T.C.
HARRAN ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA GÖZLEMCİ TEMELLİ SENSÖRSÜZ VEKTÖR ALAN KONTROL TEKNİKLERİNİN UYGULAMALI KARŞILAŞTIRMASI

Mustafa KAYA

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ŞANLIURFA
2020

Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Hadi SUZER danışmanlığında, Mustafa KAYA'nın hazırladığı **"Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda gözlemci temelli sensörsüz vektör alan kontrol tekniklerinin uygulamalı karşılaştırması"** konulu bu çalışma 16/12/2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Harran Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

İmza

Danışman : Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Hadi SUZER

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Nurettin BEŞLİ

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Faruk KÜRKER

Bu Tezin Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yapıldığını ve Enstitümüz Kurallarına Göre Düzenlendiğini Onaylarım.

Doç. Dr. İsmail HİLALİ
Enstitü Müdürü

Not: Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaktan yapılan bildirişlerin, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak gösterilmeden kullanımı 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖZET i
ABSTRACT ii
TEŞEKKÜR iii
ŞEKİLLER DİZİNİ iv
ÇİZELGELER DİZİNİ vi
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ vii
1. GİRİŞ 1
1.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) 2
1.1.1. SMSM Yapısı ve Çeşitleri 3
1.1.2. SMSM Matematiksel Modeli 6
1.1.3. SMSM Sürücü Sistemi 10
1.2. SMSM Kontrol Teknikleri 11
1.2.1. Skaler kontrol 11
1.2.2. Vektör Kontrol 13
1.2.2.1. Doğrudan Tork Kontrolü (DTC) 13
1.2.2.2. Alan Yönelimli Kontrol (FOC) 14
1.2.2.2.1. Clarke Dönüşümü 15
1.2.2.2.2. Park Dönüşümü 16
1.2.2.2.3. Ters Park Dönüşümü 17
1.2.2.2.4. Vektör Kontrol Şeması 17
1.3. Gözlemciler 19
1.3.1. Luenberger Gözlemci 20
1.3.2. Kayan Mod Gözlemci 22
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR 25
3. MATERYAL ve YÖNTEM 29
3.1. Materyal 29
3.1.1. MATLAB/Simulink Simülasyonu 29
3.1.2. Deneysel Çalışma Düzeneğinin Hazırlanması 30
3.1.3. Güç Kartı Tasarımı 32
3.1.4. Deneysel Çalışma İçin Motor Kontrol Algoritmasının Hazırlanması 35
3.2. Yöntem 38
3.2.1. Kayar Mod Gözlemciyle SMSM'nin Rotor Konumu Tahmini 38
3.2.2. Luenberger Gözlemciyle SMSM'nin Rotor Konumu Tahmini 41
4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA 42
4.1. MATLAB/Simulink Simülasyonu ve Sonuçları 42
4.2. Deneysel Çalışma 48
5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER 54
KAYNAKLAR 56
ÖZGEÇMİŞ 59
EKLER 60

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA GÖZLEMCİ TEMELLİ SENSÖRSÜZ VEKTÖR ALAN KONTROL TEKNİKLERİNİN UYGULAMALI KARŞILAŞTIRMASI

Mustafa KAYA

Harran Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Hadi SUZER
Yıl: 2020, Sayfa: 64

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM), verimlilik ve yüksek güç yoğunluğu özelliklerinden dolayı yaygın olarak kullanılırlar. Bir SMSM'yi en iyi şekilde kontrol edebilmek için rotorun konumu veya hızı bilinmelidir. Rotor konum bilgisini elde ederek ve stator ile rotor manyetik akıları arasındaki doğru açıyı koruyarak, SMSM, sıfır hızda tam tork sağlayacak şekilde kontrol edilebilir. Genel olarak rotor konumu/hızı, enkoder veya resolver gibi sensörler kullanılarak ölçülür. Konum sensörleri, kontrol sisteminin maliyetinde ve karmaşıklığında artışa sebep olduklarından tercih edilmezler. Bu sensörlerin oluşturduğu sorunları gidermek için araştırmacılar, sensörsüz kontrol teknikleri üzerinde çalışmaktadırlar. Sensörsüz kontrol tekniklerinden motor zıt-EMK'sının tahmin edilmesine dayanan gözlemci temelli yöntemler sıklıkla kullanılır. Çünkü SMSM'de zıt-EMK ve rotor konumu arasında mükemmel bir faz ilişkisi vardır. Bu tür kontrolde, çeşitli biçimlerdeki SMSM matematiksel modeli kullanılarak sanal bir sistem oluşturulur. Oluşturulan sisteme, gerçek sistemle aynı faz gerilimleri giriş olarak verilir. Daha sonra gerçek motor ve sanal modelin akım çıktıları karşılaştırılır. Ölçülen ve tahmin edilen motor akımları arasındaki anlık hata, bilinmeyen değişkenlerin (zıt-EMK) tahmini için kullanılır. Bu tez çalışmasında, SMSM'nin sensörsüz kontrolünde kullanılan gözlemci temelli tekniklerden Luenberger ve kayan mod gözlemciler incelenmiştir. Bu gözlemcilerin performans karşılaştırmaları MATLAB/Simulink simülasyonlarıyla ve deneysel çalışmalarla yapılmıştır. Deneysel uygulama için 0.4 kW'lık endüstriyel bir servo motor seçilmiş ve bu motoru sürebilecek bir motor sürücü devresi tasarlanmıştır. Kontrol kartında mikrodenetleyici olarak ST Nucleo F303RE kullanılmıştır. ST Motor Control Workbench yazılımıyla elde edilen motor kontrol algoritması esas alınarak Luenberger ve kayan mod gözlemci temelli kontrol sağlanmıştır. Simülasyon ve deneysel çalışma sonucunda kayan mod gözlemci ile elde edilen çıktılarda, kullandığı işaret fonksiyonundan dolayı çatırtı (chattering) problemi olduğu görülmüştür. Ancak kayan mod gözlemcinin Luenberger gözlemciye göre ölçümsel gürültülere karşı daha gürbüz olduğu gözlenmiştir.

ANAHTAR KELİMELER: SMSM, Alan Yönelimli Kontrol, Sensörsüz Kontrol, Luenberger Gözlemci, Kayan Mod Gözlemci

ABSTRACT

MSc Thesis

APPLIED COMPARISON OF OBSERVER-BASED SENSORLESS VECTOR CONTROL TECHNIQUES ON PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

Mustafa KAYA

Harran University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Mehmet Hadi SUZER
Year: 2020, Page: 64

Permanent magnet synchronous motors (PMSMs) are widely used due to their efficiency and power density characteristics. In order to best control a PMSM, the position or speed of the rotor must be known. By obtaining the rotor position information and maintaining the correct angle between the stator and the rotor magnetic fluxes, PMSM can be controlled to provide full torque at zero speed. Generally, rotor position/speed is measured using sensors such as encoders or resolvers. Position sensors are undesirable in the system as they increase the cost and complexity of the control system. To address the problems caused by these sensors, researchers are working on sensorless control techniques. Among the sensorless control techniques, observer-based methods utilizing an estimation of the motor back-EMF are frequently used. This is because of the perfect phase relationship between the back-EMF and rotor position in PMSM. In this type of control, a virtual system is created by using the various forms of PMSM mathematical model. The same phase voltages are fed into the actual system and the created system. Then the current outputs of the both systems are compared. The instantaneous error between measured and predicted motor currents is used for estimation of unknown variables (back-EMF).
In this study, Luenberger and sliding mode observers, which are observer-based techniques used in the sensorless control of PMSM, are examined. Performance of these observers are compared using MATLAB/Simulink simulations and experimental studies. For the experimental application, an industrial servo motor of 0.4 kW is selected and a motor driver circuit that can drive this motor is designed. ST Nucleo F303RE was used as microcontroller on the control board. Based on the motor control algorithm obtained with the ST Motor Control Workbench software, Luenberger and sliding mode observers were carried out. As a result of the simulation and experimental study, it has been seen that the outputs obtained with sliding mode observer have a chattering problem due to the sign function it uses. However, it is observed that sliding mode observer is more robust against measurement noises comparing to Luenberger observer.

KEY WORDS: PMSM, Field Oriented Control, Sensorless Control, Luenberger Observer, Sliding Mode Observer

TEŞEKKÜR

Tezin konusunun seçiminde, uygulamasında ve çalışmamda yardımlarını esirgemeyen danışmanım sayın Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Hadi SUZER'e teşekkür ederim.

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1.1. Dahili (interior) sürekli mıknatıslı senkron motor 3
Şekil 1.2. SMSM rotor yapıları: solda standart, sağda tersyüz 3
Şekil 1.3. Farklı L_d/L_q oranına sahip rotor kesitleri 4
Şekil 1.4. SMSM rotor yapıları: (a) yüzeysel mıknatıslı, (b) ve (c) dahili mıknatıslı 4
Şekil 1.5. Dağıtılmış sargılı stator (solda) ve konsantre sargılı stator (sağda) 5
Şekil 1.6. SMSM ve BLDC motorlar için sırasıyla sinüzoidal (sol) ve trapezoidal (sağ) akım dalga formları 6
Şekil 1.7. (a, b, c) eksenlerinde SMSM motor modeli 7
Şekil 1.8. $\overline{\imath_s}$ stator akım vektörü 8
Şekil 1.9. SMSM'nin (d, q) ekseninde eşdeğer devresi 9
Şekil 1.10. SMSM sürücüsü bileşenleri 10
Şekil 1.11. DC beslemeli gerilim kaynağı invertörü ve SMSM 10
Şekil 1.12. Tork dalgalanmasının azaltılmasında kullanılan çeşitli kontrol tekniklerinin sınıflandırılması 11
Şekil 1.13. V/f profili 12
Şekil 1.14. DTC blok diyagramı 13
Şekil 1.15. q ve d kuvvetleri 14
Şekil 1.16. Stator akım vektörü ve (a, b, c) bileşenleri 15
Şekil 1.17. Stator akım vektörü ve (α, β) bileşenleri 16
Şekil 1.18. Stator akım vektörü ve bileşenlerinin (a, b, c) ve (d, q) referanslarında gösterimi 16
Şekil 1.19. Vektör Kontrol blok diyagramı 18
Şekil 1.20. (d, q) referans sisteminde akım, gerilim, rotor akısı ve bunların (a, b, c) ve (α, β) referanslarıyla olan bağlantısı 18
Şekil 1.21. Bir kontrol sisteminde gözlemcinin rolü 19
Şekil 1.22. Luenberger gözlemcinin genel blok diyagramı 21
Şekil 1.23. Luenberger gözlemci tabanlı kontrol döngüsü 21
Şekil 1.24. Kayan mod kontrolüne dayalı geri bildirim kompanzasyonu 23
Şekil 1.25. KMK yüzey = 0 etrafında çatırtı 24
Şekil 3.1. SMSM vektör kontrolü Simulink simülasyonu 30
Şekil 3.2. Deneysel çalışma düzeneği 31
Şekil 3.3. Panasonic MSMD042P1S AC servo motoru 31
Şekil 3.4. IR2110 ile yüksek ve alçak MOSFET'lerin sürülmesi 33
Şekil 3.5. V_{DD} gerilimi - Lojik "1" eşik seviyesi grafiği 33
Şekil 3.6. Şönt direnci üzerinden akımların okunması 34
Şekil 3.7. Şönt üzerindeki akım - opamp çıkış gerilimi grafiği 34
Şekil 3.8. Motor sürücüsü üç boyutlu görüntüsü 34
Şekil 3.9. ST MC Workbench arayüzü 35
Şekil 3.10. ST MC Workbench motor kontrol paneli 36
Şekil 3.11. ST MC Workbench "Advanced" görünümü 36
Şekil 3.12. ST MC Workbench "Registers" görünümü 37
Şekil 3.13. "Current sensing" ayarları 37
Şekil 3.14. "Speed sensing" ayarları 38
Şekil 3.15. Zıt-EMK - rotor konumu ilişkisi. 39
Şekil 3.16. Motor elektriksel modeli 39
Şekil 3.17. Kayan mod gözlemci blok diyagramı 40
Şekil 3.18. Zıt-EMK tahmini blok diyagramı 41

Şekil 3.19. SMSM'de Luenberger gözlemci 41
Şekil 4.1. KMG bloku iç yapısı 42
Şekil 4.2. Zıt-EMK gözlemci diyagramı 43
Şekil 4.3. PLL ile hız ve konum bilgisinin elde edilmesi 43
Şekil 4.4. KMG simülasyonu zıt-EMK çıktısı 44
Şekil 4.5. KMG simülasyonu konum çıktısı 45
Şekil 4.6. KMG simülasyonu hız çıktısı 45
Şekil 4.7. LG zıt-EMK gözlemci diyagramı 46
Şekil 4.8. LG simülasyonu zıt-EMK çıktısı 46
Şekil 4.9. LG simülasyonu konum çıktısı 47
Şekil 4.10. LG simülasyonu hız çıktısı 47
Şekil 4.11. LG ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) akımları 48
Şekil 4.12. LG ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) zıt-EMK'ları 49
Şekil 4.13. Enkoder (1) ve LG (2) konum çıktıları 49
Şekil 4.14. KMG1 ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) akımları (a=4) 50
Şekil 4.15. KMG1 ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) zıt-EMK'ları (a=4) 51
Şekil 4.16. Enkoder (1) ve KMG1 (2) konum bilgileri (a=4) 51
Şekil 4.17. KMG2 ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) akımları 52
Şekil 4.18. KMG2 ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) zıt-EMK'ları 52
Şekil 4.19. Enkoder (1) ve KMG2 (2) konum bilgileri 52
Şekil 4.20. Filtre zayıflatması arttırılmış sonuçlar – alfa (1) ve beta (2) akımları 53
Şekil 4.21. Filtre zayıflatması arttırılmış sonuçlar – alfa (1) ve beta (2) zıt-EMK'ları 53
Şekil 4.22. Filtre zayıflatması arttırılmış sonuçlar – Enkoder (1) ve KMG2 (2) konum bilgileri 53

ÇİZELGELER DİZİNİ

Sayfa No

Çizelge 3.1. Motor etiket değerleri 32
Çizelge 3.2. Motor kontrol algoritmasında kullanılan diğer motor parametreleri 32

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

a	AGF zayıflatma faktörü
$\vec{B}_{stator}, \vec{B}_{rotor}$	Stator ve rotor akıları
e_α, e_β	e_s vektör bileşenleri
e_s	Stator zıt-EMK'sı
e_s^*	Tahmini stator zıt-EMK'sı
f_o	AGF kesme frekansı
f_s	AGF örnekleme frekansı
i_a, i_b, i_c	Stator a, b, c faz akımları
i_s	Stator akım vektörü
i_α, i_β	i_s vektör bileşenleri
$\hat{\imath}_\alpha$, $\hat{\imath}_\beta$	Tahmini i_α, i_β akımları
J	Eylemsizlik torku
K	LG kazancı
$Kslide$	KMG kazancı
L_d, L_q	(d, q) ekseni indüktansları
p	Kutup çifti sayısı
R_a, R_b, R_c	Stator a, b, c fazı dirençleri
u_a, u_b, u_c	Stator a, b, c fazı gerilim vektörleri
t_l	Yük torku
θ^*, $\hat{\theta}_r$	Tahmini rotor konumu
θ_r	Ψ_f ve a fazı arasındaki açı
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	Stator akı bağlantısı vektörleri
ω_r	Rotor açısal hızı
$\hat{\omega}_r$	Tahmini rotor açısal hızı

Kısaltmalar

AC	Alternating Current
AGF	Alçak Geçiren Filtre
BLDC	Brushless DC
BJT	Bipolar Junction Transistor
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DAC	Digital to Analog Converter
DC	Direct Current
DTC	Direct Torque Control
EMK	Elektromotor Kuvvet
EMF	Electromotive Force
FOC	Field Oriented Control
GTO	Gate Turn-off Thyristor
IDE	Integrated Development Environment
IGBT	Insulated-gate Bipolar Transistor
KMG	Kayan Mod Gözlemci
KMK	Kayan Mod Kontrol
LG	Luenberger Gözlemci
LPF	Low Pass Filter
MATLAB	Matrix Laboratory
MC	Motor Control
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MP	Motor Profiler
MRAS	Model Reference Adaptive System
PC	Personal Computer

PI	Proportional–Integral
PID	Proportional–Integral–Derivative
PLL	Phase Lock Loop
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PWM	Pulse Width Modulation
SMSM	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
SVPWM	Space Vector PWM
TTL	Transistor–transistor Logic

1. GİRİŞ

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) çok çeşitli uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bir DC motorla karşılaştırıldığında, SMSM'de fırça bulunmamaktadır; bu nedenle DC motordan daha güvenilir ve uzun ömürlüdür. SMSM asenkron motorla kıyaslandığında, SMSM'de rotor manyetik akısının rotor mıknatısları ile üretildiği görülmektedir. Bu nedenle asenkron motora göre daha verimlidir. SMSM; elektrikli ve hibrid taşıtlarda, üst düzey beyaz eşyalarda (buzdolapları, çamaşır makineleri, bulaşık makineleri, vb.), üst düzey pompalarda, fanlarda, yüksek güvenilirlik ve verimlilik gerektiren diğer cihazlarda kullanılır (Brejl, 2012).

Bir SMSM'yi en iyi şekilde kontrol edebilmek için rotor konumu veya hızı bilinmelidir. Genellikle rotor konumu/hızı enkoder veya resolver gibi sensörler kullanılarak ölçülür. Rotor konumu bilgisiyle ve stator ile rotor manyetik akıları arasındaki doğru açıyı koruyarak SMSM, sıfır hızda tam tork sağlayacak şekilde kontrol edilebilir (NXP, 2020).

SMSM kontrol sistemlerinde konum sensörleri genellikle aşağıdaki nedenlerden dolayı istenilmez:

- Sensör ve bunlara ait bağlantı kablolarından kaynaklı ek maliyet
- Bağlantı kablolarında indüklenen elektromanyetik parazit
- Sıcaklık, nem ve titreşim gibi çevresel faktörler nedeniyle sınırlı ölçüm doğruluğu
- Sistem güvenilirliğinde azalma

Yukarıda vurgulanan sorunları gidermek için araştırmacılar, sensörsüz SMSM kontrolü üzerinde çalışmaktadırlar. Bu tür kontrolde, motor gerilimleri ve akımları gibi değişkenler ölçülerek gerçek rotor konumu dolaylı olarak belirlenmeye çalışılır; bu sayede konum sensörlerinden kurtulmak amaçlanır. Sensörsüz kontrol terimi,

kullanılan konum/hız sensörünün bulunmamasından dolayıdır; ancak akımları ölçen sensörler hala bulunmaktadır (NXP, 2020).

Bu tez çalışmasında, SMSM'nin sensörsüz kontrolünde kullanılan gözlemci temelli tekniklerden Luenberger ve kayan mod gözlemciler incelenmiştir. Bu tekniklerin performans karşılaştırmaları MATLAB/Simulink simülasyonları ve deneysel uygulamalarla yapılmıştır. Deneysel uygulama için 0.4 kW'lık bir endüstriyel servo motor seçilmiş ve bu motoru sürebilecek bir motor sürücü devresi tasarlanmıştır. Motor sürücü kartı, üzerine ST Nucleo geliştirme kartı takılabilen bir güç devresidir.

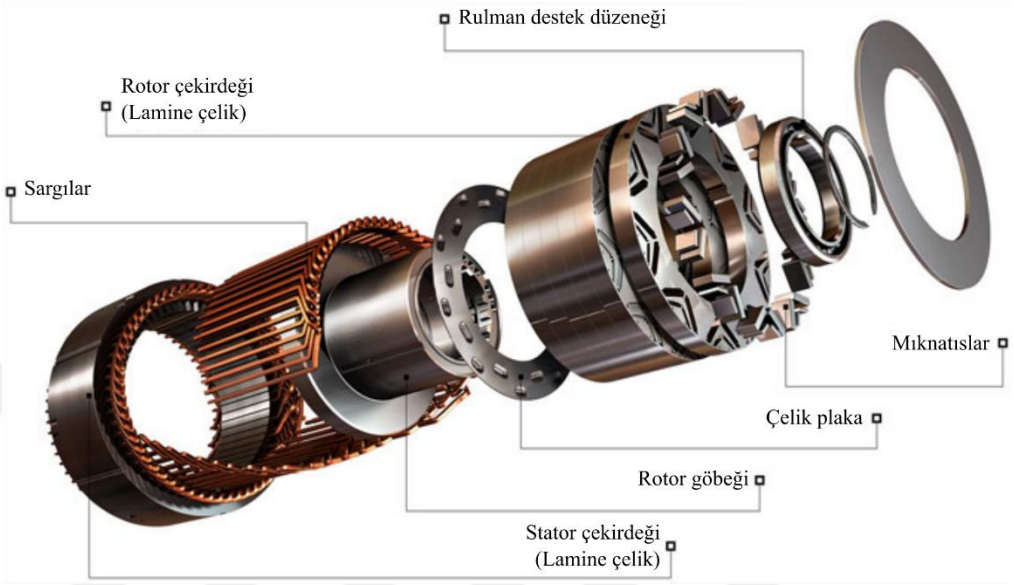
Tez çalışmasının 1. bölümünde giriş yapılmıştır. Bu bölümde, SMSM'nin yapısı ve matematiksel modeli üzerinde durulmuştur. SMSM kontrol tekniklerinden bahsedilmiş ve çalışmanın temelini oluşturan vektör kontrol yapısı açıklanmıştır. Bölümde ayrıca gözlemcilerden bahsedilmiş; uygulamada kullanılacak Luenberger ve kayan mod gözlemciler açıklanmıştır. Bölüm 2'de, daha önce konuyla ilgili yapılmış çalışmalardan bahsedilmiştir. Bölüm 3, materyal ve yöntem hakkındadır. Burada simülasyon çalışması hakkında bilgi verilmiş; deneysel çalışma platformu hakkında açıklama yapılmıştır. Motor sürücü kartı tasarımı ve motor kontrol algoritmasının oluşturulması hakkında bilgi verilmiştir. Bölüm 4'te, simülasyon ve deneylerin uygulama şekli ve sonuçları verilmiştir. Bölüm 5, sonuç ve öneriler hakkındadır. Son olarak kaynaklar, özgeçmiş ve ekler verilmiştir.

1.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM)

Sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM), rotoru sabit mıknatıslardan oluşan senkronize bir elektrik motorudur. SMSM ile bir asenkron motor arasındaki temel fark rotordadır (Levkin, 2020). Statoru aynı tasarıma sahip ve kontrol için aynı değişken frekanslı sürücü kullanılarak yapılan çalışmalar, SMSM'nin yüksek verimli bir asenkron elektrik motorundan yaklaşık %2 daha fazla verime sahip olduğunu göstermektedir (Lindegger, 2009; Levkin, 2020). SMSM; güç/hacim, tork/atalet açısından iyi performansa sahiptir.

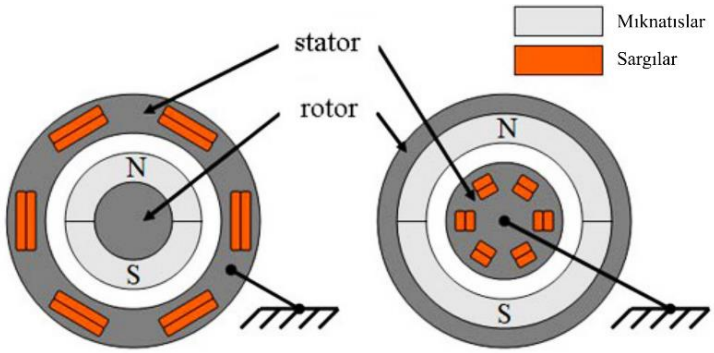
1.1.1. SMSM Yapısı ve Çeşitleri

SMSM, herhangi bir elektrik motorunda olduğu gibi, bir rotor ve bir statordan oluşur (Şekil 1.1). Stator sabit parçadır. Rotor ise dönen kısımdır.



Şekil 1.1. Dahili (interior) sürekli mıknatıslı senkron motor (Levkin, 2020)

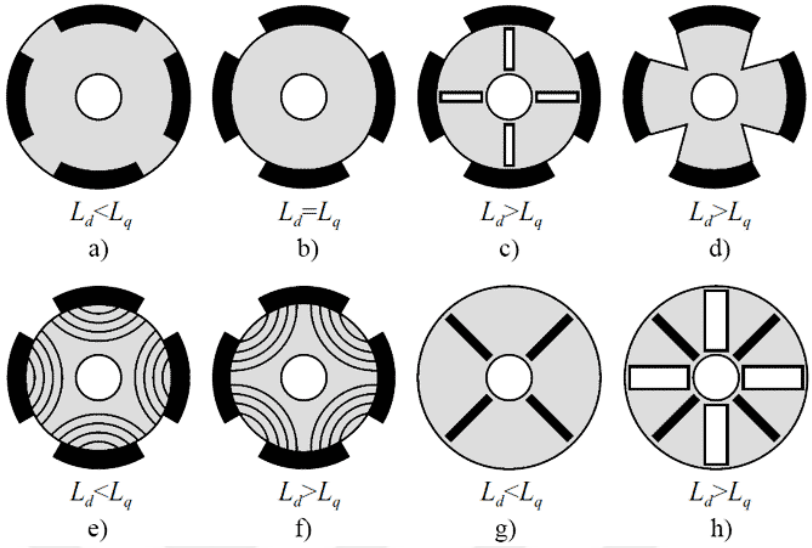
Genel olarak rotor, elektrik motoru statorunun içinde bulunur. Ayrıca dış rotorlu, tersyüz olan, rotorlar da vardır (Şekil 1.2).



Şekil 1.2. SMSM rotor yapıları: solda standart, sağda tersyüz (Levkin, 2020)

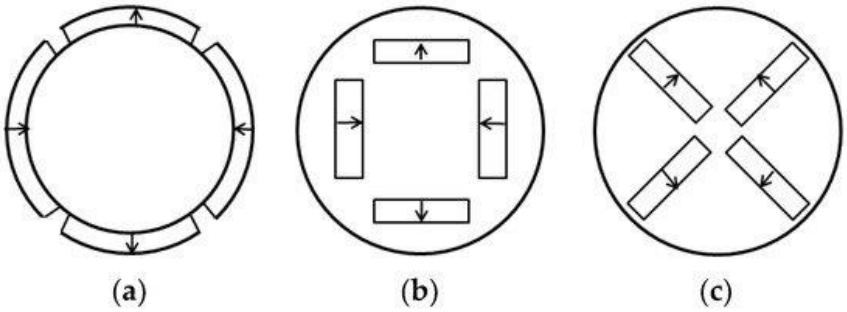
Rotor tasarımına göre senkron motorlar belirgin (salient) kutuplu rotor ve belirgin olmayan (non-salient) kutuplu rotor olmak üzere ikiye ayrılır (Şekil 1.3).

Belirgin olmayan kutuplu rotora sahip motorda d ve q indüktansları eşittir ($L_d = L_q$); fakat belirgin kutuplu rotorda L_q, L_d'ye eşit değildir.



Şekil 1.3. Farklı L_d/L_q oranına sahip rotor kesitleri (Levkin, 2020)

Ayrıca rotorun tasarımına göre SMSM, yüzeysel (surface) ve dahili (interior) SMSM olmak üzere ikiye ayrılır (Şekil 1.4). Yüzeysel SMSM'de mıknatıslar rotor yüzeyine montelidir. Bu motorlarda d ve q indüktansları birbirine eşittir. Dahili SMSM'de ise mıknatıslar rotor çelik lamineleri arasındadır; bu tip motorda d ve q indüktansları birbirine eşit değildir.



Şekil 1.4. SMSM rotor yapıları: (a) yüzeysel mıknatıslı, (b) ve (c) dahili mıknatıslı (Torrent vd., 2018)

Stator; bir dış çerçeve ve sargılı bir çekirdekten oluşur. Genellikler iki veya üç faz sargılı olmaktadırlar. Stator tasarımına bağlı olarak dağıtılmış sargılı ve konsantre sargılı olmak üzere ikiye ayrılır (Şekil 1.5).



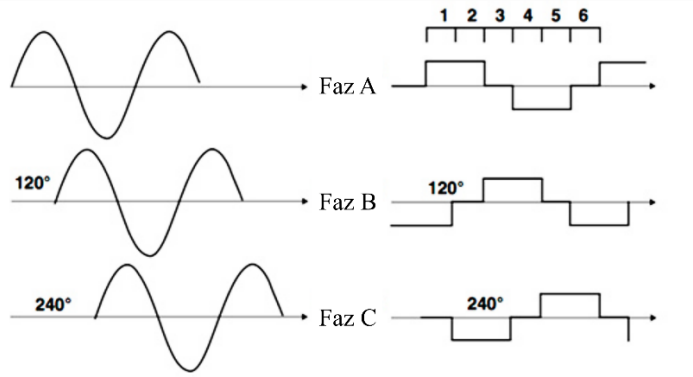
Şekil 1.5. Dağıtılmış sargılı stator (solda) ve konsantre sargılı stator (sağda) (Levkin, 2020)

Konsantre sarımlılarda her slotta yalnız bir faza ait sargılar vardır ve genellikle hobi tarzı BLDC motorlarda kullanılır. BLDC her ne kadar farklı bir isimle anılsa da yapı olarak SMSM'ye çok benzemektedir. Bu motorlara trapez zıt-EMK'lı SMSM de denilmektedir. Bu motorların sargıları hızlı bir şekilde sarılabilmektedir. Bu yüzden SMSM'ye göre ucuzdurlar.

BLDC motorlarda zıt-EMK dalga şekli trapez dalga formundadır ve doğru akımla sürülür. SMSM ise sinüzoidal formda sarılır ve sinüzoidal bir zıt-EMK üretir (Şekil 1.6). Bu nedenle en iyi performansı elde etmek için sinüzoidal sürücü akımına ihtiyaç duyarlar.

Sürücü akımı tipi, motorun ürettiği gürültü miktarını etkilemektedir. Trapez olarak sürülen BLDC, sinüzoidal olarak sürülen SMSM'ye kıyasla daha fazla akustik gürültü ve elektriksel gürültü üretme eğilimindedir.

BLDC motorda uygun stator bobinini sürmek için motor faz akımları, rotor konumuna göre değiştirilir. Bu işleme komütasyon denir. BLDC motorlarda rotor konumu genellikle üç Hall-effect sensörüyle elde edilir. Bu sensörler bir elektriksel çevrimi altı adımda tamamlarlar; her 60 derecede bir faz geçişi sağlanır. Bu yüzden rotor ve stator manyetik akıları arasındaki açı 60 ila 120 derece arasında değişmektedir. Bu da tork dalgalanmalarına neden olmaktadır.



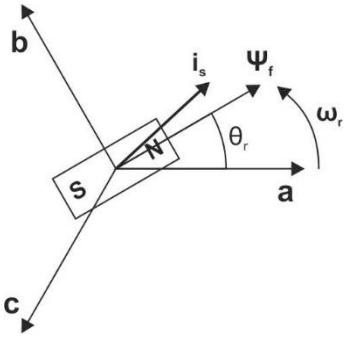
Şekil 1.6. SMSM ve BLDC motorlar için sırasıyla sinüzoidal (sol) ve trapezoidal (sağ) akım dalga formları (STMicroelectronics) (Collins, 2015)

SMSM'de ise rotor konumunu algılamak için enkoder veya resolver kullanılmalıdır. Rotor ve stator manyetik akıları arasındaki açı sürekli 90 derecede tutulur. Bu sayede SMSM'de, BLDC motorlarda bulunan tork dalgalanması görülmez. Bununla birlikte SMSM kontrolü BLDC motora göre daha karmaşık kontrol algoritmaları gerektirir.

Yapıları neredeyse aynı olsa da BLDC ve SMSM motorlar arasındaki sürücü akımı ve zıt-EMK'daki fark önemli bir ayrımdır. Uygun sürücü akımı ve kontrolünün seçilmesi, çalışma ve performans açısından önemli bir faktördür (Collins, 2015).

1.1.2. SMSM Matematiksel Modeli

Şekil 1.7, (a, b, c) eksenlerinde üç fazlı SMSM motor modelini göstermektedir. SMSM statorunun üç fazındaki i_a, i_b, i_c akımları; sırasıyla a, b ve c eksenleriyle hizalıdır ve aralarında 120° fark vardır. Ψ_f, rotor mıknatısının akı bağlantı vektörüdür. Rotor, ω_r açısal hızıyla dönmektedir. θ_r, Ψ_f ve a fazı arasındaki açıdır.



Şekil 1.7. (a, b, c) eksenlerinde SMSM motor modeli

Stator sargılarının (a, b, c) eksenindeki gerilimleri aşağıdaki denklemlerle verilir:

$$\begin{aligned} u_a &= R_a \times i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_b &= R_b \times i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_c &= R_c \times i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \end{aligned} \tag{1.1}$$

Burada; u_a, u_b, u_c stator gerilim vektörlerini; R_a, R_b, R_c stator dirençlerini; i_a, i_b, i_c stator akım vektörlerini; Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c stator akı bağlantısı vektörlerini temsil etmektedirler.

3 fazlı motor değişkenleri (gerilimler, akımlar, manyetik akı vb.) vektör olarak gösterilebilir. Üç vektörle gösterilen iki boyutlu bir vektör sadece iki dik eksen kullanılarak da gösterilebilir. Böylece motor iki fazlı bir sisteme dönüştürülür; denklem sayısı azalır; kontrol sistemi de basitleşir.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} akımlarının anlık üç fazlı stator akımları olsun. Bu durumda:

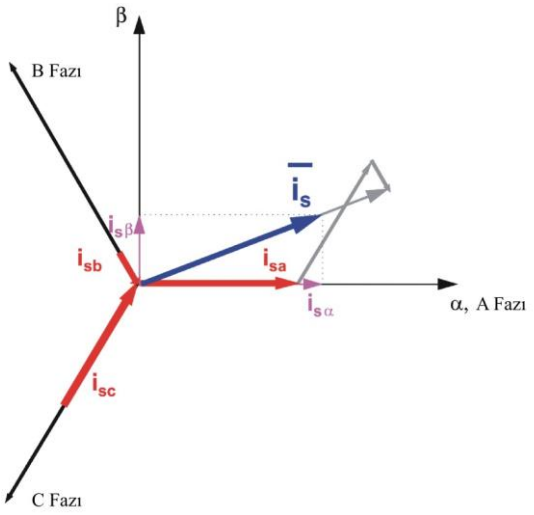
$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \tag{1.2}$$

Daha sonra stator akım vektörünü aşağıdaki gibi tanımlamak mümkündür:

$$\bar{\imath}_s = k(i_{sa} + a i_{sb} + a^2 i_{sc}) \tag{1.3}$$

Burada; $a = e^{j2\pi/3}$, $a^2 = e^{j4\pi/3}$, $k = 2/3$'tür.

Şekil 1.8, $\bar{\imath}_s$ stator bileşke vektörünü göstermektedir.



Şekil 1.8. $\bar{\imath}_s$ stator akım vektörü (Lepka ve Stekl, 2005)

Vektörün gerçek kısmı $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$'dır. (α, β) sabit eksenli stator akımı vektörü şu şekilde ifade edilebilir:

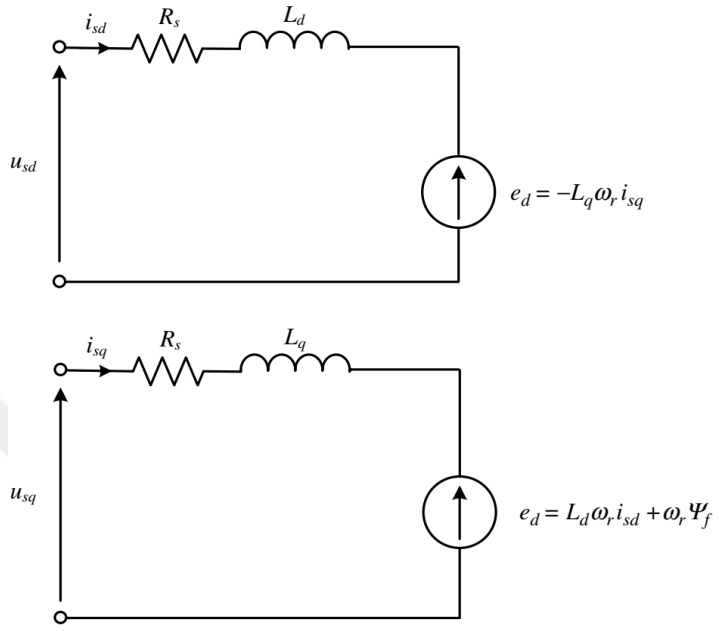
$$\bar{\imath}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \tag{1.4}$$

Simetrik 3 fazlı motorda yatay ve dikey eksen stator akımları olan $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$, gerçek 3 fazlı stator akımlarına bağlı hayali akımlardır. Bu akımlar aşağıdaki formüllerle ifade edilir. Burada k, dönüşüm sabitidir ve değeri $2/3$'tür.

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= k\left(i_{sa} - \tfrac{1}{2} i_{sb} - \tfrac{1}{2} i_{sc}\right) \\ i_{s\beta} &= k\tfrac{\sqrt{3}}{2}\left(i_{sb} - i_{sc}\right) \end{aligned} \tag{1.5}$$

Diğer motor değişkenlerinin (gerilimler, akımlar, manyetik akılar, vb.) vektörleri de, stator akım vektöründe olduğun gibi tanımlanabilirler.

(d, q) ekseninde SMSM eşdeğer devresi Şekil 1.9'da gösterilmektedir. SMSM'de ana manyetik alan sürekli mıknatıslar tarafından üretilir. Bu mıknatıslar rotorun üzerine yerleştirilir.



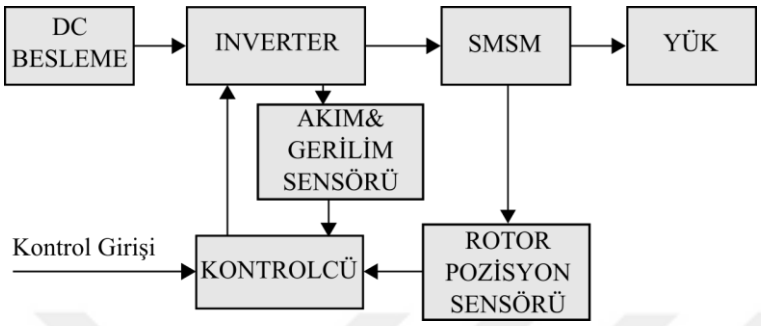
Şekil 1.9. SMSM'nin (d, q) ekseninde eşdeğer devresi (Abu-Rub vd., 2012)

SMSM'nin matematiksel modeli, durum değişkenlerinin diferansiyel denklemleri olarak gösterilebilir. Buna göre motorun matematiksel denklemleri aşağıda verilmiştir. Burada R_s stator direnci, L_d ve L_q rotorun d ve q eksenlerindeki endüktansları, ω_r rotor açısal hızı, J eylemsizlik torku, t_l yük torku ve p kutup çifti sayısıdır.

$$\begin{aligned}
\frac{di_d}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q} + \frac{L_q}{L_d}\omega_r i_q + \frac{1}{L_d}u_d \\
\frac{di_q}{dt} &= -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_q}{L_d}\omega_r i_d - \frac{1}{L_q}\omega_r \psi_f + \frac{1}{L_q}u_q \\
t_e &= \frac{3}{2}p[\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\
\frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{1}{J}[t_e - t_l] \\
\frac{d\theta_r}{dt} &= \omega_r
\end{aligned} \tag{1.6}$$

1.1.3. SMSM Sürücü Sistemi

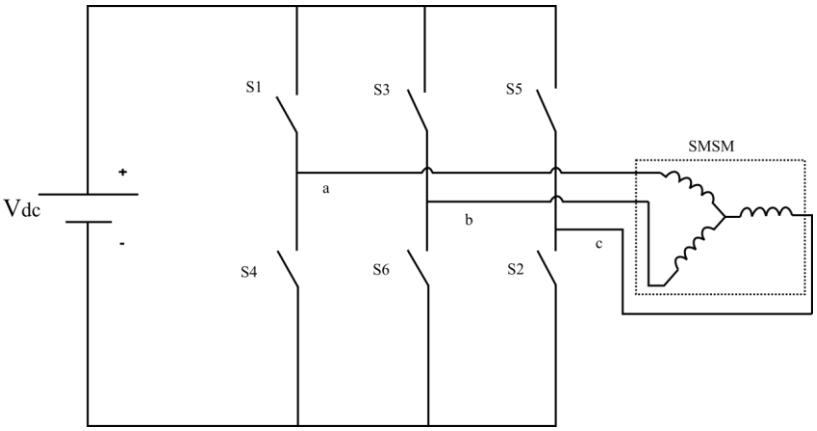
Motor sürücüsü temel bileşenleri; invertör, ana kontrol ünitesi ve konum sensörüdür. Bileşenlerin ara bağlantıları Şekil 1.10'da gösterilmiştir.



Şekil 1.10. SMSM sürücüsü bileşenleri (Balashanmugham ve Maheswaran, 2019)

İnvertörler, sabit DC gerilimi, değişken frekans ve genlikte bir AC gerilime dönüştüren cihazlardır. İnvertörler genellikle ayarlanabilir hız sürücülerinde kullanılır.

Şekil 1.11, besleme gerilimi Vdc ve altı anahtarlı bir gerilim kaynağı invertörünü göstermektedir. AC gerilimin frekansı, uygulamalara bağlı olarak değişken veya sabit olabilir.



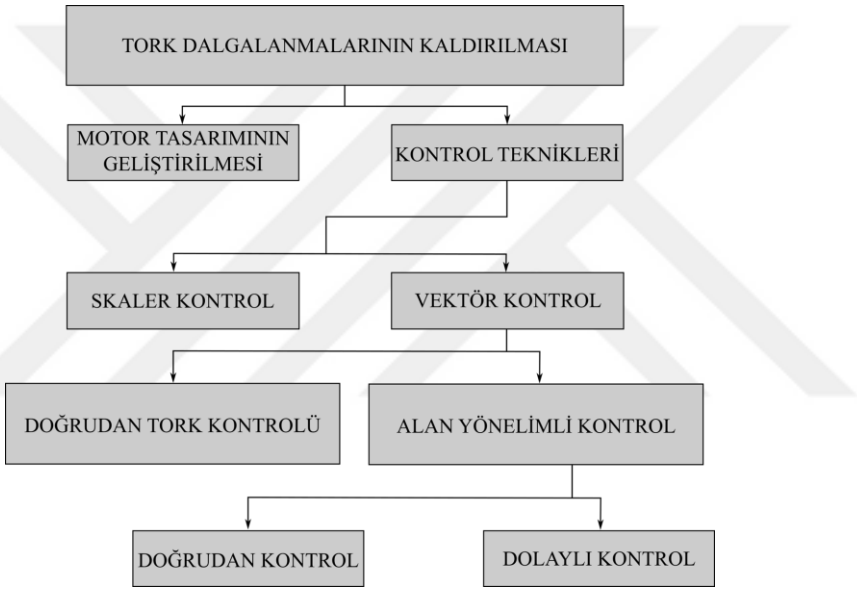
Şekil 1.11. DC beslemeli gerilim kaynağı invertörü ve SMSM (Balashanmugham ve Maheswaran, 2019)

Üç fazlı invertörler, bir DC gerilim kaynağı ve SMSM'ye bağlı altı güç açma/kapama anahtarından oluşur. Piyasada çeşitli komponentler mevcuttur ve bunlar

BJT'ler, MOSFET'ler, IGBT'ler ve GTO'lardır. MOS kaplamasının yüksek güç kazancı ve kontrol avantajları sağlaması nedeniyle sektörde MOSFET ve IGBT tercih edilmektedir (Balashanmugham ve Maheswaran, 2019).

1.2. SMSM Kontrol Teknikleri

SMSM'deki tork dalgalanmalarını azaltmak için literatürde çeşitli motor tasarımlarına ve kontrol tekniklerine dayanan birçok teknik (Şekil 1.12) önerilmiştir (Balashanmugham ve Maheswaran, 2019).

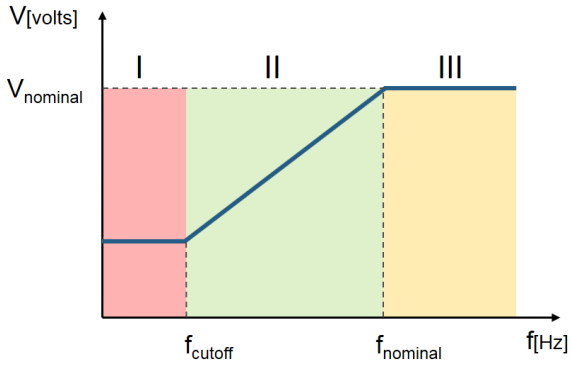


Şekil 1.12. Tork dalgalanmasının azaltılmasında kullanılan çeşitli kontrol tekniklerinin sınıflandırılması (Balashanmugham ve Maheswaran, 2019)

1.2.1. Skaler kontrol

Değişken hızlı uygulamalar için AC motor kontrol yöntemlerinden biri skaler kontroldür. Bu yöntemin diğer bir adı V/f skaler kontroldür. V/f skaler kontrol yönteminde, stator manyetik akısının frekansı istenen senkron rotor hızına göre ayarlanır. Stator geriliminin büyüklüğü ise çalışma frekansına göre V/f oranını sabit tutacak şekilde ayarlanır.

V/f oranı, motorun gerilim ve frekans parametrelerinin nominal değerlerinden hesaplanır. Genellikle uygulamada V/f profili tüm motor hız aralığında sabit değildir. Şekil 1.13'te görülebileceği gibi, V/f profili üç ana bölgeye ayrılabilir:



Şekil 1.13. V/f profili (NXP, 2020)

- Kompanzasyon alanında (I. bölge) basitleştirilmiş matematiksel modelde ihmal edilen stator direncindeki gerilim düşüşünü telafi etmek için normal değerinden daha yüksek bir gerilim gereklidir.
- Doğrusal alanda profil (II. bölge) sabit V/f ilişkisini takip eder.
- Alan zayıflaması bölgesinde (III. bölge) sargı yalıtımında bozulmayı önlemek için nominal değerdeki stator gerilim sınırlaması nedeniyle sabit V/f oranı uygulanamaz.

SMSM'de V/f skaler kontrolü, iyi dinamik performansın gerekli olmadığı uygulamalarda iyi bir alternatiftir (fanlar, pompalar veya üfleyiciler gibi). Bu gibi durumlarda V/f skaler kontrolü, bir konum/hız sensörüne gerek olmadan gerçekleştirilir (NXP, 2020).

SMSM'nin V/f skaler kontrolünde hem açık hem de kapalı döngü kontrol uygulanabilir. Açık döngü kontrol, sistem dinamik tepkisinin önemli olmadığı uygulamalarda kullanılır. Bu tür kullanım durumları için frekans istenen hıza ayarlanır ve nihayetinde rotorun senkron hızı izleyeceği varsayılır (NXP, 2020).

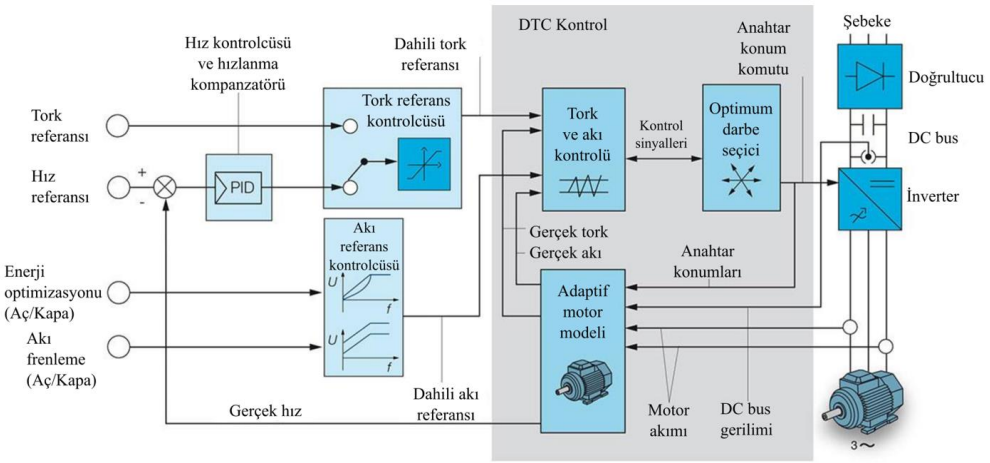
1.2.2. Vektör Kontrol

SMSM'nin vektör kontrolü hem akının hem de torkun ayrı kapalı döngüde kontrolüne izin verir; böylece ayrı uyarılmış bir DC motorunkine benzer basitlikte bir kontrol yapısı elde edilir.

1.2.2.1. Doğrudan Tork Kontrolü (DTC)

Doğrudan Tork Kontrolü (DTC), akı ve torkun doğrudan kontrol edildiği, optimize edilmiş bir AC sürücü kontrol prensibidir (Şekil 1.14).

DTC'de ölçülen giriş değerleri, motor akımı ve gerilimleridir. Gerilim; DC bus gerilimi veya invertör anahtar konumlarından okunur. Gerilim ve akım sinyalleri, her 25 mikrosaniyede bir stator akısı ve tork değeri üreten bir motor modeline girilir. Motor torku ve akı karşılaştırıcıları; gerçek değerleri, tork ve akı referans kontrolörleri tarafından üretilen referans değerleriyle karşılaştırır. Bu iki seviyeli kontrolörlerin çıkışları her 25 mikrosaniyede bir güncellenir ve tork veya akının değiştirilmesi gerekip gerekmediğini belirlerler. İki seviyeli kontrolörlerin çıkışlarına bağlı olarak anahtarlama mantığı en uygun invertör anahtar konumlarını belirler. İnvertör anahtar konumları, motor gerilimini ve akımını tekrar belirlerler; bu da motor torkunu ve akısını etkiler. Böylece kontrol kapalı döngüde tekrarlanır (ABB, 2020a).

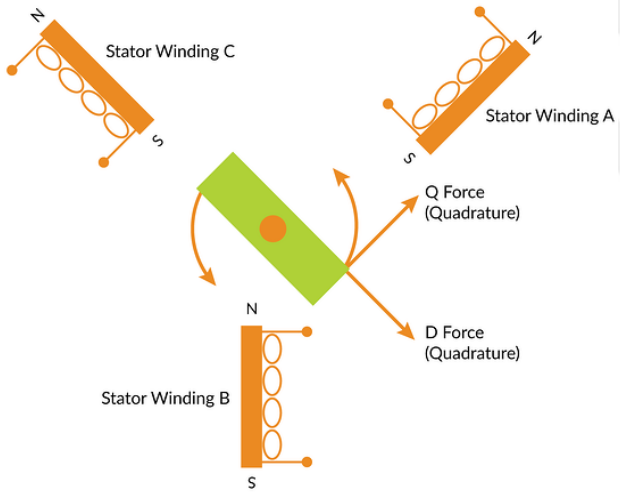


Şekil 1.14. DTC blok diyagramı (ABB, 2020b)

1.2.2.2. Alan Yönelimli Kontrol (FOC)

FOC, (a, b, c) faz akımlarının bileşkesi olan stator akımlarının, birbirine dik olan (d, q) akımlarıyla temsil edilmesine dayanır. (d, q) bileşenlerinden, d motorun manyetik akısını, q ise torkunu oluşturur. (d, q) bileşenleri kontrol edilerek 3 fazlı motorun akı ve tork üreten bileşenleri, serbest uyartımlı bir DC motorda olduğu gibi, ayrı ayrı kontrol edilebilir (Akin ve Bhardwaj, 2013).

Bir motorda en yüksek torku elde etmek için rotor alanı ile stator alanı arasındaki açı 90 derece olmalıdır. Şekil 1.15'te stator manyetik alanının rotor manyetik alanına uyguladığı q ve d kuvvetleri gösterilmektedir. SMSM'in kontrolünde, d kuvvetini sıfırda tutmak ve q kuvvetini istenen torka göre ayarlamak gerekir.



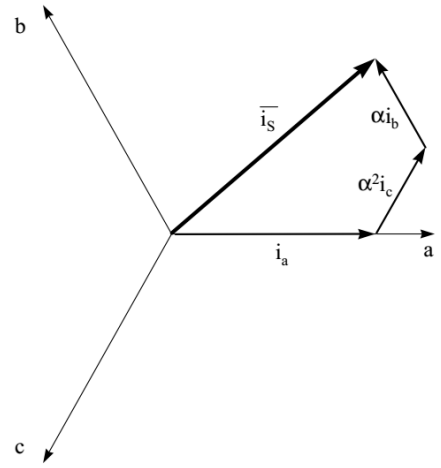
Şekil 1.15. q ve d kuvvetleri (Lewin, 2020)

Stator akımının d bileşeni bazı durumlarda rotor akısını azaltarak zıt-EMK'yı azaltmak ve bu sayede yüksek hızlarda çalışmayı sağlamak için negatif tutulabilir. (Akin ve Bhardwaj, 2013). Buna alan zayıflatma denir.

Stator akımlarını doğru kontrol edebilmek için rotorun konumu bilinmelidir. Konum genellikle enkoder/resolver gibi bir sensör ile elde edilir. Rotorun erişilebilir olmadığı ve düşük maliyetli uygulamalarda, konum sensörlerini kaldırmak için rotor konum gözlemcileri kullanılabilir (Akin ve Bhardwaj, 2013).

Vektör kontrolü, kontrol sisteminin kullandığı anlık elektriksel niceliklere dayanır. Böylece kontrolün her türlü çalışma koşulunda (kararlı hal ve geçici hal) doğruluğu ve sınırlı bant genişliğindeki matematiksel modelden bağımsızlığı sağlanır (Texas Instruments, 1998).

3 faz AC motorların gerilim, akım ve akıları, vektör olarak gösterilebilir. Burada i_a, i_b ve i_c, stator fazlarından alınan anlık akımlar olsun. Bu durumda faz akımlarının bileşkesi olan i_s stator akımı Şekil 1.16'daki gibi gösterilebilir.



Şekil 1.16. Stator akım vektörü ve (a, b, c) bileşenleri (Texas Instruments, 1998)

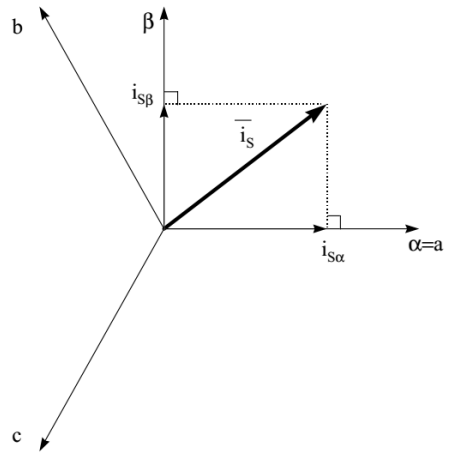
(a, b, c) eksenleri, üç fazlı sistem eksenlerini gösterir. FOC'de (a, b, c) eksenlerinden, zamanla değişmeyen iki koordinatlı (d, q) eksenlerine geçilmelidir. Bu dönüşüm iki aşamada gerçekleştirilir. İlk olarak Clarke dönüşümüyle (a, b, c) eksenlerinden (α, β) eksenlerine geçiş yapılır. Bu dönüşümle, üç eksenle temsil edilen iki boyutlu vektör, iki eksenle gösterilmiş olur. İkinci aşamada Park dönüşümü, (α, β) eksenlerinden (d, q) eksenlerine geçişi sağlar. d ekseni rotorla hizalıdır ve (d, q) eksenleri rotorla beraber dönmektedir. q ekseni ise d eksenine dik olacak şekilde konumlanır.

1.2.2.2.1. Clarke Dönüşümü

İki boyutlu bir vektör, (α, β) denilen 2 dik eksenle gösterilebilir. α-ekseninin a-ekseniyle aynı yönde olduğu varsayılarak Şekil 1.17 elde edilir.

Bu gösterim, üç fazlı sistemi iki boyutlu dik sisteme dönüştürür. Dönüşümler aşağıdaki formüllerle ifade edilir:

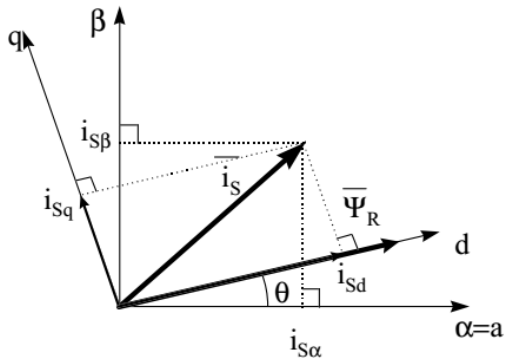
$$i_{S\alpha} = i_a$$
$$i_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_a + \frac{2}{\sqrt{3}} i_b \quad (1.7)$$



Şekil 1.17. Stator akım vektörü ve (α, β) bileşenleri (Texas Instruments, 1998)

1.2.2.2.2. Park Dönüşümü

Park dönüşümüyle iki dik eksenli (α, β) sisteminden (d, q) döner eksenleri sistemine geçilir. Eğer d eksenini rotor konumuyla hizalarsak, Şekil 1.18'de görülen sistemi elde etmiş oluruz.



Şekil 1.18. Stator akım vektörü ve bileşenlerinin (a, b, c) ve (d, q) referanslarında gösterimi (Texas Instruments, 1998)

θ, rotor akısı konumudur. Akım vektörünün akı ve tork bileşenleri aşağıdaki eşitliklerle hesaplanır:

$$\begin{aligned} i_{Sd} &= i_{S\alpha}cos\theta + i_{S\beta}sin\theta \\ i_{Sq} &= -i_{S\alpha}sin\theta + i_{S\beta}cos\theta \end{aligned} \tag{1.8}$$

Bu akımlar, (α, β) bileşenleri ve rotor akı konumu bilgileriyle elde edilir. Eğer rotor akı konumu bilinirse (d, q) bileşenleri sabit (DC) değerler haline gelir.

1.2.2.2.3. Ters Park Dönüşümü

Bu dönüşümle (d, q) dönen referans sisteminden iki fazlı sabit (α, β) dik eksenli sisteme geçilir. Aşağıda bu dönüşüme ait eşitlikler verilmiştir:

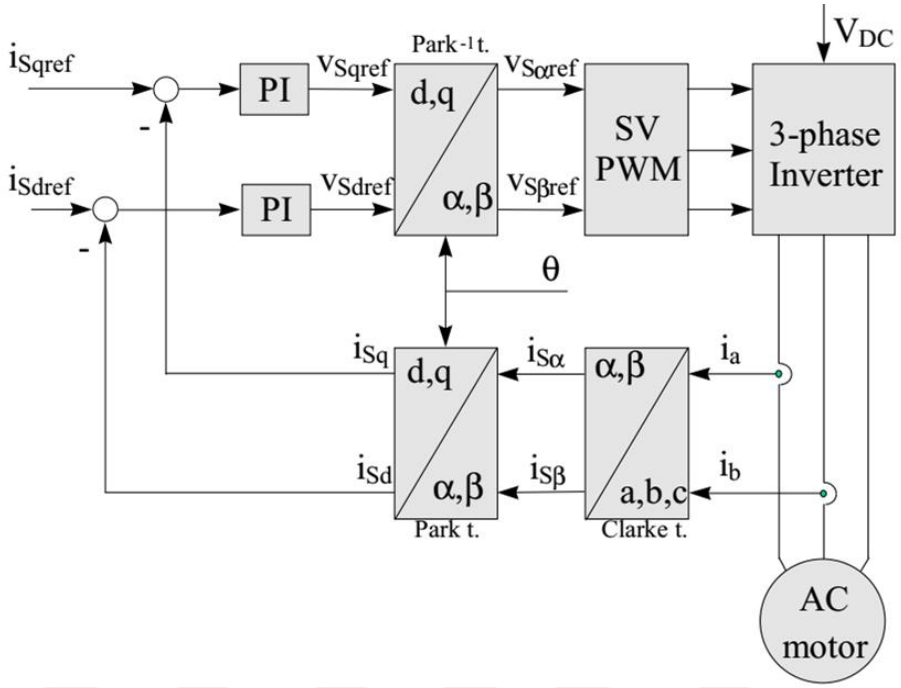
$$\begin{aligned} v_{S\alpha ref} &= v_{Sdref}cos\theta - v_{Sqref}sin\theta \\ v_{S\beta ref} &= v_{Sdref}sin\theta + v_{Sqref}cos\theta \end{aligned} \tag{1.9}$$

Bu iki vektör, motor fazlarına uygulanan gerilim vektörü bileşenleridir.

1.2.2.2.4. Vektör Kontrol Şeması

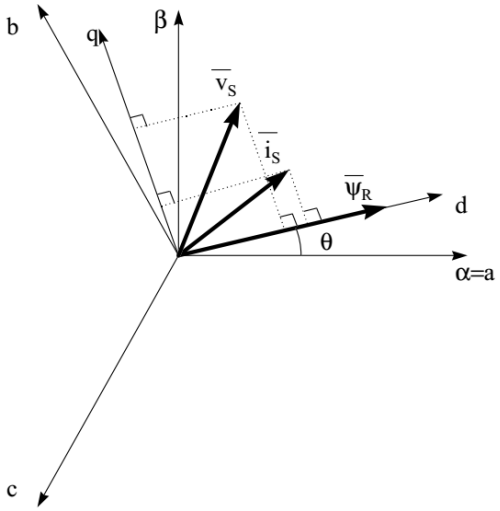
Şekil 1.19, vektör kontrol yöntemiyle tork kontrolünü özetlemektedir. Bu kontrolde motorun iki fazındaki akımlar ölçülür; diğer fazdaki akım, bu iki faz akımının toplamının negatifi olacaktır. Bu yüzden üç fazdan ikisinin ölçülmesi yeterlidir. Ölçülen akımlar, Clarke dönüşüm bloku girişlerine uygulanır. Bu blokun çıkışları $i_{S\alpha}$ ve $i_{S\beta}$ bileşenleridir. Bu bileşenler ise (d, q) dönen referans sisteminin elde edildiği Park dönüşüm bloku girişleridir. i_{Sd} ve i_{Sq} bileşenleri i_{Sdref} (akı referansı) ve i_{Sqref} (tork referansı) ile karşılaştırılır. Rotor akısı mıknatıs tarafından belirlendiğinden i_{Sdref} sıfır olarak ayarlanmalıdır. SMSM'in aksine asenkron motorlarda rotorda akı indüklemek gerektiğinden bu referans sıfır olmayacaktır. Akım regülatör çıkışları V_{Sdref} ve V_{Sqref}, Ters Park dönüşüm blokuna uygulanır. Bu blokun çıkışları, (α, β) dik eksen bileşenleri olan $V_{S\alpha ref}$ ve $V_{S\beta ref}$ gerilimleridir ve Uzay

Vektör PWM (SVPWM) girişleri olarak kullanılır. SVPWM çıkışları invertörü süren sinyallerdir.



Şekil 1.19. Vektör Kontrol blok diyagramı (Texas Instruments, 1998)

Şekil 1.20, (a, b, c), (α, β) ve (d, q) eksenlerini, rotor akısı vektörünü, (d, q) referansında stator akımı ve gerilimini birlikte göstermektedir.

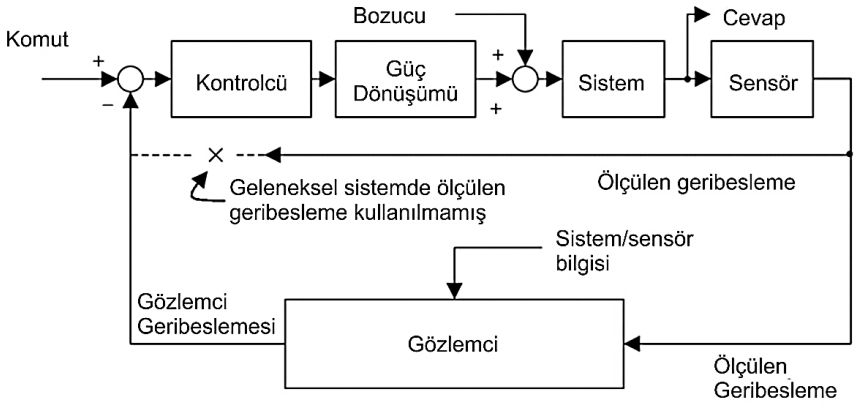


Şekil 1.20. (d, q) referans sisteminde akım, gerilim, rotor akısı ve bunların (a, b, c) ve (α, β) referanslarıyla olan bağlantısı (Texas Instruments, 1998)

1.3. Gözlemciler

Kontrol sistemlerinde geri besleme genellikle sensörler aracılığıyla yapılır. Ancak bazı durumlarda sensörler sistemde istenilmez. Sensörler sisteme ek maliyet katarlar. Ayrıca ek bağlantı kabloları gerektirirler ve bu da maliyeti arttırır. Bağlantı kablolarının maruz kaldığı elektromanyetik parazitin sisteme olumsuz etkileri vardır. Sensörlerin; kir, nem gibi zorlu ortamlarda kullanılması gerekebilir. Bunun sonucunda sistemin ömrü ve güvenilirliğin azalır. Motorun sıvıya daldırılıp pompa olarak kullanılması gibi durumlarda sensörlerin tamamen sistemden kaldırılması gerekebilir. Sensörlerin istenmediği sistemlerde gözlemciler iyi bir alternatif olabilir. Gözlemciler bir kontrol sistemindeki sensörleri arttırmak (sisteme sanal sensörler eklemek), değiştirmek veya kaldırmak için kullanılabilirler.

Gözlemciler; ölçülen sinyaller ve kontrol sisteminin diğer parametrelerini kullanarak gözlenen sinyaller üreten algoritmalardır. Şekil 1.21'de gösterildiği gibi gözlemci, sensör çıkış sayısını arttırır ve kontrolcüye bir geri bildirim sinyali sağlar. Burada gözlemci, sensörü kaldırmak için değil; geri beslemenin hassasiyetini arttırmak için kullanılmıştır.



Şekil 1.21. Bir kontrol sisteminde gözlemcinin rolü (Ellis, 2012)

Gözlemciler düşük maliyetli bir sensörün performansını artırarak sistem maliyetini düşürmek için kullanılabilir. Böyle bir durumda sensörden gelen düşük doğruluğa sahip çıkıştan, sistem parametrelerini kullanarak yüksek doğruluğa sahip

çıkış elde edilebilir. Böylece sensör, daha yüksek maliyetli bir sensöre eşdeğer performans sağlayabilir. Sensörlerin kullanım sınırlarını aşan durumlarda sensörler kaldırılabilir. Bu çalışmada da motor konum sensörünü kaldırarak sensörsüz bir çalışma hedeflenmektedir.

Gözlemcilerin bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Gözlemciler sisteme karmaşıklık katar ve ek hesaplama kaynakları gerektirirler. Özellikle sistem parametreleri önemli ölçüde değiştiğinde fiziksel sensörlerden daha zayıf olabilirler. (Ellis, 2012).

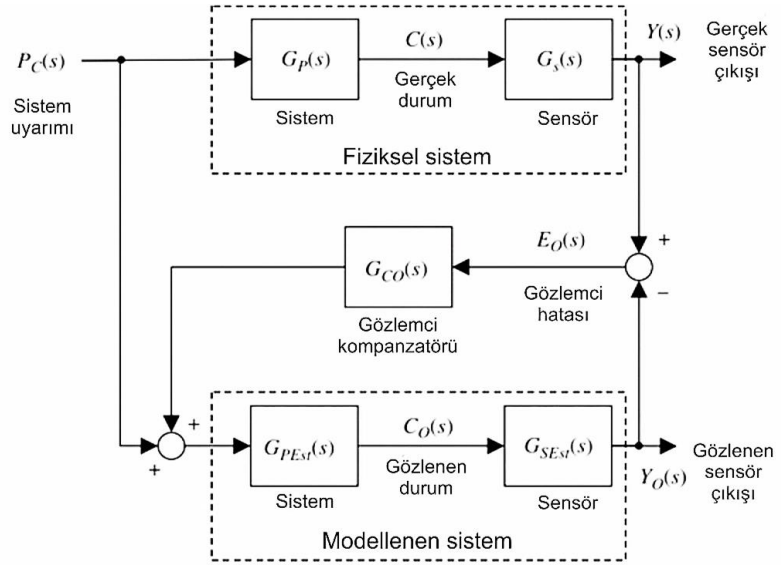
1.3.1. Luenberger Gözlemci

Luenberger gözlemci belki de en pratik gözlemci biçimidir (Ellis, 2012). Luenberger gözlemcinin genel diyagramı Şekil 1.22'de gösterilmektedir. Gözlemci beş unsuru birleştirir:

- Sensör çıkışı, $Y(s)$
- Güç dönüştürücü çıkışı (sistem uyarımı), $P_C(s)$
- Sistemin modeli (sanal), $G_{PEst}(s)$
- Sensör modeli, $G_{SEst}(s)$
- PI veya PID gözlemci kompanzatörü, $G_{CO}(s)$

İdealde kontrol döngüsü, geri besleme olarak gerçek durum $C(s)$'yi kullanır. Ancak geri besleme bilgisi $Y(s)$, sensörden gelir. $G_S(s)$, sensör aktarım fonksiyonudur.

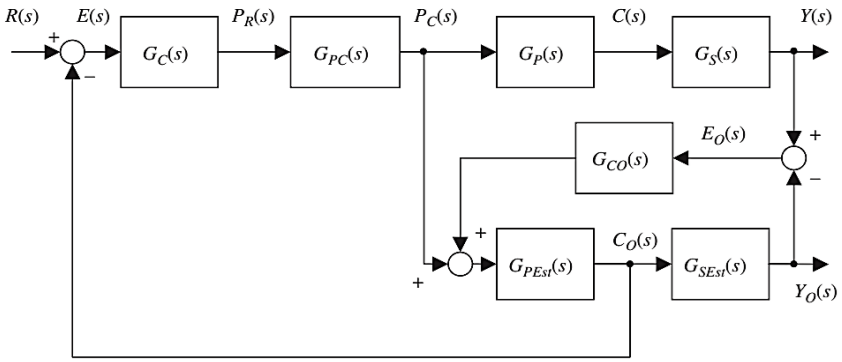
Gözlemci diyagramında (Şekil 1.22) fiziksel sisteme paralel olarak çalışan matematiksel model kullanılmıştır. Matematiksel modelin, fiziksel sistemin tam bir kopyası olduğunu varsayılırsa $Y_O(s) = Y(s)$ ve dolayısıyla $E_O(s) = 0$ olacaktır. Gerçek bir uygulamada $E_O(s)$ sıfır olmayacaktır, çünkü modeller fiziksel muadillerinin mükemmel bir temsili olmayacaktır. Ölçülmemiş, yanlış ölçülmüş değerler olacak; bozucular olacaktır.



Şekil 1.22. Luenberger gözlemcinin genel blok diyagramı (Ellis, 2012)

Gözlemcide hatayı sıfıra götürmek için hata sinyali modele geri yönlendirilir. Gözlemci kompanzatörü $G_{CO}(s)$ genellikle yüksek kazançlı bir PI veya PID kontrolcüdür. $G_{CO}(s)$'ın kazançı genellikle mümkün oldukça yüksek ayarlanır (Ellis, 2012). Kontrolcü sayesinde hata kompanze edilir; gözlemlenen durum $C_O(s)$, gerçek durum $C(s)$'ye eşitlenir.

Şekil 1.23'de Luenberger gözlemcinin kontrol döngüsünü kapatmak için kullanıldığı bir uygulama verilmiştir. Sensör çıkışı döngüyü kapatmak için kullanılmamaktadır; bunun yerine gözlemciyi gözlenen bir durum oluşturmaya yönlendirmek için kullanılmıştır. Burada gözlemcinin kullanım amacı, sensörün zayıflığını azaltmak veya ortadan kaldırmaktır.



Şekil 1.23. Luenberger gözlemci tabanlı kontrol döngüsü (Ellis, 2012)

1.3.2. Kayan Mod Gözlemci

Kayan mod kontrolü (KMK), eksik modellenmiş veya doğrusal olmayan sistemler için tasarlanmış bir kontrol sistemidir. Parametre varyasyonlarına ve bozuculara karşı dayanıklıdır. KMK; robot manipülatörler, uçaklar, su altı araçları, uzay araçları, esnek uzay yapıları, elektrik motorları, güç sistemleri ve otomotiv motorları gibi çok çeşitli pratik sistemlere başarıyla uygulanmıştır (Wu vd., 2014).

KMK'nın en ilgi çekici yönlerinden biri, iki ayrı sürekli durum arasında hızlı bir şekilde geçiş yapmak olan süreksiz bir kontrol yaklaşımı kullanılarak, kontrollü sistem dinamiklerinin kayan yüzey olarak bilinen önceden belirlenmiş bir yörüngeyi izlemek zorunda kalmasıdır (Wang vd., 2018).

Aşağıda doğrusal olmayan bir vektör verilmiştir:

$$x(t) = f(x,t) + h(x,t) \cdot u(t) \tag{1.10}$$

Burada $x \in \mathbb{R}^n$ durum değişkenini göstermektedir. $f(x,t)$ ve $h(x,t)$ lineer olmayan $n \times n$ ve $n \times m$ boyutlu vektör fonksiyonlarıdır. Sürekli olmayan kontrol girişi olan $u \in \mathbb{R}^m$ şu şekilde tanımlanır:

$$u = \begin{cases} u^+(x,t\,), & s(x) > 0 \\ u^-(x,t), & s(x) < 0 \end{cases} \tag{1.11}$$

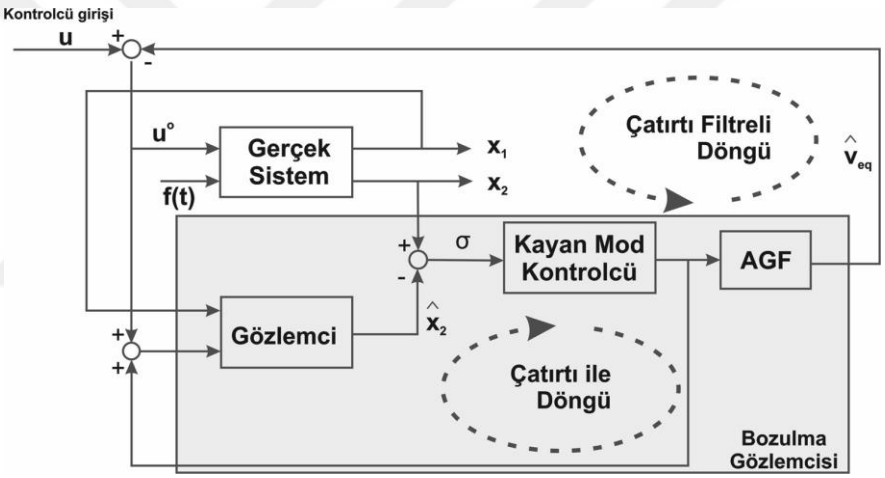
Burada; $s(x) = (s_1(x), \ldots, s_m(x))^T$ anahtarlama fonksiyonunu, $s_i(x) = 0$ ve $\forall i = 1 \ldots m$ ise m tane kayan yüzeyi tanımlamaktadır.

Alan yönelimli kontrolde kayan mod kontrol anahtarlama fonksiyonu $s(x,t) = (s_d, s_q)^T$ şu şekilde tanımlanır:

$$\begin{aligned} s_d &= i_d - i_d^* = 0 \\ s_q &= i_q - i_q^* = 0 \end{aligned} \tag{1.12}$$

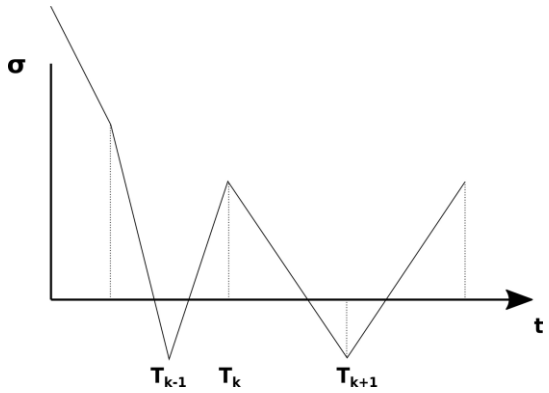
Teoriye göre KMK sağlam olmalıdır; ancak deneyler ciddi sınırlamalara sahip olduğunu göstermektedir (Péter vd., 2014). KMK'nın başlıca sorunu, kayan yüzey etrafındaki yüksek frekanslı salınım, yani çatırtı, kontrol performansını ciddi bir şekilde azaltmaktadır. Araştırmacılar çatırtı sorunun çözmek için çeşitli yöntemler geliştirmişlerdir.

İdeal bir kayan moda ulaşmak için gözlemci – kayan mod kontrolör devresi mümkün oldukça hızlı olmalıdır. Gerçek sistem – kompanzatör (Kayan Mod Kontrolörü ve alçak geçiren filtre (AGF)'den oluşur) döngüsü, bozucu değişiminden daha hızlı olmalıdır (Péter, Halas vd., 2014). Uygulamada, Şekil 1.24'te gösterildiği gibi, bir AGF ile çatırtı önlenmeye çalışılır.



Şekil 1.24. Kayan mod kontrolüne dayalı geri bildirim kompanzasyonu (Péter, Halas vd., 2014)

Kayan mod gözlemcinin ayrık zamanlı kullanımında örnekleme frekansı Luenberger gözlemciye göre arttırılmalıdır. KMK'nın anahtarlama frekansı yeterince yüksek değilse Şekil 1.25'te gösterildiği gibi yüzey = 0 etrafında çatırtı oluşabilir. Kayan mod sabiti (Kslide) büyüdükçe çatırtı da artar. Kslide değeri bozulma değerinden daha küçükse bozulmaları ortadan kaldıramaz (Péter, Halas vd., 2014).



Şekil 1.25. KMK yüzey = 0 etrafında çatırtı (Péter, Halas vd., 2014)

2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Literatürde sensörsüz hız veya konum elde etmek için geliştirilen birçok gözlemci tabanlı tahmin tekniği önerilmektedir. Bu tekniklerden kayan mod gözlemci ve Luenberger gözlemci sık kullanılanlar arasındadır.

Benjak ve Gerling (2010) makale çalışmasında, konum sensörsüz SMSM sürücülerde kullanılan tekniklerle ilgili bir inceleme sunmaktadırlar. Makalede MRAS (model referans uyarlamalı sistem), Luenberger, KMG ve Kalman filtresi gibi yöntemler incelenmiştir.

Kim ve ark. (2011) çalışmalarında, KMG'deki işaret fonksiyonu yerine sigmoid fonksiyonu kullanan yeni bir KMG önermişlerdir. Geleneksel KMG'de işaret fonksiyonundan kaynaklanan çatırtı problemini azaltmak için bir alçak geçiren filtre ve alçak geçiren filtreden kaynaklı gecikmeler için düzeltici bir dengeleme fonksiyonu kullanır. Alçak geçiren filtrenin neden olduğu zaman gecikmesinin üstesinden gelmek için çalışmada, işaret fonksiyonu yerine bir sigmoid fonksiyonu kullanılmışlardır. Ayrıca KMG'nin sabit durum performansını iyileştirmek için stator direncindeki değişimin tahmin edilmesi sağlanmıştır. Yöntemin geçerliliği yüksek hızlı bir SMSM'nin sensörsüz hız kontrolünde simülasyonlar ve gerçek deneylerle gösterilmiştir.

Henwood ve ark. (2012) çalışmalarında, SMSM'de hem rotor konumunu hem de mıknatıs akısını tahmin eden güçlü doğrusal olmayan bir Luenberger gözlemcisi önermişlerdir. Gözlemcinin mekanik yüke ve fiziksel parametre değişikliğine karşı sağlamlığı incelenmiş; tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir. Rotor hızının sıfır olmadığı varsayımıyla sistemin gözlemlenebilir olduğu belirtilmiştir. Deneysel sonuçlarla yöntem doğrulanmıştır.

Srikanth ve Dutt (2012) makale çalışmalarında, çeşitli anahtarlama fonksiyonlarının KMG performansı üzerindeki etkisini, karşılaştırmalı bir çalışma ile incelemişlerdir. Çatırtı, KMG'nin büyük bir dezavantajıdır. Çatırtı; salınımlar,

performans düşüşü ve hatta sistemde istikrarsızlık yaratır. SMSM sürücülerinde çatırtının etkisini azaltmak için signum fonksiyonu, satürasyon fonksiyonu ve sigmoid fonksiyonu olmak üzere üç yöntem üzerinde çalışma yapmışlardır. Signum ve satürasyon fonksiyonlarının getirdiği karmaşıklığın sigmoid fonksiyonu ile önlendiğini belirtmişlerdir. MATLAB/Simulink kullanarak belirtilen yöntemlerin performans karşılaştırmalarını yapmışlardır.

Qiao ve ark. (2013) makale çalışmalarında, geleneksel KMG ile karşılaştırıldığında nispeten basit bir yapıya ve aynı zamanda daha iyi tahmin performansına sahip yeni bir KMG önermişlerdir. Zıt-EMK eşdeğer sinyali elde edildikten sonra zıt-EMK modeline göre bir gözlemci oluşturulmuştur. Bu yöntem sadece alçak geçiren filtreyi ve konum dengeleme fonksiyonunu ortadan kaldırılmakla kalmamış, aynı zamanda tahmin doğruluğu da iyileştirmiştir. 11 kW düşük hızlı SMSM ile simülasyonlar ve deneyler gerçekleştirmişlerdir. Sonuçlardan, yeni KMG'nin rotor konumunu ve hızını etkili bir şekilde tahmin edebildiği; iyi statik ve dinamik performans elde edildiği görülmüştür.

Lee ve Lee (2013) makale çalışmalarında, değişken parametrelere sahip bir SMSM'in sağlam sensörsüz kontrolü için yinelemeli bir KMG önermişlerdir. Geleneksel KMG'deki işaret fonksiyonu yerine sigmoid fonksiyonu kullanarak çatırdamanın daha da azaltılabileceği gösterilmiştir. Bu gözlemcinin rotor hızı ve konumunu tahmin etmede geleneksel uyarlamalı KMG'den daha hızlı olduğu ve bunun alçak geçiren filtrede integral işlemi kullanılmamasıyla sağlandığını belirtmişlerdir. Önerilen gözlemci ayrıca sensörsüz çalışmada gözlemciyi yinelemeli olarak uygulayarak zıt-EMK tahmin hatasını azaltmış; motor hızı ve açısının tahmin performansını iyileştirmiştir. Önerilen gözlemcinin geçerliliği, simülasyonlar ve deneylerle gösterilmiştir.

Dhamo ve Spahiu (2013) makale çalışmalarında, rotor akı konumu ve hız tahmini için KMG türünde bir durum gözlemcisi kullanarak belirgin olmayan kutuplu bir SMSM için sensörsüz vektör kontrol sistemi gerçekleştirmişlerdir. KMG'nin önerilen tasarımı, farklı anahtarlama fonksiyonları ile simüle edilmiş ve düşük hızlı

çalışma performansı karşılaştırılmıştır. Bu yöntemin geleneksel KMG'den daha fazla doğruluğa sahip olduğu ve daha basit olduğu belirtilmiştir. SMSM'in parametre değişiklikleri KMG aracılığıyla telafi edilmiştir ve ilk rotor pozisyonuna gerek olmadığı ifade edilmiştir. MATLAB/Simulink'teki simülasyonlardan alınan sonuçlar, KMG ile SMSM sensörsüz kontrol sisteminin etkinliğini doğrulamıştır.

Bernardes ve ark. (2014) makale çalışmalarında, SMSM rotor hızını ve konumunu tahmin etmek için iki ayrık zamanlı gözlemciyi birleştiren sensörsüz bir vektör kontrolü önermektedirler. Gözlemcilerden ilki bir akım KMG'si ve ikincisi ise uyarlamalı zıt-EMK gözlemcisidir. Deneysel sonuçlar teorik analizi doğrulamış ve önerilen sistem iyi performans göstermiştir. Bir rüzgâr enerjisi dönüştürme sistemi için deneysel çalışmalar gerçekleştirmişler ve önerilen algoritmanın diğer uygulamalar için de düşünülebileceğini belirmişlerdir.

Westin (2016) yüksek lisans tezinde, Husqvarna tarafından geliştirilen, bir BLDC motor tarafından sensörsüz kontrolü sağlanan motorlu bir testerenin verimliliğini arttırmak için çalışmalar yapmıştır. Bunun için bir SMSM üzerinde sensörsüz alan yönelimli kontrol yöntemini kullanmıştır. Sensörsüz kontrolde MRAS ve KMG seçilmiştir. Her iki yöntemle de sürekli zaman simülasyonlarında iyi sonuçlar elde edilmiştir. Bununla birlikte, ayrık zamanda KMG zorlanmış ve tüm kontrol sisteminin kararsız hale gelmesine neden olmuştur. Öte yandan MRAS, sürekli zamandaki gibi iyi sonuçlar vermiştir. MRAS ayrıca hem farklı yük durumları hem de motor parametre varyasyonları için genel olarak daha iyi tahmin performansı göstermiştir.

Kumar ve Murthy (2016) yüksek lisans tez çalışmalarında, KMG kullanarak sensörsüz SMSM kontrolü için bir simülasyon modeli sunmuşlar ve TI DSP kullanarak deneysel çalışmalar yapmışlardır. Elde ettikleri tüm sonuçları, osiloskop, takometre vb. ekipmanlarla harici ölçüm yoluyla elde etmişlerdir. Daha hızlı bir JTAG ile verilerin doğrudan bilgisayarda izlenebileceğini belirtmişlerdir.

Bakhti ve ark. (2016), sensörsüz hız kontrol için Luenberger gözlemcisi ile birleştirilmiş bir kayan mod kontrolü (KMK) önermişlerdir. SMSM sisteminin hız kontrol performansını farklı kesintilere ve belirsizliklere karşı optimize etmek için KMK tasarımı geliştirmişlerdir. Çalışmada, KMK kullanan tasarımın başarılı olduğunu ve Luenberger gözlemci tasarım modelindeki belirsizliklere karşı sağlamlık gösterdiği belirtilmiştir. Önerilen kontrol, teorik olarak analiz edilmiş; simülasyonda tatmin edici sonuçlara ulaşılmıştır.

Gördük (2019) yüksek lisans tez çalışmasında, Luenberger gözlemci temelli sensörsüz kontrol üzerinde çalışmış; NXP'nin MKV46F128VLL16 mikrodenetleyicisini kullanarak gömülü yazılım geliştirmesi ve uygulaması yapmıştır.

3. MATERYAL ve YÖNTEM

Bu tez çalışmasında, sensörsüz vektör alan kontrolünde sık kullanılan LG ve KMG üzerinde çalışılmış; bu gözlemciler arasında karşılaştırmalı uygulamalar yapılmıştır. Uygulamalar; MATLAB/Simulink simülasyonları ve deneysel çalışmalarla gerçekleştirilmiştir.

3.1. Materyal

Deneysel çalışma için SMSM olarak endüstriyel bir servo motor seçilmiştir. Bu motoru sürebilecek bir sürücü kartı tasarlanmıştır. Kart tasarımı KiCad yazılımıyla gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan kart bir güç kartıdır ve ST Nucleo-F303RE geliştirme kartını mikrodenetleyici olarak kullanmaktadır. Deneysel çalışma sırasında ST Motor Control Workbench, Atollic TrueSTUDIO, STM Studio gibi yazılımlar kullanılmıştır.

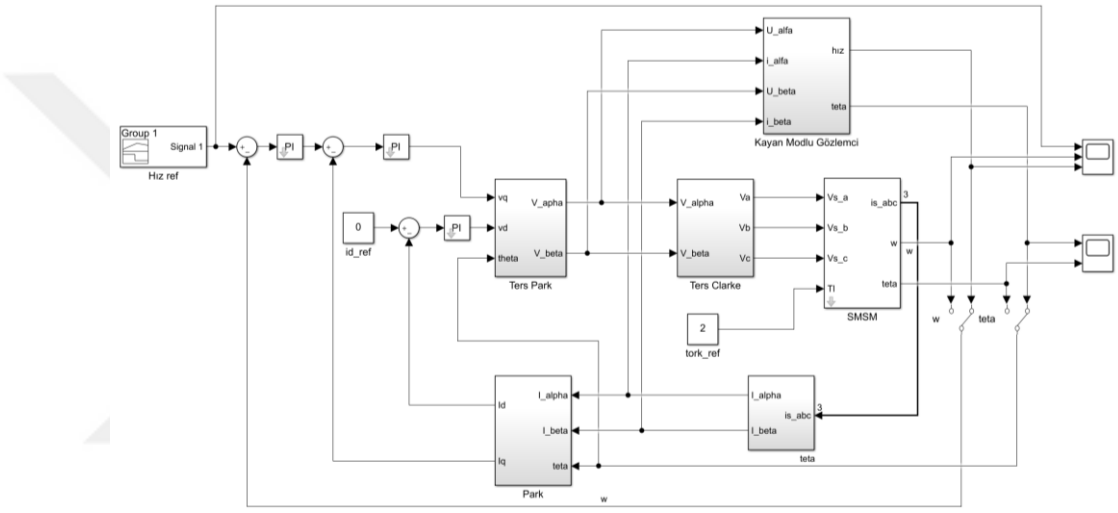
3.1.1. MATLAB/Simulink Simülasyonu

Bu çalışmada simülasyonlar MATLAB/Simulink ile gerçekleştirilmiştir. Simulink; dinamik sistemlerin modellenmesi, simülasyonu ve analizi için MATLAB tabanlı bir grafik programlama ortamıdır. Grafiksel bir blok diyagramlama aracı ve özelleştirilebilir bir blok kütüphaneler kümesidir. Simulink, MATLAB ortamıyla sıkı entegrasyon sağlar ve MATLAB komut dosyasını çalıştırabilir.

Yapılan simülasyon çalışmasının blok şeması Şekil 3.1'de verilmiştir. Simülasyonun oluşturulmasında Malla (2020)'nın sensörlü alan yönelimli kontrol simülasyonuna KMG ve LG eklenmiş; sistem sensörsüz çalışabilir duruma getirilmiştir.

Sistemde (Şekil 3.1) motordaki üç fazlı akımlar okunur ve Clarke blokuna aktarılır. Clarke blokuyla 3 eksenli (a, b, c) sisteminden 2 eksenli (α, β) sistemine geçilir. Park bloku, 2 fazlı (α, β) sabit sistemini, rotor konum bilgisini de kullanarak,

rotorla senkron (d, q) döner eksenine dönüştürür. Akım ve hız kontrolü PI kontrolörü ile sağlanır. Hız bilgisi bir "signal builder" kullanılarak zamana göre istenen değişime göre ayarlanmıştır. Tork girişi ise sabit tutulmuştur. Hız için akım talebi, hız kontrolcüsünden gelir ve akım kontrolcüsü girişlerinden biri olarak çalışır. Senkron motor kontrolünde amaç, komut verilen torku üretmek için d eksen akımını sıfırda tutmak ve akımın büyüklüğünü q ekseninde ayarlamaktır. Alan zayıflatmalı kontrolde stator akımının d bileşeni negatif tutularak zıt-EMK azaltılır ve böylece yüksek hızlarda çalışma sağlanabilir.



Şekil 3.1. SMSM vektör kontrolü Simulink simülasyonu

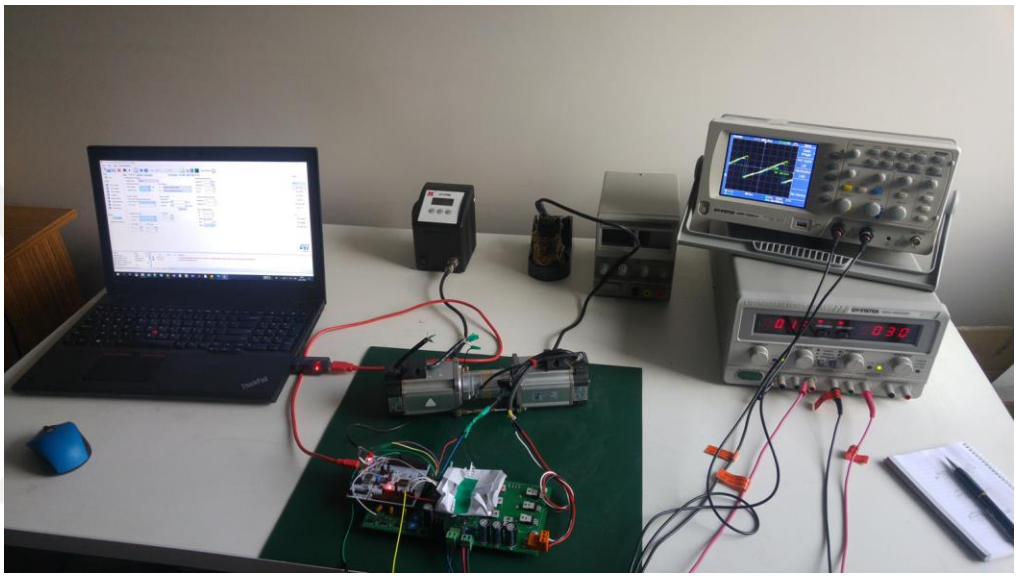
Şekil 3.1'de hız (w) ve konum (teta) bilgisi, "manual switch" kullanılarak motordan veya gözlemciden alınabilmektedir. Böylece sistem, sensörlü veya sensörsüz çalışabilmektedir.

3.1.2. Deneysel Çalışma Düzeneğinin Hazırlanması

Deneysel çalışma düzeneği (Şekil 3.2); iki servo motor, ST Nucleo-F303RE geliştirme kartı, motor sürücü kartı, laboratuvar tipi DC güç kaynağı, 50Mhz osiloskop ve PC'den oluşmaktadır.

Deneysel çalışmada iki adet Panasonic MSMD042P1S endüstriyel servo motorları (Şekil 3.3) kullanılmıştır. Motora ait etiket değerleri Çizelge 3.1'de

verilmiştir. Motorlardan biri kontrol edilirken diğeri yük olarak kullanılmıştır ve motorlar birbirlerine bir kaplin aracılığıyla bağlanmışlardır. Ayrıca yük motorunun fazlarına üç direnç, simetrik bir yük oluşturacak şekilde bağlanmıştır. Motor algoritmasının oluşturulması sırasında STM32 Motor Control Workbench'e girilen diğer motor parametreleri Çizelge 3.2'de verilmiştir. Çizelgedeki bu değerlerden bazıları MC-SDK ile gelen Motor Profiler aracıyla, bazıları ise ölçümlerle elde edilmiştir.



Şekil 3.2. Deneysel çalışma düzeneği



Şekil 3.3. Panasonic MSMD042P1S AC servo motoru

Çizelge 3.1. Motor etiket değerleri

Nominal dönme hızı	3000 rpm
Anma Frekansı	200 Hz
Nominal Çıkış Gücü	0.4 kW
Giriş	106 V, 2.6 A

Çizelge 3.2. Motor kontrol algoritmasında kullanılan diğer motor parametreleri

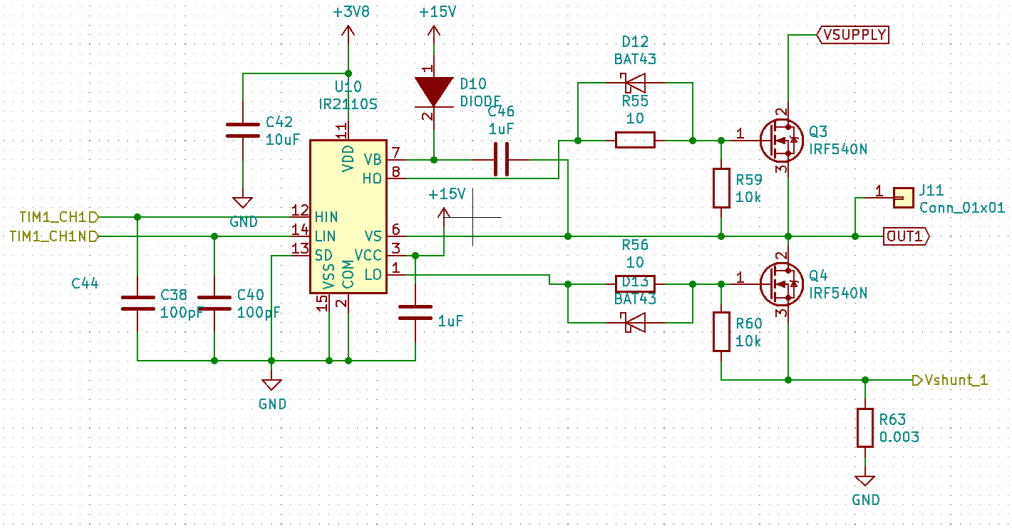
Kutup sayısı	4
Rs	1.90 Ohm
Ls	5.0 mH
Z-Emk katsayısı	30 Vrms/krpm
Atalet	9.269 uN*m*s2
Sürtünme	69.693 uN*m*s2

3.1.3. Güç Kartı Tasarımı

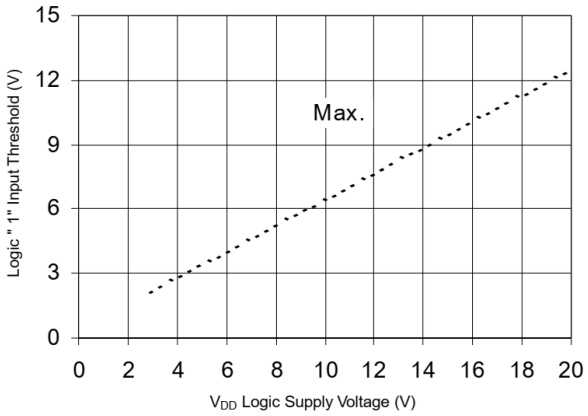
Tasarlanan motor sürücü kartı, üzerine ST-Nucleo geliştirme kartı takılabilen bir güç kartıdır. Kart tasarlanırken, motor sürücüsü uygulamalarında kullanılabilen ve piyasada kolaylıkla bulunabilen komponentler tercih edilmiştir. Sürücü kartı üzerindeki başlıca komponentler; MOSFET'ler, MOSFET sürücü entegreleri, şönt dirençleri ve bunlara bağlı yükselteç opampları ve gerilim regülatörleridir. Kart şematiği ekler kısmında verilmiştir (EK1, EK2, EK3, EK4 ve EK5).

MOSFET'leri sürmek için IR2110 entegresi kullanılmıştır. IR2110; birbirinden bağımsız yüksek ve düşük köprü tarafı çıkış kanallarına sahip, yüksek gerilimli ve yüksek hızlı güç MOSFET ve IGBT'lerini sürebilen bir sürücü entegresidir. Lojik girişleri standart CMOS veya TTL çıkışı ile uyumludur. Entegrenin lojik girişleri 3.3V'la sürülebilmektedir.

Şekil 3.4'te, motorun tek fazını sürebilen IR2110; MOSFET'ler ve diğer ek komponentlerle birlikte verilmiştir. Şekil 3.5'te verilen grafik, entegrenin v_{DD} gerilimi ile entegrenin lojik "1" girişi için eşik seviyesi arasındaki bağlantıyı göstermektedir. 3.3V'luk lojik girişler için v_{DD} gerilimi 3.8V ile 4.0V arasında tutulmuştur. Tasarlanan kartta eşik seviyesi gerilimini belirlemek için bir regülatör kullanılmış; bu sayede istenen gerilim seviyesine bir potansiyometre yardımıyla ayarlanabilmiştir.



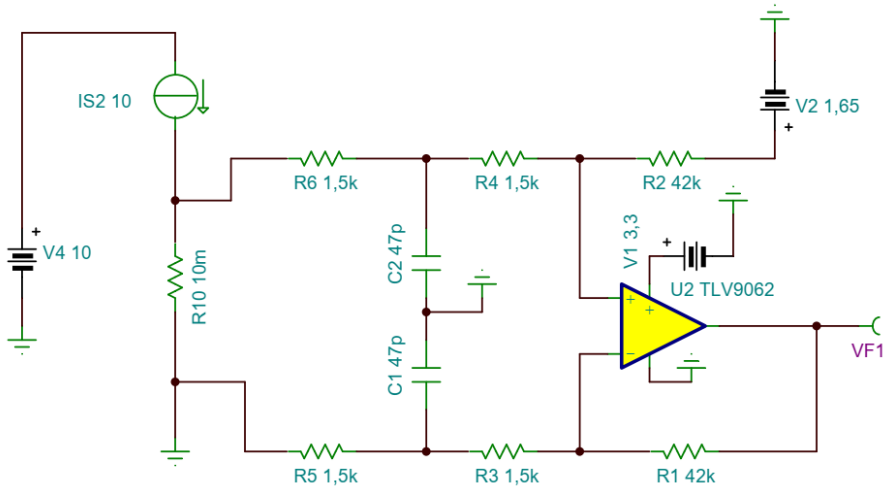
Şekil 3.4. IR2110 ile yüksek ve alçak MOSFET'lerin sürülmesi



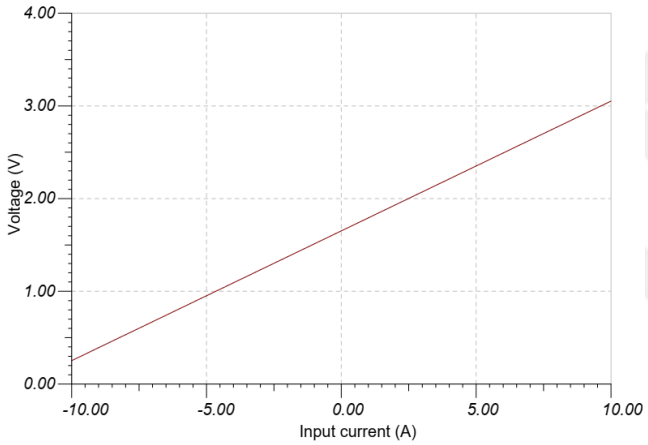
Şekil 3.5. V_{DD} gerilimi - Lojik "1" eşik seviyesi grafiği (International Rectifier, 2005)

Akım ölçümleri yaygın olarak bir şönt direnci üzerindeki gerilim düşümünden yapılmaktadır. Kart tasarımında akımlar için şönt dirençleri kullanılmış ve bunun için tek kılıfta dört opamp bulunduran TLV9064 entegresi seçilmiştir. Entegre; düşük gerilimde çalışma, az yer kaplama ve yüksek kapasiteli yük tahriki gerektiren uygulamalar için uygundur ve düşük maliyetlidir. Her faz için kullanılan akım ölçüm devresi ve Tina-Ti yazılımı simülasyon çıktısı, sırasıyla Şekil 3.6 ve Şekil 3.7'de verilmiştir. Kullanılan dirençler, uygulama için uygun kazanç değeri için seçilmiştir.

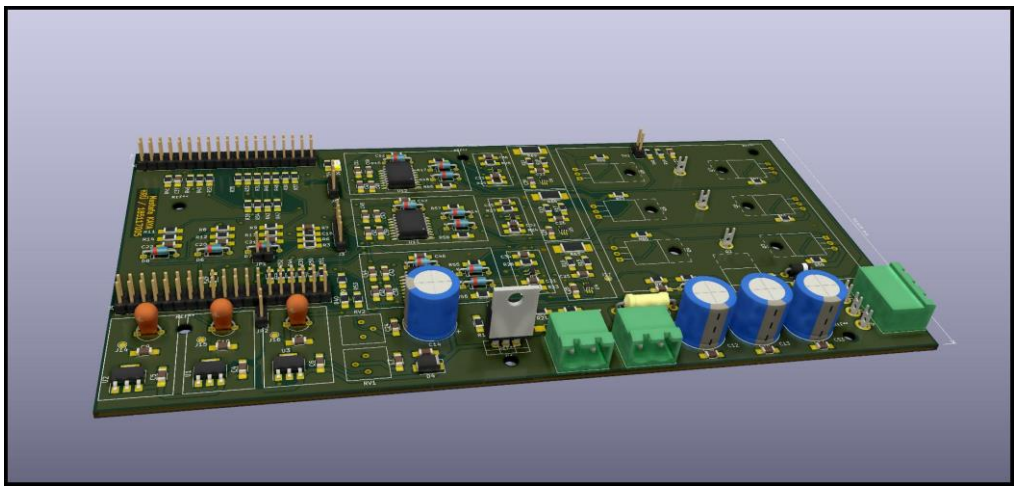
PCB tasarımında; ücretsiz olmasından, çok sayıda sembol, footprint, model kütüphanesi bulundurmasından ve yaygın kullanımından dolayı KiCad yazılımı tercih edilmiştir. Şekil 3.8'de tasarlanan motor sürücüsünün 3 boyutlu görüntüsü verilmiştir.



Şekil 3.6. Şönt direnci üzerinden akımların okunması



Şekil 3.7. Şönt üzerindeki akım - opamp çıkış gerilimi grafiği



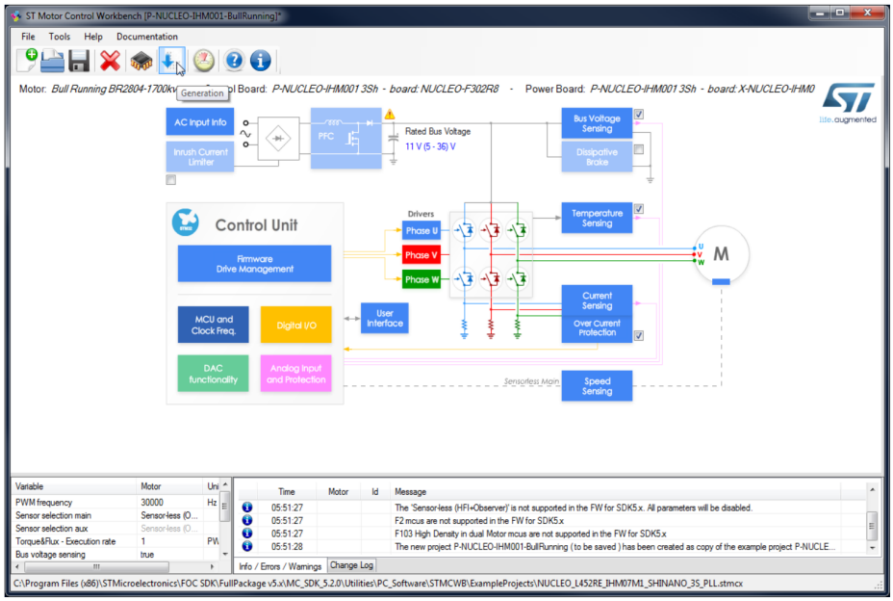
Şekil 3.8. Motor sürücüsü üç boyutlu görüntüsü

3.1.4. Deneysel Çalışma İçin Motor Kontrol Algoritmasının Hazırlanması

Motor kontrol algoritmasının oluşturulmasında STM32 MC-SDK kullanılmıştır. STM32 MC-SDK (motor kontrol yazılımı geliştirme kiti) motor kontrol uygulamaları için çok çeşitli donanım ve yazılım çözümleri sunan STMicroelectronics motor kontrol ekosisteminin bir parçasıdır. Kütüphane, SMSM vektör alan kontrolü kütüphanesini içermektedir. STM32 Motor Control Workbench, SMSM'de vektör alan kontrolü için tasarım çabasını ve süresini azaltan bir PC yazılımıdır. Yazılımın X-CUBE-MCSDK ve X-CUBE-MCSDK-FUL olmak üzere iki farklı sürümü vardır. Yazılım şunları içermektedir:

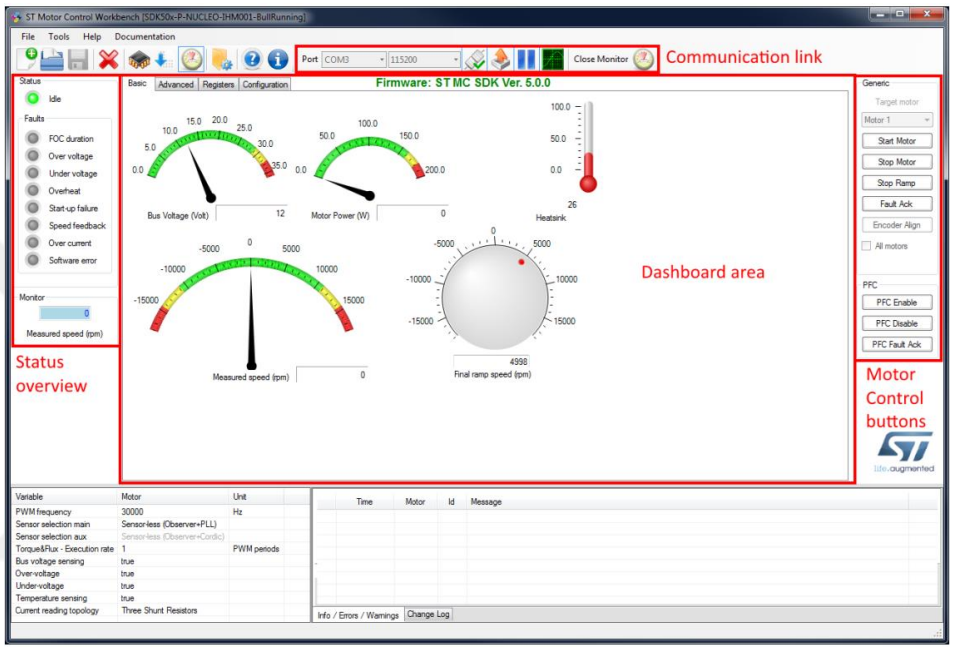
- SMSM alan yönelimli kontrolü için ST MC FOC kütüphanesi
- ST MC Workbench yazılım aracı (motor kontrolünün yapılandırması için grafik kullanıcı arayüzü)
- Motor parametrelerinin çıkarılmasında kullanılan ST Motor Profiler (MP) aracı

Şekil 3.9, ST MC Workbench yazılımı arayüzünü göstermektedir. Arayüz kullanılarak, tasarlanan sürücü devresine göre özel ayarlamalar yapılabilmekte ve kullanılan motora göre parametreleri girilebilmektedir.

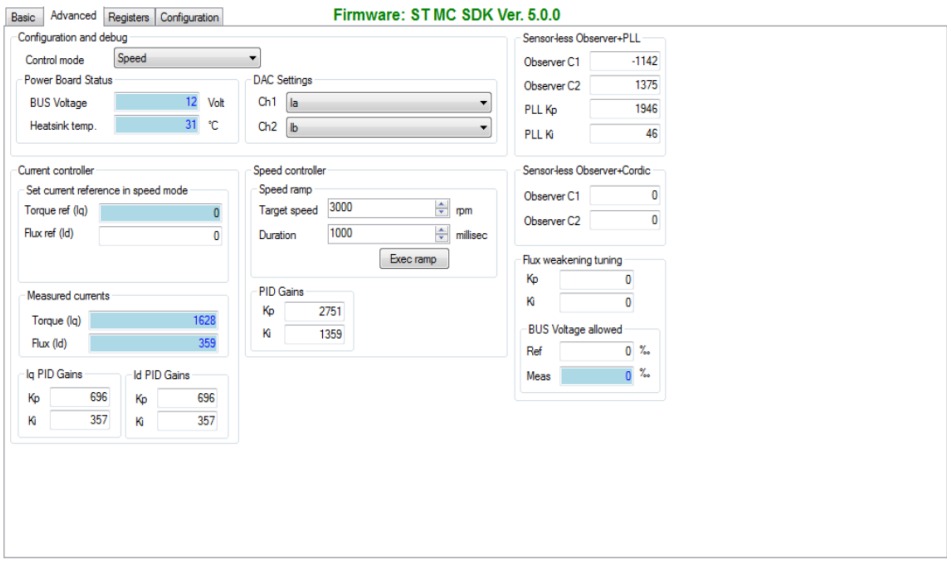


Şekil 3.9. ST MC Workbench arayüzü (ST, 2019)

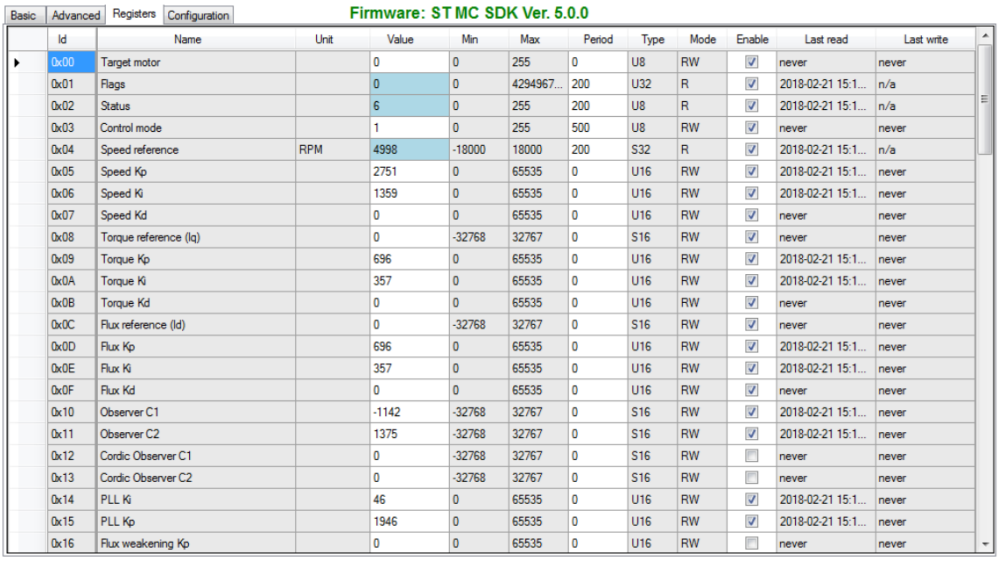
Motor kontrol paneli (Şekil 3.10) kullanıcıya seçilebilen bir dizi görünüm sunar. Motor kontrol paneli kullanılarak bus gerilimi, motor hızı ve güç bileşeni sıcaklığı izlenebilir; motor hızı kontrol edilebilir. "Advanced" sekmesinden kontrol modu, hız veya tork olarak seçilebilir, "DAC Settings" kısmından debug edilecek parametreler ayarlanabilmektedir (Şekil 3.11). "Register" sekmesinden motor kontrol parametreleri çevrimiçi olarak izlenebilir veya güncellenebilir (Şekil 3.12).



Şekil 3.10. ST MC Workbench motor kontrol paneli (ST, 2019)



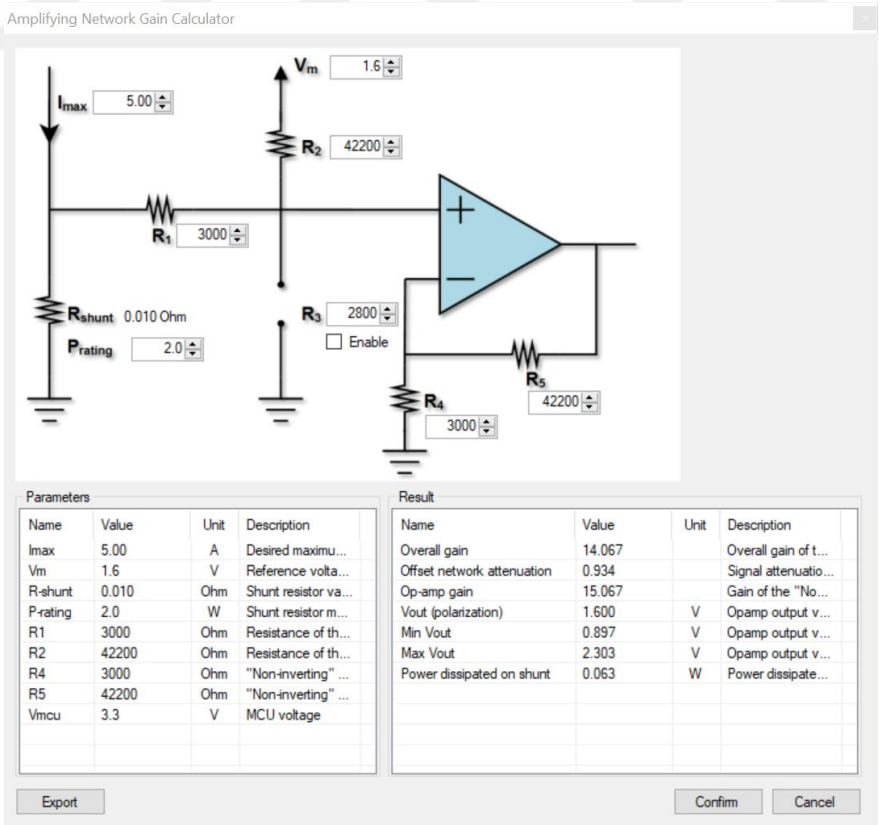
Şekil 3.11. ST MC Workbench "Advanced" görünümü (ST, 2019)



Id	Name	Unit	Value	Min	Max	Period	Type	Mode	Enable	Last read	Last write
0x00	Target motor		0	0	255	0	U8	RW	☑	never	never
0x01	Flags		0	0	4294967...	200	U32	R	☑	2018-02-21 15:1...	n/a
0x02	Status		6	0	255	200	U8	R	☑	2018-02-21 15:1...	n/a
0x03	Control mode		1	0	255	500	U8	RW	☑	never	never
0x04	Speed reference	RPM	4998	-18000	18000	200	S32	R	☑	2018-02-21 15:1...	n/a
0x05	Speed Kp		2751	0	65535	0	U16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x06	Speed Ki		1359	0	65535	0	U16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x07	Speed Kd		0	0	65535	0	U16	RW	☑	never	never
0x08	Torque reference (Iq)		0	-32768	32767	0	S16	RW	☑	never	never
0x09	Torque Kp		696	0	65535	0	U16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x0A	Torque Ki		357	0	65535	0	U16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x0B	Torque Kd		0	0	65535	0	U16	RW	☑	never	never
0x0C	Flux reference (Id)		0	-32768	32767	0	S16	RW	☑	never	never
0x0D	Flux Kp		696	0	65535	0	U16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x0E	Flux Ki		357	0	65535	0	U16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x0F	Flux Kd		0	0	65535	0	U16	RW	☑	never	never
0x10	Observer C1		-1142	-32768	32767	0	S16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x11	Observer C2		1375	-32768	32767	0	S16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x12	Cordic Observer C1		0	-32768	32767	0	S16	RW	☐	never	never
0x13	Cordic Observer C2		0	-32768	32767	0	S16	RW	☐	never	never
0x14	PLL Ki		46	0	65535	0	U16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x15	PLL Kp		1946	0	65535	0	U16	RW	☑	2018-02-21 15:1...	never
0x16	Flux weakening Kp		0	0	65535	0	U16	RW	☐	never	never

Şekil 3.12. ST MC Workbench "Registers" görünümü (ST, 2019)

ST MC Workbench arayüzünden ulaşılabilen "Current Sensing" ayarlarından, devrenin yükselteç kazancı, oluşturulan algoritmaya kaydedilebilmektedir. Şekil 3.13'te, tasarlanan devreye göre akım kazancı ayarlamaları yapılmıştır.

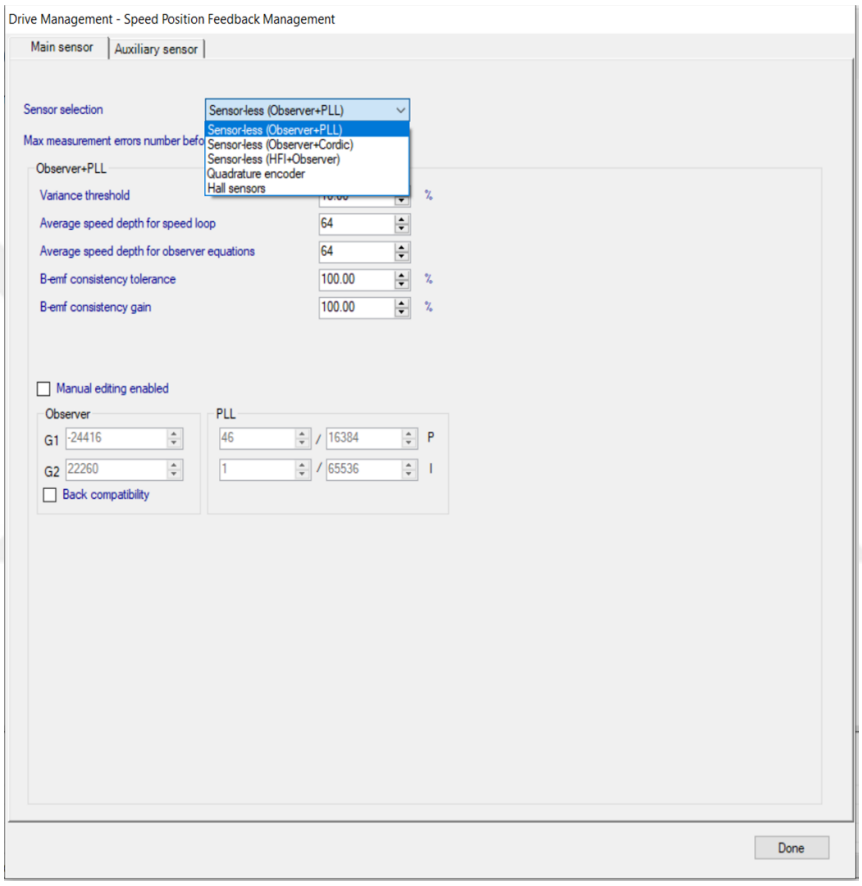


Name	Value	Unit	Description
Imax	5.00	A	Desired maximu...
Vm	1.6	V	Reference volta...
R-shunt	0.010	Ohm	Shunt resistor va...
P-rating	2.0	W	Shunt resistor m...
R1	3000	Ohm	Resistance of th...
R2	42200	Ohm	Resistance of th...
R4	3000	Ohm	"Non-inverting" ...
R5	42200	Ohm	"Non-inverting" ...
Vmcu	3.3	V	MCU voltage

Name	Value	Unit	Description
Overall gain	14.067		Overall gain of t...
Offset network attenuation	0.934		Signal attenuatio...
Op-amp gain	15.067		Gain of the "No...
Vout (polarization)	1.600	V	Opamp output v...
Min Vout	0.897	V	Opamp output v...
Max Vout	2.303	V	Opamp output v...
Power dissipated on shunt	0.063	W	Power dissipate...

Şekil 3.13. "Current sensing" ayarları

"Speed Sensing" ayarlarından konum sensörü olarak enkoder veya sensörsüz kontrol seçilebilmektedir (Şekil 3.14). Ana sensör olarak Observer + PLL seçilmiş, yardımcı sensör olarak enkoder seçilmiştir. Yine arayüzden ulaşabilen "DAC Debug" ayarlarından, bu iki sensörün çıkışları mikrodenetleyici DAC çıkışları olarak seçilmiş ve böylece bu değerler osiloskopla izlenebilmiştir. Gözlemcinin konum tahmini başarımı da bu sayede gözlenebilmiştir.

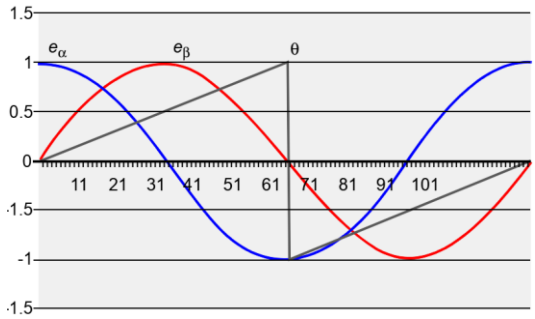


Şekil 3.14. "Speed sensing" ayarları

3.2. Yöntem

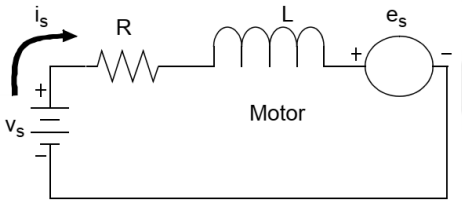
3.2.1. Kayar Mod Gözlemciyle SMSM'nin Rotor Konumu Tahmini

Şekil 3.15'te, SMSM motorun zıt-EMK'sı ve rotor konumu birlikte verilmiştir. Bu iki sinyal arasında tam bir faz ilişkisi olduğu görülmektedir (Zambada ve Deb, 2010).



Şekil 3.15. Zıt-EMK - rotor konumu grafiği (Zambada ve Deb, 2010).

Rotor konumunun elde edilmesi için zıt-EMK geriliminin tespit edilmesi gerekmektedir. Bunun için SMSM motorunun basitleştirilmiş elektrik modeli kullanılabilir. Şekil 3.16'da, SMSM'nin (α, β) koordinat sisteminde elektriksel modeli verilmiştir. Her fazda motorun faz direnci, faz endüktansı ve motor tarafından üretilen zıt-EMK'sı bulunmaktadır.



Şekil 3.16. Motor elektriksel modeli (Zambada ve Deb, 2010)

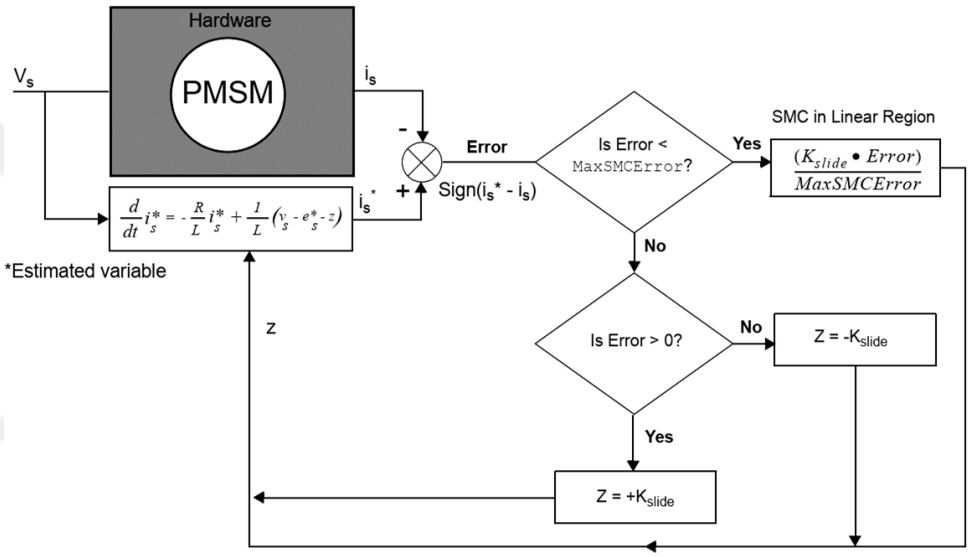
$$v_s = Ri_s + L\frac{d}{dt}i_s + e_s$$
$$\frac{d}{dt}i_s = -\frac{R}{L} + \frac{1}{L}(v_s - e_s) \quad (3.1)$$

Yukarıda verilen denklemler motorun elektriksel modeline aittir. *s* indisleri iki bileşenli bir vektörü temsil eder ve bunlar (α, β) bileşenleridir. Burada; i_s motor faz akımını, v_s giriş gerilimini, e_s zıt-EMK'yı, R sargı direncini ve L sargı endüktansını göstermektedir.

Konum ve hız tahmini, bir gözlemciyle yapılabilir (Şekil 3.17). Kullanılacak gözlemci, motorun sayısallaştırılmış bir modelidir. Ölçülen akımı ve tahmini akımı eşleştirmek için sayısallaştırılmış motor modelinin kapalı döngü kullanılarak düzeltilmesi gerekir. Gerçek sistem ve sayısallaştırılmış model aynı v_s gerilimi ile

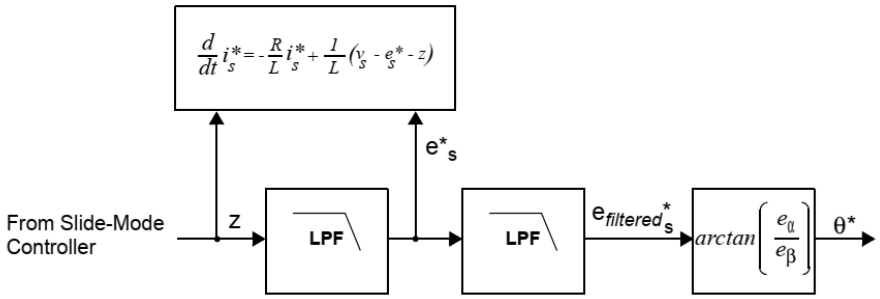
beslenmektedir Ölçülen akım i_s ile modelin tahmini akımı (i_s^*) eşleştirilmesiyle, sayısallaştırılmış modelin zıt-EMK'sı ve motor zıt-EMK'sının da eşitlenmiş olduğunu varsayılabilir.

Sayısallaştırılmış motor modelini kompanze etmek için KMG kullanılır. KMG'de motordan ölçülen akım ile sayısallaştırılmış motor modelinden alınan tahmini akım arasındaki hatanın işaretini kullanılır. Hatanın işareti, KMG kazancı K_{slide} ile çarpılır. KMG kontrolcüsünün çıkışı, z düzeltme faktörüdür.



Şekil 3.17. Kayan mod gözlemci blok diyagramı (Zambada ve Deb, 2010)

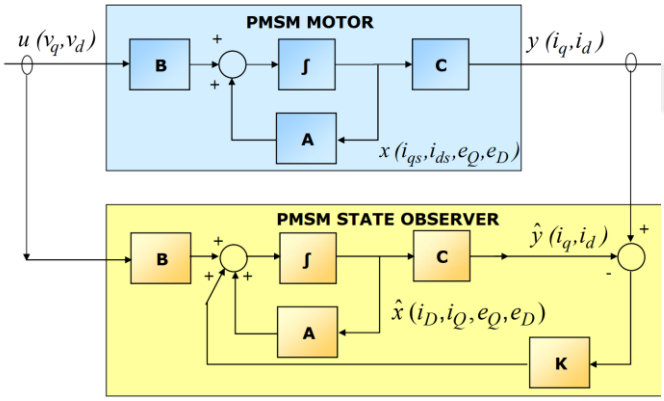
Sayısallaştırılmış model z düzeltme faktörü ile kompanze edildikten sonra, motor modelinin gerçek motorla aynı değişken değerlere sahip varsayılabilir. Bundan sonra, Şekil 3.18'de gösterildiği gibi, düzeltme faktörü z bir LPF (AGF) ile filtrelenerek tahmini zıt-EMK değeri (e_s^*) elde edilir. e_s^*, her çevrimde güncellenerek modele geri beslenir. e_α ve e_β değerleri (e_s vektör bileşenleri), tahmini konumun (θ^*) hesaplanmasında kullanılır.



Şekil 3.18. Zıt-EMK tahmini blok diyagramı (Zambada ve Deb, 2010)

3.2.2. Luenberger Gözlemciyle SMSM'nin Rotor Konumu Tahmini

Luenberger gözlemcide sistemin çıkışı ile gözlemci arasındaki fark, gözlemciye doğrusal olarak geri beslenir. Şekil 3.19'da gösterildiği gibi akımdaki hata, *K* katsayısıyla çarpılarak sistem kompanze edilir. Luenberger gözlemcide çoğu zaman *K* kazanç simgesi *L* ile gösterilir.

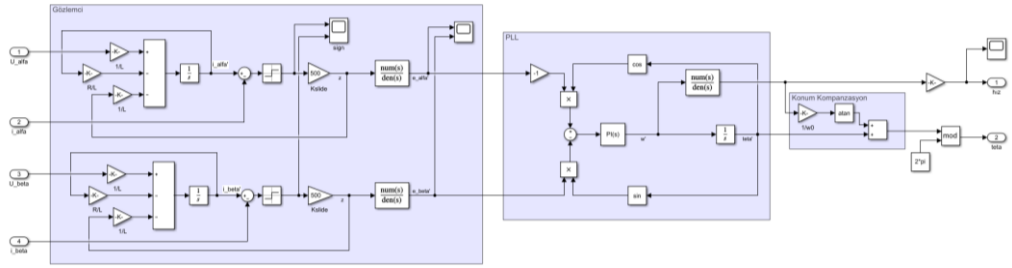


Şekil 3.19. SMSM'de Luenberger gözlemci (ST, 2020)

4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

4.1. MATLAB/Simulink Simülasyonu ve Sonuçları

Şekil 3.1'de verilen Simulink simülasyon diyagramındaki KMG bloku iç yapısı Şekil 4.1'de verilmiştir. Gözlemci kısmında (Şekil 4.2) zıt-EMK tahmin edilmekte, PLL kısmında (Şekil 4.3) ise tahmin edilen zıt-EMK kullanılarak hız ve konum hesaplanmaktadır.



Şekil 4.1. KMG bloku iç yapısı

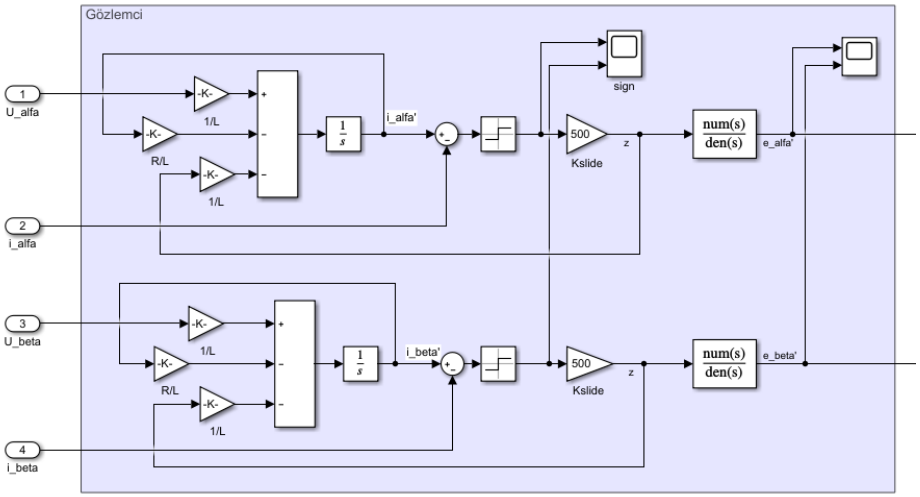
SMSM'nin α ve β eksenlerindeki matematiksel denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{r_s i_\alpha}{L_s} - \frac{e_\alpha}{L_s} + \frac{v_\alpha}{L_s}$$
$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{r_s i_\beta}{L_s} - \frac{e_\beta}{L_s} + \frac{v_\beta}{L_s} \quad (4.1)$$

Motora giren gerilim ve akım değerleri aynı zamanda gözlemcinin de girişleridir. Eğer gözlenen zıt-EMK ve gerçek motor zıt-EMK'sı eşit olursa akımdaki hata sıfırlanacaktır.

Rotor konumu, doğrudan bir arktanjant fonksiyonu ile gözlenen değerlerden tahmin edilebilir ve rotor hızı konum bilgisinden türetilir. Aşağıdaki denklem zıt-EMK'larla elde edilen tahmini konumu vermektedir:

$$\hat{\theta}_r = -\arctan(\hat{e}_\alpha / \hat{e}_\beta) \quad (4.2)$$

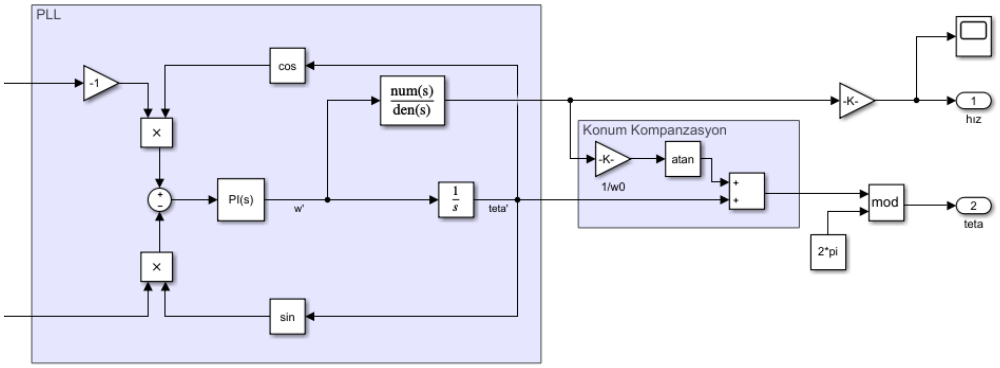


Şekil 4.2. Zıt-EMK gözlemci diyagramı

Rotor hızı $\hat{\omega}_r = d\,\hat{\theta}/dt$ denklemiyle bulunabilir. Fakat gözlenen sinyallerdeki gürültü ve harmonik bileşenlerin mevcudiyeti, konum ve hız tahmini doğruluğunu etkilemektedir. Arktanjant fonksiyonu 90 derecede düşük çözünürlüklüdür ve gürültü hassasiyeti vardır (ST, 2020). Bu yüzden tahmin sonuçlarını iyileştirmek için genellikle faz kilitli çevrim (PLL), SMSM sensörsüz kontrol uygulamalarında zıt-EMK'dan konum bilgisini elde etmek için PLL kullanılır (Lin ve Zhang, 2017).

Şekil 4.3, geleneksel PLL'in blok diyagramını göstermektedir. PI kontrolcünün girişi hata sinyalidir ve aşağıdaki denklemle ifade edilir:

$$hata = -e_\alpha \cos\hat{\theta}_r - e_\beta \sin\hat{\theta}_r \tag{4.3}$$

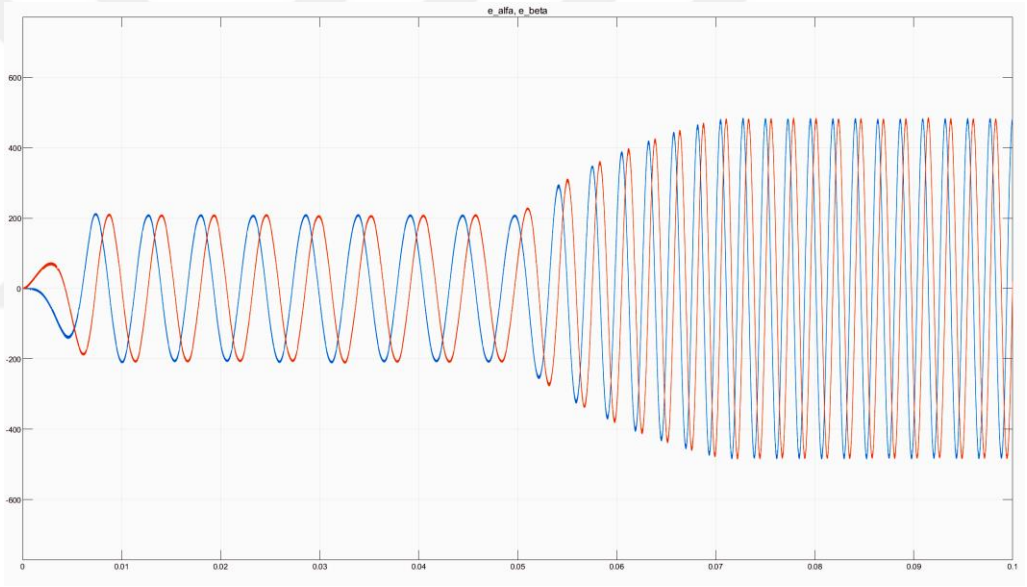


Şekil 4.3. PLL ile hız ve konum bilgisinin elde edilmesi

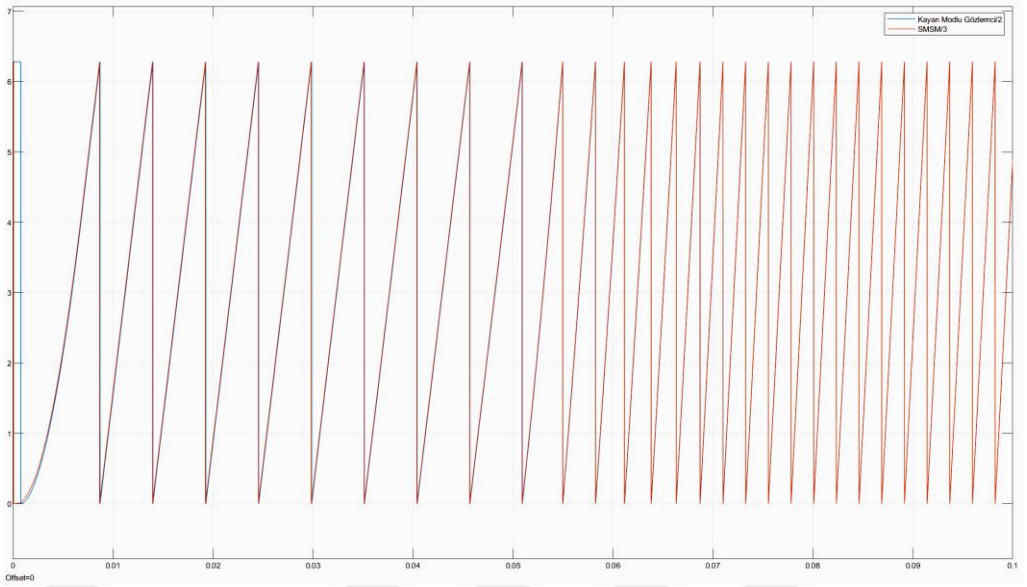
Hata, PI kontrolcüyle sıfıra yaklaştıkça, $\hat{\theta}_r$ da gerçek konum θ_r'a dönüşecektir. Alçak geçiren filtrenin neden olduğu rotor konumundaki gecikme kompanze edilmelidir. Bu nedenle yeni konum verilen denklemle bulunur:

$$\hat{\theta} = \theta + \Delta\theta = -\arctan(\frac{e_\alpha}{e_\beta}) + \arctan(\frac{\hat{\omega}}{\omega_0}) \tag{4.4}$$

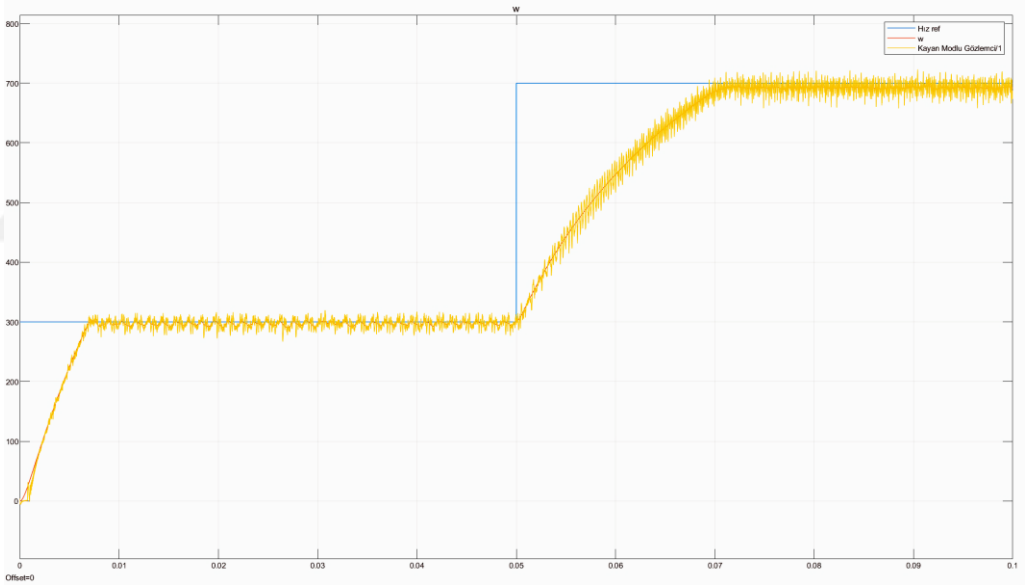
Açıklanan sistemin Simulink simülasyonu yapılmıştır. Referans hızı 300 rpm ve 800 rpm olarak kademeli değiştirtmiştir. Referans tork ise 2 Nm'ye ayarlanmıştır. Şekil 4.4, Şekil 4.5 ve Şekil 4.6, sırasıyla kayan mod gözlemciyle tahmin edilen zıt-EMK'ları, rotor konumunu ve rotor hızını göstermektedir.



Şekil 4.4. KMG simülasyonu zıt-EMK çıktısı

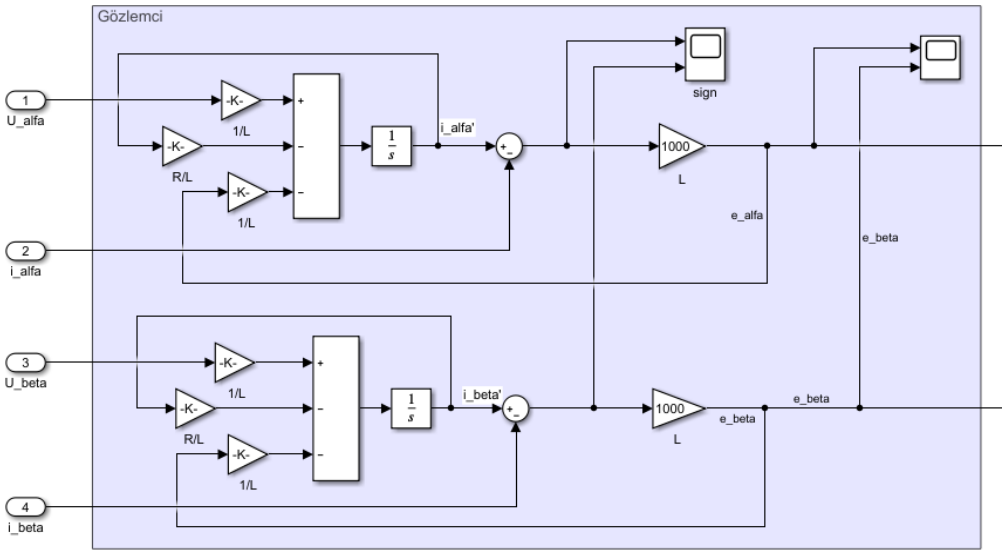


Şekil 4.5. KMG simülasyonu konum çıktısı

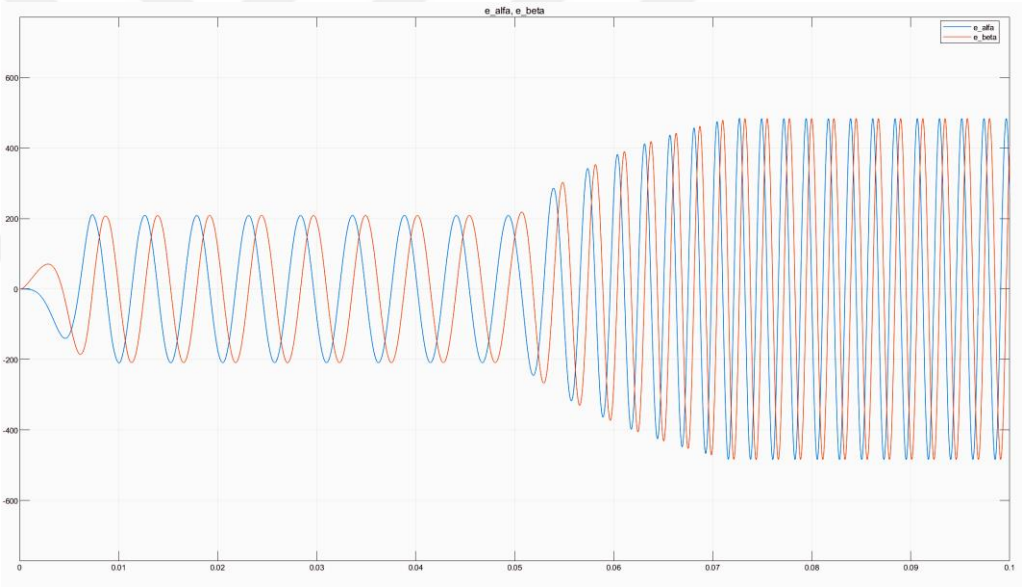


Şekil 4.6. KMG simülasyonu hız çıktısı

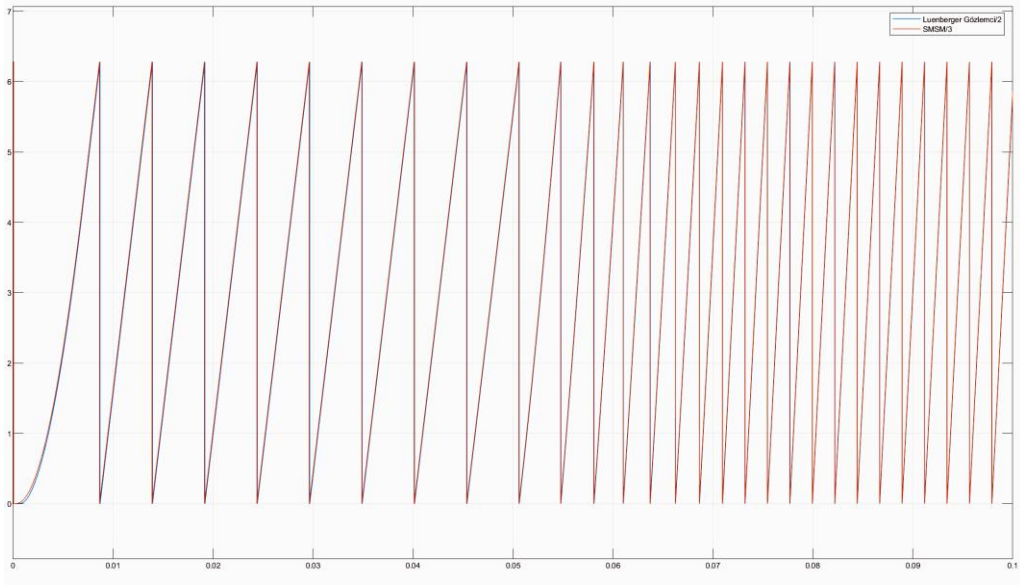
Luenberger ve kayan mod gözlemci arasındaki temel fark, hata geri bildirimindedir. Luenberger gözlemcide (LG) hata geri bildirimi doğrusaldır. Kayan mod gözlemci (KMG) ise hatanın işaret fonksiyonunu kullanır (Benjak ve Gerling, 2010). Buna göre simülasyon düzenlenmiştir (Şekil 4.7). Diyagram ve simülasyon çıktıları aşağıdaki şekillerde (Şekil 4.8, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10) verilmiştir.



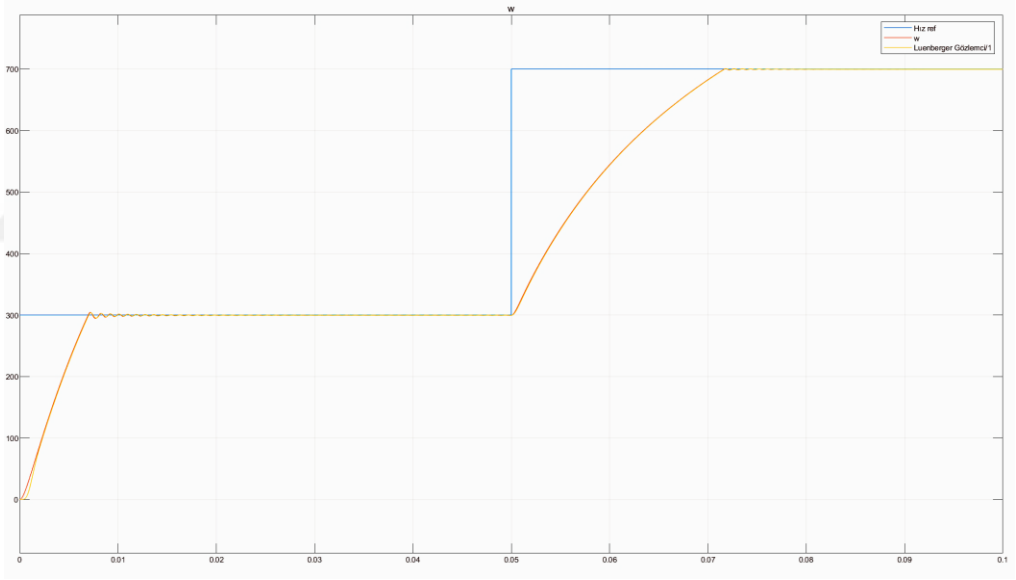
Şekil 4.7. LG zıt-EMK gözlemci diyagramı



Şekil 4.8. LG simülasyonu zıt-EMK çıktısı



Şekil 4.9. LG simülasyonu konum çıktısı



Şekil 4.10. LG simülasyonu hız çıktısı

Simülasyon çıktılarından (özellikle hız çıktısından) LG ile elde edilen sonuçların çok daha düzgün; KMG çıktılarının ise gürültülü/çatırtılı olduğu görülmektedir. Çatırtı, KMG işaret fonksiyonundan kaynaklanmaktadır. Ancak sisteme (akımlara) gürültü işareti eklendiğinde KMG'nin gürültüden daha az etkilendiği gözlenmiştir.

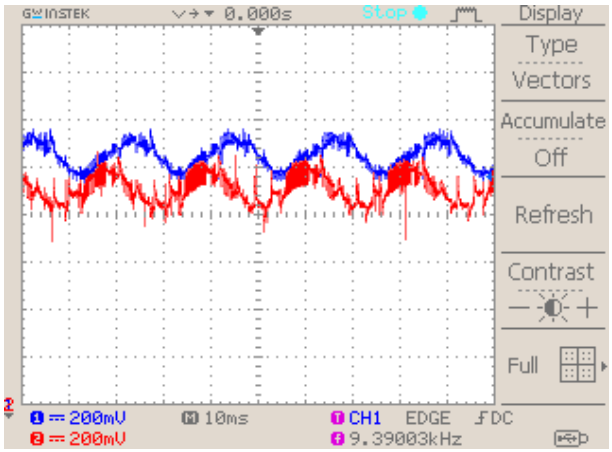
4.2. Deneysel Çalışma

ST MC Workbench ile proje oluşturulurken Keil, Atolic Truestudio, IAR EWARM gibi geliştirme ortamları (IDE) seçilebilmektedir. Ücretsiz olmasından dolayı Atolic Truestudio seçilmiştir. Ana konum/hız sensörü olarak "Observer+PLL" seçilmiştir. Yardımcı sensör olarak enkoder kullanılmaktadır. Böylece gerçek ve gözlenen konum/hız bilgi çıktıları beraber izlenebilmektedir.

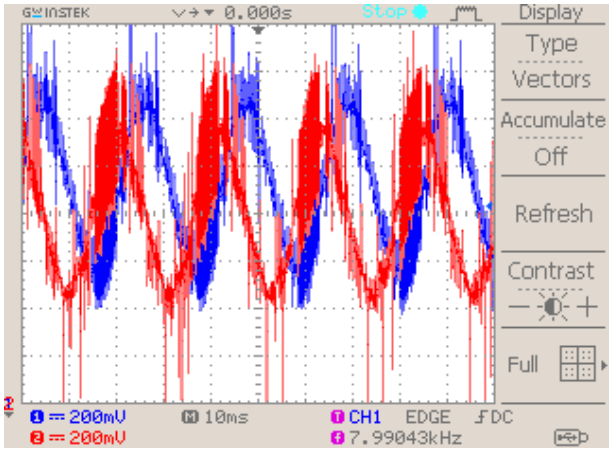
ST'nin algoritması gözlemci olarak LG'yi kullanmaktadır. Aşağıdaki denklemler, motor kütüphanesiyle gelen gözlemcinin yapısını göstermektedir:

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{\imath}_\alpha}{dt} &= \frac{-r_s\hat{\imath}_\alpha}{L_s} - \frac{\hat{e}_\alpha}{L_s} + \frac{\hat{v}_\alpha}{L_s} + K_1 \cdot (\hat{\imath}_\alpha - i_\alpha) \\
\frac{d\hat{\imath}_\beta}{dt} &= \frac{-r_s\hat{\imath}_\beta}{L_s} - \frac{\hat{e}_\beta}{L_s} + \frac{\hat{v}_\beta}{L_s} + K_1 \cdot (\hat{\imath}_\beta - i_\beta) \\
\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} &= p\omega_r\hat{e}_\beta + K_2 \cdot (\hat{\imath}_\alpha - i_\alpha) \\
\frac{d\hat{e}_\beta}{dt} &= p\omega_r\hat{e}_\alpha + K_2 \cdot (\hat{\imath}_\beta - i_\beta)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

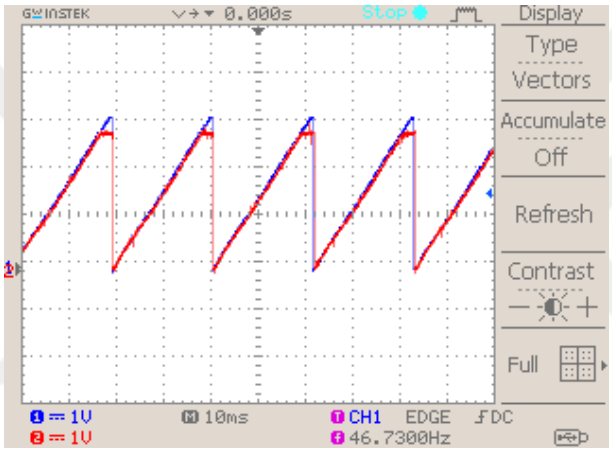
LG ile elde edilen akım, zıt-EMK ve konum çıktıları sırasıyla Şekil 4.11, Şekil 4.12 ve Şekil 4.13'te verilmiştir. İlk iki şekil, alfa ve beta eksenlerindeki akım ve zıt-EMK çıktılarını göstermektedir. Şekil 4.13, enkoder ve gözlemciyle elde edilmiş konumları göstermektedir.



Şekil 4.11. LG ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) akımları



Şekil 4.12. LG ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) zıt-EMK'ları



Şekil 4.13. Enkoder (1) ve LG (2) konum çıktıları

KMG uygulaması iki farklı şekilde yapılmıştır. Her iki durumda da konum kompanzasyonu kullanılmamıştır. İlk KMG uygulamasında (KMG1) motor kontrol kütüphanesiyle gelen LG'nin doğrusal kontrolcüsü, işaret fonksiyonuyla değiştirmiş ve aşağıdaki şekilde kullanılmıştır:

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{\imath}_\alpha}{dt} &= \frac{-r_s\hat{\imath}_\alpha}{L_s} - \frac{\hat{e}_\alpha}{L_s} + \frac{\hat{v}_\alpha}{L_s} + K_1\text{slide}\cdot\text{sign}(\hat{\imath}_\alpha - i_\alpha)\\
\frac{d\hat{\imath}_\beta}{dt} &= \frac{-r_s\hat{\imath}_\beta}{L_s} - \frac{\hat{e}_\beta}{L_s} + \frac{\hat{v}_\beta}{L_s} + K_1\text{slide}\cdot\text{sign}(\hat{\imath}_\beta - i_\beta)\\
\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} &= p\omega_r\hat{e}_\beta + K_2\text{slide}\cdot\text{sign}(\hat{\imath}_\alpha - i_\alpha)\\
\frac{d\hat{e}_\beta}{dt} &= p\omega_r\hat{e}_\alpha + K_2\text{slide}\cdot\text{sign}(\hat{\imath}_\beta - i_\beta)
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Gözlemciden çıkan zıt-EMK'lar daha sonra alçak geçiren filtreyle filtrelenmiş ve filtrelenmiş değerler PLL fonksiyonunda kullanılmıştır. Alçak geçiren filtrenin yapısı aşağıdaki denklemle verilir:

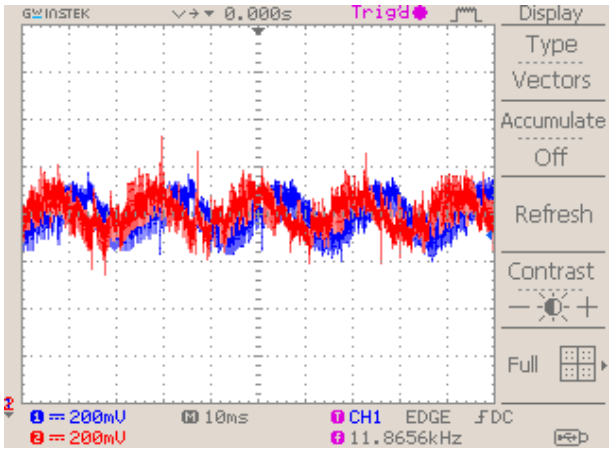
$$filt = filt + ((input - filt) \gg a) \tag{4.7}$$

Denklemdeki a, zayıflatma faktörüdür. Alçak geçiren filtrenin kesme frekansı aşağıdaki denklemdeki gibidir:

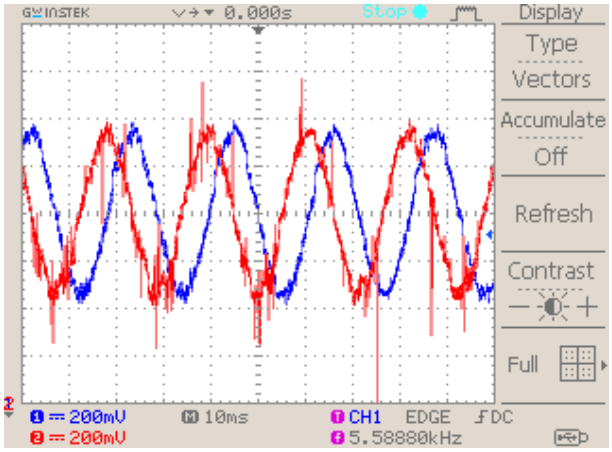
$$f_o = \frac{f_s}{2*pi*2^a} \tag{4.8}$$

Burada f_o kesme frekansı ve f_s örnekleme frekansıdır. a değeri arttıkça filtrenin kesme frekansı düşmektedir. Denemelerde $a = 4$ olarak seçilmiştir. a'nın daha yüksek değerlerinde, alçak geçiren filtrelerden kaynaklı konum bilgisi gecikmesi artmış ve kontrol veriminde azalma görülmüştür.

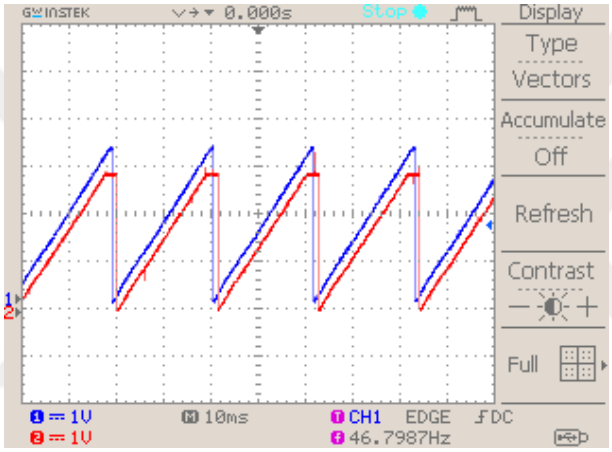
Denemeden alınan sonuçlar Şekil 4.14, Şekil 4.15 ve Şekil 4.16'da verilmiştir. Akımlara alçak geçiren filtre uygulanmamıştır. Bu nedenle kayan moddaki anahtarlamalardan kaynaklı çatırtı içermektedirler.



Şekil 4.14. KMG1 ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) akımları (a=4)



Şekil 4.15. KMG1 ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) zıt-EMK'ları (a=4)

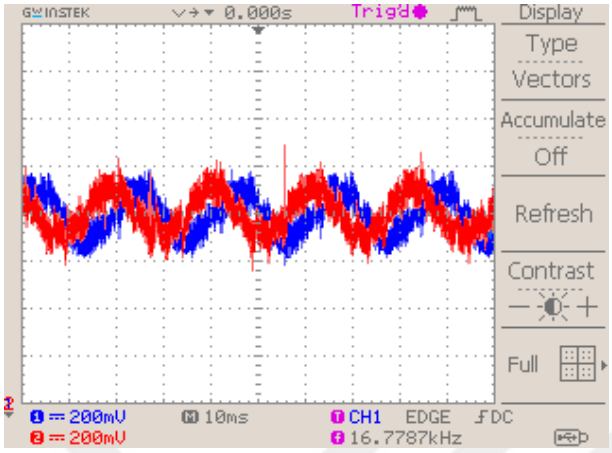


Şekil 4.16. Enkoder (1) ve KMG1 (2) konum bilgileri (a=4)

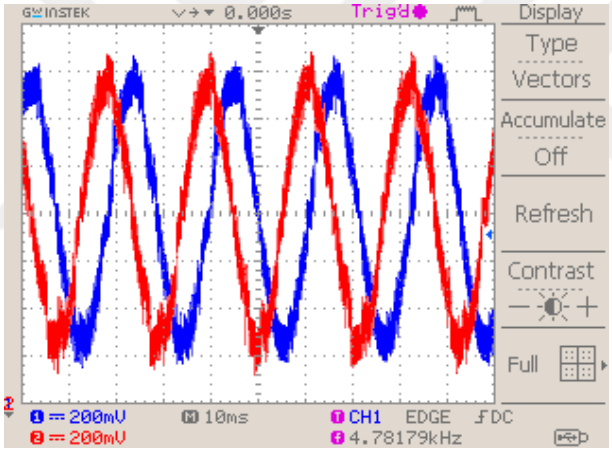
Diğer KMG yapısında (KMG2), simülasyonlarda olduğu gibi, zıt-EMK bozucu olarak değerlendirilmiş ve akımları sıfıra götüren z ifadesinin alçak geçiren filtre ile filtrelenmesiyle elde edilmiştir. Aşağıdaki denklemler bu gözlemcinin yapısını göstermektedir. Burada $\omega_0 = 2\pi f_0$ olarak tanımlanır; f_0 filtrenin kesme frekansıdır.

$$
\begin{aligned}
z_\alpha &= Kslide \cdot \text{sign}(\hat{\imath}_\alpha - i_\alpha) \\
z_\beta &= Kslide \cdot \text{sign}(\hat{\imath}_\beta - i_\beta) \\
\frac{d\hat{\imath}_\alpha}{dt} &= \frac{-r_s \hat{\imath}_\alpha}{L_s} + \frac{\hat{v}_\alpha}{L_s} + z_\alpha \\
\frac{d\hat{\imath}_\beta}{dt} &= \frac{-r_s \hat{\imath}_\beta}{L_s} + \frac{\hat{v}_\beta}{L_s} + z_\beta \\
\frac{d\hat{e}_\alpha}{dt} &= -\omega_0 e_\alpha + \omega_0 z_\alpha \\
\frac{d\hat{e}_\beta}{dt} &= -\omega_0 e_\alpha + \omega_0 z_\beta
\end{aligned}
\tag{4.9}
$$

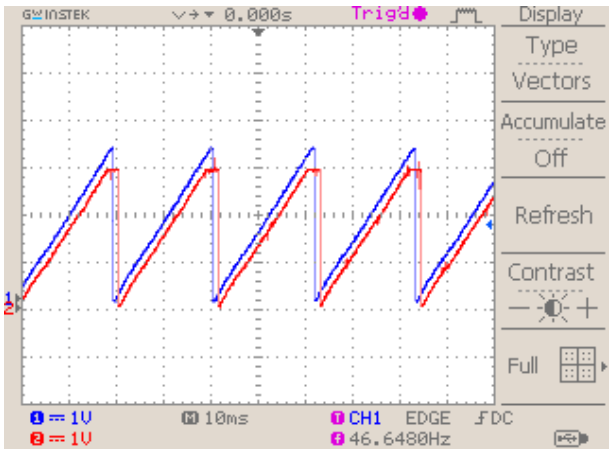
Bu gözlemciyle elde edilen sonuçlar Şekil 4.17, Şekil 4.18 ve Şekil 4.19‘da verilmiştir.



Şekil 4.17. KMG2 ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) akımları

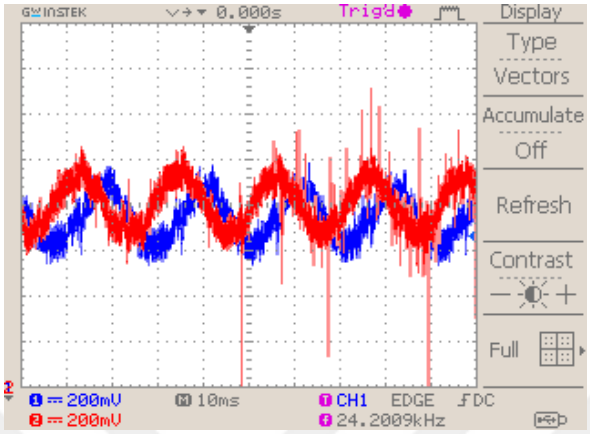


Şekil 4.18. KMG2 ile elde edilen tahmini alfa (1) ve beta (2) zıt-EMK’ları

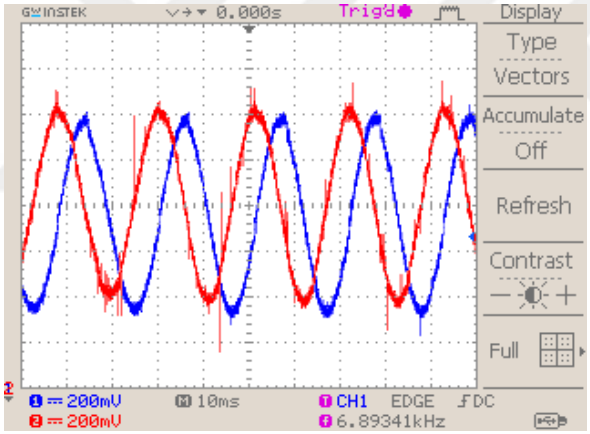


Şekil 4.19. Enkoder (1) ve KMG2 (2) konum bilgileri

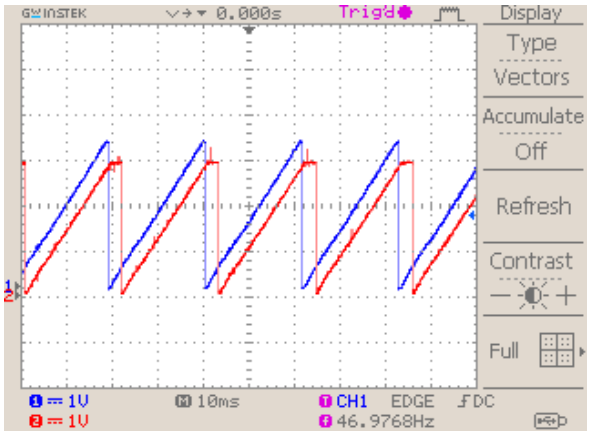
a'nın daha yüksek değerleri ($a = 6$) için de denemeler yapılmış; filtrelemeden dolayı konumda oluşan gecikmenin daha da arttığı gözlenmiştir (Şekil 4.20, Şekil 4.21 ve Şekil 4.22).



Şekil 4.20. Filtre zayıflatması arttırılmış sonuçlar – alfa (1) ve beta (2) akımları



Şekil 4.21. Filtre zayıflatması arttırılmış sonuçlar – alfa (1) ve beta (2) zıt-EMK'ları



Şekil 4.22. Filtre zayıflatması arttırılmış sonuçlar – Enkoder (1) ve KMG2 (2) konum bilgileri

5. SONUÇLAR ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı senkron motorlarda gözlemci temelli sensörsüz vektör alan kontrolü tekniklerinden Luenberger ve kayan mod gözlemciler üzerinde çalışılmıştır. Çalışmada, Simulink simülasyonları ve deneysel çalışmalar yapılmıştır. Deneysel çalışmada 0.4 kW'lık endüstriyel bir AC servo motor seçilmiş ve bu motor için sürücü kartı tasarlanmıştır. Motor sürücü kartı üzerine takılan bir Nucleo geliştirme kartı, mikrodenetleyici olarak kullanılmıştır. Luenberger gözlemci tabanlı motor kontrol algoritmasının elde edilmesinde, MC-SDK ile gelen ST Motor Control Workbench kullanılmıştır. Kayan mod gözlemcinin gerçekleştirilmesi, ST Motor Control Workbench ile üretilen proje üzerinde düzenleme yapılarak elde edilmiştir.

Kayan mod gözlemci uygulamalarında işaret fonksiyonundan dolayı çatırtılar oluşmaktadır. Bunu telafi etmek için alçak geçiren filtreler kullanılmış ve bununla beraber alçak geçiren filtreleme nedeniyle konum bilgisinde gecikmeler oluştuğu görülmüştür. Ayrıca bu tür kontrolde, konumdaki gecikmeleri telafi edecek yöntemlere başvurulmaktadır. Bütün bu eklemeler kayan mod gözlemciyi daha fazla işlem gücü gerektiren bir yöntem haline getirmektedir. Deneysel çalışmalar sırasında PWM frekansının yüksek seçildiği denemelerde (30kHz) bu işlem fazlalığının algoritmada kilitlenmelere neden olduğu gözlenmiştir. Luenberger gözlemcide ise yüksek frekanslı denemelerde problem yaşanmamıştır. Bununla beraber, simülasyonlar sırasında akımlara gürültü enjekte edilerek yapılan denemelerde kayan mod gözlemci hız ve konum çıktılarının Luenberger gözlemciye göre gürültüden daha az etkilendiği gözlenmiştir.

Motor kontrol donanım ve yazılımının elde edilmesinde ST'nin seçilmiş olması uygulamanın ilk aşamasında kolaylık sağlamış ve maliyeti düşürmüştür. Yazılımın üretilmesinde kullanılan ST Motor Control Workbench ücretsizdir ve kullanıma hazır algoritmalar üretebilmektedir. Ancak motor kontrol algoritmasının kayan mod gözlemci için düzenlenmesi sırasında C dili üzerinden fixed-point olarak çalışılma zorunluluğu oluşmuş; bu da tasarımı yavaşlatmıştır. Ayrıca kullanılan motor kontrol

algoritması hakkında detaylı bilgiye sahip olunması gerekmektedir. Bu nedenlerle akademik çalışma yavaşlamıştır. Yazılımın oluşturulmasında, gömülü sistemler geliştirmek için blok şema modellerinden otomatik kod üreten MATLAB/Simulink ve Altair Embed gibi yazılımların tercih edilmesi akademik çalışmada hız ve verimliliği arttıracaktır.

KAYNAKLAR

ABB, 2020a. Direct Torque Control principle. Erişim adresi: https://library.e.abb.com/public/e8499dfbbf9679b2c1256d280041e592/Direct_Torque_Control_principle.pdf

ABB, 2020b. DTC, A motor control technique for all seasons. Erişim adresi: https://new.abb.com/drives/dtc

ABU-RUB H., IQBAL A. and GUZINSKI J. (Eds.), 2012. High Performance Control of AC Drives with MATLAB/ Simulink Models. John Wiley & Sons, United Kingdom, 482s.

AKIN B. and BHARDWAJ M., 2013. Sensorless field-oriented control of 3-phase permanent magnet synchronous motors. Texas Instruments, pp. 1-43. Erişim adresi: https://www.ti.com/lit/an/sprabq3/sprabq3.pdf

BAKHTI I., CHAOUCH S., MAKOUF A. and DOUADI T., 2016. Robust sensorless sliding mode control with Luenberger observer design applied to permanent magnet synchronous motor. 5th International Conference on Systems and Control (ICSC), Marrakesh, pp. 204-210.

BALASHANMUGHAM A. and MAHESWARAN M., 2019. Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives, Applied Electromechanical Devices and Machines for Electric Mobility Solutions. Erişim adresi: https://www.intechopen.com/books/applied-electromechanical-devices-and-machines-for-electric-mobility-solutions/permanent-magnet-synchronous-machine-drives

BENJAK O. and GERLING D., 2010. Review of Position Estimation Methods for IPMSM Drives Without a Position Sensor Part II: Adaptive Methods. XIX International Conference on Electrical Machines, Rome, pp. 1-6.

BERNARDES T., MONTAGNER V. F., GRÜNDLIG H. A. and PINHEIRO H., 2014. Discrete-Time Sliding Mode Observer for Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Machine. IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 1679-1691.

BREJL M., 2012. Permanent Magnet Synchronous Motor with Resolver, Vector Control, Driven by eTPU on MPC5500. Freescale Semiconductor, pp. 1-38. Erişim adresi: https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN4480.pdf

COLLINS D., 2015. What's the difference between BLDC and synchronous AC motors?. Erişim adresi: https://www.motioncontroltips.com/faq-whats-the-difference-between-bldc-and-synchronous-ac-motors/

DHAMO L. and SPAHIU A., 2013. An Improved Performance of Sensorless PMSM Drive Control with Sliding Mode Observer in Low Speed Operation International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT), 4 (5): 2205-2211.

ELLIS G., 2012. Control System Design Guide: Using Your Computer to Understand and Diagnose Feedback Controllers. Elsevier Science & Technology, ProQuest EbookCentral. Erişim adresi: https://ebookcentral.proquest.com/lib/harran/detail.action?docID=912192

ESS D. and SEKAR P., 2017. AN2099 PSoC® 1, PSoC 3, PSoC 4, and PSoC 5LP - Single-Pole Infinite Impulse Response (IIR) Filters. Cypress Semiconductor Corporation. Erişim adresi: https://www.cypress.com/file/127091/download

GOLDBERG L. H., 2012. EV Drive Electronics Evolve to Support Rare Earth-Free Motor Technologies. Erişim adresi: https://www.digikey.com/es/articles/ev-drive-electronics-evolve-to-support-rare-earth-free-motor-technologies

GÖRDÜK B., 2019. Design and Implementation of Sensorless Vector Controlled Drive for PMSMs. İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 115s.

HENWOOD N., MALAIZÉ J. and PRALY L., 2012. A robust nonlinear Luenberger observer for the sensorless control of SM-PMSM: Rotor position and magnets flux estimation. IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Montreal, QC, pp. 1625-1630.

HU B., 2019. AN93637 PSoC 4 Sensorless Field-Oriented Control (FOC). Cypress Semiconductor Corporation, pp. 1–51.
Erişim adresi: https://www.cypress.com/file/157806/download

INTERNATIONAL RECTIFIER, 2005. IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF High and Low Side Driver. Erişim adresi: http://www.infineon.com/dgdl/ir2110.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c80333167e

KIM H., SON J. and LEE J., 2011. A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58 (9): pp. 4069-4077.

KUMAR P. and MURTHY S., 2016. Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Using Embedded Coder & Sensorless Control Simulation Using Sliding Mode Observer. University of Minnesota, Yüksek Lisans Tezi, 57s.

LEE H. and LEE J., 2013. Design of Iterative Sliding Mode Observer for Sensorless PMSM Control. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 21 (4): 1394-1399.

LEPKA J. and STEKL P., 2005. 3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device. Freescale Semiconductor Inc, pp. 1-68.
Erişim adresi: https://www.nxp.com.cn/docs/en/application-note/AN1930.pdf

LEVKIN D., 2020. Permanent magnet synchronous motor.
Erişim adresi: https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/#1

LEWIN C., 2020. Field Oriented Control (FOC) - A Deep Dive. Erişim adresi: https://www.pmdcorp.com/resources/type/articles/get/field-oriented-control-foc-a-deep-dive-article

LIN S. and ZHANG W., 2017. An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 88: 63-74.

LINDEGGER M., 2009. Economic viability, applications and limits of efficient permanent magnet motors. Swiss Federal Office of Energy, Switzerland.
Erişim adresi: https://www.osti.gov/etdeweb/biblio/22125304

MALLA S., 2020. Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) (https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/39605-vector-control-of-permanent-magnet-synchronous-motor-pmsm), MATLAB Central File Exchange. Retrieved August 4, 2020.

MOREELS D. and LEIJNEN P., 2019. This Inside-Out Motor for EVs Is Power Dense and (Finally) Practical. Erişim adresi: https://spectrum.ieee.org/transportation/alternative-transportation/this-insideout-motor-for-evs-is-power-dense-and-finally-practical

NXP, 2020. 3-Phase PMSM Control Workshop with NXP's Model-Based Design Toolbox. Erişim adresi: https://community.nxp.com/t5/NXP-Model-Based-Design-Tools/3-Phase-PMSM-Control-Workshop-with-NXP-s-Model-Based-Design/m-p/719029

PÉTER K., KRISZTIÁN S., LEVENTE R., ANNAMÁRIA D., DÉNES F., JÓZSEF V. and JÓZSEF V., 2014. Digital Servo Drives. Erişim adresi: http://old.mogi.bme.hu/TAMOP/digitalis_szervo_hajtasok_angol/index.html

PÉTER K., HALAS J., KRISZTIÁN S., LEVENTE R., ATTILA B. and PÉTER T., 2014. Robot Applications. Erişim adresi: http://old.mogi.bme.hu/TAMOP/robot_applications/index.html

QIAO Z., SHI T., WANG Y., YAN Y., XIA C. and HE X., 2013. New Sliding-Mode Observer for Position Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60 (2): 710-719.

SRIKANTH V. and DUTT A. A., 2012. A comparative study on the effect of switching functions in SMO for PMSM drives. 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Bengaluru, 2012, pp. 1-6.

ST, 2019. UM2380 User manual: STM32 motor control SDK v5.4 tools. Erişim adresi: https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00486148-stm32-motor-control-sdk-v54-tools-stmicroelectronics.pdf

ST, 2020. STM32 for Motor Control Applications. Erişim adresi: https://d1.amobbs.com/bbs_upload782111/files_10/ourdev_265522.pdf

TEXAS INSTRUMENTS, 1998. Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors, Literature Number: BPRA073, pp. 1-43. Erişim adresi: https://www.ti.com/lit/an/bpra073/bpra073.pdf

TORRENT M., PERAT J. I. and JIMÉNEZ J. A., (2018). Permanent magnet synchronous motor with different rotor structures for traction motor in high speed trains. Energies, 11(6): 1549.

WANG X., REITZ M. and YAZ E. (2018). Field Oriented Sliding Mode Control of Surface-Mounted Permanent Magnet AC Motors: Theory and Applications to Electrified Vehicles. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 67(11): pp. 10343-10356

WESTIN I., 2016. Sensorless Control of a PMSM. KTH Royal Institute of Technology School of Industrial Engineering and Management, Yüksek Lisans Tezi, Stockholm, 84s.

WU L., SHI P., and SU X., (2014). Sliding mode control of uncertain parameter-switching hybrid systems. John Wiley & Sons, United Kingdom, 265s.

ZAMBADA J. and DEB D., 2010. Sensorless Field Oriented Control of a PMSM. AN1078 of Microchip Technology Inc., Chandler, AZ, USA, pp. 1–28. Erişim adresi: http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01078b.pdf

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı **:** Mustafa KAYA

Uyruğu **:** T.C.

Doğum Yeri ve Tarihi **:** Isparta / 1987

Telefon **:** 0554 442 1416

Faks **: -**

e-mail **:** mustafakaya@adiyaman.edu.tr

EĞİTİM

Derece	Adı, İlçe, İl	Bitirme Yılı
Lise	: Şehit Ali İhsan Kalmaz Lisesi, Merkez/Isparta	2005
Üniversite	: Dicle Üniversitesi, Merkez/Diyarbakır	2013
Yüksek Lisans	: Harran Üniversitesi, Merkez/Şanlıurfa	2020
Doktora	: -	

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görevi
2016	Adıyaman Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

UZMANLIK ALANI

YABANCI DİLLER

İngilizce

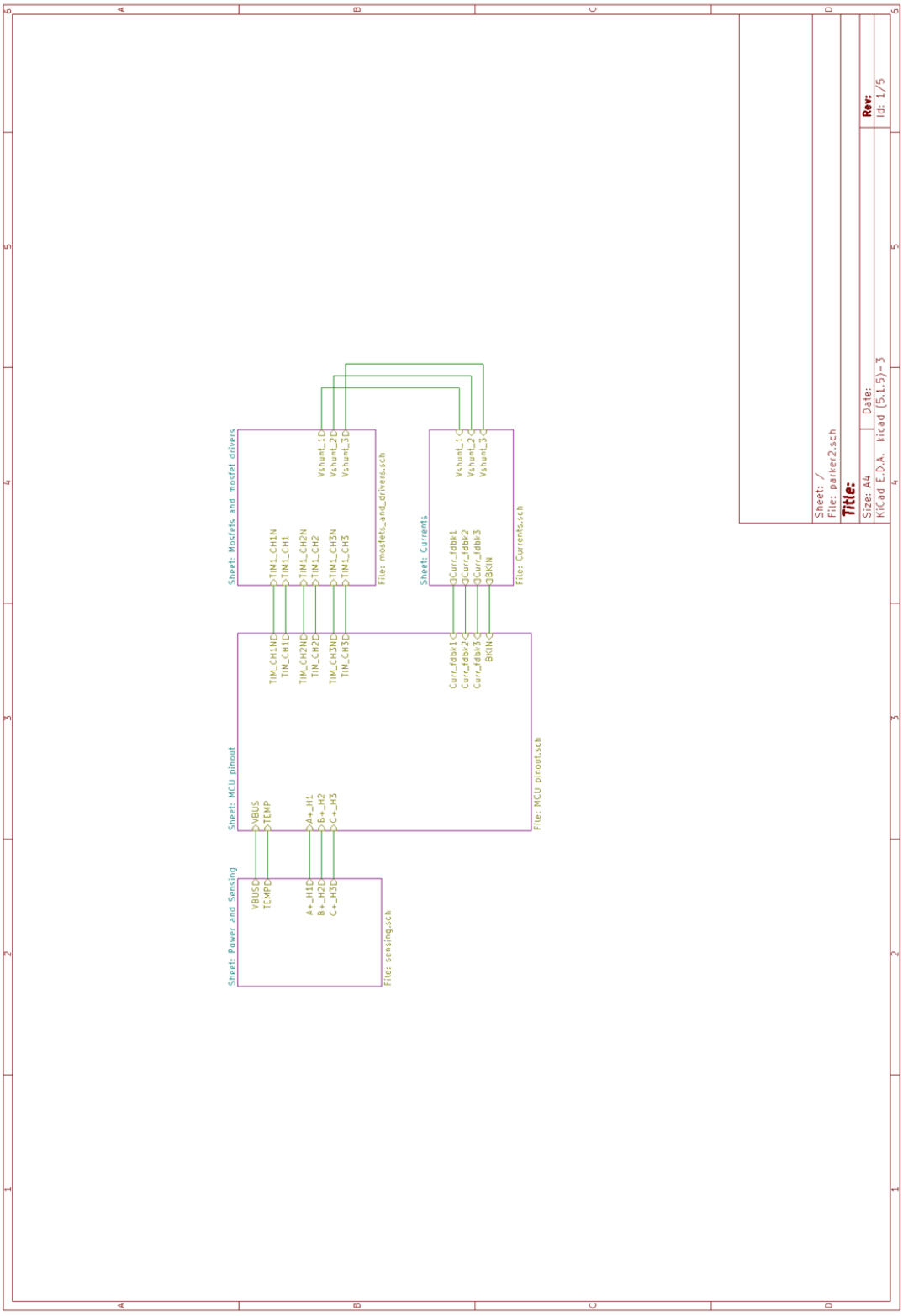
BELİRTMEK İSTEĞİNİZ DİĞER ÖZELLİKLER

YAYINLAR (Yüksek lisans tezinden yapılmıştır)

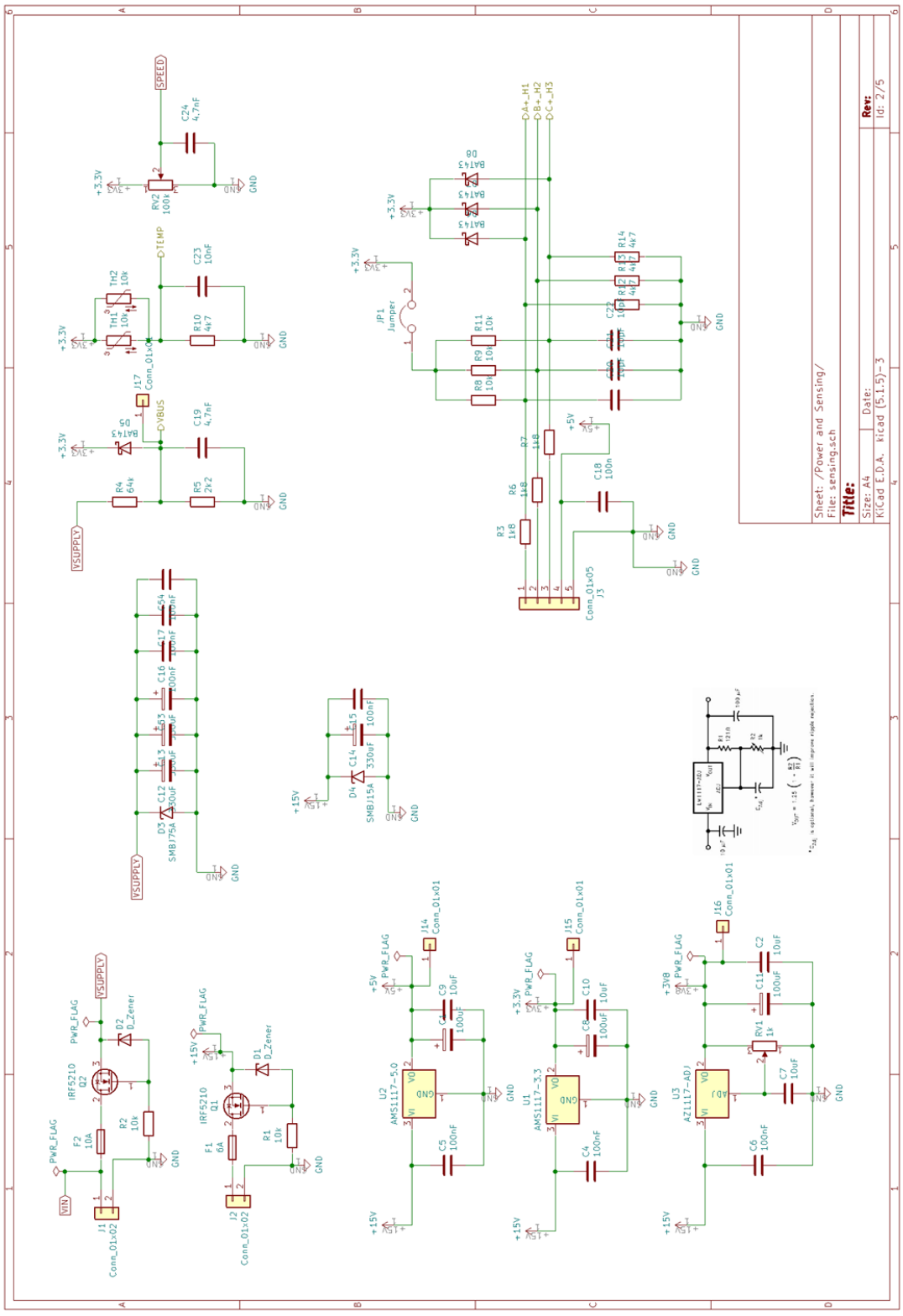
Bildiri – KAYA M. ve SUZER M. H., 2020. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Gözlemci Temelli Sensörsüz Vektör Alan Kontrol Tekniklerinin Uygulamalı Karşılaştırması. 5. Uluslararası GAP Matematik – Mühendislik - Fen ve Sağlık Bilimleri Kongresi, Şanlıurfa

EKLER

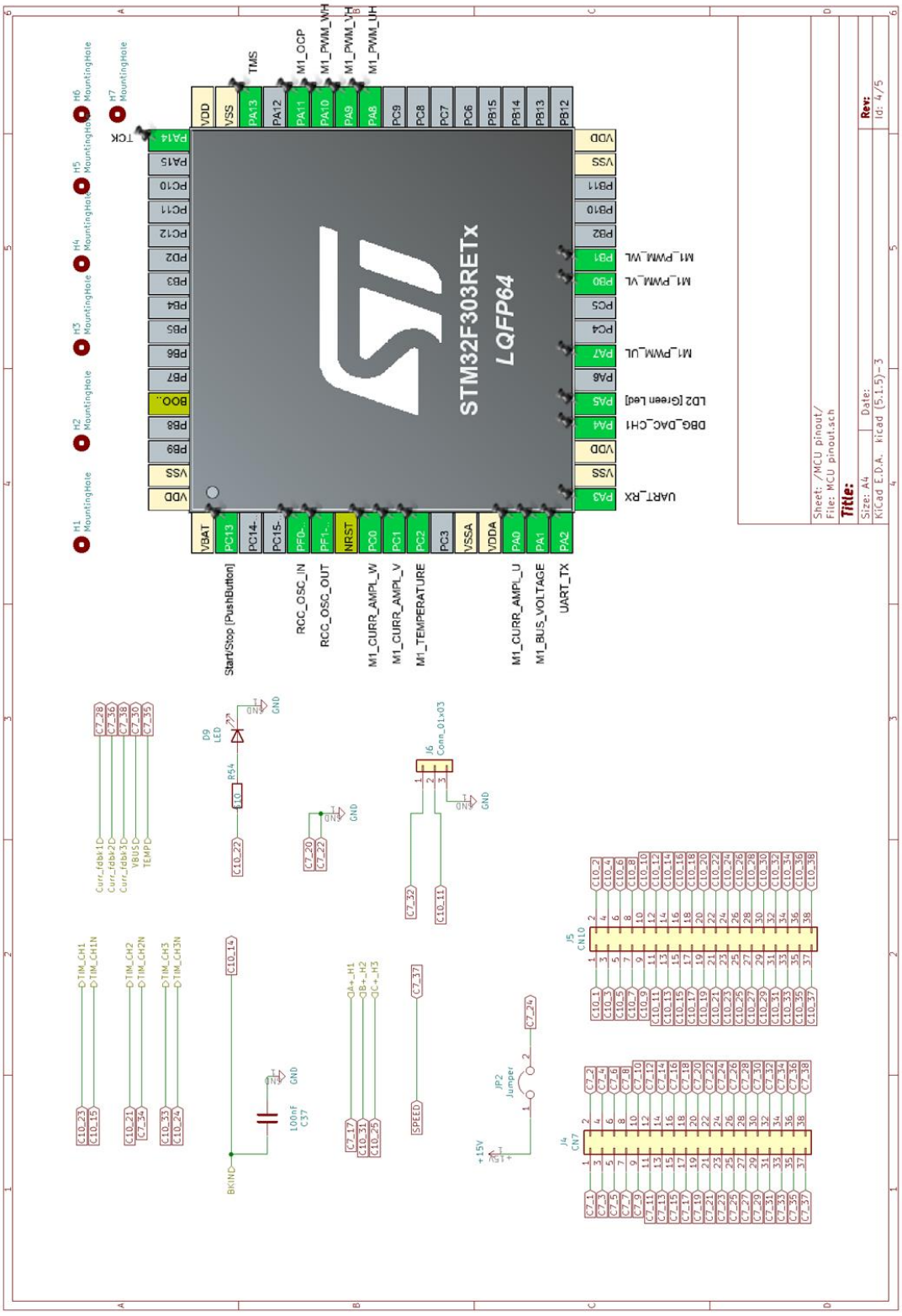
EK 1: Güç Kartı Şematiği / Blok Diyagram



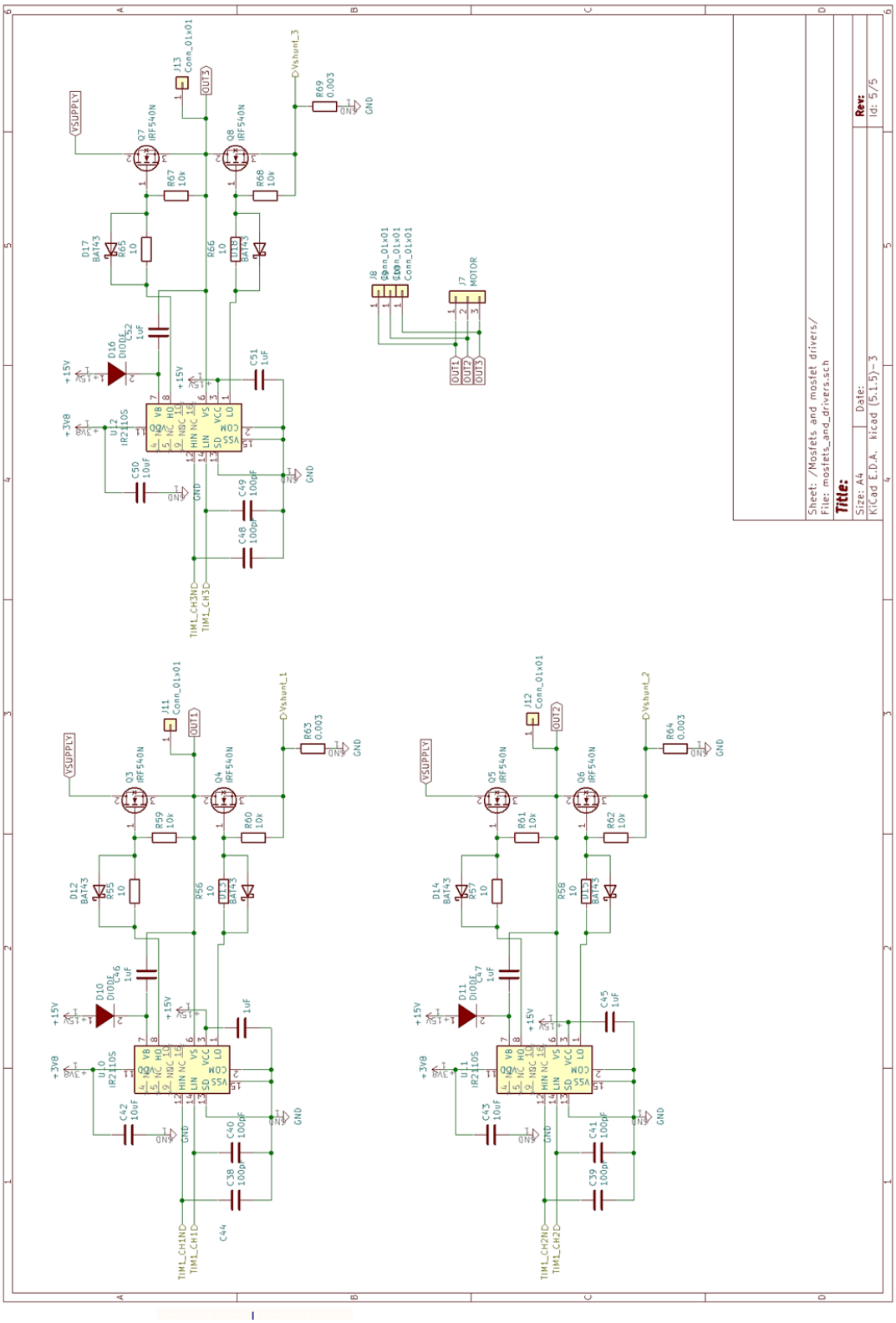
EK 2: Güç Kartı Şematiği / Güç ve Algılama



EK 3: Güç Kartı Şematiği / Mikrodenetleyici Pin Diyagramı



EK 4: Güç Kartı Şematiği / MOSFET'ler ve MOSFET Sürücüleri



EK 5: Güç Kartı Şematiği / Akım Algılama

