096	187	45
ПВЛ		Для пожароопасных помещений с пыле – и влаговыведениями. Параметры – аналогично ОД				

Основываясь на таблице 6.5, выбираем тип светильников ОД – 2-125, с мощностью лампы 125 Вт.

Далее произведем расчет высоты подвеса светильников:

Высоту свеса светильников принимаем $h_c = 0,6$ м.

$$h_n = H - h_c = 4 - 0,6 = 3,4 \text{ м.} \quad (111)$$

Полученное значение корректно, так как меньше нормативного значения допустимой высоты подвеса светильников с люминесцентными лампами, которое составляет 4 метра для двухламповых светильников ОД, ОДР, ОДО, ОДОР при непрерывных рядах из сдвоенных светильников.

Определим расчетную высоту:

$$h = H - h_c - h_{pn} = 4 - 0,6 - 0,8 = 2,6 \text{ м.} \quad (112)$$

Полученное значение корректно, так как меньше нормативного значения допустимой высоты подвеса светильников с люминесцентными лампами, которое составляет 4 метра для двухламповых светильников ОД, ОДР, ОДО, ОДОР при непрерывных рядах из сдвоенных светильников.

Определим расчетную высоту:

$$h = H - h_c - h_{pn} = 4 - 0,6 - 0,8 = 2,6 \text{ м.} \quad (113)$$

Далее необходимо рассчитать расстояние между рядами светильников L :

$$L = \lambda \cdot h = 1,1 \cdot 2,6 = 2,86 \text{ м.} \quad (114)$$

где λ – коэффициент оптимального расположения светильников. Для светильников ОД, ОДР, ОДО, ОДОР $\lambda = (1,1 \div 1,3)$

Расстояние от крайнего ряда светильников до стены:

$$\frac{L}{3} = 0,953 \text{ м.} \quad (115)$$

Расстояние между светильниками в ряду принимаем 0,5 м.

Далее определим общее число ламп в осветительной системе:

Количество рядов определяется по формуле:

$$n_{\text{рад}} = \frac{\left(B - \frac{2}{3} \cdot L\right)}{L} + 1 = \frac{\left(12 - \frac{2}{3} \cdot 2,86\right)}{2,86} + 1 = 3,53 \approx 4 \text{ шт.} \quad (116)$$

Количество ламп в ряду определяется по формуле:

$$n_{\text{св}} = \frac{\left(A - \frac{2}{3} \cdot L\right)}{l_{\text{св}} + 0,5} = \frac{\left(6,5 - \frac{2}{3} \cdot 2,86\right)}{1,528 + 2,86} = 1,05 \approx 2 \text{ шт.} \quad (117)$$

Общее количество ламп:

$$N = n_{\text{рад}} \cdot n_{\text{св}} = 4 \cdot 2 = 8 \text{ шт.} \quad (118)$$

Далее произведем расчет индекса помещения:

$$i = \frac{A \cdot B}{h(A + B)} = \frac{12 \cdot 6,5}{2,6(12 + 6,5)} = 1,62. \quad (119)$$

В таблице 6.6 представлены коэффициенты использования светового потока светильников с люминесцентными лампами.

Таблица 6.6 – Коэффициенты использования светового потока светильников с люминесцентными лампами

Тип светильника	ОД и ОДЛ			ОДР			ОДО			ОДОР			Л71БОЗ		
	30	50	70	30	50	70	30	50	70	30	50	70	30	50	70
$\rho_n, \%$	30	50	70	30	50	70	30	50	70	30	50	70	30	50	70
$\rho_c, \%$	10	30	50	10	30	50	10	30	50	10	30	50	10	30	50
i	Коэффициенты использования, %														
1,75	52	55	58	47	50	53	49	52	58	42	45	50	31	33	35
2,5	59	61	64	53	55	58	55	58	64	47	50	56	35	36	39

Из таблицы принимаем индекс помещения $i=2,5$, коэффициент использования $\eta = 64\%$.

Произведем расчет светового потока:

$$\Phi = \frac{E_H \cdot A \cdot B \cdot k \cdot Z}{N \cdot \eta} = \frac{300 \cdot 78 \cdot 1.5 \cdot 1.1}{8 \cdot 0.64} = 7541,02 \text{ Лм}, \quad (120)$$

Где $E_H = 300 \text{ Лм}$ – нормативная освещенность.

Стандартное значение для данных ламп 8150 лм, произведем проверку:

$$-10\% \leq \frac{\Phi_{\text{л.станд}} - \Phi_{\text{л.расч}}}{\Phi_{\text{л.станд}}} \cdot 100\% \leq +20\%; \quad (121)$$

$$-10\% \leq \frac{8150 - 7541,02}{8150} \cdot 100\% \leq +20\%; \quad (122)$$

$$-10\% \leq 7.47\% \leq +20\%; \quad (123)$$

Отклонение в допустимых пределах, расчет выполнен корректно.

Определим мощность осветительной системы:

$$P = N \cdot P_{\text{л}} = 8 \cdot 125 = 1000 \text{ Вт}. \quad (124)$$

где $P_{\text{л}}=125 \text{ Вт}$ – мощность лампы.

Согласно проведенным измерениям, рассчитанная система способна обеспечить уровень искусственного освещения в 300 Лм.

6.3. Экологическая безопасность при эксплуатации

Надлежащая утилизация электронных отходов в России является постоянной проблемой, которую следует тщательно изучить. Электронные отходы производятся компаниями из различных отраслей, особенно связанных с электротехникой, и неправильная утилизация электронных материалов может привести к загрязнению почвы и воды.

В соответствии с [ГОСТ Р 14.13 – 2007], определяются правила установления нормативов допустимых выбросов загрязняющих веществ

проектируемыми или действующими хозяйствующими субъектами и методы определения этих нормативов.

Основой для проведения работ по нормированию выбросов загрязняющих веществ в атмосферный воздух являются инвентаризации выбросов вредных (загрязняющих) веществ в атмосферный воздух и их источников (в отношении действующих хозяйствующих субъектов) и данные проектной документации (в отношении вводимых в эксплуатацию новых и (или) реконструируемых хозяйствующих субъектов).

Исходя из данных о результатах инвентаризации, определяются источники выбросов и перечни загрязняющих веществ, подлежащих государственному учету и нормированию, в соответствии с действующими нормативными документами [31].

Радикальное решение проблем охраны окружающей среды от негативных воздействий промышленных предприятий возможно при широком применении безотходных и мало отходных технологий. Использование очистных устройств, сооружений позволяет локализовать выброс, а применение более современных систем очистки всегда сопровождается экспоненциальным ростом затрат на осуществление процесса очистки, даже в тех случаях, когда это технически возможно.

Под понятием “безотходная технология” следует понимать комплекс мероприятий в технологических процессах, от обработки сырья до использования готовой продукции, в результате чего сокращается до минимума количество вредных выбросов и уменьшается воздействие отходов на окружающую среду до приемлемого уровня.

В связи с этим предлагается следующий комплекс мероприятий, для решения проблемы, в который входят:

создание и внедрение новых процессов получения продукции образованием наименьшего количества отходов;

разработка систем переработки отходов производства во вторичные материальные ресурсы;

разработка различных типов бессточных технологических систем и водооборотных систем на базе способов очистки сточных вод;

создание территориально – промышленных потоков сырья и отходов внутри комплекса.

6.4. Безопасность в чрезвычайных ситуациях

Наиболее вероятная чрезвычайная ситуации на рассматриваемом рабочем месте в лаборатории – возникновение пожара, которая и будет рассмотрена далее.

6.4.1. Пожар (загорание) как источник ЧС

Основными причинами пожара могут быть: перегрузка проводов, короткое замыкание, большие переходные сопротивления в электрических цепях, электрическая дуга, искрение и неисправности оборудования.

Согласно, пожарная профилактика обеспечивается: системой предотвращения пожара; системой противопожарной защиты; организационно - техническими мероприятиями. К мерам предотвращения пожара относятся: применение средств защитного отключения возможных источников загорания (защитного зануления); применение искробезопасного оборудования; применение устройства молниезащиты здания; выполнение правил (инструкций) по пожарной безопасности.

К мерам противопожарной защиты относятся: применение пожарных извещателей; средств коллективной и индивидуальной защиты от факторов пожара; системы автоматической пожарной сигнализации; порошковых или углекислотных огнетушителей, два ящика с песком 0,5 м³.

Организационно-технические мероприятия: наглядная агитация и инструктаж работающих по пожарной безопасности; разработка схемы

действии администрации и работающих в случае пожара и организация эвакуации людей; организация внештатной пожарной дружины.

При обнаружении загорания рабочий немедленно сообщает по телефону 01 в пожарную охрану, сообщает руководителю, приступают к эвакуации людей и материальных ценностей. Тушение пожара организуется первичными средствами с момента обнаружения пожара. Пострадавшим при пожаре обеспечивается скорая медицинская помощь.

6.5. Выводы по разделу

В данной работе были рассмотрены следующие проблемы:

Правовые и организационные вопросы обеспечения безопасности:

организация труда на рабочем месте.

Проблемы производственной безопасности:

уменьшение влияние вредных факторов на сотрудников (шум, вибрация, недостаточная освещенность рабочей зоны);

предотвращение электро-поражения персонала.

Вопросы экологической безопасности:

внедрение «безотходной технологии»;

снижение воздействий на окружающую среду.

Безопасность в чрезвычайных ситуациях:

предотвращение ЧС.

На основании чего на предприятии могут быть приняты решения по исключению вышеперечисленных проблем, путем внедрения необходимой аппаратуры в соответствии с проблемой, оптимизирована работа персонала и установок, введена необходимая защита. Также, в работе были предложены меры по защите окружающей среды, предотвращению пожаров.

Фактические значения показателей уровня шума на рабочем месте соответствуют нормативным значениям 80 дБА для напряженности легкой степени при легкой физической нагрузке, уровень шума в рассматриваемом

производственном помещении не превышает допустимых норм, указанных в [СанПиН 1.2.3685 – 21] [23].

Фактические значения показателей уровня вибрации оказались ниже предельно допустимых значений производственной локальной вибрации, указанных в [СанПиН 1.2.3685 – 21] [23].

Фактическое значения показателя освещенности рабочей зоны оказалось ниже нормативного 500 Лм, согласно [ГОСТ Р 55710 – 2013], что не соответствует норме. Был произведен расчет системы искусственного освещения для устранения этого отклонения [25].

Фактические значений показателей микроклимата корректны и находятся в допустимых пределах, указанных в [СанПиН 1.2.3685 – 21] [23].

Исходя из всего вышеописанного и, в соответствии с [Правила устройства электроустановок (ПУЭ)], можно заключить, что данное производственное помещение можно отнести ко второй категории помещений по электробезопасности [29].

В соответствии с [Приказ Минтруда России от 15.12.2020 N 903н "Об утверждении правил по охране труда при эксплуатации электроустановок"], для того, чтоб проводить работы с рассматриваемой в данной работе установкой, персонал должен иметь группу по электробезопасности не ниже 3ей [32].

В соответствии с [СанПиН 1.2.3685-21 "Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания"], категория тяжести труда определяется как вторая [23].

В соответствии с [СП 12.13130.2009 «Определение категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной опасности»], рассматриваемое помещение по критерию взрывопожарной и пожарной опасности можно отнести к категории Г – умеренная пожароопасность [33]

В соответствии с [Постановление Правительства РФ от 31.12.2020 N 2398 (ред. от 07.10.2021) "Об утверждении критериев отнесения объектов, оказывающих негативное воздействие на окружающую среду, к объектам I, II, III и IV категорий"], рассматриваемый объект можно отнести ко второй категории объектов, оказывающих умеренное негативное воздействие на окружающую среду [34].

CONCLUSION

A vast literature on sensorless control methods for permanent magnet synchronous motors was studied, from the modeling of electromechanical characteristics and the nuances about the mathematical construction of these different methods. The differences and similarities between the different control methods with and without sensors were studied, in order to create a theoretical basis that would allow the development of a sensorless control system using mathematical observers capable of calculating and estimating the angular position of the rotor of a PMSM at low speeds (minimum 150 rpm) and with an operative torque capacity, that is, capable of operating with load.

From the theoretical knowledge acquired, a computational model in Python language capable of simulating the operation of a PMSM was developed, where two different types of sensorless control model could be tested: one using a Flux Observer and the other using a Sliding Mode Observer.

From the computational model, several variables were found on which a good PMSM operation depends, as well as the current and speed PI control coefficients. From the moment that the system proved to be functional in the virtual environment, it was decided to apply the model's techniques in a real PMSM control system. To perform the real experiments, a Potomac Electric *mUSD-220* servo controller, which operates with the Drivelink software, was utilized. To use the logic developed in Python, it was necessary to translate the code of the observers (FO and SMO) into the C++ language.

During the experiment, it was found that it is necessary to define the electromechanical parameters of the motor used in the controller, since the performance depends on the accuracy of variables such as the resistance and inductance of the stator. In addition, there was a need to correctly define the controller gain and offset coefficients, which vary according to the desired speed defined by the user in the controller software.

Other observer methods such as MRAS and Kalman Filter were considered, but as the FO and SMO methods fulfilled the purpose of the project (especially SMO) there was no urgent need to work with these methods. In addition, the use of high frequency injection was considered, if none of the methods were able to start autonomously (without the need for an initial start in scalar mode), and as the SMO achieved this objective, there was no need to use of the HF injection technique, since operating in scalar mode is not energy efficient.

In addition, it is worth remembering that, at low speed, in general, it also depends on the physical structure of the engine used. As implied in the literature, the larger the motor and the stronger the magnets in the rotor, the more "clear" the generated EMF is, therefore, the greater the torque and the lower the speed that can be achieved. That said, if the models studied in this thesis are applied to other engines, different results can certainly be found.

It can be said that the research work fulfilled the task for which it was proposed and left room for continuation for further studies in the area, in addition to making available in an open way not only the mathematical modeling and the results of simulation and practical tests, but the detailing of the resources used, as well as the computer simulation codes and the code used by the servo controller.

BIBLIOGRAPHY

- [1] Vas, Peter. Sensorless vector and direct torque control. Vol. 42. Oxford, [Eng.]; New York: Oxford University Press, 1998.
- [2] Chen, Zhe. *Sensorless control of permanent magnet synchronous machines with multiple saliencies*. Diss. Technische Universität München, 2016.
- [3] Анучин, А. С. "Системы управления электроприводов." (2015).
- [4] Lee, Junggi, et al. "Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer." *IEEE Transactions on power electronics* 25.2 (2009): 290-297.
- [5] Ortega, Romeo, et al. "Two provably stable observers for rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors." *LSS, Gif-sur-Yvette Cedex, France, Int. Report LSS* (2009).
- [6] Morimoto, Shigeo, et al. "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame." *IEEE transactions on industry applications* 38.4 (2002): 1054-1061.
- [7] Solsona, Jorge, María Inés Valla, and Carlos Muravchik. "A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 43.4 (1996): 492-497.
- [8] Ortega, Romeo, et al. "Estimation of rotor position and speed of permanent magnet synchronous motors with guaranteed stability." *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 19.3 (2010): 601-614.
- [9] Boldea, Ion, Mihaela Codruta Paicu, and Gheorghe-Daniel Andreescu. "Active flux concept for motion-sensorless unified AC drives." *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.5 (2008): 2612-2618.
- [10] Qiao, Zhaowei, et al. "New sliding-mode observer for position sensorless control of permanent-magnet synchronous motor." *IEEE Transactions on Industrial electronics* 60.2 (2012): 710-719.
- [11] Utkin, V., J. Guldner, and J. Shi. "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, Taylor & Francis." (1999).
- [12] Gu, Zhihe, et al. "Fuzzy radius basis function neural network based vector control of permanent magnet synchronous motor." 2008 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation. IEEE, 2008.

- [13] Schröder, Dierk, and Joachim Böcker. Elektrische Antriebe-Regelung von Antriebssystemen. Vol. 2. Berlin: Springer, 2009.
- [14] Kadir, MN Abdul, Saad Mekhilef, and Hew Wooi Ping. "Direct torque control permanent magnet synchronous motor drive with asymmetrical multilevel inverter supply." 2007 7th International Conference on Power Electronics. IEEE, 2007.
- [15] Krishna, B. Vamsi. "Design and comparison of vector and Direct Torque control of 3-Phase Induction Motor Drive." Middle-East journal of scientific research 20.5 (2014): 586-597.
- [16] Franklin, Gene F., J. David Powell, and Michael L. Workman. Digital control of dynamic systems. Vol. 3. Menlo Park: Addison-wesley, 1998.
- [17] ТК РФ Статья 221. Обеспечение работников средствами индивидуальной защиты.
- [18] Федеральный закон "Об обязательном социальном страховании от несчастных случаев на производстве и профессиональных заболеваний" от 24.07.1998 N 125-ФЗ.
- [19] ТК РФ Статья 92. Сокращенная продолжительность рабочего времени.
- [20] ТК РФ Статья 147. Оплата труда работников, занятых на работах с вредными и (или) опасными условиями труда.
- [21] ТК РФ Статья 96. Работа в ночное время.
- [22] ГОСТ 12.1.003 – 2014 ССБТ. Шум. Общие требования безопасности.
- [23] СанПиН 1.2.3685 – 21 Гигиенические нормативы и требования к обеспечению безопасности и (или) безвредности для человека факторов среды обитания.
- [24] ГОСТ 12.4.002 – 97 ССБТ. Средства индивидуальной защиты рук от вибрации. Общие технические требования.
- [25] ГОСТ Р 55710 – 2013. Освещение рабочих мест внутри зданий. Нормы и методы измерений.
- [26] СП 52.13330.2016. Естественное и искусственное освещение.
- [27] ГОСТ 12.4.011 – 89 ССБТ. Средства защиты работающих. Общие требования и классификация.

- [28] ГОСТ 12.1.009 – 2017 ССБТ. Электробезопасность. Термины и определения.
- [29] Правила устройства электроустановок (ПУЭ). Глава 1.7. Заземление и защитные меры электробезопасности (Издание седьмое).
- [30] ГОСТ 12.1.019 – 2017 ССБТ. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты.
- [31] ГОСТ Р 14.13 – 2007. Оценка интегрального воздействия объектов хозяйственной деятельности на окружающую среду в процессе производственного экологического контроля.
- [32] Приказ Минтруда России от 15.12.2020 N 903н "Об утверждении Правил по охране труда при эксплуатации электроустановок"
- [33] СП 12.13130.2009 «Определение категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной опасности»
- [34] Постановление Правительства РФ от 31.12.2020 N 2398 (ред. от 07.10.2021) "Об утверждении критериев отнесения объектов, оказывающих негативное воздействие на окружающую среду, к объектам I, II, III и IV категорий"
- [35] Zhu, Hao, Xi Xiao, and Yongdong Li. "A simplified high frequency injection method for PMSM sensorless control." 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE, 2009.
- [36] Ramamoorthy, R., Brett Larimore, and Manish Bhardwaj. "Sensored field oriented control of 3-phase permanent magnet synchronous motors using F2837x." Texas Instruments, Appl. Rep. (2016): 1-40.
- [37] Mini Usd controller – technical specification. Mechatronic Systems. Digital document (in Russian) available at: <http://m-usd.ru>. Accessed at: 02.04.2022.
- [38] Drivelinek software specifications. Mechatronic Systems. <http://m-usd.ru/programmnyj-konfigurator-drivelinek/>. Accessed at: 02.04.2022
- [39] Miller, T. J. E., et al. "Embedded finite-element solver for computation of brushless permanent-magnet motors." IEEE Transactions on Industry Applications 44.4 (2008): 1124-1133.

- [40] Qinghua, Liu, M. A. Jabbar, and A. M. Khambadkone. "Design optimization of interior permanent magnet synchronous motors for wide-speed operation." 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001-Indonesia. Proceedings (Cat. No. 01TH8594). Vol. 2. IEEE, 2001.
- [41] Araki, Yushi, et al. "Harmonic Current Reduction Control Based on Model Predictive Direct Current Control of IPMSM and Input Grid Circuit." IEEJ Journal of Industry Applications 9.1 (2020): 17-26.
- [42] Jung, Sung-Yoon, Jinseok Hong, and Kwanghee Nam. "Current minimizing torque control of the IPMSM using Ferrari's method." IEEE Transactions on Power Electronics 28.12 (2013): 5603-5617.

APPENDIX 1

Integral Python-based code of the model:

```
import matplotlib.pyplot as plt
from math import sin,cos,atan2
# defining the type of control
Sensored = 0
#defining strings for printing later
Atheta = []
Atheta_ = []
AthetaRestored = []
Aia = []
Aib = []
AUa = []
AUb = []
Aw = []
AQs = []
ADs = []
AthetaF = []
AwRestored = []

#defining preset global variables
x=0
U=100
i = 0
iz = 0
L=0.05
R = 1
T =L/R
dt = 0.001
t=0
EMF = 0
EMFz = 0
EMFzf = 0
k0 = 0.99
c=0.1
Mc = -1
J = 0.001
w = 5
w_ = 5
An = 5
wn = 31.4/2
PsiR = 0.0751
SampleTime = 0.0001
time = 0
ia = 0
ia_ = 0
ib = 0
ib_ = 0
th = 0
th0 = 0
Zp = 2
M_PI = 3.141
theta_ = 0
theta = 0
Ls = 0.006
Rs = 1
```

```

B = 0
Alpha = 0
Beta = 0
Falfa = 0
Fbeta = 0

Q_Out = 0;
Q_Up = 0;
Q_Ui = 0;
Q_SatErr = 0;

D_Out = 0;
D_Up = 0;
D_Ui = 0;
D_SatErr = 0;

S_Out = 0;
S_Up = 0;
S_Ui = 0;
S_SatErr = 0;
S_Max = 10
S_Min = -10

Ua = 0
Ub = 0
k0 = 0.99
iaz = 0
ibz = 0
EMFazf = 0
EMFbzf = 0
thetaRestored = 0
thetaRestoredPrev = 0
thetaF = 0
x=0
wRestored = 0
thetaPrev = 0
kiObs = 1
kpObs = 500
limit = 150
thetaFbk = 0
wRestored = 0
ui = 0

#MOTOR MODEL

while (time<1.931):
    # generating the alpha and beta voltage for a scalar control mode
    #Ub = An * sin(wn * time)
    #Ua = An * cos(wn * time)

    if (w_ >= 9999): #setting a speed limit for the model
        w = 9999
    elif (w_ <= -9999):
        w = -9999
    else:
        # calculating the flux linkages alpha and beta
        Psi_fa = PsiR * cos(th);
        Psi_fb = PsiR * sin(th);

```



```

Psi_a = Ls * ia_ + Psi_fa;
Psi_b = Ls * ib_ + Psi_fb;
#calculating the alpha and beta the stator current components
ia_ = SampleTime / Ls * (Ua - Rs * ia_ + w_ * Zp * Psi_fb) + ia_;
ib_ = SampleTime / Ls * (Ub - Rs * ib_ - w_ * Zp * Psi_fa) + ib_;

#calculating the estimated torque and speed
M_ = 1.5 * Zp * (Psi_a * ib_ - Psi_b * ia_);
w_ = SampleTime / J * (M_ - (Mc) - B * w_) + w_;

#calculating the electrical angle position
time = time + SampleTime;
if (time <= SampleTime):
    th = th + th0;
else:
    th = th + Zp * w_ * SampleTime;

if (th > (2 * M_PI)):
    th = th - (2 * M_PI);
if (th < (0.0)):
    th = th + (2 * M_PI);

theta_ = th / (2 * M_PI) + 1.0;
if (theta_ >= 1.0):
    theta_ = theta_ - 1.0;
if (theta_ <= 0.0):
    theta_ = theta_ + 1.0;

# reallocating the calculated variables
w = w_;
M = M_;
f_ra = Psi_a;
f_rb = Psi_b;
ia = ia_;
ib = ib_;
theta = theta_;

# PARK
# defining the variables from the previous section of the code
Angle = thetaRestored
if Sensored:
    Angle = theta    #angular position
    Alpha = ia      #current alpha
    Beta = ib       #current beta

# calculating the sine and cosine signals from the angular position
Sine = sin(Angle * 2 * M_PI);
Cosine = cos(Angle * 2 * M_PI);

#calculating the new current components d and q
Ds = (Alpha * Cosine) + (Beta * Sine);
Qs = (Beta * Cosine) - (Alpha * Sine);
# End PARK

# PI current regulation

# setting the parameters for saturation (Max and Min) and PID coefficients
Max = 10

```

```

Min = -10
Kp = 10
Ki = 0.01
Kc = 0.01
Kd = 0

# Setting the d and q reference
Q_Ref = 10      # the q acquired from a later section of the code but is set initially as 10
Q_Ref = S_Out
D_Ref = 0

#defining d and q current components from the previous segment of the code
Q_Fdb = Qs
D_Fdb = Ds

# calculating q regulator (torque)
Q_Up1 = Kp * (Q_Ref - Q_Fdb);
Q_Ui = Q_Ui + Ki * Q_Up1 + Kc * Q_SatErr;
Q_Ud = Kd * (Q_Up1 - Q_Up);
Q_Out1 = Q_Up1 + Q_Ui + Q_Ud;

# setting the controller's saturation for iq
Q_Out = Q_Out1;
if (Q_Out > Max):
    Q_Out = Max
if (Q_Out < Min):
    Q_Out = Min;

# calculating the iq saturation error
Q_SatErr = Q_Out - Q_Out1;
Q_Up = Q_Up1;

# calculating d regulator (torque)
D_Up1 = Kp * (D_Ref - D_Fdb);
D_Ui = D_Ui + Ki * D_Up1 + Kc * D_SatErr;
D_Ud = Kd * (D_Up1 - D_Up);
D_Out1 = D_Up1 + D_Ui + D_Ud;

D_Out = D_Out1;
# setting the controller's saturation for id
if (D_Out > Max):
    D_Out = Max
if (D_Out < Min):
    D_Out = Min;

# calculating the id saturation error
D_SatErr = D_Out - D_Out1;
D_Up = D_Up1;
Ds = D_Out
Qs = Q_Out

Q_Ref = 10
Q_Ref = S_Out
D_Ref = 0

# Inverse Park
Angle = thetaRestored
if Sensored:

```

```

    Angle = theta
# defining the variables from the previous step of the code
Ds = D_Out
Qs = Q_Out

# calculating the sine and cosine signals from the angular position
Sine = sin(Angle * 2 * M_PI);
Cosine = cos(Angle * 2 * M_PI);

# calculating the new current components alpha and beta
Alpha = (Ds * Cosine) - (Qs * Sine);
Beta = (Qs * Cosine) + (Ds * Sine);
# End Inverse Park

Ua = Alpha * 1
Ub = Beta * 1

# Torque and speed task
# speed task where it changes from 15 rad/s to 8 rad/s after 0.4 s
if (time < 0.4):
    S_Ref = 15
else:
    S_Ref = 8

# Torque task where it starts with 0.01 Nm and changes to 0.11 Nm after 0.7 seconds
if (time > 0.7):
    Mc = 0.11
else:
    Mc = 0.01

# setting the regulation PID coefficients
S_Kp = 2
S_Ki = 0.01
S_Kc = 0.1
S_Kd = 0

# reading the previous calculated feedback speed
S_Fdb = wRestored

# calculating the components PID
S_Up1 = S_Kp * (S_Ref - S_Fdb);
S_Ui = S_Ui + S_Ki * S_Up1 + S_Kc * S_SatErr;
S_Ud = S_Kd * (S_Up1 - S_Up);
S_Out1 = S_Up1 + S_Ui + S_Ud;

# defining the saturation limits
S_Out = S_Out1;
if (S_Out > S_Max):
    S_Out = S_Max
if (S_Out < S_Min):
    S_Out = S_Min;

# calculating the saturation error
S_SatErr = S_Out - S_Out1;
S_Up = S_Up1;

# Flux Observer

# defining the integration coefficients k0 and k1

```

```

kf0 = 0.995
kf1 = 1 - kf0
# defining the motor's stator resistance
R_ = 10

# calculating the alpha and beta components for stator voltage
Ealfa = Ua - R_*ia
Ebeta = Ub - R_*ib

# calculating the alpha and beta components for flux linkage
Falfa = kf0 * Falfa + kf1 * Ealfa - ib*L
Fbeta = kf0 * Fbeta + kf1 * Ebeta - ia*L

# calculating the electrical angle for the Flux Observer
thetaF_ = atan2(Fbeta,Falfa)
thetaF = thetaF_ / (2 * M_Pi) + 1; # this lines just reallocates the position graphic vertically

# End Flux Observer

# Sliding Mode Observer

#defining the integration coefficient
k0 = 0.99

#defining the current limit (saturation)
lim = 3
if (ia < iaz):
    EMFaz = lim
elif (ia > iaz):
    EMFaz = -lim
else:
    EMFaz = 0

# calculating the estimated current alpha component
iaz = iaz + (Ua - EMFaz - ia * Rs*1) / L * SampleTime*1

# calculating the estimated beta EMF component
EMFazf = EMFazf * k0 + EMFaz * (1 - k0)

if (ib < ibz):
    EMFbz = lim
elif (ib > ibz):
    EMFbz = -lim
else:
    EMFbz = 0

# calculating the estimated current beta component
ibz = ibz + (Ub - EMFbz - ib * Rs*1) / L * SampleTime*1

# calculating the estimated beta EMF component
EMFbzf = EMFbzf * k0 + EMFbz * (1 - k0)

# calculating the electrical angle for the Sliding Mode Observer
thetaRestored_ = atan2(-EMFazf,EMFbzf)
thetaRestored = thetaRestored_ / (2 * M_Pi) + 1;

# End Sliding Mode Observer

if time<0.15:

```

```

thetaRestored = thetaF

# calculating the speed from the restored angle
""x = x + 1
if (x == 1):
    wRestored_ = ((EMFbzf*EMFbzf + EMFazf*EMFazf)**0.5)/1
    wRestored_ = (((Ua-ia*Rs)*2 - (Ub-ib*Rs)2)*0.5)/1
    wRestored_ = (((Psi_a) * 2 - (Psi_b) * 2) ** 0.5) / 1

    wRestored = wRestored*0.7 + wRestored_*0.3
    x = 0
    ""
    """"
x=x+0

if (x==100):
    wRestored = (thetaRestored - thetaRestoredPrev)*3
    thetaRestoredPrev = thetaRestored
    if wRestored<0:
        wRestored = 0
        thetaPrev = theta
        print(wRestored)
        x=0
#thetaRestored = atan2(EMFbzf, EMFazf)

#print(thetaRestored)
#thetaRestored = 2*M_PI - atan2(EMFazf, EMFbzf)
""""

kiObs = 0.1
kpObs = 400
limit = 1

err = sin(th - thetaFbk)
if (abs(wRestored)<limit):
    ui = ui+kiObs*err
wRestored = ui + kpObs*err
thetaFbk = thetaFbk + SampleTime * wRestored
if (thetaFbk >= 2 * M_PI):
    thetaFbk = thetaFbk - 2 * M_PI
if (thetaFbk <= 0.0):
    thetaFbk = thetaFbk + 2 * M_PI
wRestored = wRestored / Zp
# End restored angle calculation

# collecting data for charts
AQs.append(Qs*1)
ADs.append(Ds*1)
Atheta_.append(theta_)
AthetaRestored.append(thetaRestored)
Aia.append(ia)
Aib.append(ib)
Aw.append(w/1)
AthetaF.append(thetaF)
AUa.append(Ua/2)
AUb.append(Ub/2)
AwRestored.append(wRestored/1)

plt.plot(Atheta_)

```

```
plt.plot(AthetaRestored)
#plt.plot(Aia)
#plt.plot(Aib)
plt.plot(Aw)
plt.plot(AthetaF)
plt.plot(AwRestored)

#plt.plot(AUa)
#plt.plot(AQs)
#plt.plot(ADs)

plt.show()
```

APPENDIX 2

Programming code utilized in the servo controller, in C++ language:

```
#ifndef __SENSORLESS_H__
#define __SENSORLESS_H__

typedef struct {
    float  Valpha;
    float  Vbeta;
    float  Ialpha;
    float  Ibeta;
    float  Iq;
    float  Theta;
    float  ThetaSc;
    float  ThetaFo;
    float  ThetaSlo;
    float  Rs;
    float  L;
    float  dT;
    float  Timer;
    float  Fsc;
    float  Tsc;
    float  Tfo;
    float  Kfo;
    float  Ealpha;
    float  Ebeta;
    float  Palpha;
    float  Pbeta;
    float  Kslo;
    float  Vslo;
    float  Iaz;
    float  Ibz;
    float  Vaz;
    float  Vbz;
    float  Eaz;
    float  Ebz;
    float  HfDelta;
    float  HfCurr;
    unsigned HfDuty;
    unsigned HfPeriod;
    unsigned HfCounter;
    unsigned HfFlag;
    unsigned Stage;
} SENSORLESS;

void sensorless_calc(SENSORLESS *);
void sensorless_reset(SENSORLESS *);

#endif // __SENSORLESS_H__
```

```

#include <math.h>
#include "sensorless.h"

static float calcTheta(float A, float B);

void sensorless_calc(SENSORLESS *v)
{
    v->ThetaSc += v->Fsc * v->dT;
    if (v->ThetaSc >= 1.0f) v->ThetaSc -= 1.0f;
    if (v->ThetaSc < 0.0f) v->ThetaSc += 1.0f;

    v->Ealpha = v->Valpha - v->lalpha * v->Rs;
    v->Ebeta  = v->Vbeta - v->lbeta * v->Rs;
    v->Palpha = v->Palpha * v->Kfo + v->Ealpha * (1.0f - v->Kfo) - v->lbeta * v->L;
    v->Pbeta  = v->Pbeta * v->Kfo + v->Ebeta * (1.0f - v->Kfo) - v->lalpha * v->L;
    v->ThetaFo = calcTheta(v->Palpha, v->Pbeta);

    v->Vaz    = (v->lalpha < v->laz) ? v->Vslo : ((v->lalpha > v->laz) ? -v->Vslo : 0);
    v->Vbz    = (v->lbeta < v->lbz) ? v->Vslo : ((v->lbeta > v->lbz) ? -v->Vslo : 0);
    v->laz    = v->laz + (v->Valpha - v->Vaz - v->lalpha * v->Rs) / v->L * v->dT;
    v->lbz    = v->lbz + (v->Vbeta - v->Vbz - v->lbeta * v->Rs) / v->L * v->dT;
    v->Eaz    = v->Eaz * v->Kslo + v->Vaz * (1.0f - v->Kslo);
    v->Ebz    = v->Ebz * v->Kslo + v->Vbz * (1.0f - v->Kslo);
    v->ThetaSlo = calcTheta(v->Eaz, v->Ebz);

    switch(v->Stage)
    {
        case 0:
            if (v->Timer < v->Tsc) { v->Theta = v->ThetaSc; break; }
            v->Timer = 0;
            v->Stage = 1;
        case 1:
            if (v->Tfo && (v->Timer < v->Tfo)) { v->Theta = v->ThetaFo; break; }
            v->Timer = 0;
            v->Stage = 2;
        case 2:
            v->Theta = v->ThetaSlo;
            break;
    }
    v->Timer += v->dT;

    if (!v->Stage)
    {
        if (!v->HfDuty) v->HfCounter = 0;
        else
        {
            if (!v->HfCounter) { v->HfFlag = 1; v->HfCurr = v->Iq; }
            v->HfCounter++;
            if (v->HfFlag && (v->HfCounter >= v->HfDuty))
            {
                v->HfDelta = v->Iq - v->HfCurr;
                v->HfFlag = 0;
            }
        }
    }
}

```



```

    }
    if (v->HfCounter >= v->HfPeriod) v->HfCounter = 0;
  }
}
}

```

```

void sensorless_reset(SENSORLESS *v)
{
  v->Theta = 0;
  v->ThetaSc = 0;
  v->ThetaFo = 0;
  v->ThetaSlo = 0;
  v->HfFlag = 0;
  v->HfCounter = 0;
  v->Stage = 0;
  v->Timer = 0;
  v->Ealpha = 0;
  v->Ebeta = 0;
  v->Palpha = 0;
  v->Pbeta = 0;
  v->laz = 0;
  v->lbz = 0;
  v->Eaz = 0;
  v->Ebz = 0;
}

```

```

static float calcTheta(float A, float B)
{
  float theta = atan2(A, B) / (float)(2*M_PI);
  if (theta < 0) theta += 1.0f;
  if (theta != 0) theta = 1.0f - theta;
  return theta;
}

```