T.C.
KIRIKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

VEKTÖR KONTROLLÜ HIZ SENSÖRSÜZ ASENKRON MOTOR İÇİN HFSTSMC HİBRİT DENETLEYİCİ VE AGSTSMO HIZ GÖZLEMCİ TASARIMI

ABDÜLHAMİT NURETTİN

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DOKTORA TEZİ

DANIŞMAN
Prof. Dr. Nihat İNANÇ

KIRIKKALE-2022

ETİK BEYANI

Kırıkkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmasında;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmasında yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Abdülhamit NURETTİN

ÖZET

VEKTÖR KONTROLLÜ HIZ SENSÖRSÜZ ASENKRON MOTOR İÇİN
HFSTSMC HİBRİT DENETLEYİCİ VE
AGSTSMO HIZ GÖZLEMCİ TASARIMI

NURETTİN, Abdülhamit[1]
Kırıkkale Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Doktora Tezi
Danışman: Prof. Dr. Nihat İNANÇ
Ağustos 2022, 142 Sayfa

Bu tez çalışmasında, rotor akı yönlendirmeli yöntemi ile kontrollü üç fazlı asenkron motor (IM) için hibrit bulanık üstün burulma kayan kipli denetleyici (HFSTSMC) şeması tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Üstün burulma kayan kipli kontrol (Super twisting sliding mode control STSMC); izleme doğruluğunu ve dayanıklılığını etkilemeden, geleneksel kayan kipli kontrolde bulunan titreşim (chattering) sorununu sınırlamak için potansiyel bir çözüm olarak kullanılmıştır. STSMC şeması; kayma yüzeyinin herhangi bir türevinin bilgisine ihtiyaç duymayan, değiştirilmiş ikinci mertebeden bir kayan kipli kontrol (SOSMC) şemasıdır ancak, kontrol yasasında bulunan kazanç değerlerinin titreşimi azaltma ve dinamik performansı iyileştirmede önemli bir etkisi vardır. Bu nedenle, bu kazançları en uygun şekilde ayarlamak için bulanık mantık kontrol (FLC) yaklaşımına dayalı olarak sağlam bir hibrit HFSTSMC denetleyici önerilmiştir. Bulanık mantık denetleyicisi; yüksek dinamik performansına, yüksek dayanıklılığa, izleme doğruluğuna ulaşmak, titreşim sorununun azaltılmasını sağlamak için hem geçici hem de kararlı durumlarında sistemin durumuna göre kazanç değerini ayarlamak için bir gözetmen denetleyici olarak kullanılmıştır.

[1] Abdulhamid ALAMOURA: Yazarın çifte vatandaşlığından dolayı adı iki farklı şekilde yazılabilir.

Elektrikli sürücü algoritmalarının performansının dayanıklılığını ve dengesini arttırmak için, motor eksenine bağlı mekanik veya optik sensörler kullanmak yerine motor hızını tahmin etme yöntemleri kullanılmıştır. Bu nedenle, bu tez çalışmasında; çok düşük ve sıfır hızlar da dahil olmak üzere, geniş bir hız aralığında sensörsüz asenkron motor sürücü sistemleri için tahmin doğruluğu ile titreşim sorunu arasında bir denge sağlamak için, uyarlanabilir kazanç üstün burulma kayan kipli gözlemcisinin (AGSTSMO) tasarlanması ve gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

Kontrol yasasındaki uyarlanabilir kazançların değeri (gözlemci katsayıları), çok düşük ve sıfır hızda çalışmasında doğruluğu artırmak ve titreşimi bastırmak için tahmin edilen değişkenlerin hızlı yakınsamasını sağlamak için Lyapunov kararlılık teorisi kullanılarak ayarlanmaktadır. AGSTSM gözlemci; eşdeğer kontrol tahmin etmede, gecikmeye neden olan geleneksel birinci dereceden kayan kipli gözlemcide olduğu gibi, eşdeğer kontrol yasasını elde etmek için düşük geçişli bir filtre kullanma ihtiyacını ortadan kaldırmaktadır.

Önerilen şemaların geçerliliği, MATLAB/Simulink benzetim modelleri ile DSPACE-DS1104 sayısal işaret işlemcisi kullanılarak, deneysel düzeneği ile doğrulanmıştır. Ayrıca benzetim modelleri ve deneysel devresinden elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak sistemin doğruluğu gösterilmiştir.

Önerilen denetleyicinin geleneksel ve gelişmiş denetleyicilerle karşılaştırılmasıyla elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar, önerilen denetleyicinin; yüksek dinamik performansa, yüksek dayanıklılığa, izleme doğruluğuna ve titreşim sorununun azaltılmasına sahip olduğunu kanıtlamıştır. Ayrıca önerilen gözlemci için STSM gözlemcisi ile karşılaştırılarak elde edilen benzetim ve deneysel sonuçları, önerilen gözlemcinin mükemmel tahmin hassasiyetine ve aynı anda titreşim giderme kabiliyetine sahip olduğunu, böylece motor parametrelerindeki sapmalara karşı dayanıklılığı arttırdığını göstermiştir.

Anahtar kelimeler: Asenkron Motor, Alan Yönlendirmeli Kontrol, Hibrit Bulanık Üstün Burulma Kayan Kipli Denetleyici, Bulanık Mantık Kontrol, Kayan Kipli Kontrol, Uyarlanabilir Kazançlı Üstün Burulma Kayan Kipli Gözlemcisi, Üstün Burulma Kayan Kipli Gözlemcisi.

ABSTRACT

HFSTSMC HYBRID CONTROLLER AND
AGSTSMO SPEED OBSERVER DESIGN FOR
VECTOR CONTROLLED SPEED SENSORLESS INDUCTION MOTOR

NURETTİN, Abdülhamit[2]
Kırıkkale University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering, Doctoral Thesis
Supervisor: Prof. Dr. Nihat İNANÇ

August 2022, 142 pages

The purpose of this thesis is to design and implement a new scheme of a hybrid fuzzy super-twisting sliding mode controller (HFSTSMC) for a three-phase induction motor (IM) controlled by the rotor flux orientation technique. Super-twisting sliding mode control (STSMC) is employed as a potential solution to limit the inherent chattering effect in the conventional sliding mode control without affecting the tracking accuracy and robustness. STSMC is employed as a potential solution to limit the inherent chattering effect in the conventional sliding mode control without affecting the tracking accuracy and robustness. STSMC scheme is a modified second-order sliding mode control (SOSMC) scheme that does not need the information of any derivative of the sliding surface, but the gain values found in the control law have a significant effect on chattering reduction and the system response speed. Therefore, a robust hybrid HFSTSMC controller based on the fuzzy logic control (FLC) approach is proposed for optimally tuning these gains. Whereas, the fuzzy logic controller is used as a supervisory controller to tune the gain value according to the state of the system

[2] Abdulhamid ALAMOURA: The author's name can be written in two different ways due to his dual citizenship.

in both transient and steady state situations to provide the system with high dynamic performance, high durability, tracking accuracy and chattering effect reduction.

To increase the robustness and stability of the performance of electric drive algorithms, several techniques for estimating motor speed have been used instead of using mechanical or optical sensors connected to the motor axis. Therefore, this thesis is aimed to design and implement an adaptive-gain super-twisting sliding mode observer (AGSTSMO) to achieve a balance between estimation accuracy and chattering problem for sensorless IM drive systems over a wide speed range, including very low and zero speeds.

The value of the adaptive gains (observer's coefficients) in the control law is adjusted utilizing Lyapunov stability criteria to ensure expeditious convergence of the estimated variables to improve the accuracy and suppress chattering at very low and zero speeds operation. The AGSTSM observer eliminates the need to use a low-pass filter to obtain the equivalent control, as in the traditional first-order sliding-mode observer, which causes a delay in estimating the equivalent control law.

The validation of the proposed schemes is verified by realizing the experimental implementation setup using the DSPACE-DS1104 digital signal processor with MATLAB/Simulink simulation models. In addition, the accuracy of the system is shown by comparing the results obtained from the simulation models and the experimental application platform.

The simulation and experimental results obtained for the proposed controller by comparing it with conventional and advanced controllers have demonstrated high dynamic performance, high durability, tracking accuracy and reduction of chattering problems. In addition, the simulation and experimental results obtained for the proposed observer by comparing it with the STSMO have shown that it has excellent estimation precision and chattering elimination capability simultaneously, thus increasing robustness versus deviations of the motor parameters.

Keywords: Induction Motor, Field Oriented Control, Hybrid Fuzzy Super-Twisting Sliding Mode Controller, Fuzzy Logic Control, Sliding Mode Control, Adaptive-Gain Super-Twisting Sliding Mode Observer, Super-Twisting Sliding Mode Observer.

TEŞEKKÜR

İlk olarak, bu tezi tamamlamak için bana güç ve sabır veren yüce Allah'ıma binlerce kez şükrederim.

Değerli yardım ve katkılarıyla doktora tez çalışmalarım esnasında bana desteklerini esirgemeyen, danışman hocam Prof. Dr. Sayın Nihat İNANÇ'a teşekkürlerimi sunarım.

Bu günlere gelmemde üzerimde emeği olan bütün Kırıkkale Üniversitesi hocalarıma teşekkür ederim.

Çankırı Karatekin Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne, Elektrik Makinaları Laboratuvarı üyeleri Doç. Dr. Sayın Fatih KORKMAZ'a ve Araştırma Görevlisi Sayın Enes BEKTAŞ'a, bu tezde sunulan deneysel sonuçları test etmek için sağlanan kaynaklar için teşekkürlerimi sunuyorum.

Bu doktora tez çalışmamı; hayatımdaki her aşamada bana destek veren ve bu günlere gelmemde büyük emeği geçen, maddi ve manevi hiçbir desteği eksik etmeyen sevgili babam Moustafa ALAMOURA'ya ve sevgili annem Raghda ALAMOURA'ya ithaf ederim.

Beni destekleyen kıymetli kardeşlerim Ammar ve Ghosoun ALAMOURA'a teşekkür ederim.

Tez sürecince anlayış ve sabır gösteren ve çalışmalarımı aksatmamam için sayısız fedakârlıkta bulunan ve her aşamada destek verip beni güçlendiren değerli eşim Gufran NURETTİN'e ve çocuklarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

ÖZET ..... **i**
ABSTRACT ..... **iii**
TEŞEKKÜR ..... **v**
İÇİNDEKİLER DİZİNİ ..... **vi**
ŞEKİLLER DİZİNİ ..... **ix**
ÇİZELGELER DİZİNİ ..... **xv**
KISALTMALAR DİZİNİ ..... **xvi**
SİMGELER DİZİNİ ..... **xviii**
1. GİRİŞ **1**
1.1. Literatür Taraması 3
1.1.1. Önerilen Denetleyici Yapısına Temel Sağlayan Hibrit Denetleyici Uygulamaları Üzerine Yapılan Çalışmalar 3
1.1.2. Önerilen Gözlemci Yapısına Temel Sağlayan Asenkron Motor Hız Tahmin Yöntemleri Üzerine Yapılan Çalışmalar 8
1.2. Tezin Amacı ve Literatüre Katkısı 10
2. ASENKRON MOTORLAR **12**
2.1. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli 12
2.2. Ortogonal İki Fazlı Eksenler Sistemi 13
2.2.1. Clarke ve Ters Clarke Dönüşümü 14
2.2.2. Park ve Ters Park Dönüşümü 16
2.2.3. Clarke ve Park Dönüşümlerinin Birlikte Genel Formülü 17
2.3. İsteğe Bağlı Referans Çerçevesinde Asenkron Motorun Matematiksel Modeli 18
2.4. Vektör Kontrol Yöntemi 19
2.4.1. Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi 21
2.4.2. Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi 22
3. GELİŞMİŞ KONTROL YÖNTEMLERİ VE ÖNERİLEN HFSTSMC HİBRİT DENETLEYİCİ **24**

3.1. Bulanık Mantık Kontrol 25
3.1.1. Bulanık Mantık Kavramı 25
3.1.2. Bulanık Mantık Denetleyicisinin Tasarım Adımları 26
3.2. Kayan Kipli Kontrol 32
3.2.1. Değişken Yapılı Kontrolün Temel Kavramları 32
3.2.2. Birinci Dereceden Kayan Kipli Kontrol 35
3.2.2.1. Eşdeğer Kontrol Yasası 35
3.2.2.2. Ulaşma Koşulları 37
3.2.2.3. Ulaşma Yasası Yaklaşımı 38
3.2.2.4. Kontrol Yasası 40
3.2.3. Yüksek Dereceli Kayan Kipli Kontrol (HOSMC) 40
3.2.3.1. Üstün Burulma Algoritması (STA) 41
3.2.3.2. Üstün Burulma Algoritması Kararlılık Analizi 42
3.3. Önerilen HFSTSMC Hibrit Kontrol 43
3.3.1. Önerilen HFSTSMC Hibrit Denetleyicinin Yapısı 43
3.3.2. Gözetmen Bulanık Mantık Denetleyicisi Yapısı 46
3.4. Asenkron Motorun Kayan Kipli Hız Kontrolü Yasasının Türetilmesi 49
3.4.1. Birinci Dereceden Kayan Kipli Kontrol 49
3.4.2. Üstün Burulma Kayan Kipli Kontrol 51
3.4.3. Önerilen HFSTSMC Hibrit Bulanık Üstün Burulma Kayan Kipli Kontrol 52
4. ÖNERİLEN AGSTSMO UYARLANABİLİR KAZANÇ ÜSTÜN BURULMA KAYAN KİPLİ HIZ GÖZLEMCİSİ TASARIMI 54
4.1. Giriş 54
4.2. Asenkron Motorun Dinamik Modeli 55
4.3. Akım Gözlemci Yapısı 56
4.4. Önerilen AGSTSMO Gözlemci için Lyapunov Kararlılık Analizine Dayalı Uyarlanabilir Kazançlar Tasarımı 57
4.5. Akı ve Rotor Hızı Gözlemci Yapısı 59
5. SÜRÜCÜ DÜZENEĞİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ 62
5.1. Sistemin Tasarımı 62
5.2. Denetleyici Kart (DS1104) 64
5.3. Akım ve Gerilim Sensörleri Devresi 65
5.4. Ölü Zaman Oluşturma Devresi 65

5.5. IGBT Sürücü Devresi 67
5.6. IGBT Modülleri 69
5.7. Snubber Devresi 69
5.8. Asenkron Motor, Yük ve Hız Sensörü 70
6. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLARI 72
6.1. Asenkron Motor Kontrolünde Tasarlanan Benzetim Modelleri 72
6.2. Deneysel Çalışmalarda Kullanılan Algoritmalara Ait Şemalar 75
6.3. Benzetim ve Deneysel Sonuçları 78
6.3.1. Önerilen HFSTSMC Hibrit Denetleyicinin Benzetim ve Deneysel Sonuçları 79
6.3.1.1. Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda, önerilen HFSTSMC'nin FLC ve PI ile karşılaştırılması. 79
6.3.1.2. Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen HFSTSMC'nin STSMC, SMC, ve PI ile karşılaştırılması. 82
6.3.1.3. Hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. 90
6.3.1.4. Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademli değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. 91
6.3.2. Önerilen AGSTSMO Gözlemcinin Benzetim ve Deneysel Sonuçları 94
6.3.2.1. Yüksüz durumda ve 300 d/d olan sinüs referans hızı ile çalışma. 94
6.3.2.2. Yük etkisi altında ve düşük hızlarda çalışırken önerilen gözlemci performansının incelenmesi 103
6.3.2.3. Bozucu yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda benzetim ve deneysel sonuçlar 106
6.3.2.4. Motor parametreleri değişimi altında önerilen gözlemcinin dayanıklılığının incelenmesi. 114
7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA 117
KAYNAKLAR 121
EKLER 129
ÖZGEÇMİŞ 142

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1 Üç fazlı asenkron motorun üç eksenli sistemde şematik gösterimi (a,b,c)..12
Şekil 2.2 İki fazlı sistemde üç fazlı asenkron motorun şematik gösterimi 13
Şekil 2.3 Üç fazlı sistem ve eşdeğer iki fazlı sistem şematik gösterimi 14
Şekil 2.4 αβ ve dq eksenlerinin birbirine göre durumu..... 16
Şekil 2.5 dq eksenine göre asenkron motor blok şeması. 20
Şekil 2.6 Doğrudan vektör kontrolü blok şeması 21
Şekil 2.7 Dolaylı vektör kontrolü blok şeması. 23
Şekil 3.1 Keskin küme mantığında yaşa göre kümeleme işlemi..... 26
Şekil 3.2 Bulanık küme mantığında yaşa göre kümeleme işlemi 26
Şekil 3.3 Bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı 27
Şekil 3.4 Giriş ve çıkışa doğrusal olmayan sabitler eklenerek bulanık mantık denetleyicisinin iç yapısı..... 27
Şekil 3.5 Bulanık mantık denetleyicinin sayısal çıkışı hesaplama mekanizması. ... 29
Şekil 3.6 a) PI denetleyici tarafından üretilen kontrol yasasının yüzeyi.
b) Bulanık mantık denetleyici tarafından üretilen kontrol yasasının yüzeyi.
..... 30
Şekil 3.7 Hata ve hata değişikliği için üyelik fonksiyonları. 31
Şekil 3.8 Çıktı için üyelik fonksiyonları. 31
Şekil 3.9 Değişken yapılı sistemin blok diyagramı 33
Şekil 3.10 Değişken yapılı sistemin faz düzlemi. 34
Şekil 3.11 Kayan kip algoritması uygulandıktan sonra faz düzlemi. 34
Şekil 3.12 Belirli bir başlangıç noktası için ulaşma ve kayma modları. 35
Şekil 3.13 İdeal kayma sistemi. 37
Şekil 3.14 Önerilen hibrit denetleyici yapısının blok şeması 45
Şekil 3.15 S ve ΔS için Bulanık Giriş üyelik fonksiyonu..... 47
Şekil 3.16 α çıktısını tanımlayan üyelik fonksiyonu..... 47
Şekil 3.17 Bulanık gözetmenin kontrol yüzeyi..... 48

Şekil 4.1 Stator akımı, rotor akısı ve rotor hızı tahminleri için önerilen AGSTSMO'nun şematik diyagramı 61
Şekil 5.1 Deneysel düzeneğin blok diyagramı 62
Şekil 5.2 Deneysel sürücü sisteminin fotoğrafı 63
Şekil 5.3 DS1104 kontrol kartı. 64
Şekil 5.4 DS1104 kontrol kartı blok diyagramı 64
Şekil 5.5 Akım ve gerilim sensör devresinin fotoğrafı. 65
Şekil 5.6 Ölü zaman oluşturma devresi. 66
Şekil 5.7 Deneysel çalışmalarda kullanılan ölü zaman oluşturma devresi fotoğrafı... 66
Şekil 5.8 Deneysel çalışmalarda tetikleme sinyalleri ölü zaman eklemesi. 67
Şekil 5.9 IGBT sürücü devre şeması. 68
Şekil 5.10 Deneysel çalışmalarda kullanılan sürücü ve yalıtım devresi 68
Şekil 5.11 Sürücü devresi çıkışından üretilen sinyaller. 68
Şekil 5.12 Dual IGBT modül iç yapı şeması. 69
Şekil 5.13 Deneysel çalışmalarda kullanılan Dual IGBT modül ile snubber devre yapısı. 70
Şekil 5.14 Artımsal konum ve hız sensörünün çıkış sinyalleri. 70
Şekil 5.15 Deneysel çalışmalarda kullanılan asenkron motor seti 71
Şekil 6.1 Önerilen HFSTSMC kullanılarak asenkron motor hız kontrolü MATLAB modeli. 72
Şekil 6.2 Önerilen HFSTSMC için Matlab/Simulink modeli. 73
Şekil 6.3 Yük momenti gözlemcisi için Matlab/Simulink modeli. 74
Şekil 6.4 Önerilen AGSTSMO kullanılarak elde edilen asenkron motor hız tahmini FOC tabanlı MATLAB modeli. 74
Şekil 6.5 AGSTSM hız gözlemcisine ait MATLAB/Simulink modeli. 75
Şekil 6.6 Önerilen HFSTSM kontrol algoritmasının DS1104 denetleyici üzerinde uygulama şeması. 75
Şekil 6.7 Önerilen HFSTSM kontrol algoritmasının MATLAB/Simulink Real-Time-Workshop modeli 76
Şekil 6.8 Control Desk Developer ile oluşturulan kullanıcı ara yüzün genel görünümü. 77
Şekil 6.9 Önerilen AGSTSM gözlemcisinin DS1104 denetleyici üzerinde uygulama şeması. 78

Şekil 6.10 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda FLC, PI ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla benzetim sonuçları. a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması. 79
Şekil 6.11 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda FLC, PI ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla deneysel sonuçları. a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması. 80
Şekil 6.12 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla benzetim sonuçları. a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması. 82
Şekil 6.13 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla benzetim sonuçları. a) d-q eksen akımları, b) i_a faz stator akımı. 83
Şekil 6.14 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla kontrol sinyalinin benzetim sonuçları. 84
Şekil 6.15 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla deneysel sonuçlar. a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması. 85
Şekil 6.16 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla deneysel sonuçlar. a) d-q eksen akımları, b) i_a faz stator akımı. 86
Şekil 6.17 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla kontrol sinyalinin deneysel sonuçları. 87
Şekil 6.18 Hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması. 90
Şekil 6.19 Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademli değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması. 91
Şekil 6.20 Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademli değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. a) d-q eksen akımları, b) i_a stator faz akımı. 92

Şekil 6.21 Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademli değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarında kontrol sinyalinin karşılaştırılması. 93
Şekil 6.22 Sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında gözlemlenen hız ve rotor hızının benzetim sonuçları. 94
Şekil 6.23 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları. a) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları, b) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları. 95
Şekil 6.24 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları. a) α-β eksenlerinin STSM fonksiyonu, b) AGSTSMO için uyarlanabilir kazançları..... 96
Şekil 6.25 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için deneysel sonuçları. a) Gözlemlenen hız ve rotor hızı, b) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları. 97
Şekil 6.26 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için deneysel sonuçları. a) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları, b) α-β eksenlerinin STSM fonksiyonu..... 98
Şekil 6.27 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken AGSTSMO için uyarlanabilir kazançların deneysel sonuçları. 99
Şekil 6.28 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. a) Gözlemlenen hız ve rotor hızı, b) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları..... 100
Şekil 6.29 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. a) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları, b) α-β eksenlerinin AGSTSM fonksiyonu....
..... 101
Şekil 6.30 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarında uyarlanabilir kazançların karşılaştırılması. 102
Şekil 6.31 Yük uygulama ve kaldırılması ile 85 d/d referans hızda çalışırken benzetim sonuçları. a) STSMO, b) Önerilen AGSTSMO. 103
Şekil 6.32 Yük uygulama ve kaldırılması ile 85 d/d referans hızda çalışırken deneysel sonuçlar. a) STSMO, b) Önerilen AGSTSMO. 104

Şekil 6.33 Yük uygulama ve kaldırılması ile 85 d/d referans hızda çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. 105
Şekil 6.34 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları. a) Gözlemlenen hız ve rotor hızı, b) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları. 106
Şekil 6.35 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları. a) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları, b) α-β eksenlerinin STSM fonksiyonu…107
Şekil 6.36 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda AGSTSMO için uyarlanabilir kazançların benzetim sonuçları. 108
Şekil 6.37 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için deneysel sonuçları. a) Gözlemlenen hız ve rotor hızı, b) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları. 108
Şekil 6.38 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için deneysel sonuçları. a) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları, b) α-β eksenlerinin STSM fonksiyonu. 109
Şekil 6.39 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda AGSTSMO için uyarlanabilir kazançların deneysel sonuçları. 110
Şekil 6.40 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarında gözlemlenen hızın karşılaştırılması. 110
Şekil 6.41 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. a) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları, b) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları 111
Şekil 6.42 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. a) α-β eksenlerinin AGSTSM fonksiyonu, b) AGSTSMO için uyarlanabilir kazançları. 112
Şekil 6.43 100 d/d referans hızda çalışırken motor parametreleri değişiminin etkisi altında sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları. a) Rotor direnç değişimi, b) Stator direnç değişimi 114

Şekil 6.44 100 d/d referans hızda çalışırken motor parametreleri değişiminin etkisi altında önerilen gözlemci için deneysel sonuçları. a) Rotor direnç değişimi, b) Stator direnç değişimi 115
Şekil 6.45 100 d/d referans hızda çalışırken motor parametreleri değişiminin etkisi altında önerilen gözlemci için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması. a) Rotor direnç değişimi, b) Stator direnç değişimi 116

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1 Girişlerin değişikliklerine göre önerilen çıkışın durumları için deneyim çizelgesi 32

KISALTMALAR DİZİNİ

AC	Alternatif Akım (Alternative Current)
ADC	Analog Dijital Dönüştürücü (Analog Digital Converter)
AGSTSMO	Uyarlanabilir Kazanç Üstün Burulma Kayan Kipli Gözlemcisi (Adaptive Gain Super Twisting Sliding Mode Observer)
DC	Doğru Akım (Direct current)
DCM	Doğru Akım Motor (Direct Current Motor)
DSP	Dijital Sinyal İşlemci (Digital Signal Processor)
DTC	Doğrudan Moment Kontrol (Direct Torque Control)
EKF	Genişletilmiş Kalman Filtresi (Extended Kalman Filter)
EMI	Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference)
EMF	Zıt Elektromotor Kuvvet (Counter Electromotive Force)
FLC	Bulanık Mantık Kontrol (Fuzzy Logic Control)
FOC	Alan Yönlendirmeli Kontrol (Field Oriented Control)
FPGA	Alan Programlanabilir Geçit Dizisi (Field Programmable Gate Array)
HFSTSMC	Hibrit Bulanık Üstün Burulma Kayan Kipli Denetleyici (Hybrid Fuzzy Super Twisting Sliding Mode Controller)
IFOC	Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol (Indirect Field Oriented Control)
IGBT	İzole Kapılı Transistör (Isolated Gate Transistor)
IM	Asenkron Motor (Asynchronous – Induction Motor)
MRAS	Model Referans Adaptif Sistem (Model Reference Adaptive System)
PI	Oransal-İntegral (Proportional-Integral)
PMSM	Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor (Permanent Magnet Synchronous Motor)
PWM	Darbe Genişliği Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RSM	Yanıt Yüzeyi Yöntemi (Response Surface Method)

SMC	Kayan Kipli Denetleyici (Sliding Mode Controller)
SMO	Kayan Kipli Gözlemcisi (Sliding Mode Observer)
SOSMC	İkinci Dereceden Kayan Kipli Kontrol (Second Order Sliding Mode Control)
STA	Üstün Burulma Algoritma (Super Twisting Algorithm)
STSMC	Üstün Burulma Kayan Kipli Denetleyici (Super Twisting Sliding Mode Controller)
VSC	Değişken Yapılı Kontrol (Variable Structure Control)
WA	Ağırlık Ortalaması (Weight Average)

SİMGELER DİZİNİ

d^k, q^k	Rastgele dönen ikili eksenli büyüklükleri
s , r	Stator ve rotora ait büyüklükler
a^s, b^s, c^s	Üç eksenli sistemi
α , β	Durgun eksen düzlem büyüklükleri
d , q	Senkron döner eksen düzlem büyüklükleri
ω_s	Senkron açısal hız (rad/s)
ω_{sl}	Kayma açısal hız (rad/s)
ω	Elektriksel açısal hız (rad/s)
θ	Elektriksel pozisyon (rad)
T_{em}	Elektromanyetik moment (Nm)
T_L	Yük momenti (Nm)
J	Atalet momenti (Kg-m^2)
F	Sürtünme momenti (Nms/rad)
λ, η	Pozitif sabitler
S	Kayma yüzeyi
u_{eq}	Eşdeğer kontrol
x	Durum değişkeni
u_{an}	Anahtarlama kontrol
ρ , γ	Sınırlı fonksiyonlar
ϕ, Γ_{min}, Γ_{max}	Kazanç sabiti
k_1, k_2	STSM kazançlar
α	Katılım oranı
$\tilde{k}_1, \tilde{k}_2$	HFSTSMC'nin uyarlanabilir kazançlar
β	Katılım oranına ters değeri
Δp, Δd	İç ve dış bozucular
$\boldsymbol{\Psi}_\alpha$, $\boldsymbol{\Psi}_\beta$	STSMO için kayan kipli fonksiyonları
ω_c	Kesme frekansı

1. GİRİŞ

Asenkron motorlar; basit yapıları, az bakım gerektirmeleri, dayanıklı olmaları gibi özelliklerinden dolayı endüstriyel uygulamalarda ve elektrikli araçlarda yoğun olarak kullanılmaktadır. Asenkron motorlarda moment; akı ve akımların doğrusal olmayan fonksiyonundan elde edilmektedir. Asenkron motorlar, doğrusal olmayan yapılarından dolayı, karmaşık kontrol algoritmaları gerektirmektedir. Bu karmaşıklık, vektör kontrol yöntemleri ile çözülebilmektedir.

Vektör kontrol yöntemleri, akı ve akımları birbirinden kolayca ayrıştırarak; motor hızını, serbest uyarmalı doğru akım motorlarındaki gibi belli şartlarda doğrusal olarak denetlenebilir duruma getirmektedir.

Geleneksel oransal-integral (PI) denetleyici, vektör kontrol yöntemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak çalışma sırasında yük ve motor parametreleri değiştiği için PI denetleyiciden yüksek performans alınamamaktadır.

Son çalışmalarda; denetleyicilerden yüksek performans elde etmek için, başta bulanık mantık kontrol ve kayan kipli kontrol olmak üzere, doğrusal olmayan çeşitli kontrol yöntemleri önerilmiştir. Yüksek performanslı denetleyiciler; yüksek dinamik performans, hızlı tepki ve sistem parametrelerini etkileyen değişikliklere karşı yüksek dayanıklılık ile karakterize edilmektedir.

Bulanık mantık denetleyici; giriş-çıkış ilişkisini, insan uzmanlığına dayanarak planlamaktadır. Bu özelliği sayesinde, sistemin, mutlak doğru bir matematiksel modelini gerektirmez. Bulanık mantık denetleyici; modellemesi zor olan, doğrusal olmayan durumlarla başa çıkabilmektedir. Bulanık mantık denetleyici, sistemin parametrelerini etkileyen değişikliklere karşı dayanıklılık sağlamaktadır.

Doğrusal olmayan sistemlere de uygulanabilen kayan kipli kontrol, asenkron motorlar için uygun bir kontrol yöntemidir. Kontrol yasasında anahtarlama fonksiyonu bulunmasından dolayı, geçici durumlarda yüksek dinamik tepkisi ve belirsizliklere ve bozucu etkilere karşı iyi bir performans sağlamaktadır. Fakat bu anahtarlama fonksiyonu, sistem yörüngelerinde titreşime (istenen değer civarında salınıma) sebep

olmaktadır. Bu ise akım harmonikleri ve moment titreşimi gibi çeşitli istenmeyen etkileri ortaya çıkarmaktadır.

İşaret (signum) fonksiyonu yerine doygunluk (saturation) fonksiyonu kullanılarak titreşim sorununu azaltmak için bazı çalışmalar yapılmıştır [1]. Genel olarak, kayma yüzeyinin etrafına ince bir sınır tabakası eklemek, titreşim sorununu çözebilmektedir. Bununla birlikte; doyma fonksiyonun eğimi, denetleyici performansı ile titreşim azaltma arasındaki bir uzlaşmadır. Sınır tabakasının yetersiz seçimi, kararsız bir izleme yanıtı ile sonuçlanabilmektedir.

Titreşim sorununun üstesinden gelebilmek için; Arie Levant, kayan kipli derecesi kavramını önermiştir. Bilinen ilk yüksek dereceli kayan kipli algoritmaları, burulma ve üstün burulma algoritmalarıdır (STA) [2]. Titreşim sorunundan kaçınmak için en iyi seçeneğin üstün burulma algoritmasının uygulanması olduğu düşünülmüştür. Üstün burulma kayan kipli (STSM) denetleyicisinde, kontrol yasasının kazançlarının değerleri kabaca hesaplanmaktadır. Bu, STA'nın titreşimi azaltma yeteneğinin zayıflayacağı ve algoritmanın üstünlüğünün etkin bir şekilde sağlanamayacağı anlamına gelmektedir. Bu nedenle, Bulanık yaklaşımın, bu sorunların üstesinden gelmek için potansiyel bir aday olduğu düşünülmektedir.

Alan yönlendirmeli kontrol (FOC) yöntemiyle; motorun üç fazlı stator akımı, iki dikey vektör bileşenine dönüştürülmektedir. Bunlar; akı bileşeni ve moment bileşeni olarak tanımlanmaktadır. Bu kontrol tekniği ile asenkron motor, yüksek dinamik tepki ile geniş hız aralığında kontrol edilebilmektedir. FOC'de, doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (IFOC) olmak üzere, alan yönlendirme koşulunun sağlanması için iki temel yöntem bulunmaktadır. IFOC yönteminde, kayma frekansı hesaplanarak stator frekansı ve rotor mekanik hızı arasında geçiş yapılabilmektedir. Bazı sürücü sistem uygulamalarında; özellikle zorlu çalışma koşulları, yüksek hızlı uygulamalar ve boyut kısıtlamaları gibi koşullarda hız bilgisi alabilmek için enkoder, takometre gibi sensörlerin motora monte edilebilmesi mümkün değildir. Motor içerisine sensör yerleştirmek; yüksek gürültülü çalışma bölgelerinde enkoder sinyalinin bozulmasına neden olarak sistem güvenirliğini azaltmaktadır. Bu gürültülerin azaltılarak, sistem güvenliğine yönelik yapılacak her ek işlem maliyet ve tasarım zamanını arttırabilmektedir. Bu nedenle, asenkron motorlarda sensörsüz kontrol gereksinim haline gelmiştir.

Sensörsüz terimi; sürücü sistemlerinde, hız ve konum sensörlerinin kullanılmadığı anlamına gelmektedir. Bununla birlikte, stator akım ve gerilim değerleri, sensörler yardımıyla okunmaya devam edilmektedir. Hızın sensörsüz kontrolünün ana avantajı, maliyetin düşürülmesidir. Aynı zamanda sensör kablolarının ortadan kaldırılmasıyla, sistemin karmaşıklığı azaltılmakta ve sistemin boyutu en aza indirgenebilmektedir. Sensörü olmayan sistem, daha iyi gürültü toleransına sahip olmaktadır. Bu nedenle güvenilirlik ve dayanıklılık artırılabilmektedir.

Hız tahmini için son zamanlarda birkaç yöntem önerilmiştir. Bu yöntemlerden birisi rotor yuvası harmoniğine dayanmaktadır. Bu tür yöntemler, zaman alan prosedürlerin yanı sıra spektrum analizi gerektirmekte ve dar bir hız tahmin bandı sağlamaktadır [3]. Başka bir algoritma sınıfı, rotor akısını ve buna bağlı olarak motor hızını tespit etmek için stator terminallerine (voltaj ve / veya akım) enjekte edilen problama sinyallerine dayanmaktadır. Bu problama sinyalleri, yüksek frekanslı bir moment darbesine ve hız dalgalanmasına neden olmaktadır [4]. Önerilen diğer yöntemlerde ise, model referans adaptif sistem (MRAS) [5], Adaptif Akı Gözlemcisi [6], genişletilmiş kalman filtresi (EKF) [7] ve kayan kipli gözlemcisi (SMO) [8] gibi makine modelleri ile gerilim ve akım gibi terminal değişkenleri kullanılarak hız bilgisi elde edilmektedir.

Son zamanlarda yapılan çalışmalarda; asenkron motorların hız tahmininde, kayan kipli gözlemci kullanımı artmaktadır. Bu gözlemci; modellenmemiş dinamiklere karşı iyi performans, parametre değişikliklerine karşı duyarsızlık, bozucu etkilere karşı dayanıklı ve hızlı dinamik tepkisi gibi birçok iyi özellik sunan değişken yapı kontrol teorisine dayanmaktadır. Bu özellikler, asenkron motorun hız tahmini gibi doğrusal olmayan bir sistemin durum değişkenlerini tahmin etmek için gereklidir.

1.1. Literatür Taraması

Literatürde yapılan çalışmalar; önerilen denetleyici yapısına temel sağlayan hibrit kontrol uygulamaları ve asenkron motorun hız tahmini olarak iki grubta incelenmiştir.

1.1.1. Önerilen Denetleyici Yapısına Temel Sağlayan Hibrit Denetleyici Uygulamaları Üzerine Yapılan Çalışmalar

Bulanık mantık kontrol ve kayan kipli kontrol son otuz yılda doğrusal olmayan sistemlere yaygın olarak uygulanmıştır [9], [10]. Bulanık mantık kontrolün en çekici özelliği, uzman bilgisinin kontrol yasalarına kolayca dahil edilebiliyor olmasıdır.

Bulanık mantık denetleyicisi, kayan kipli denetleyicisine çok benzemesine rağmen [11]; bulanık mantık denetleyicisinin kararlılığını ispatlamanın çok zor, kayan kipli denetleyicinin ise kararlılığının özünde olmasından dolayı, bulanık mantık ve kayan kipli kontrol birleşimi hala araştırma konusu olmaya devam etmektedir. Kayan kipli kontrolün değişmezlik özelliği ve yüksek boyutlu sistemleri daha düşük boyutlu alt sistemlere ayrıştırma yeteneği önemli avantajlarıdır [12]. Bu öznitelik, bulanık mantık kontrolün kural tabanının uzunluğunun azalmasına yardımcı olabilmektedir. Bulanık mantık ve kayan kipli kontrolü birleştirmenin bir diğer avantajı; bulanık mantığın, kayan kipli kontrolde yaygın bir sorun olan titreşim sorununu bir şekilde yok etmesidir. Dolayısıyla; bulanık mantık ve kayan kip teorisinin birleştirilmesi konusundaki çalışmaların çoğu, kayan kipli denetleyicinin tasarlanmasına ve performansının iyileştirilmesine yardımcı olmak için bulanık mantığın kullanılmasıyla yapılmıştır.

Barrero ve diğerleri, SMC ve FLC tabanlı yeni asenkron motor hız kontrol yapısı tasarlamışlardır. Her iki denetleyici, bulanık mantık tabanlı bir gözetmen denetleyici ile birleştirilmiştir. Bulanık mantık denetleyicisi kararlı durumlarda, kayan kipli denetleyici ise geçici durumlarda kullanılmıştır [13]. Lin ve Hsu, asenkron servo motorun konum kontrolü için adaptif bulanık kayan kipli denetleyici yaklaşımını deneysel olarak test etmişlerdir. Önerilen yapının etkinliğini göstermek amacıyla geleneksel bulanık denetleyici ile kıyaslamışlardır. [14]. Lin ve diğerleri, bir lineer asenkron motorun konumunu kontrol etmek için bulanık kayan kipli denetleyici önermişlerdir. Sürtünme kuvveti de dahil olmak üzere, belirsizlikleri telafi etmek için bulanık kontrol ile kayan kipli kontrol birleştirilmiştir [15]. [16]'da, makinenin değişen parametrelerinin üstesinden gelmek için bir uyarlanabilir hibrit denetleyici kullanılarak asenkron motor hız kontrolü yapılmıştır. Kayan kipli denetleyici, eşdeğer kontrol yasasına göre motor hızını düzenlemek için kullanılmıştır. Bulanık mantık denetleyicisi ise, anahtarlama kazancını ayarlamak için kullanılmıştır.

Hazzab ve diğerleri, asenkron motorun hızını kontrol etmek için yumuşak anahtarlama eşdeğer yasasına dayalı bir adaptif bulanık kayan kipli denetleyici tasarlamışlardır. Önerilen denetleyicinin etkinliği, simülasyon ile doğrulanmıştır. Geleneksel dolaylı alan yönlendirmeli kontrole kıyasla iyi performans sağlandığı ifade edilmiştir [17]. Wai, asenkron motor sürücüsü için uyarlanabilir bulanık kayan kipli denetleyici sunmuştur. Geleneksel kayan kipli denetleyicideki titreşim sorununu ortadan

kaldırmak için bir bulanık mantık çıkarım mekanizması önerilmiştir [18]. Shahnazi ve diğerleri, doğrusal olmayan servo motor için adaptif bulanık PI tipi kayan kipli denetleyici önermişlerdir. Geleneksel kayan kipli denetleyicide titreşim sorununu hafifletmek için kontrol yasası, anahtarlamalı kontrol yasasına yaklaşmak için adaptif PI kontrol yapısı ile tasarlanmıştır [19].

Diğer çalışmalarda, asenkron motorun hızını kontrol etmek için bulanık kayan kipli denetleyici sunulmuştur [20]. Bulanık kayan kipli denetleyici, robot kolunu kontrol etmek için sınır tabaka yaklaşımına dayalı önerilmiştir. Sınır tabakasının yetersiz belirlenmesi, kararsız bir izleme yanıtına yol açabileceğinden dolayı; anahtarlama yasası yerine, bulanık çıkarım mekanizması tasarlanmıştır [21]. Bulanık kayan kipli yaklaşımına dayalı, çift beslemeli asenkron motoru için hız denetleyicisi tasarlanmıştır. Kayan kipli denetleyicinin anahtarlama kazancı, bulanık mantık kullanılarak, bozulma seviyesine göre ayarlanmıştır [22].

Bazı çalışmalarda, asenkron motorun hızını kontrol etmek için adaptif kayan kipli denetleyici önerilmiştir. İntegral kayma yüzeyine sahip bir kayan kipli denetleyici tasarlanmıştır. Sistemdeki belirsizliklerin üst sınırının, geleneksel kayan kipli denetleyicide olduğu gibi, hesaplanmasına gerek kalmadığı ifade edilmiştir [23], [24].

Zhao ve diğerleri, asenkron motor hız kontrolü için sınır tabaka yaklaşımına dayalı bir bulanık kayan kipli denetleyici önermişlerdir. Anahtarlama yüzeyinin değişimine göre bulanık mantığa dayalı uyarlanabilir bir algoritma tasarlanmıştır [25]. Kar ve diğerleri, sınır tabaka yaklaşımının sorunların üstesinden gelmek için bulanık çıkarım mekanizmasına dayalı bir uyarlanabilir bulanık kayan kipli kontrol yaklaşımı önermişlerdir [26].

[27]'de, asenkron motorun hızını kontrol etmek için bir bulanık kayan kipli denetleyici sunulmuştur. Geleneksel kayan kipli denetleyicide bulunan titreşim sorunu, önerilen denetleyici ile ortadan kaldırılmıştır.

Lu; yaptığı araştırmalarda, asenkron motorun hızını kontrol etmek için adaptif bulanık integral tip kayan kipli denetleyici tasarlamıştır. Kapalı döngü sistemin kararlılığını Lyapunov kararlılık kriterleri ile gerçekleştirmiştir [28]. Saghafinia ve diğerleri yaptıkları araştırmalarda; sınır tabaka yaklaşımının kontrol performansı ve titreşim giderme arasında bir zaafa yol açtığını belirmişlerdir. Hızı kontrol etmek için sınır tabaka yaklaşımına dayalı uyarlanabilir bulanık kayan kipli kontrol yöntemini

tasarlamışlardır [29]. Diğer araştırmada, dolaylı vektör kontrole dayalı çift beslemeli asenkron jeneratörü kontrol etmek için; anahtarlama yasası, belirsizliğin ve rotor hızı değişiminin etkilerini reddetmek ve titreşim sorununu azaltmak için bir bulanık çıkarım sistemi ile değiştirilmiştir [30]. Yang ve diğerleri kalıcı mıknatıslı senkron motorların (PMSM) hız kontrolü için kesirli derece adaptif kayan kipli denetleyici önermişlerdir [31]. Denetleyici tasarımında önce kesir dereceli kayan kipli denetleyici tasarımı ele alınmış, daha sonra anahtarlama kazancı için kesir dereceli uyarlanabilir yasası belirlenerek önerilen yapı elde edilmiştir. [32]'de, çift beslemeli asenkron motorun hız kontrolünde, kontrol performansını iyileştirmek ve titreşim sorununu azaltmak için; doyma fonksiyonu, bulanık çıkarım sistemi ile değiştirilmiştir. Zeb ve diğerleri, asenkron motorun hızını kontrol etmek için uyarlanabilir kayan kipli denetleyici sunmuşlardır. Uyarlanabilir kayan kipli denetleyici; iki gelişmiş doğrusal olmayan kontrolün avantajlı özelliklerini bir araya getirmiştir. Kayma yüzeyini FLC'den elde ettikten sonra, kayan kipli yaklaşımı kullanılarak kontrol işareti alınmıştır [33]. Wang ve diğerleri, bulanık mantık teorisini, kayan kipli denetleyici ile entegre etmişlerdir. Böylece, kayma yüzeyine ulaşmak için gereken süreyi ve titreşimi azaltmak için sabit eğimli kayma yüzeylerini, bulanık kayma yüzeyleriyle değiştirmişlerdir [34].

[35]'de, bulanık yaklaşım tabanlı bir gözetmen denetleyici kullanılarak her iki denetleyici (SMC ve FLC) performansı birleştirilmiştir. Bu şekilde bulanık gözetmen tarafından SMC geçici durumlarda, FLC ise kararlı durumlarda çalıştırmıştır. [36]'daki çalışma, titreşim sorununu azaltmak için ayrık kontrol sinyali yerine doyma fonksiyonunu kullanmıştır. Bununla birlikte, sistemin dayanıklılığı, sınır tabaka kalınlığına büyük ölçüde bağımlı hale gelmiştir. Bu sorunun üstesinden gelmek için; kontrol sinyalinin anahtarlama kısmı, bir bulanık çıkarım sistemi ile değiştirilmiştir.

2019 yılında yapılan araştırmada, bulanık mantık ve kayan kiplinin birleşimine dayalı bir hibrit denetleyici sunulmuştur. Her iki denetleyici (SMC ve FLC), sistem durumuna bağlı katılım oranına dayalı, bir denetleyiciden diğerine geçişi yöneten bir bulanık gözetmen kullanılarak birleştirilmiştir [37]. Aynı yıl yapılan başka bir çalışmada; kontrol yasasının anahtarlama kazancı değeri, bulanık çıkarım ile ayarlanmıştır [38].

Son yıllarda yapılan bazı çalışmalarda, kontrol sistemlerinin performasını iyileştirmek için FLC ve SMC tabanlı hibrit denetleyicilerde üstün burulma algoritması

kullanılmıştır. Nguyen ve diğerleri, döner ters sarkaç sistemleri için bir bulanık üstün burulma algoritması önermişlerdir. Önerilen algoritmanın kontrol kazançları; titreşimi azaltmak ve kontrol performansını iyileştirmek için bir bulanık mantık şemasına göre ayarlanmıştır [39]. [40]'da, bir aracın aktif süspansiyon sistemini kontrol etmek için, yapay arı kolonisi algoritması ile ayarlanmış bir bulanık üstün burulma kayan kipli denetleyicisi ve PI denetleyicisini kullanan, yeni bir kontrol şeması önerilmiştir. Bu çalışma, sağlam bir kontrol yöntemi tasarlamak ve titreşim sorununu sınırlamak için STSMC'yi bulanık bir sistem ile birleştirmiştir. Ferhat ve diğerleri kesirli derecede STSMC'yi, bulanık mantık sistemleri ile birleştiren sağlam bir kontrol yaklaşımının şemasını sunmuşlardır. Geliştirilen yaklaşım, titreşim sorununu azaltmayı ve sistemin dayanıklılığını iyileştirmeyi amaçlamıştır [41]. Fei ve Feng tarafından, bulanık uyarlanabilir kazançları kullanan bir mikro jiroskop için, yeni bir uyarlanabilir üstün burulma kayan kipli kontrol şeması sunulmuştur. STSM denetleyicinin kazançları bulanık mantık yaklaşımı ile ayarlanmıştır [42].

Hibrit kontrol konusunda yapılan birçok araştırma sunulduktan sonra, literatürde sunulan araştırmaların çoğunun, FLC ile SMC arasındaki kombinasyona göre, dört gruba ayrılabileceği söylenebilir. İlk grup; Bulanık mantığı, sign fonksiyonu yerine kayma yüzeyini çevreleyen doygunluk sınırları içinde doğrusal olmayan bir eğime sahip doyma fonksiyonunu tasarlamak için kullanmıştır.

İkinci grup; anahtarlama kazanç değerini ayarlamak için bulanık mantığı kullanmıştır. Büyük kazanç değeri; sistemin tepki hızını ve dayanıklılığını arttırır ancak, kararlı durumda titreşim büyür. Küçük kazanç değeri ise; tepki hızını ve dayanıklılığı azaltır ancak, kararlı durumda titreşim küçüktür.

Üçüncü grup; bulanık mantık denetleyicisini, titreşim sorununu azaltmak amacıyla kontrollü durum değişkeninin kayma yüzeyine ulaşma süresini azaltmak için bulanık bir kayma yüzeyi tasarlamak için kullanmıştır.

Dördüncü grup; bulanık mantık yaklaşımını, bir bulanık mantık denetleyici ve bir bulanık gözetmen denetleyici tasarlamak için kullanmıştır. Bulanık gözetmen tarafından, her iki denetleyici (SMC ve FLC) için sistem durumuna göre katılım oranı ayarlanmıştır.

1.1.2. Önerilen Gözlemci Yapısına Temel Sağlayan Asenkron Motor Hız Tahmin Yöntemleri Üzerine Yapılan Çalışmalar

Literatürde, sensörsüz sürücü sistemlerin, çeşitli hız tahmin yöntemleri sunulmuştur. Makine modeli temelli yöntemler ve yüksek frekanslı sinyal enjeksiyon yöntemleri olarak sınıflandırılabilir [43, 44]. Yüksek frekanslı sinyal enjeksiyon yöntemi, makine modelinden bağımsızdır. Bu nedenle, bu yöntem, parametrelerin değişmesine karşı duyarsızdır. Özellikle çok düşük ve sıfır hızlarda, doğru hız ve konum tahmini verilmiştir. Ancak, sistem performansının düşmesine sebep olan yüksek frekanslı gürültüye neden olur ve ek olarak özel bir tasarıma ihtiyaç duyar [44]. Makine modeli tabanlı yöntemler; yüksek ve orta hızlarda, doğru ve sağlam hız tahmini sağlar. Bununla birlikte, hassasiyetleri ve dayanıklılıkları, sürücünün çok düşük ve sıfır hızda iyi çalışması için motor modelinin doğruluğuna dayanmaktadır. Dolayısıyla, çok düşük hızlarda çalışırken, makine modeli tabanlı hız tahmin yöntemleri performansını artırmak için, yeni yöntemler geliştirilmeye devam etmektedir [43, 45]. Literatürde, model referans adaptif sistem gözlemcisi [46], adaptif akı gözlemcisi [6], genişletilmiş kalman filtresi [47] ve kayan kipli gözlemcisi gibi çeşitli yöntemler kullanılmıştır. Kayan kipli gözlemci; dayanıklılığı, parametre değişikliklerine duyarsızlığı, sadeliği ve uygulama kolaylığı nedeniyle büyük çekiciliği olan yöntemlerden birisidir [48].

Literatürde kayan kipli gözlemciye dayalı çeşitli çalışmalar aşağıda verilmiştir.

Rehman ve diğerleri, bir asenkron motorun rotor akısını ve hızını tahmin etmek için akım modeline dayalı yeni bir akı gözlemcisi tasarlamışlardır. Önerilen yöntemde; akım gözlemci, α ve β eksenleri boyunca akıların türetilmiş olan tasarlanan kayan kipli fonksiyonlarını içerir. Bu nedenle, tahmini akım ölçülen akıma yakınsadığında, akı tahmini, kayan kipli fonksiyonunun sadece bir integrallemesidir. Daha sonra rotor hızı kayan kipli fonksiyonlarından ve tahmini akıdan tahmin edilebilir [49].

[50]'de, asenkron motor hız tahmini için kayan kipli tabanlı yeni bir MRAS gözlemcisi sunulmuştur. Voltaj tabanlı gözlemci ve kayan kipli tabanlı gözlemci, akı tahmini için bir referans model ve adaptif model olarak kullanılmıştır.

İnanç, asenkron motor sürücü sisteminde akı ve hız tahmin etmek için yeni bir kayan kipli gözlemcisi sunmuştur. Rotor hızı ve rotor zaman sabiti, statorun akımlarına ve rotor akısına göre tahmin edilmiştir [51]. Başka çalışma, klasik MRAS yönteminin tahmin kesinliğini artırmak için PI denetleyicileri kullanan klasik uyarlama

mekanizmasının yerini alan kayan kip teorisine dayandırılmıştır [52]. Chang ve diğerleri, alan yönlendirmeli asenkron makinalar için kesirli integral kayan kipli gözlemci tasarımı üzerine bir çalışma yapmışlardır [53]. Qiao ve diğerleri, klasik kayan kipli gözlemcide sign fonksiyonu yerine sigmoid fonksiyonu kullanarak titreşim sorununun azaltılmasını hedeflemişlerdir [54]. [55]'de, elektrikli araçlarda kullanılan sensörsüz asenkron motor sürücüleri için kayan kipli gözlemci üzerine bir çalışma yapılmıştır. [56]'da, sensörsüz asenkron motor sistemi için ikinci derece kayan kipli tabanlı MRAS gözlemci ve parametre kestirimi üzerine bir çalışma yapılmıştır. Bu çalışmada MRAS kullanılarak; rotor hızı, stator ve rotor dirençleri kestirilmiştir. [57]'de, asenkron motorun sensörsüz kontrolü için yüksek dereceli kayan kipli gözlemci kullanılmıştır. Stator direncinin değiştiği durumlar için sistem test edilmiş ve önerilen yöntemin iyi sonuçlar verdiği belirtilmiştir.

Vieira ve diğerleri tarafından sunulan farklı bir yaklaşımda; zıt elektromotor kuvvet (EMK), ölçülen stator akımı ve gerilimi kullanılarak hesaplanmıştır. Mıknatıslanma akımları ve asenkron motor rotor hızı, hesaplanan zıt EMK üzerinden bulunmuştur [58]. PMSM'a uygulanan diğer araştırmalarda, rotor konumu ve hızının kestirimi için zıt EMK gerilim bilgisini kullanan kayan kipli tabanlı bir gözlemci önerilmiştir. İlk rotor konumu, stator sargılarına yüksek frekansta gerilim darbe dizisi verilerek tespit edilmiştir [59- 62]. Comanescu; asenkron motoru sensörsüz kontrol etmek için yüksek dayanıklılığı olan kayan kipli gözlemci üzerine bir çalışma yapmıştır. Bu çalışmada; tasarlanan kayan kipli gözlemci, açık çevrim bir gözlemci ile karşılaştırılmış ve motor parametrelerinin değişimlerine karşı daha dayanıklı olduğu gösterilmiştir [63].

Diğer yapılan araştırmalarda, kayan kipli gözlemcinin performansını iyileştirmek için bulanık mantık yaklaşımı kullanılmıştır. Klasik kayan kipli gözlemcinin neden olduğu titreşimi azaltmak için anahtarlama fonksiyonu yerine, bulanık mantık algoritması kullanılmıştır [64-66]. Wang ve diğerleri 2018'de iki araştırma sunmuşlardır. Bu araştırmalarda, lineer asenkron motor için kayan kipli gözlemci ile MRAS birleştirilerek bir hız tahmin şeması incelenmiştir. SMO tabanlı model: MRAS tabanlı referans model yerine kullanılmıştır [67-68]. [69]'da, Stator akımını, rotor akısını ve rotor hızını tahmin etmek için bir kayan kipli gözlemci önerilmiştir. Düşük hızlarda çalışma sırasında dayanıklılığı ve doğruluğu artırmak için, akı gözlemcide uyarlanabilir kazançlar kullanılmıştır.

Son yıllarda, titreşim sorununun azaltılmasına ilgi artmıştır. Zhang ve diğerleri, kayma yüzeyine hızlı ulaşma gereksinimleri ile kayma yüzeyinde titreşim azalması arasındaki sorunu dengelemek için yeni bir ulaşma yasasına sahip bir kayan kipli gözlemcisi önermişlerdir. Önerilen SMO, ulaşma süresini azaltabilir ve aynı anda titreşim sorununu ortadan kaldırabilir [70]. Mao ve diğerleri, titreşim sorunu ve tahmin doğruluğu arasındaki denge sorununu çözmek için bir kesirli mertebeden lineer üstün burulma kayan kipli gözlemci önermişlerdir. Ayrıca, gözlemcinin sağlam performansını artırmak için bir akı düzeltme bağlantısı eklemişlerdir [71]. Başka bir çalışmada, PMSM için rotor konumunun tahmininde titreşim sorununu azaltmak için Sign fonksiyonu yerine Sigmoid fonksiyonu kullanılmıştır [72].

Öte yandan, yüksek dereceli SMO, sistemin kararlılığını ve dayanıklılığını etkilemeden titreşim sorununu etkili bir şekilde azaltır. Kesirli dereceli üstün burulma SMO, asenkron motorun hızını tahmin etmek için tasarlanmıştır. Gözlemci parametreleri, titreşim sorununu en aza indirmek için yanıt yüzeyi yöntemi (RSM) kullanılarak optimize edilmiştir [73]. Ayrıca, hızı tahmin etmek ve PMSM sensörsüz hız kontrolünü elde etmek için [74,75]'de üstün burulma kayan kipli gözlemcisi benimsenmiştir. Ancak bu çalışmalarda, titreşim sorunu ile kararlı hal doğruluğu arasındaki dengelenme sorunu değerlendirilmemiş ve kararlılık analiz edilmemiştir. Ayrıca, titreşim azaltmada önemli bir etkiye sahip olan kazançların değeri belirlenmemiştir.

1.2. Tezin Amacı ve Literatüre Katkısı

Bu tez çalışmasında, asenkron motorun hızını kontrol etmek amacıyla; yeni bir sağlam hibrit kontrol şeması tasarlanmış, kayan kipli kontrolün ve bulanık mantık kontrolün avantajlarından yararlanılmıştır. Bir hibrit denetleyici elde etmek için iki denetleyici (FLC ve STSMC) birleştirilmiş ve şu avantajlar elde edilmiştir: yüksek dinamik tepkisi, bozucu etkilere karşı iyi bir performans, titreşim sorununun ortadan kaldırılması, kararlı durum doğruluğu ve sistemin parametrelerini etkileyen değişikliklere karşı dayanıklılık. Ayrıca, sistem parametrelerinin değişmesinden etkilenmeyen ve düşük ve sıfır hızlarda titreşim sorununu ortadan kaldıran Lyapunov kararlılık analizi kullanılarak yüksek performanslı bir uyarlanabilir hız gözlemcisi tasarlamak için üstün burulma kayan kipli algoritması kullanılmıştır.

Literatürdeki çalışmaların eksikliklerini gidermeyi amaçlayan bu çalışma, aşağıda verilenler yapılarak literatüre katkı sağlamıştır.

- Basitleştirilmiş bir bulanık mantık sistem tasarlanarak, literatürde bahsedilen bulanık mantık çıkarımında ve hibrit denetleyicilerde bulunan karmaşıklık ortadan kaldırılmıştır.
- Asenkron motor hız kontrolü için önerilen yeni hibrit kontrol şeması, önerilen FLC ve STSMC kombinasyonuna göre, elektrik motorlarının kontrol sistemleri üzerine araştırmaların azlığı nedeniyle literatüre önemli bir katkı sağlamıştır.
- Önerilen HSTSMC ile PI, SMC, STSMC ve FLC gibi farklı kontrol yöntemleri arasındaki simülasyon ve deneysel sonuçlar için kapsamlı bir karşılaştırma sağlanmıştır. Sunulan yöntemler, sistemin dinamik performansını iyileştirme, izleme doğruluğu, titreşim sorununu azaltma ve motor akımının bozulmasını azaltma yetenekleri açısından değerlendirilmiştir.
- Titreşim azaltma ile rotor hızının yüksek tahmin doğruluğu, sinir ağları veya optimizasyon algoritmaları gibi karmaşık algoritmalar kullanılmadan, farklı çalışma hızlarında ve sıfır hızlarda elde edilmiştir.

2. ASENKRON MOTORLAR

2.1. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Asenkron motorun genel bir matematiksel modelini elde etmek, motorun geçici ve kararlı durumlardaki performansını tanımlayan denklemleri bilmek; hız, akım veya moment düzenleme gibi farklı sürücü sistemlerini inceleme olanağına sahip olmak için gereklidir. Üç fazlı bir asenkron motorun hem statoru hem de rotoru, bir açıyla (2π/3) ayrılmış üç bobine sahiptir. Stator bobinlerine üç fazlı bir voltaj uygulandığından, stator ile rotor içinden geçen akımlar ve ortaya çıkan manyetik akı üç fazlıdır. Şekil 2.1'de, üç fazlı asenkron motorun üç eksenli sistemde şematik gösterimi yer almaktadır. Asenkron motorda, stator ve rotor gerilim denklemleri matris biçiminde Denklem (2.1) ve (2.2)'de verildiği gibi tanımlanabilir.

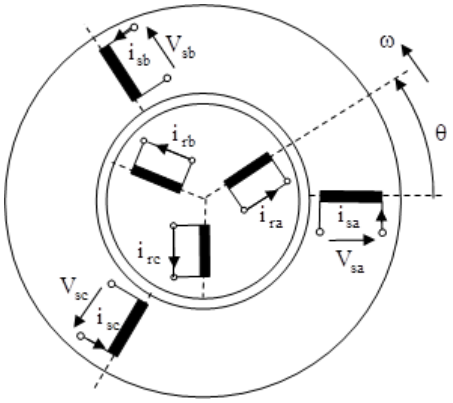
$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \tag{2.1}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] = 0 \tag{2.2}$$

Asenkron motorun stator ve rotor akısı, Denklem (2.3) ve (2.4)'de verilmiştir.

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [L_m][i_{rabc}] \tag{2.3}$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [L_m][i_{sabc}] \tag{2.4}$$



Şekil 2.1 Üç fazlı asenkron motorun üç eksenli sistemde şematik gösterimi (a,b,c).

Stator ve rotordaki gerilim denklemleri, stator ve rotordaki akımlar cinsinden aşağıdaki şekilde elde edilir.

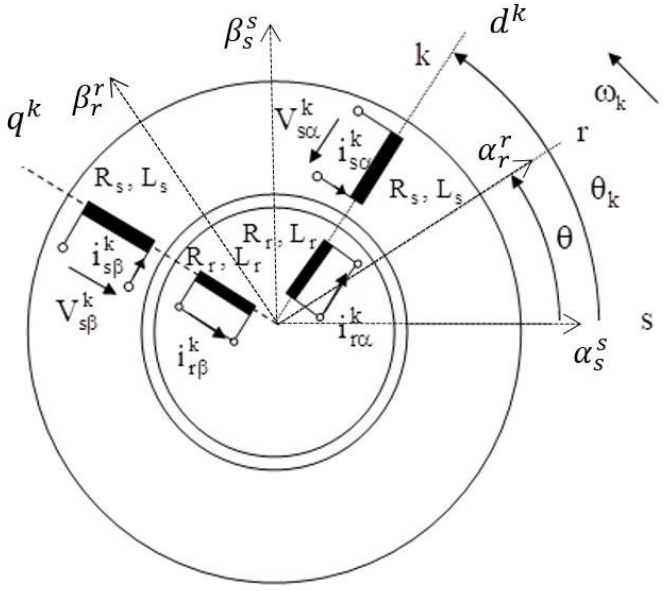
$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}\{[L_s][i_{sabc}] + [L_m][i_{rabc}]\} \quad (2.5)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}\{[L_r][i_{rabc}] + [L_m][i_{sabc}]\} = 0 \quad (2.6)$$

Asenkron motoru temsil eden diferansiyel denklemlerin katsayıları zamanla değişkendir ve bu durum, denklemlerin matematiksel çözümünü zorlaştırır. Bu sorunun üstesinden gelmek için motor, yeni bir 2 fazlı sistemde temsil edilir.

2.2. Ortogonal İki Fazlı Eksenler Sistemi

Daha önce belirtildiği gibi, asenkron motoru temsil eden diferansiyel denklemlerin çözülmesi zordur. Bu nedenle, Şekil 2.2'de görüldüğü gibi; stator (s) ve rotor (r)'un üç eksenli sistem yerine, statora göre (ω_k) hızı ile rastgele dönen bir ortogonal iki fazlı sistem (d^k, q^k) tanımlanmaktadır. Üç fazlı stator bobinleri (a_s, b_s, c_s), iki dikey bobine (d_s^k, q_s^k) ve üç fazlı rotor bobinleri (a_r, b_r, c_r), iki dikey bobine (d_r^k, q_r^k) eşdeğerdir. Ortogonal eksenli sistem (d^k, q^k); statora bağlı ise, durgun ortogonal eksenli sistem (α_s^s, β_s^s) ve rotora bağlı ise, rotor hızıyla dönen ortogonal eksenli sistem (α_r^r, β_r^r) olarak tanımlanabilmektedir [76].



Şekil 2.2 İki fazlı sistemde üç fazlı asenkron motorun şematik gösterimi.

2.2.1. Clarke ve Ters Clarke Dönüşümü

Clarke dönüşümü; üç fazlı sistemden (α^s, b^s, c^s), iki fazlı sisteme (α^s, β^s) geçişi tanımlar. Şekil 2.3'de gösterildiği gibi Clarke dönüşümü; vektörün iki fazlı sistemdeki bileşenlerini ($X_{s\alpha}$, $X_{s\beta}$) elde etmek için, üç fazlı sistemdeki her bir bileşenin (X_{sa}, X_{sb}, X_{sc}) iki fazlı sistemdeki eksenler (α^s, β^s) üzerine izdüşümleri ile bulunur. Burada X_s; gerilim, akım veya manyetik akı gibi herhangi bir bileşke fazörü temsil etmektedir.

(2.7) ve (2.8) denklemleri, *abc* vektörlerinin α^s, β^s eksenlerine yansıtılmasıyla elde edilir.

$$X^s_{s\alpha} = X_{sa} - X_{sb}\cos(\pi - \tfrac{2\pi}{3}) - X_{sc}\cos(\pi + \tfrac{2\pi}{3}) \tag{2.7}$$

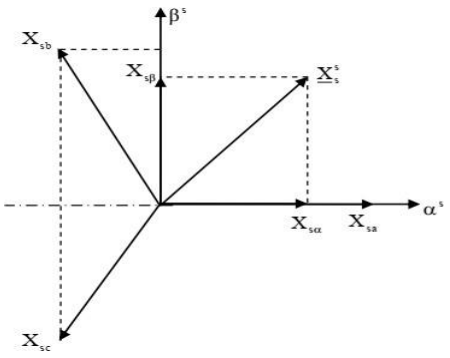
$$X^s_{s\beta} = X_{sb}\cos(\tfrac{2\pi}{3} - \tfrac{\pi}{2}) - X_{sc}\cos(\tfrac{2\pi}{3} - \tfrac{\pi}{2}) \tag{2.8}$$

Denklemler, dönüşüm sabiti *n* eklenerek şöyle yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} cos(0^\circ) & cos(120^\circ) & cos(240^\circ) \\ sin(0^\circ) & sin(120^\circ) & sin(240^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

Tersine dönüşümün belirlenmesi için, 3 faz değerlerinin toplamıyla orantılı bir dengesizlik terimi, üçüncü eksen değeri olarak tanımlanır. Böylece dengeli durumda $X_{so} = 0$ olacaktır. Buna göre dönüşüm matrisi şöyle olur:

$$\begin{bmatrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \\ X_{so} \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} \tag{2.10}$$



Şekil 2.3 Üç fazlı sistem ve eşdeğer iki fazlı sistem şematik gösterimi.

Buna Clarke dönüşümü denir. K_0, sıfırdan farklı herhangi bir sabit olabilir. n sabiti ise iki ayrı standarttan birine göre seçilir ve Clarke matrisi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$[C] = n\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Ters Clarke dönüşümü ise aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{matrix} X_{sa} \\ [X_{sb}] \\ X_{sc} \end{matrix} = n_1 \begin{bmatrix} 1 & 0 & K_0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & K_0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & K_0 \end{bmatrix} \begin{matrix} X_{s\alpha} \\ X_{s\beta} \\ X_{so} \end{matrix} \tag{2.12}$$

- **Güç Denkliği Standardı:** Dengeli veya dengesiz, *a, b* ve *c* fazları üzerinden hesaplanan toplam anlık gücün, eşdeğeri olan *α, β* ve o fazları üzerinden hesaplanan toplam anlık güce eşit olacak şekilde *n* ve K_0 sabitlerinin belirlendiği standarttır.

$$[V_{\alpha\beta o}]^t [I_{\alpha\beta o}] = [[C] \cdot [V_{abc}]]^t \cdot [C] \cdot [I_{abc}] = [V_{abc}]^t \cdot [C]^t \cdot [C] \cdot [I_{abc}] \tag{2.13}$$

Eşitliğin sağlanması için $[C]^t[C] = [I]$ birim matris olmalıdır. Yani bu standartta $[C]$ ortogonal bir matristir. Bu da $n = n_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}$ ve $K_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ seçilmesiyle sağlanır.

- **Genlik Denkliği Standardı:** Akım, zincirlenen akı veya gerilim gibi 3 faz büyüklüklerin genliği; 2 fazlı eşdeğerindeki *α* veya *β* genliğiyle aynı olacak şekilde *n* sabitinin belirlendiği standarttır.

X_s Vektörü bir ortogonal ikili eksenlide şöyle tanımlanabilir:

$$\vec{X}_s = X_{s\alpha} + jX_{s\beta} \tag{2.14}$$

$$\vec{X}_s = X_s\,cos(\omega_s t + \varphi) + jX_s sin(\omega_s t + \varphi) = X_s e^{j(\omega_s t + \varphi)} \tag{2.15}$$

3 fazlı sistemin içindeki vektörün bileşenleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{cases} \vec{X}_{sa} = X_s\,cos(\omega_s t + \varphi) \\ \vec{X}_{sb} = X_s\,cos(\omega_s t + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \vec{X}_{sc} = X_s\,cos(\omega_s t + \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \tag{2.16}$$

Yukarıdaki denklemlerin toplamı aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\vec{X}_s = n X_s[\tfrac{3}{2}\cos(\omega_s t + \varphi) + \tfrac{3}{2} j \sin(\omega_s t + \varphi)] \quad (2.17)$$

$$\vec{X}_s = \tfrac{3}{2} n X_s e^{j(\omega_s t + \varphi)} \quad (2.18)$$

Dolayısıyla; üçlü sistemdeki genlik, ikili sistemdeki genliğin 2/3'üne eşittir. Genliklerin eşit olması için $n = \frac{2}{3}$ olmalıdır ve bu durumda $n_1 = 1$ olur.

2.2.2. Park ve Ters Park Dönüşümü

α, β ortogonal eksenli sisteminde tanımlanan büyüklükler, senkron hızla veya rastgele hızla dönen *d, q* ortogonal bir sisteme dönüştürülür. Bu dönüşüm, Park dönüşümü olarak adlandırılır.

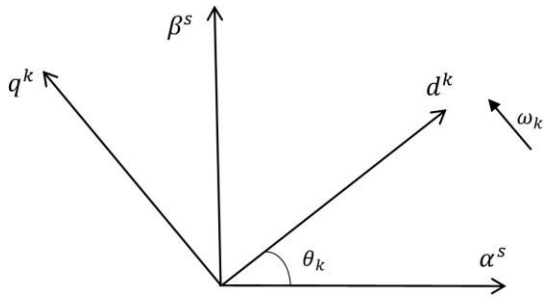
Şekil 2.4, statora bağlı ortogonal eksenli sistemden, rastgele veya senkron hızda dönen ortogonal eksenli sisteme dönüşümü göstermektedir.

Şekil 2.4'deki gibi *d* ekseninin *α* eksenine göre θ_k kadar ileride olduğu bir an için, bir *X* vektörünün *αβ* eksen sistemindeki gösterimi $X_{\alpha\beta}$ ile, *dq* eksen sistemindeki gösterimi $X_{dq} = [X_d \;\; X_q]^T$ arasındaki geçişler, sırasıyla *d* ve *q* eksenlerine *α* ve *β* fazlarının izdüşüm katkılarıyla şöyle bulunur:

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\theta_k) & sin(\theta_k) \\ -sin(\theta_k) & cos(\theta_k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Buna Park dönüşümü denir. Buradaki dönüşüm matrisi de ortogonal olduğundan, ters Park dönüşümünde bu matrisin transpozu kullanılır:

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\theta_k) & -sin(\theta_k) \\ sin(\theta_k) & cos(\theta_k) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$



Şekil 2.4 αβ ve dq eksenlerinin birbirine göre durumu.

2.2.3. Clarke ve Park Dönüşümlerinin Birlikte Genel Formülü

(*abc*) eksen takımından (*dqo*) eksen takımına doğrudan geçiş, Clarke ve Park dönüşümlerinin bir arada uygulandığı şu formülle yapılabilir.

$$\begin{bmatrix} X_{sd}^{k} \\ X_{sq}^{k} \\ X_{s0}^{k} \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_k) & -\sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

θ_k açısı sıfıra eşit olduğunda, Clarke dönüşümü daha önce belirtilen Denklem (2.10)'daki gibi elde edilir. Böylece durgun eksenlerdeki ($\alpha\beta o$) gösterimi elde edilir.

Rotordaki elektriksel büyüklüklerin; (*abc*) sisteminden (*dqo* ya da $\alpha\beta o$) sistemine doğrudan dönüşümü yapılabilir.

$$\begin{bmatrix} X_{rd}^{k} \\ X_{rq}^{k} \\ X_{r0}^{k} \end{bmatrix} = n \begin{bmatrix} \cos(\theta_k - \theta_R) & \cos(\theta_k - \theta_R - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_k - \theta_R + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_k - \theta_R) & -\sin(\theta_k - \theta_R - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k - \theta_R + \frac{2\pi}{3}) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{ra} \\ X_{rb} \\ X_{rc} \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

Genel formülün tersten ifadesiyle; (*dqo* ya da $\alpha\beta o$) sisteminden, (*abc*) sistemine dönüşüm yapılabilir.

$$\begin{bmatrix} X_{sa} \\ X_{sb} \\ X_{sc} \end{bmatrix} = n_1 \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) & K_0 \\ \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & K_0 \\ \cos(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) & K_0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} X_{sd}^{k} \\ X_{sq}^{k} \\ X_{s0}^{k} \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

Benzer şekilde, rotordaki elektriksel büyüklüklerin ters dönüşümü aşağıdaki gibi verilir.

$$\begin{bmatrix} X_{ra} \\ X_{rb} \\ X_{rc} \end{bmatrix} = n_1 \begin{bmatrix} \cos(\theta_k - \theta_R) & -\sin(\theta_k - \theta_R) & K_0 \\ \cos(\theta_k - \theta_R - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k - \theta_R - \frac{2\pi}{3}) & K_0 \\ \cos(\theta_k - \theta_R + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_k - \theta_R + \frac{2\pi}{3}) & K_0 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} X_{rd}^{k} \\ X_{rq}^{k} \\ X_{r0}^{k} \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

2.3. İsteğe Bağlı Referans Çerçevesinde Asenkron Motorun Matematiksel Modeli

Üç fazlı eksenler sisteminde asenkron motorun matematiksel modeli (2.1) ve (2.2) denklemlerinde tanımlandıktan sonra, Clark ve Park dönüşümleri ile asenkron motor isteğe bağlı referans çerçevesinde (durgun, rotor ve senkron referans çerçevesi) temsil edilebilir. Denklem (2.25); statorun faz gerilimini, referans sistemde (d^k, q^k) temsil eder. Sistem dengedeyken, üçüncü denklem sıfıra eşittir.

$$\begin{cases} V_{sd}^k = R_s \cdot I_{sd}^k - \frac{d\theta_k}{dt} \cdot \Phi_{sq}^k + \frac{d}{dt}\Phi_{sd}^k \\ V_{sq}^k = R_s \cdot I_{sq}^k + \frac{d\theta_k}{dt} \cdot \Phi_{sd}^k + \frac{d}{dt}\Phi_{sq}^k \\ V_{s0} = R_s \cdot I_{s0} + \frac{d}{dt}\Phi_{s0} \end{cases} \quad (2.25)$$

Benzer şekilde, rotorun faz gerilimi denklemleri verilmiştir. (Denklem (2.25)'de her bir *s*, *r* ile ve her bir θ_k, $\theta_k - \theta$ ile değiştirilir).

$$\begin{cases} V_{rd}^k = R_r \cdot I_{rd}^k - \frac{d(\theta_k-\theta)}{dt} \cdot \Phi_{rq}^k + \frac{d}{dt}\Phi_{rd}^k \\ V_{rq}^k = R_r \cdot I_{rq}^k + \frac{d(\theta_k-\theta)}{dt} \cdot \Phi_{rd}^k + \frac{d}{dt}\Phi_{rq}^k \\ V_{r0} = R_r \cdot I_{r0} + \frac{d}{dt}\Phi_{r0} \end{cases} \quad (2.26)$$

Asenkron motorun stator ve rotor gerilimi denklemlerinden, sistemin durum değişkenleri olarak sadece iki vektör seçilebilir. Dolayısıyla, durum değişkenlerinin aşağıdaki gibi olduğu asenkron motorun 6 olası matematiksel model gösterimi vardır [77].

1- Rotor akı vektörü ϕ_r^k ve stator akı vektörü ϕ_s^k.

2- Rotor akı vektörü ϕ_r^k ve stator akım vektörü i_s^k.

3- Rotor akı vektörü ϕ_r^k ve rotor akım vektörü i_r^k.

4- Stator akı vektörü ϕ_s^k ve rotor akım vektörü i_r^k.

5- Stator akı vektörü ϕ_s^k ve stator akım vektörü i_s^k.

6- Stator akım vektörü i_s^k ve rotor akım vektörü i_r^k.

Denklem (2.27), *dq* referans çerçevesindeki üç fazlı asenkron motorun elektriksel denklemlerini göstermektedir. Motorun davranışı, matematiksel modelin elektriksel değişkenleri kullanılarak tanımlanmıştır.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd}^{k} \\ \dot{I}_{sq}^{k} \\ \dot{\Phi}_{rd}^{k} \\ \dot{\Phi}_{rq}^{k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_5 & \omega_k & a_3 & a_4\omega \\ -\omega_k & -a_5 & -a_4\omega & a_3 \\ a_2 & 0 & -a_1 & \omega_k - \omega \\ 0 & a_2 & -\omega_k + \omega & -a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd}^{k} \\ I_{sq}^{k} \\ \Phi_{rd}^{k} \\ \Phi_{rq}^{k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd}^{k} \\ V_{sq}^{k} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Burada:

$$a_1 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_2 = \frac{L_m R_r}{L_r}, \quad a_3 = \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad a_4 = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

$$a_5 = \frac{L^2 R_r + L_m^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}, \quad \sigma = \frac{1 - L_m^2}{L_s L_r}$$

ω: Rotorun elektriksel açısal hızı, ω_k: Genel referans çerçevesi elektriksel açısal hızı.

$\omega_k = 0$ ise durgun referans çerçevesi (α^s, β^s).

$\omega_k = \omega_s$ senkron hızı ile dönen bir referans çerçevesi (d,q).

$\omega_k = \omega$ rotor hızı ile dönen bir referans çerçevesi (α^r, β^r).

Motorun mekanik denklemi şu şekilde verilir.

$$J \frac{d\omega}{dt} = P (T_{em} - T_L - F.\omega) \quad (2.28)$$

Burada; P:Kutup çifti sayısı, J:Eylemsizlik momenti, T_L :Yük momenti, F:Sürtünme Katsayısı, T_{em} :Elektromanyetik momentidir.

$$T_{em} = \frac{PL_m}{L_r} (\Phi_{rd}^{k} \cdot I_{sq}^{k} - \Phi_{rq}^{k} \cdot I_{sd}^{k}) \quad (2.29)$$

2.4. Vektör Kontrol Yöntemi

Vektör kontrol yöntemi, diğer bir deyişle alan yönlendirmeli kontroldür. Alternatif akım motorlarının, değişken frekanslarda kontrolüne olanak sağlayan bir yöntemdir. Değişken frekans motor kontrol yöntemi, temel olarak Skaler ve Vektör kontrol olmak üzere iki ana gruba ayrılır. Skaler kontrol, sabit Volt/Hertz olarak bilinen en temel

asenkron motor kontrol yöntemdir. Alan yönlendirmeli kontrol ise doğrudan ve dolaylı olmak üzere iki farklı şekilde gerçekleştirilebilmektedir.

Vektör kontrol yöntemi ilk olarak 1972 yılında Blaschke tarafından geliştirilmiştir [78]. Bu yöntem, alternatif akım makinalarının doğrusal olmayan yapısına rağmen, doğru akım makinalarında olduğu gibi, motorun akı ve momentinin birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilmesine olanak sağlamaktadır.

Böylece motor, ani yük momenti ve dinamik hız değişimlerine cevap verebilmektedir. Bu yöntemde üç faz stator akımları, birbirinden bağımsız iki akım bileşenlerine dönüşmektedir. Bileşenlerden biri alan akısını, diğeri ise motor momentini kontrol etmektedir. Rotor akı vektörünün *d* ekseni ile hizalanmasına rotor akı yönlendirmeli yöntemi denilmektedir. Stator akı yönlendirmeli ve hava aralığı akı yönlendirmeli gibi çeşitli yönlendirme yöntemleri de mevcuttur. En yaygın yöntem, rotor akı yönlendirmeli yöntemidir.

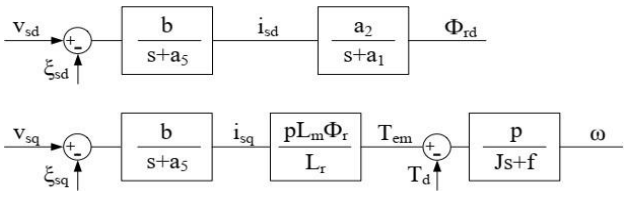
Rotor akısının *d* ekseni üzerinde olduğu kabul edilirse, yani $\phi_{rd} = \phi_r$ ise ϕ_{rq}=0'dır [79]. Böylece, asenkron motorun matematiksel modelinin denklemleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{cases} \dot{I_{s\,d}} = -a_5\, I_{sd} + \omega_s\, I_{sq} + a_3\, \phi_{rd} + b\, V_{sd} \\ \dot{I_{s\,q}} = -\omega_s\, I_{sd} - a_5\, I_{sq} - a_4\, \omega\, \phi_{rd} + b\, V_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} = a_2\, I_{sd} - a_1 \phi_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} = a_2\, I_{sq} - \omega_r\, \phi_{rd} = 0 \end{cases} \tag{2.30}$$

Elektromanyetik moment denklemi aşağıdaki gibi de yazılabilir:

$$T_{em} = \frac{PL_m}{L_r} (\phi_{rd} \cdot I_{sq}) \tag{2.31}$$

Ayrıca (2.28), (2.30) ve (2.31) denklemlerinin Laplace dönüşümleri kullanılarak, asenkron motor modeli Şekil 2.5'de gösterildiği gibi *dq* eksenlerle temsil edilebilmektedir.



Şekil 2.5 dq eksenine göre asenkron motor blok şeması.

(ξ_{sd} , ξ_{sq}), aşağıdaki denklemlerde olduğu gibi motor modelinde iki eksene (dq) göre, iç bozuklukları temsil etmektedir:

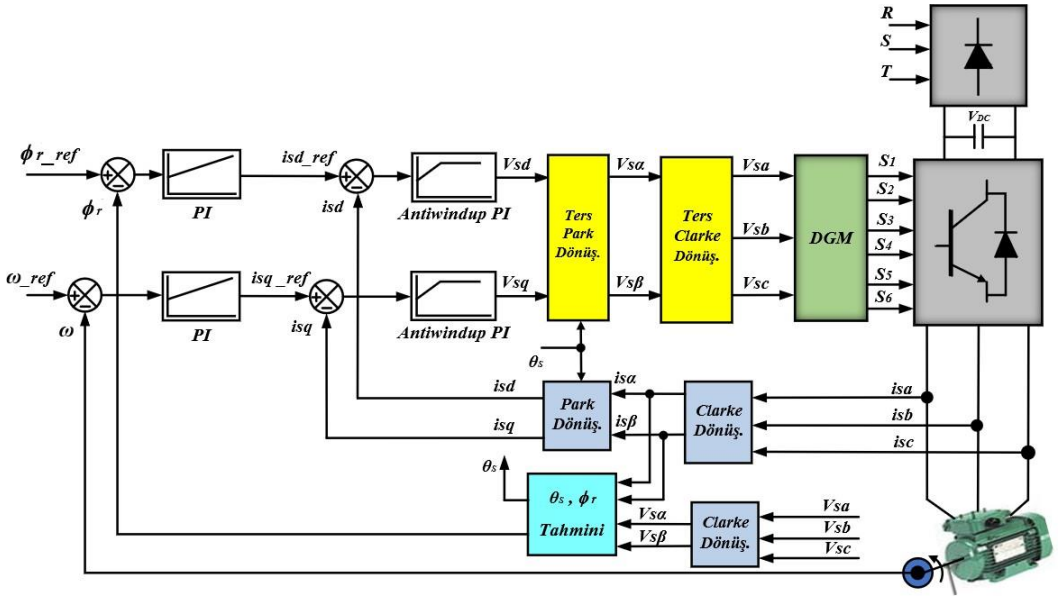
$$\xi_{sd} = \frac{-1}{b}(\omega_s I_{sq} + a_3 \phi_{rd}) \tag{2.32}$$

$$\xi_{sq} = \frac{1}{b}(\omega_s I_{sd} + a_4 \phi_{rd}) \tag{2.33}$$

Bu yöntemin uygulanabilmesi için rotor akısı genlik bilgisi ile θ_s açısının da bilinmesi gereklidir. θ_s açısı; $\alpha\beta$ durgun eksen sistemlerinden, senkron hızda dönen dq eksen sistemlerine dönüşümleri yapmak için kullanılmaktadır. Doğrudan vektör kontrolü ve dolaylı vektör kontrolü olmak üzere, yaygın olarak kullanılanılan iki yöntem vardır.

2.4.1. Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi

Doğrudan vektör kontrol yönteminde rotor akısı, motor gövdesine monte edilmiş sensörlerle ölçülen hava aralığı akısından hesaplanarak elde edilmektedir. Fakat akı vektörünün bu şekilde elde edilmesi, uygulama zorluğu ve ölçüm hataları nedeniyle pek tercih edilen bir yöntem değildir. Son yıllarda, rotor akısı bileşenleri ve θ_s açısını bulmak için genellikle akı gözlemcisi kullanılmaktadır. Doğrudan vektör kontrolü blok şeması Şekil 2.6'da gösterilmiştir.



Şekil 2.6 Doğrudan vektör kontrolü blok şeması.

Stator akım dönüşümlerinde gerekli olan θ_s açısı, $\phi_{r\alpha}$ ve $\phi_{r\beta}$ akıları ile şu şekilde hesaplanır [79,80]:

$$\theta_s = tan^{-1}\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \tag{2.34}$$

$\phi_{r\alpha}$ ve $\phi_{r\beta}$ akı bileşenleri şöyle bir gözlemci kullanılarak elde edilebilir:

$$\phi_{r\alpha}(t) = \frac{L_r}{L_m}\left(\int_0^t v_{s\alpha}(t)dt - R_s \int_0^t i_{s\alpha}(t)dt\right) + \sigma_1 i_{s\alpha}(t) \tag{2.35}$$

$$\phi_{r\beta}(t) = \frac{L_r}{L_m}\left(\int_0^t v_{s\beta}(t)dt - R_s \int_0^t i_{s\beta}(t)dt\right) + \sigma_1 i_{s\beta}(t) \tag{2.36}$$

Burada: $\sigma_1 = \frac{L_m^2 - L_s L_r}{L_m}$ 'dır.

Şekil 2.6'da görüldüğü gibi, gözlemci kullanılmak suretiyle, $\phi_{r\alpha}$ ve $\phi_{r\beta}$ akı bileşenleri hesaplanarak θ_s elde edilmektedir. Park ve Clarke dönüştürme bloklarında, θ_s açısı kullanılarak; üç faz akımları, i_{sd} ve i_{sq} akımlarına dönüştürülür. Elde edilen v_{sd} ve v_{sq} referans gerilimleri de, αβ durgun eksen sistemindeki $v_{s\alpha}$,$v_{s\beta}$'ye dönüştürüldükten sonra, darbe genişlik modülasyonu (PWM) birimine verilir. PWM biriminde evirici için gerekli anahtarlama işaretleri üretilerek motora uygulanır.

2.4.2. Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi

Dolaylı vektör kontrol blok şeması Şekil 2.7'de gösterilmiştir. Bu yöntemde, eksenler arasındaki dönüşümlerde gerekli olan θ_s açısı, senkron hızın integrali alınarak bulunur [78]:

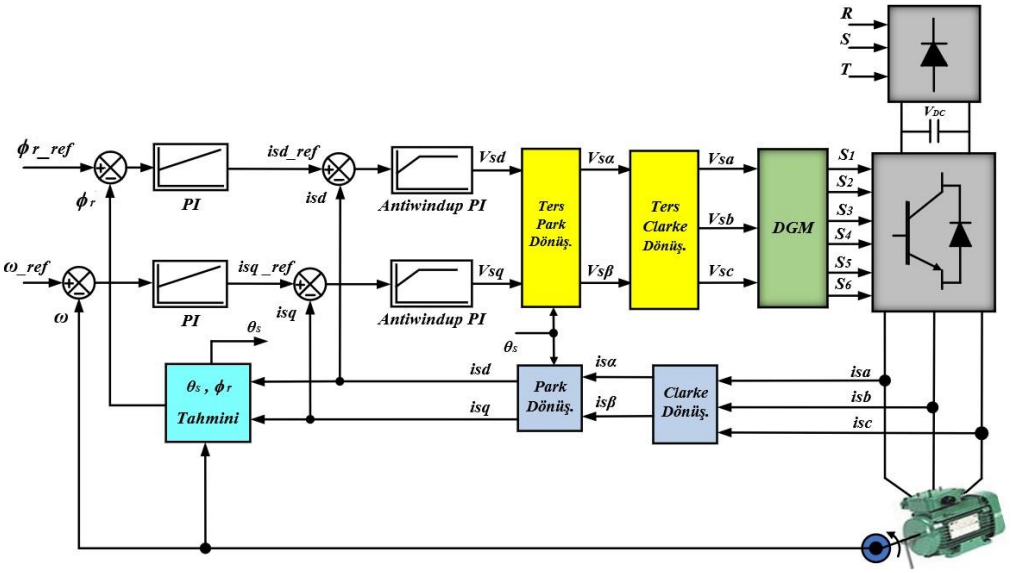
$$\theta_s = \int \omega_s \, dt \tag{2.37}$$

Rotor elektriksel açısal hızı (ω) ile açısal kayma hızı (ω_r) toplanarak, (ω_s) senkron hızı elde edilir:

$$\omega_s = \omega + \omega_r \tag{2.38}$$

Açısal kayma hızı aşağıdaki denklem ile verilir:

$$\omega_r = \omega_s - \omega = \frac{a_2\, i_{sq}}{\phi_{rd}} = \frac{a_1\, i_{sq}}{i_{sd}} \tag{2.39}$$



Şekil 2.7 Dolaylı vektör kontrolü blok şeması.

3. GELİŞMİŞ KONTROL YÖNTEMLERİ VE ÖNERİLEN HFSTSMC HİBRİT DENETLEYİCİ

Elektrikli sürücü sistemlerinde kullanılan geleneksel ve gelişmiş denetleyiciler, istenen sürücü sistemi performansına göre seçilmektedir. Elektrikli sürücü sistemleri performans ve maliyete göre; düşük, orta ve yüksek performanslı sürücü sistemleri olarak sınıflandırılabilirler:

- **Düşük Performanslı Sürücü Sistemleri:** Bu sınıftaki sürücü sistemleri; motorun hızını veya akımını kontrol etmek için bir denetleyici kullanmaya gerek olmayan, skaler kontrol yöntemine benzeyen bir açık döngüdür. Bu durumda sürücü sisteminin dinamik performansı, özellikle düşük hızlarda düşüktür ve hız veya akım sensörlerine gerek olmadığı için düşük maliyetlidir.
- **Orta Performanslı Sürücü Sistemleri:** Bu sürücü sistemlerinde; sürücü sistemi, vektör kontrol veya doğrudan moment kontrol (DTC) algoritmasına göre çalışan kapalı bir döngüdür. Burada hız, akım veya moment, PI veya histerezis denetleyici gibi geleneksel denetleyiciler kullanılarak kontrol edilmektedir. PI denetleyiciler kullanılırken, sistem parametreleriyle yüksek oranda ilişkili olan denetleyici kazançlarını (K_P,K_i) hesaplamak için sistemin (motor) lineer matematiksel modelinin bilinmesi gerekir. Histerezis denetleyici ise, genellikle akımı veya momenti düzenlemek için kullanılır ve sistemin matematiksel modelini bilmeye ihtiyaç duymaz. Bu denetleyici, makina parametrelerini etkileyen bozuculardan etkilenmez. Ancak kararlı durumda, kontrollü durum değişkeni yüksek bir titreşime sahiptir ve dolayısıyla makinede yüksek bir gürültü oluşur. Bu sınıftaki sürücü sisteminin dinamik performansı ortalamadır. Ayrıca bu algoritmaları uygulamak için; hız ve akım sensörlerine ve iyi verimli işlemcilere ihtiyaç vardır. Bu durum, yüksek bir maliyeti içerir.
- **Yüksek Performanslı Sürücü Sistemleri:** Bu sınıftaki sürücüler; bulanık mantık denetleyici veya kayan kipli denetleyici gibi gelişmiş denetleyiciler kullanmaktadır. Çünkü bu denetleyiciler; yüksek dinamik performansa ve sistemin parametrelerini etkileyen değişikliklere karşı yüksek dayanıklılığa sahiptirler. Ayrıca sistemin

matematiksel modelinin bilinmesine de ihtiyaç yoktur. Endüstriyel robot sistemlerinde veya takip sistemlerinde ve elektrikli araçlarda yüksek performanslı sürücü sistemleri kullanılmaktadır. Bu karmaşık algoritmaları uygulamak için yüksek verimli işlemcilere ihtiyaç duyulduğundan, bu tip sistemlerin maliyeti yüksektir.

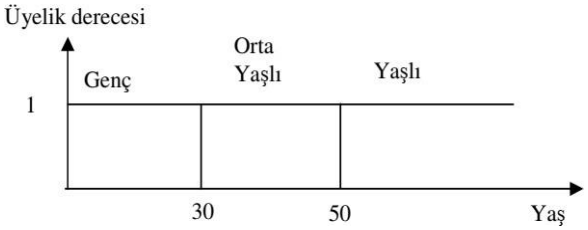
3.1. Bulanık Mantık Kontrol

3.1.1. Bulanık Mantık Kavramı

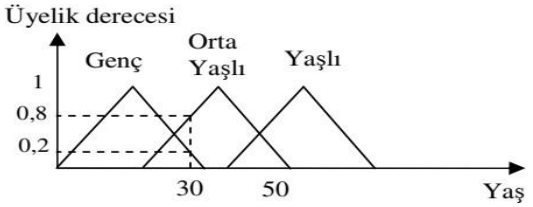
Bulanık Mantık Teorisi, ilk defa 1965 yılında California Üniversitesinde öğretim elemanı olan Lutfi A. Zadeh tarafından geliştirilmiş ve "Bulanık Mantık Teorisi" ismiyle tanıtılmıştır [81]. 1973 yılında, Zadeh, bulanık kontrolün temelini oluşturan başka bir makale yayınlamıştır. Burada önemli durum, bulanık denetleyicilerin, gerçek sistemlerde uygulanmasıydı. 1975 yılında Mamdani ve Assilian, buhar kazanının kontrolü için bir bulanık denetleyici tasarlayıp gerçekleştirdi. Bu uygulamalar, özellikle matematiksel modeli bilinmeyen endüstriyel süreçlerin kontrolünde, bulanık mantığın çok faydalı olabileceği gerçeğini ortaya çıkarmıştır [82].

Bulanık mantık; insan bilgi tecrübelerinden yararlanarak, bunların kural tabanları halinde işlenip, her bir kural tabanının belirli bir matematik fonksiyona karşılık gelecek şekilde sonuç çıkarılmasıdır. Boolean mantık temelli küme teorisinde; her özel nesne, ya verilen kümenin bir üyesidir (Lojik 1) veya değildir (Lojik 0). Bu tip kümelere keskin (crisp) kümeler denir. Ancak, bulanık mantık temelli bulanık küme teorisinde; her özel nesne, verilen kümede bir üyelik derecesine sahip olur. Bu üyelik derecesi, [0,1] aralığında bir değer alabilir. Başka bir deyişle; bir özel nesne, kümenin kısmen üyesi olabilir. Bu şu anlama gelmektedir: Bulanık mantık sayesinde, insan bilgisi matematiksel bir ifade içine, daha etkili bir biçimde yerleştirilebilir.

Şekil 3.1'de keskin küme mantığında, yaşa göre kümeleme işleminde görüleceği gibi; keskin küme yaklaşımda 29,5 yaşında biri genç sayılırken 30,5 yaşında birisi orta yaşlı kümesi içine girmektedir. Halbuki bu iki yaş için ne tam yaşlı ne de tam genç demek uygun değildir.



Şekil 3.1 Keskin küme mantığında yaşa göre kümeleme işlemi.



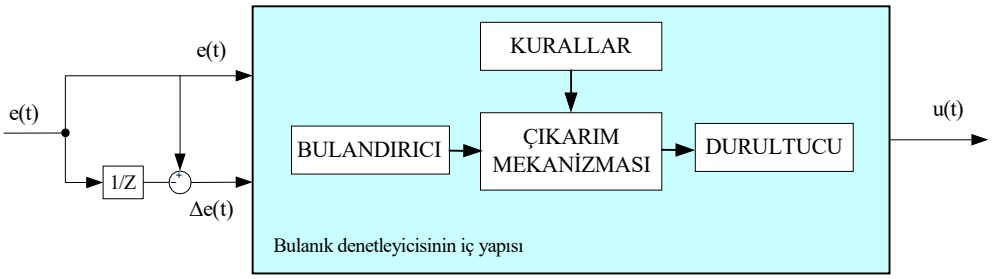
Şekil 3.2 Bulanık küme mantığında yaşa göre kümeleme işlemi.

Şekil 3.2'de bulanık küme mantığında, yaşa göre kümele yapılmıştır. Buna göre, bulanık küme mantığında; 30 yaşında birisi 0,2 oranında Genç, 0,8 oranında orta yaşlı olmaktadır. Buradan da görüleceği gibi bu tarz kümeleme mantığı daha uygun bir yaklaşımdır.

3.1.2. Bulanık Mantık Denetleyicisinin Tasarım Adımları

Bulanık mantık denetleyicisi; sistemin matematiksel modelini bilmeye gerek kalmadan, yalnızca insan deneyimine dayalı ve kontrollü sistemin çalışmasına ilişkin önceden bir bilgiye bağlı olarak, kontrol yasasını oluşturmak için bir dizi basit dilbilimsel formülle, giriş durumlarını çıkış durumlarıyla bağlayan, değişken bir yapıya sahip, esnek bir denetleyicidir. Bulanık mantık denetleyici tasarımında, önemli pratik kurallar ve adımlar aşağıda sıralanmıştır.

İlk olarak; denetleyicinin giriş ve çıkış değişkenlerinin, geleneksel bir denetleyicinin (PI, PD, PID) çalışmasına benzer olduğu belirlenir. Bu benzerlik, kontrol edilecek sistemin çalışmasına ilişkin, önceki bilgilere dayanılarak yapılır. Genellikle bulanık mantık denetleyicinin girişleri hata (e) (istenen referans değer ile kontrol sisteminin çıkışından ölçülen değer arasındaki fark), hata değişikliği (Δe) ve denetleyici çıkışı (u) şeklinde tasarlanır. Şekil 3.3'de bulanık mantık denetleyicinin iç yapısı gösterilmiştir.



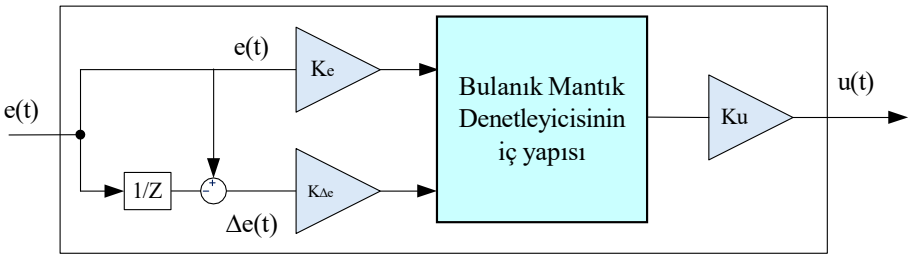
Şekil 3.3 Bulanık mantık denetleyicinin temel yapısı.

Bulanık denetleyici girişleri ve çıkışları, belirli bir alan içinde değişen değerleri alır ve tasarımcı tarafından belirlenen üyelik fonksiyonlarına (trigonometrik fonksiyonlar, trapezoidal fonksiyonlar, Gaussian fonksiyonlar ... vb.) göre tanımlanır.

Bu fonksiyonlar; giriş ve çıkış değişikliklerini (sistemin çalışma koşullarına göre), tasarımcı tarafından belirlenen form ve sayı ile dağıtır (belirli bir durum değişkenine ait üyelik fonksiyonlarının sayısı ne kadar fazla olursa, o kadar sistemi zorlaştırır ve karmaşıklaştırır. Ancak sistem bu durumda daha doğru hale gelir).

Pratikte, giriş ve çıkış değişiklikleri, giriş ve çıkış değerlerinin maksimum ve minimum değerlerinde belirli bir alanda sınırlıdır. Burada değişiklik alanı, birim bir sistem kullanılarak temsil edilir (birim değer, giriş değişkeninin gerçek değerinin tasarımcı tarafından empoze edilen temel bir değere bölünmesiyle elde edilir). Denetleyici çıkışı (birim sisteminde temsil edilir) gerçek değişiklikler alanına geri döndürülür (gerçek değer, çıkış değişkeninin birim değeri tasarımcı tarafından empoze edilen bir temel değer ile çarpılarak elde edilir).

Bu durumda, bulanık denetleyicinin iç yapısı, Şekil 3.4'deki gibi olur. Burada hem hata (e) hem de hata değişikliği (Δe), sırasıyla K_e ve $K_{\Delta e}$ düzeltme faktörü ile çarpılarak, birim sistem temsil edilir. Ayrıca birim sistemde temsil edilen çıkış (u), K_u düzeltme faktörü ile çarpılarak, gerçek değişiklik alanına geri dönülür.



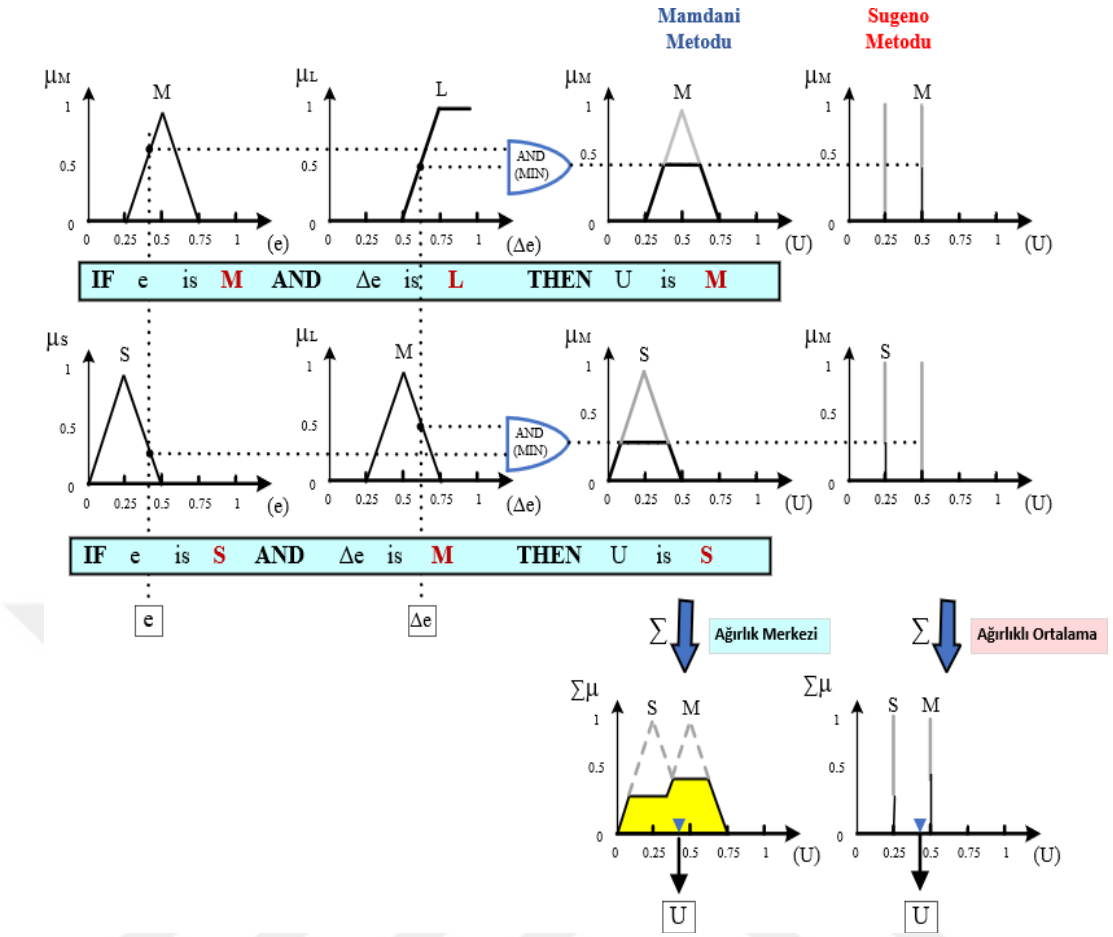
Şekil 3.4 Giriş ve çıkışa doğrusal olmayan sabitler eklenerek bulanık mantık denetleyicisinin iç yapısı.

Sabitler veya düzeltme faktörleri (K_e, $K_{\Delta e}$, K_u), bulanık denetleyici tarafından kontrol edilen miktarın performansı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir ve bulanık denetleyici çalışmasının ayarlanmasında önemli bir rol oynamaktadır. Bunun nedeni, bu sabitlerin değerlerinin değiştirilmesinin hem giriş hem de çıkış için üyelik fonksiyonu alanında bir değişikliğe yol açmasıdır. Bu da giriş ve çıkış arasında bağlantı kurmak için kullanılan kuralların sayısında bir azalmaya yol açmaktadır [82].

Örneğin; K_e sabitinin büyük değerleri, kontrollü miktarın yüksek bir performansını verir (hızlı geçici durum ve iyi kararlı durum), ancak bu durumda sistem kararlılık derecesi azalır (hedefin büyük aşmaları vardır). Bunun aksine; K_e sabit değerinin küçük değerleri düşük bir sistem performansına neden olur. Ayrıca; $K_{\Delta e}$ sabitinin büyük değerleri tepki hızını azaltır, $K_{\Delta e}$ sabitinin küçük değerleri ise tepki hızını artırır. Ancak bu durumda ise sistem kararlılığı azalır (hedefin büyük aşmaları vardır). Ayrıca, K_u sabitinin küçük değerleri geçici durum süresini ve sabit durumdaki statik hata değerini artırır. En iyi sistem performansı (hızlı geçici durum ve yüksek kararlılık), sabit K_e'nin büyük değerleri ile sabit $K_{\Delta e}$'nin nispeten küçük değerleri arasında ve K_u sabiti için uygun değer seçilerek belirlenir.

Bulanık denetleyici giriş ve çıkışları seçildikten ve onlar için üyelik fonksiyonları tasarlandıktan sonra, deneyim tabanı veya deneyim tablosu oluşturmak için giriş durumlarını çıkışa bağlayan deneyim kuralları veya (IF-THEN) kuralları belirlenir. Burada, giriş ve çıkışları birbirine bağlayan kuralları seçmek için bilgi ve deneyimin rolü büyüktür. Deneyim kuralları, daha doğru deneyim kuralları elde etmek için diğer çeşitli kaynaklarla güçlendirilebilir. Şekil 3.5, giriş miktarlarının belirli değerleri için bir bulanık mantık denetleyici sayısal çıkışının nasıl hesaplanacağını gösterir. Şekil 3.5‘de, bulanık mantık denetleyicisi sayısal çıkışını hesaplama mekanizmasının aşağıdaki adımlara göre yapıldığı belirtilmektedir:

1- Giriş değişkenleri, sayısal değerlerden bulanık değerlere dönüştürülür (Bulandırıcı). Girişlere üyelik fonksiyonları tanımlanır.
2- Bulunan kurallardan, her kural için çıkış belirlenir. Çıkış ile ilgili olarak, üyelik fonksiyonu “Mamdani” yöntemine göre girişlere benzer şekilde ya da “Sugeno” yöntemine göre sabitler olarak ya da girişleri çıkışa bağlayan doğrusal denklemler şeklinde tanımlanır. Bu yönteme Takagi - Sugeno Kang yöntemi denir.



Şekil 3.5 Bulanık mantık denetleyicinin sayısal çıkışı hesaplama mekanizması.

3- Toplam sistem çıkışını elde etmek için kurallardan her kuralın çıkışı toplanır.

4- Son olarak, çıkış bir bulanık değerden sayısal bir değere dönüştürülür (Durultucu). Çıkışın üyelik fonksiyonunu tanımlamak için Mamdani yöntemi seçildiyse; çıkış, bir Ağırlık Merkezi (Center of Area) veya ortalama üst sınırlar (Mean of Maxima) yöntemi izlenerek dönüştürülür. Çıkışın üyelik fonksiyonunu tanımlamak için Sugeno yöntemi seçilirse, Ağırlıklı Ortalama yöntemi (Weighted Average) kullanılır.

Önerilen bulanık mantık denetleyici, PI denetleyiciye benzer olarak düşünülebilir ancak, iki denetleyici arasındaki fark; u çıkışı ile girişler (e, Δe) arasındaki ilişkinin şeklidir. PI denetleyicinin u çıkışı, matematiksel (toplama, çıkarma ve türetme) işlemleri içerir, matematiksel formülle girişler (e, Δe) ile ilişkilidir. Yani u kontrol yasası ile girişler (e, Δe) arasındaki ilişki, doğrusal bir ilişkidir.

Bulanık mantık denetleyicisine gelince, düzeltme faktörlerinin değerleri, üyelik fonksiyonlarının şekli ve deneyim kuralları gibi girişler (e, Δe) ve çıkış u arasındaki

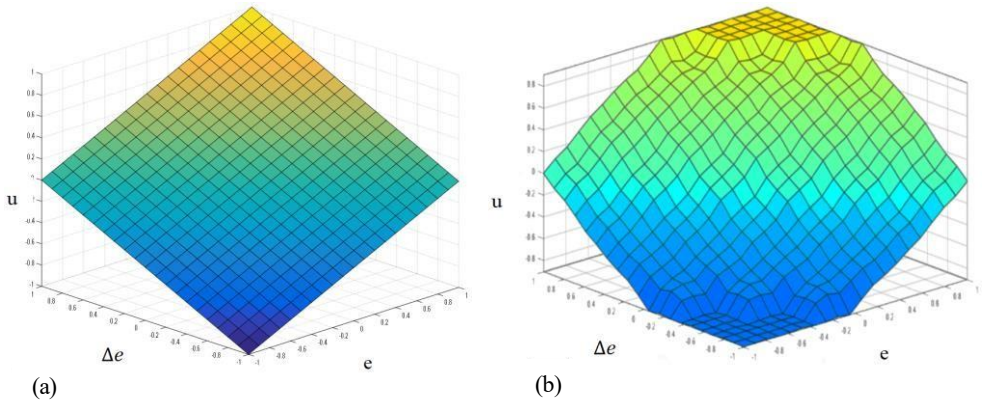
ilişki, birçok parametreyle ilişkilidir. Bu, u çıkışı ile girişler (e, Δe) arasındaki ilişkiyi doğrusal olmayan bir ilişki haline getirir [83]. Bulanık mantık denetleyici, kontrol edilen sistemin matematiksel modelini bilme ihtiyacı duymama avantajına sahiptir. Ayrıca, sistem parametrelerini etkileyen bozukluklardan etkilenmez.

Şekil 3.6, her iki giriş için yedi üyelik fonksiyonu seçildiğinde (Şekil 3.7'de gösterildiği gibi), u çıkışının hem PI hem de FLC'nin girişleri (e, Δe) ile ilişkisini gösterir.

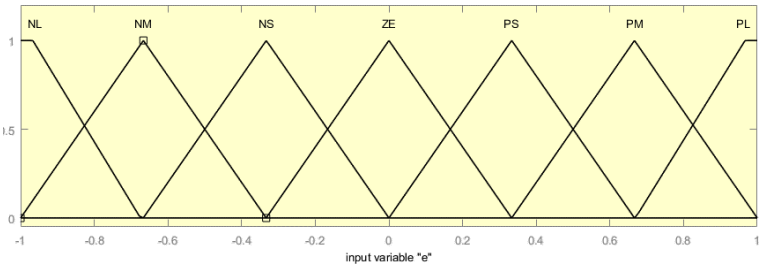
Şekil 3.6.a, çıkış u ile girişler (e, Δe) arasındaki ilişkinin doğrusallığını gösterir. Şekil 3.6.b'de, çıkış ve girişler arasındaki ilişki doğrusallığa yaklaşmaktadır ancak, bulanık denetleyicinin karmaşıklığı da artmaktadır.

İlk giriş hatanın birim değerini (gerçek hatanın ($e = \omega_{ref} - \omega$) tasarımcı tarafından seçilebilecek bir temel değere bölünmesi), ikinci giriş ise hatanın değişiminin birim değerini temsil eder. Giriş değişkenlerinin yedi üyelik fonksiyonuna sahip olduğu gözlemlenebilir (PL, PM, PS, ZE, NS, NM, NL). Bu fonksiyonlar, birim sistemini [1,1] kullanan giriş değişimlerini içerir.

Fonksiyonlar (PL, PM, PS), pozitif alan P'deki giriş değişkenindeki değişiklikleri [büyük değişiklikler (Large), orta değişiklikler (Medium) ve küçük değişiklikler (Small)] temsil eder. Fonksiyonlar (NL, NM, NS), negatif alan N'deki giriş değişkenindeki değişiklikleri temsil eder. ZE fonksiyonu ise sıfır değeridir. Şekil 3.7, motor hızını kontrol etmek için bulanık denetleyicinin girişlerinin üyelik fonksiyonları gösterir.



Şekil 3.6 a) PI denetleyici tarafından üretilen kontrol yasasının yüzeyi.
b) Bulanık mantık denetleyici tarafından üretilen kontrol yasasının yüzeyi.



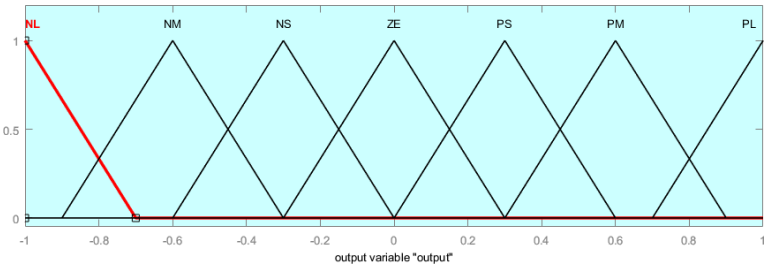
Şekil 3.7 Hata ve hata değişikliği için üyelik fonksiyonları.

Yedi'den fazla üyelik fonksiyonunu tasarlamanın mümkün olduğunu belirtmek gerekir ancak, fonksiyon sayısındaki artış sistemin karmaşıklığında bir artışa neden olur ve bu mutlaka daha iyi sonuçlar elde etmek anlamına gelmez.

Çıkış ile ilgili olarak, üyelik fonksiyonlarını tanımlamak için Mamdani yöntemi benimsenmiştir. Bulanık mantık denetleyicinin çıkışında düzgünlük elde etmek için yedi üyelik fonksiyonu tanımlanmıştır (PL, PM, PS, ZE, NS, NM, NL). Bu fonksiyonlar, Şekil 3.8'de gösterildiği gibi, birim sistemini [-1,1] kullanan çıkış değişimlerini içerir.

Kontrol kuralları ise, tasarımcının uzmanlığına ve bilgisine dayanır. Örneğin; motor hızını kontrol etmek için, hata değeri pozitif olduğunda, bu ($\omega_{ref} > \omega$) anlamına gelir. Motor hızını arttırmak için motora pozitif bir gerilim uygulanması gerekir. Ancak bu kadarı yeterli değildir. Hata değişikliğinin de durumunu kontrol etmesi gerekir. Bu durumda pozitif hata değişkenliği, hatanın arttığı anlamına gelir, çünkü ($e[n] > e[n-1]$). Bu da gerçek hızdaki düşüşün artması anlamına gelir. Bu durum; motoru, büyük bir pozitif gerilimin uygulanmasıyla, hızını referans değerine döndürmesine zorlar.

Eğer aksine, hata değeri negatifse ($\omega_{ref} < \omega$), motorun hızını düşürmek için negatif bir gerilim uygulanması gerekir ancak, hata değişikliği negatifse ($e[n] < e[n-1]$); hızı, hızlıca düşmeye zorlamak için büyük bir negatif gerilimin uygulanması gereklidir.



Şekil 3.8 Çıktı için üyelik fonksiyonları.

Çizelge 3.1 Girişlerin değişikliklerine göre önerilen çıkışın durumları için deneyim çizelgesi.

e / Δe	***NL***	***NM***	***NS***	***ZE***	***PS***	***PM***	***PL***
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZE
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NS	NL	NL	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL
PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PL	ZE	PS	PM	PL	PL	PL	PL

Girişlerin üyelik fonksiyonlarına dönülürse, iki giriş (e, Δe) vardır ve her giriş yedi üyelik fonksiyonuna sahiptir. Yani kırk dokuz olası kural (7x7) yazılabilmektedir. Bu kurallardan biri şu şekildedir:

IF ‘e’ is NL **AND** ‘ Δe’ is NL **THEN** ‘u ’ is NL

Bu kurallar Çizelge 3.1’e göre özetlenebilir.

3.2. Kayan Kipli Kontrol

3.2.1. Değişken Yapılı Kontrolün Temel Kavramları

Kayan kipli kontrol yöntemi; doğrusal olmayan, değişen parametrelere sahip veya harici bozucu girişlerin etkisi altında bulunan sistemlerin kontrolünde kullanılan etkili bir kontrol yöntemidir. Bu kontrol yöntemi; bozucu girişler ve modellenmemiş parametrelerin etkisinin görüldüğü durumlarda, belirsizliklerin ve bozucuların sınırları bilindiği sürece dayanıklı bir kontrol sağlar.

Bu kontrol tekniğinin temel rolü; kontrollü sistemin durum yörüngesini, kayma yüzeyi olarak bilinen önceden belirlenmiş bir yüzeye zorlamaktır. Daha sonra kontrol yasası, sistem yörüngesinin daima kayma yüzeyine ulaşacağı şekilde tasarlanır. Bu, ulaşma modu olarak bilinir. Kontrol yapısı; sistem yörüngesinin, yüzey üzerinde orijine doğru kaymasını sağlamak için kesintili olarak değiştirilir. Bu aşama kayma modu olarak bilinir.

Değişken yapılı sistemler teorisinin temel fikri aşağıdaki örnekle gösterilmiştir [84]. Durum değişkenleri x_1, x_2 olan ikinci dereceden bir sistemin denklemleri şu şekilde ifade edilir:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -x_1 + 2x_2 + u \end{cases} \tag{3.1}$$

$$\begin{cases} u = -4x_1 \ , \ S(x_1, x_2) > 0 \\ u = 4x_1 \ , \ S(x_1, x_2) < 0 \end{cases} \tag{3.2}$$

Bir anahtarlama fonksiyonu aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$S(x_1, x_2) = x_1(0.5\, x_1 + x_2) \tag{3.3}$$

Denklem (3.1)'den, sistemin değişken yapılı olduğu açıktır. Çünkü x_1 durum değişkeninin değerine bağlı olarak iki farklı değer alan, u girişine sahiptir. Sistemin şematik diyagramı Şekil 3.9'da gösterilmiştir.

Denklem (3.1) ve (3.2) ifadelerinden oluşan dinamik sistem, faz uzayında analitik olarak iki bölgede ve bu bölgelere karşı düşen iki farklı matematiksel model ile temsil edilir.

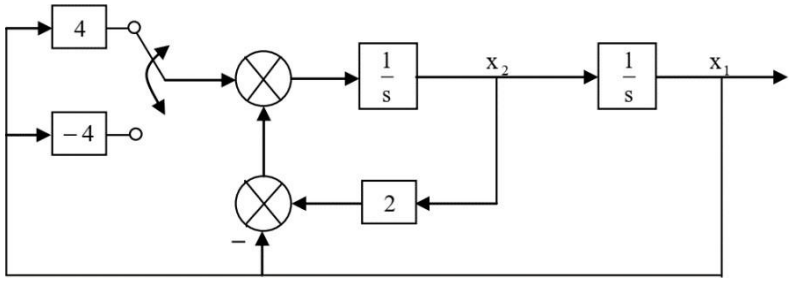
$S(x_1, x_2) > 0$ olan bölge (a) için model;

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 2x_2 - 5x_1 \end{cases} \tag{3.4}$$

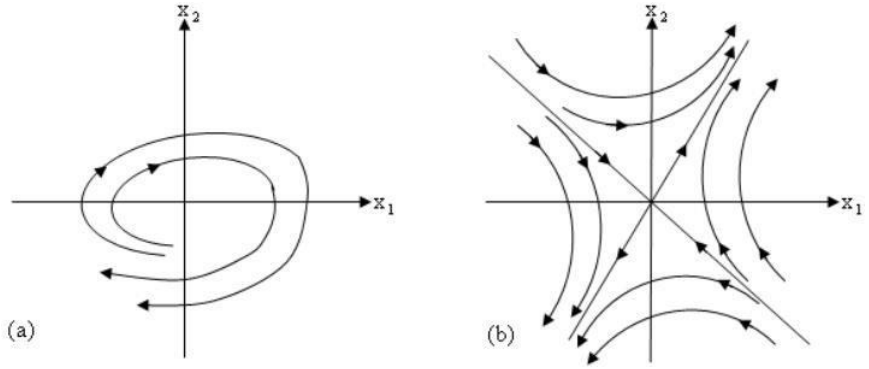
$S(x_1, x_2) < 0$ olan bölge (b) için model ise;

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = 2x_2 + 3x_1 \end{cases} \tag{3.5}$$

olur.



Şekil 3.9 Değişken yapılı sistemin blok diyagramı.



Şekil 3.10 Değişken yapılı sistemin faz düzlemi.

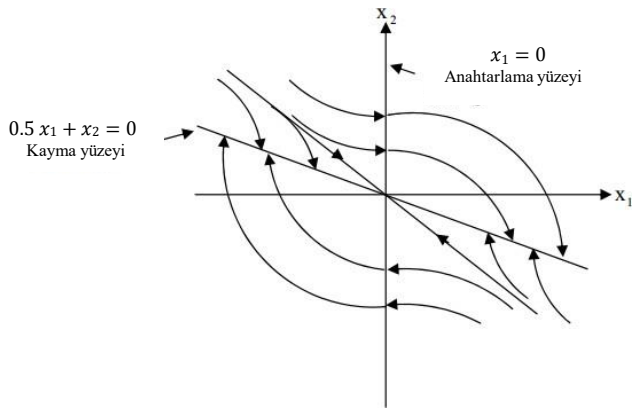
Her sistem için faz düzlemi çizilirse, Şekil 3.10'daki gibi her iki durumda da sistemin kararsız olduğu görülebilir.

Orijin noktasına ulaşmak için $S(x_1 , x_2) = 0$'a getirilmelidir. Böylece iki çözüm olur:

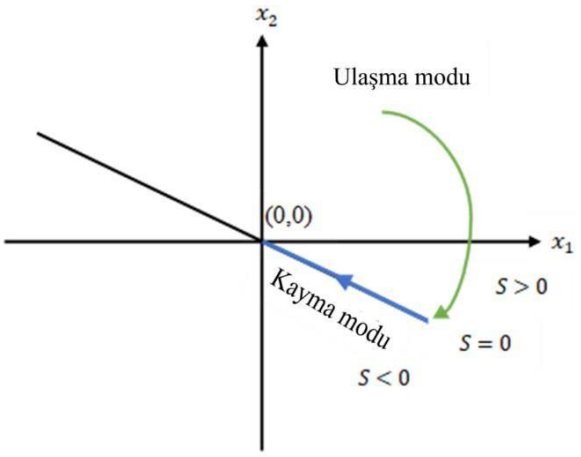
$$x_1 = 0 \quad , \quad 0.5\, x_1 + x_2 = 0 \tag{3.6}$$

Aslında, birinci çözüm bir anahtarlama yüzeyini temsil ederken, ikinci çözüm bir kayma yüzeyini temsil eder. Bu yüzden kayan kip algoritması uygulandıktan sonra ortaya çıkan sistem için faz düzlemi Şekil 3.11'de gösterilmiştir.

Şekil 3.11'den, $(x_1 = 0)$ anahtarlama yüzeyinde, Şekil 3.10'da gösterilen iki sistem arasında bir anahtarlamanın meydana geldiği gözlenebilir. Fakat bu anahtarlama, sadece iki sistem arasında bir anahtarlamadır ve sistemin kararlılığına yol açmamaktadır. İki sistem arasındaki her bir anahtarlama, toplam sistemi kayma yüzeyine yönlendirmelidir. Bu da sistemin, orijine doğru yönelmesidir.



Şekil 3.11 Kayan kip algoritması uygulandıktan sonra faz düzlemi.



Şekil 3.12 Belirli bir başlangıç noktası için ulaşma ve kayma modları.

Şekil 3.12'de gösterildiği gibi, kayan kip algoritması uygulandıktan sonra, kontrollü sistemin durum yörüngesini, kayma yüzeyine iten ulaşma modu uygulanır. Ardından, sistem durum yörüngesinin, kayma yüzeyi üzerinde orijine doğru kaymasını sağlayan bir kayma modu uygulanır.

Değişken yapılı sistemlerin temel kavramları açıklandıktan sonra, eşdeğer kontrol yaklaşımı ve ulaşma modu yaklaşımı olan kayan kip teorisinin ana hatları açıklanacaktır.

3.2.2. Birinci Dereceden Kayan Kipli Kontrol

Kayan kip denetleyici tasarımında ilk adım eşdeğer kontrol yasası ve kayma yüzeyi seçmektir.

3.2.2.1. Eşdeğer Kontrol Yasası

Eşdeğer kontrol, bir sistemin kayma yüzeyi üzerindeki dinamiklerini tanımlayan bir yöntemdir. Durum denklemleri aşağıdaki gibi verilen bir sistem göz önüne alınırsa:

$$\frac{\mathrm{dx}}{\mathrm{dt}} = A(\mathrm{x}, t) + B(\mathrm{x}, t)u \tag{3.7}$$

Burada

x: n boyutlu durum vektörüdür.

u: m boyutlu kontrol giriş vektörüdür.

$$u_i = \begin{cases} u_i^+ & , \quad S_\mathrm{i}(\mathrm{x}, t) > 0 \\ u_i^- & , \quad S_\mathrm{i}(\mathrm{x}, t) < 0 \end{cases} \qquad i = 1, \ldots\ldots, m \tag{3.8}$$

$S(\mathrm{x},t)$ kayma yüzeyi ve genel formu aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$S(\mathrm{x},t) = (\frac{d}{dt} + \lambda)^{n-1} e \tag{3.9}$$

Burada $e = x_r - x$, x değişkenindeki izleme hatası ve $\mathrm{e} = x_r - x = [e \ \dot{e} \ \ldots e^{(n-1)}]^T$ izleme hata vektörüdür. λ ise pozitif bir sabittir.

(n=2) olan bir sistem için $S = \dot{e} + \lambda e$, üçüncü mertebeden bir sistem için $S = e + 2\lambda\dot{e} + \lambda^2 e$ şeklindedir.

Kayma yüzeyi tasarlandıktan sonra; kontrol edilen sistemin durum değişkeninin yörüngesinin, tasarlanan kayma yüzeyinde kalmasını sağlayan eşdeğer kontrol yasası u_{eq} bulunacaktır. Eşdeğer kontrol yasasını hesaplamak için aşağıdaki koşullar dikkate alınmalıdır:

$$\begin{cases} S(\mathrm{x},t) = 0 \\ S(\mathrm{x},t) = 0 \end{cases} \tag{3.10}$$

Yukarıdaki iki koşul, kontrol edilen sistemin durum değişkeninin kayma yüzeyinde kalması için gereklidir. Zamana göre $S(\mathrm{x},t)$ türevi alınarak aşağıdakiler yazılabilir:

$$\frac{dS(\mathrm{x},t)}{dt} = (\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}})^T \frac{d\mathrm{x}}{dt} + \frac{\partial}{\partial \mathrm{t}} = (\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}})^T \ (A(\mathrm{x},t) + B(\mathrm{x},t)\ u_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial \mathrm{t}} \tag{3.11}$$

En son denklemden u_{eq} bulunabilir:

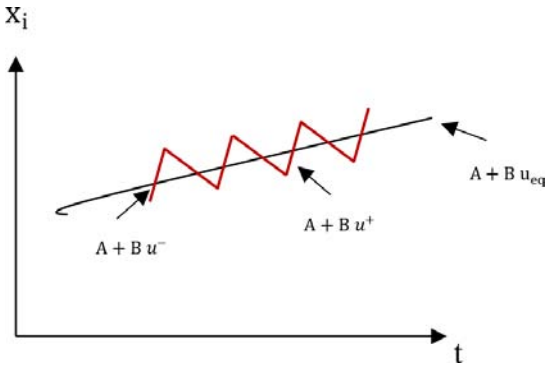
$$u_{eq} = -\ [(\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}})^T B(\mathrm{x},t)\ ]^{-1} \{(\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}})^T A(\mathrm{x},t) + \frac{\partial S}{\partial \mathrm{t}}\} \tag{3.12}$$

u_{eq}'nun belirli bir değer olmasını sağlamak için temel koşul:

$$[(\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}})^T B(\mathrm{x},t)\ ] \neq 0 \tag{3.13}$$

Denklem (3.12)'de gösterilen eşdeğer kontrol değeri, Denklem (3.7) ile değiştirilmesiyle, kayma modu sırasında durum değişkeninin yörüngesi elde edilir.

$$\frac{d\mathrm{x}}{dt} = \{1 - B(\mathrm{x},t)\ [(\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}})^T B(\mathrm{x},t)]^{-1} (\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}})^T\} A(\mathrm{x},t) - B(\mathrm{x},t)\ [(\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}})^T B(\mathrm{x},t)\ ]^{-1} \frac{\partial S}{\partial \mathrm{t}} \tag{3.14}$$



Şekil 3.13 İdeal kayma sistemi.

Denklem (3.14), kayma yüzeyindeki ideal sistemin dinamik durumunu temsil eder. $S(\mathrm{x},\ t) = 0$ ve kontrol edilen sistem için durum değişkeni yörüngesinin ortalama değeri Şekil 3.13'de gösterilmektedir. Eşdeğer kontrol; fiziksel olarak u giriş değerinin, $+u$ ve $-u$ arasında değiştirilmesinden kaynaklanan ortalama değeri temsil eden, sürekli bir fonksiyon olarak yorumlanabilir.

3.2.2.2. Ulaşma Koşulları

Kontrollü durum değişkeninin kayma yüzeyine ulaşması için temel ve gerekli koşula, ulaşma koşulu denir [84]. En sık kullanılan ulaşma koşulları aşağıdaki gibidir:

$$\begin{cases} \dot{S_i} < 0 \quad , S_i > 0 \\ S_i > 0 \quad , S_i < 0 \end{cases} \qquad i = 1, \dots\dots, m \tag{3.15}$$

Burada: *m* sistem girişi sayısını temsil eder.

Durum değişkeninin kayma yüzeyine ulaşmasını sağlayan kontrol sinyali Denklem (3.16) çözülerek belirlenebilir.

$$\begin{cases} \frac{\partial S_i}{\partial \mathrm{x}}\frac{d\mathrm{x}}{dt} + \frac{\partial S_i}{\partial \mathrm{t}} = \frac{\partial S_i}{\partial \mathrm{x}}\left(A(\mathrm{x},t) - B(\mathrm{x},t)\,u\right) + \frac{\partial S_i}{\partial \mathrm{t}} = 0 & eğer\ S_i = 0\ \ ise \\ > 0 & eğer\ S_i < 0\ \ ise \\ < 0 & eğer\ S_i > 0\ \ ise \end{cases} \tag{3.16}$$

Yukarıdaki denklemden; önceki ulaşma koşulunun, çok girişli sistemlere uygulanmasının zor olduğu sonucu çıkarılabilir.

Genel ulaşma koşulunun gerçekleştirilmesi, Lyapunov fonksiyonunu seçme esasına dayanmaktadır. Tasarım; Lyapunov kararlılık ölçütünü sağlayan, Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile yapılır.

Lyapunov fonksiyonu, aşağıdaki gibi kesin pozitif olarak seçilir.

$$\mathrm{V}(\mathrm{x}, t) = 0.5\, S^T S \tag{3.17}$$

Birinci koşul; $\mathrm{V}(\mathrm{x}, t)$ fonksiyonunun pozitif olmasıdır.

İkinci koşul; Lyapunov fonksiyonunun türevinin kesin negatif tanımlı olmasını sağlamaktır.

$$\frac{d\mathrm{V}}{dt} = \frac{d}{dt}(0.5\, S^T S) < 0 \qquad eğer \quad S \neq 0 \tag{3.18}$$

veya

$$(S_1 \dot{S_1} + S_2 \dot{S_2} + \cdots + S_m \dot{S_m}) < 0 \tag{3.19}$$

Ulaşma koşulu Denklem (3.18) ve kontrollü sistemin modelinden Denklem (3.7), durum değişkeni yolunun kayma yüzeyine gelişini sağlayan u kontrolü, aşağıdaki denklem çözülerek belirlenebilir:

$$\frac{d\mathrm{V}}{dt} = \frac{d}{dt}(0.5\; \mathcal{S}\, S) = \mathcal{S}\, S = \mathcal{S}\; \left(\frac{\partial S}{\partial \mathrm{x}}\right)^T (A(\mathrm{x}, t) + B(\mathrm{x}, t)\, u) + \frac{\partial}{\partial \mathrm{t}} < 0 \tag{3.20}$$

Yukarıdaki denklemden türetilen denetleyici u, hem ulaşma koşulunu hem de Lyapunov'a göre stabilite ölçütünü karşılar.

3.2.2.3. Ulaşma Yasası Yaklaşımı

Durum değişkenini kayma yüzeyine yönlendirmek için gerekli ulaşma koşulları elde edildikten sonra, durum değişkeninin yörüngesini kontrol etmek için ulaşma yasasını incelemek gerekmektedir.

Anahtarlama fonksiyonunun türevini ifade eden diferansiyel denklem aşağıdaki gibi verilir:

$$\dot{S} = -Q\; sign(S) - Kf(S) \tag{3.21}$$

Burada:

(Q, K) pozitif elemanlara sahip iki kare matristir.

$$sign(S) = [sign(S_1) \ldots . sign(S_m)]^T \tag{3.22}$$

$$f(S) = [f_1(S_1) \ldots . f_m(S_m)]^T \tag{3.23}$$

Burada: $f(0) = 0$ ve $Sf(S) > 0$, $S \neq 0$ olduğunda;

Ulaşma yasası Denklem (3.21) aşağıdaki koşulları sağlamaktadır:

$$\begin{matrix} S = 0 & S = 0 \\ \{\ S < 0 & S > 0 \\ S > 0 & S < 0 \end{matrix} \tag{3.24}$$

Ulaşma yasası, ulaşma modu sırasında bir sistemin dinamik özelliklerini de tanımlar. Yanısıra, (*Q, K*) değerlerinin uygun seçimini yaparak titreşim sorununu azaltmak için bir yol sağlar. Aslında, (*Q, K*) değerleri, ulaşma hızı için farklı bir değer belirtir. Aşağıdaki gibi ulaşma yasaları verilir:

- Sabit hız ulaşma yasası;

$$S = -Q\ sign(S) \quad , \quad Q > 0 \tag{3.25}$$

Bu yasa; durum değişkenini, kayma yüzeyine sabit oranlı bir *Q* ile ulaşmayla sınırlar. Bu ulaşma yasası sadeliği ile karakterizedir. Ancak, *Q* değeri çok küçükse, ulaşma süresi çok uzun olacaktır. Öte yandan, eğer çok büyük ise fazla titreşim sorununa neden olur.

- Üstel ulaşma yasası;

$$S = -Q\ sign(S) - KS \quad , \ Q > 0 \ , \ K > 0 \tag{3.26}$$

Burada $S = -KS$ üstel terimdir ve çözümü $S = S(0)e^{-kt}$ 'dir. Açıkça, $-KS$ oransal sabiti eklenerek, *S* büyük olduğunda kayma yüzeyine daha hızlı yaklaşmaya zorlanır.

- Değişik hız ulaşma yasası;

$$S = -K|S|^{\alpha}\ sign(S) \quad , \quad K > 0 \quad , \quad 0 < \alpha < 1 \tag{3.27}$$

Bu ulaşma yasası; durum değişkeni kayma yüzeyinden uzakta olduğunda, ulaşma hızını arttırır. Bununla birlikte, durum değişkeni yüzeye yakın olduğunda hızını azaltır.

3.2.2.4. Kontrol Yasası

Kontrol yasası aşağıdakileri sağlamalıdır:

1- Ulaşma koşulunu gerçekleştirmelidir.

2- Kayma yüzeyine hızlı ulaşmayı sağlamalı ve kesintili kontrolün neden olduğu titreşimi azaltmalıdır.

Ulaşma yasası denklemi seçilerek ve (3.11) denklemi dikkate alınarak aşağıdakiler elde edilebilir:

$$S = (\frac{\partial S}{\partial x})^T (A(x,t) + B(x,t)\,u) + \frac{\partial S}{\partial t} = -Q\ sign(S) - KS \tag{3.28}$$

Tam kontrol denklemi yukarıdaki denklemden çıkarılabilir:

$$u = -\ [(\frac{\partial S}{\partial x})^T\ B(x,t)\ ]^{-1} \{(\frac{\partial S}{\partial x})^T\ (A(x,t) + Q\ sign(S) + KS + \frac{\partial S}{\partial t})\} \tag{3.29}$$

Böylece, tam kontrolün iki bölümden oluştuğu söylenebilir:

$$u = u_{eq} + u_{an} \tag{3.30}$$

- İlk bölüm, sistemin kayma yüzeyi üzerindeki davranışını ifade eden eşdeğer kontrolü temsil eder.
- İkinci bölüm ise, sistemin başlangıç anından kayma yüzeyine ulaşana kadar davranışını ifade eder. Bu aşamanın dinamikleri, Q ve K sabitlerinin değerleri değiştirilerek kontrol edilebilir.

3.2.3. Yüksek Dereceli Kayan Kipli Kontrol (HOSMC)

Kayan kipli derecesi kavramı Arie Levant tarafından ortaya atılmıştır [2]. Kayan derece kavramı temel alındığında, kayan kipleri üretmek için sistemlerin görece derecesi 1'den büyük olan çıkış işaretinin türevleri; HOSMC'yi ortaya koyar ve sınır tabakası yaklaşımını kullanmadan titreşimi azaltır.

Birinci dereceden kayan kipli kontrol ile yüksek dereceden kayan kipli kontrol arasındaki en önemli fark, sınırlı zamanda yakınsama farkından kaynaklanır. Birinci dereceden SMC, kontrol kazancının yeterince büyük olması durumunda sınırlı zaman

yakınsaması sağlanırken, HOSMC'de her durumda sınırlı zamanda yakınsama sağlanır.

3.2.3.1. Üstün Burulma Algoritması (STA)

Üstün burulma kontrol, yüksek dereceli kayan kipli kontrol yöntemlerinin en güçlüsüdür. Bu algoritmaya olan ilgi; sürekli kontrol girişi, sınırlı zaman yakınsaması ve bozucu etkileri gidermesinden kaynaklanır [85-87]. Bu algoritma, değişken yapılı sistemlerdeki titreşim sorunundan kaçınmak amacıyla görece derecesi 1 olan sistemler için geliştirilmiştir. İkinci dereceden kayan kipli düzleminde, kayan kip değişkenleri orjin etrafında burulma ile tanımlanırlar. Kontrolün amacı; sistem yörüngesini, kayma yüzeyi $S = \dot{S} = 0$'a sınırlı zamanda ulaştırmaktır. Birinci ve ikinci türevleri alınırsa aşağıdaki denklemler elde edilir.

$$\dot{S} = \frac{\partial S}{\partial t} + \frac{\partial S}{dx}(A(x,t) + B(x,t)u) \tag{3.31}$$

$$\ddot{S} = \underbrace{\frac{\partial \dot{S}}{\partial t} + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x}(A(x,t) + B(x,t)u)}_{\rho} + \underbrace{\frac{\partial \dot{S}}{\partial u}}_{\gamma}\dot{u} = \rho(x,t) + \gamma(x,t)\,\dot{u} \tag{3.32}$$

$\rho(x,t)$ ve $\gamma(x,t)$ sınırlı fonksiyonlardır ve Denklem (3.32)'deki belirli sınırlara sahiptir.

$$\begin{cases} |\rho(x,t)| \le \phi > 0 \\ 0 < \Gamma_{min} < |\gamma(x,t)| < \Gamma_{max} \end{cases} \tag{3.33}$$

Burada ϕ, Γ_{min} ve Γ_{max}; sabit belirli üst ve alt sınırlardır. Bu sınırlar, kontrolda dayanıklılık özelliğinin kaybedilmemesi için yeterince büyük seçilmelidir.

Kontrol yasası iki bileşenden oluşur. Birinci bileşen u_1; ayrık bir zaman türev fonksiyonu içerirken, ikinci bileşen u_2; kayan değişkenin sürekli bir fonksiyonunu temsil eder. Üstün burulma algoritmasının kontrol yasası, aşağıdaki şekilde verilmektedir:

$$u = u_1 + u_2 = \; k_1|S|^{\frac{1}{2}} sign\,(S) + k_2 \int_0^t sign\,(S)\,dt \tag{3.34}$$

SMC yöntemlerinde, kayan kipli değişken ve türevlerinin sıfır değerine ulaşması için ulaşma zamanı kavramı vardır. Yakınsama zamanı, kayan kipli değişkeni olarak seçilen kontrol hatasının değerinin sıfıra eşitlendiği süredir ve yaklaşık olarak

hesaplanır. Bu hesaplama sayesinde, sistem modeline göre, dinamik cevap hızı hakkında yorum yapılır. HOSMC yöntemlerinde ise yakınsama zamanı kavramı yerine sınırlı zaman yakınsaması kavramı kullanılır. Diferansiyel geometri yöntemlerine göre kontrol kazançları, sınırlı zaman yakınsama süresinin yaklaşık kestirilmesi için, aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$\begin{cases} k_2 > \frac{\phi}{\Gamma_{min}} \\ k_1^2 \geq \frac{4\phi \quad \Gamma_{max}(k_2+\phi)}{{\Gamma_{min}}^2 \ \Gamma_{min}\ (k_2-\phi)} \end{cases} \tag{3.35}$$

Burada $k_1,\ k_2 > 0$, kazanç değerleridir. Genel olarak, k_1 kazancı sistem yanıtında daha etkilidir, ancak k_2'nin kararlı durum kesinliği üzerinde açık bir etkisi vardır ve her iki kazancın da titreşim sorununu azaltmada etkisi vardır.

3.2.3.2. Üstün Burulma Algoritması Kararlılık Analizi

HOSMC algoritmalarında kararlılık analizi için Laypunov fonksiyonlarını önermede zorluklar olduğundan, kararlılık analizi, karesel Lyapunov fonksiyonlar yoluyla, geometrik yöntemlere dayanmaktadır [88,89]. Lyapunov'a dayalı analiz için; kontrol yasası denklemi (3.36), denklem (3.37)'deki gibi bir diferansiyel denklem sistemi olarak yazılabilir.

$$\begin{cases} u = k_1|S|^{\frac{1}{2}} sign\,(S) + u_2 \\ \dot{u_2} = k_2\ sign\,(S) \end{cases} \tag{3.36}$$

$$\begin{cases} \dot{x_1} = k_1|x_1|^{\frac{1}{2}} sign\,(x_1) + x_2 + \varrho_1(x,t) \\ \dot{x_2} = k_2\ sign\,(x_1) + \varrho_2(x,t) \end{cases} \tag{3.37}$$

Burada, $\varrho_1(x,t)$ ve $\varrho_2(x,t)$ bilinen ve bilinmeyen bozucu etkilerdir ve sıfır olarak kabul edilirler.

$$V(x) = 2\ k_2|x_1| + \frac{1}{2}{x_2}^2 + \frac{1}{2}(k_1\ |x_1|^{\frac{1}{2}}\ sign(x_1) - x_2)^2 \tag{3.38}$$

Önerilen Lyapunov fonksiyonu karesel bir form olarak yazılabilir.

$$V(x) = \xi^T P\ \xi \tag{3.39}$$

Burada: $\xi^T = [|x_1|^{\frac{1}{2}} sign(x_1),\ x_2\ ],\ P = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 4k_2 + {k_1}^2 & -k_1 \\ -k_1 & 2 \end{bmatrix}$

Lyapunov tabanlı aday fonksiyonun türevi alınırsa, Denklem (3.40) elde edilir.

$$V = -\frac{1}{|x_1|^{\frac{1}{2}}}\xi^T Q\ \xi \leq\ -\frac{1}{|x_1|^{\frac{1}{2}}}\ \lambda_{min}\ \{Q\} \tag{3.40}$$

Burada Q matrisi Denklem (3.41)'e eşittir.

$$Q = \frac{k_1}{2}\begin{bmatrix} 2k_2 + {k_1}^2 & -k_1 \\ -k_1 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.41}$$

$Q > 0$ ise V negatif tanımlıdır.

$$v(t) = \left(v_0^{\frac{1}{2}} - \frac{\gamma}{2}\ t_r\right)^2 \tag{3.42}$$

Burada γ , k_1'e bağlı sabit bir sayıdır.

Başlangıç şartları düşünülürse, yakınsama süresi (3.42) ve (3.43) denklemleri ile tahmin edilir.

$$t_r = \frac{2V^{1/2}}{\gamma} \tag{3.43}$$

3.3. Önerilen HFSTSMC Hibrit Kontrol

Her iki denetleyicinin (SMC, FLC) avantajlarından yararlanmak, dezavantajlarını azaltmak ve aşağıdaki avantajların elde edilmesi için hibrit denetleyici tasarlanmıştır.

- Geçici durumlarda yüksek dinamik tepki.
- Kararlı durumlarda çok düşük titreşim.
- İç ve dış bozuculara karşı yüksek dayanıklılık.

3.3.1. Önerilen HFSTSMC Hibrit Denetleyicinin Yapısı

Kayan kipli denetleyici tasarımında, anahtarlama kazanç değeri büyük öneme sahiptir. Çünkü büyük kazanç değeri; sistemin tepkisini ve belirsiz bozukluklara karşı dayanıklılığını arttırır ama kararlı durumdaki titreşim büyüktür. Tam tersine, küçük

kazanç değeri ise sistemin tepki hızını ve dayanıklılığını azaltır ama kararlı durumdaki titreşim küçüktür.

Giriş bölümünde hibrit kontrol konusunda literatürde sunulan araştırmaların ikinci grubu; kazanç değerini ayarlamak için bulanık mantığı kullanmıştır ancak, bu yöntemde kazanç değerleri, sabit değerler ve sınırlı bir değişim ile doğrudan FLC'den elde edilmiştir.

Dördüncü grup ise; bulanık mantık yaklaşımını, bir bulanık mantık denetleyici ve bir bulanık gözetmen denetleyici tasarlamak için kullanmıştır. Bulanık gözetmen denetleyici, her iki denetleyici için katılım oranını belirlemiştir (kayan kipli denetleyici geçici durumlarda ve bulanık mantık denetleyici kararlı durumlarda çalışır). Fakat bu yöntem, tasarım ve pratik uygulama açısından kullanılan denetleyicinin karmaşıklığını büyük ölçüde arttırmıştır.

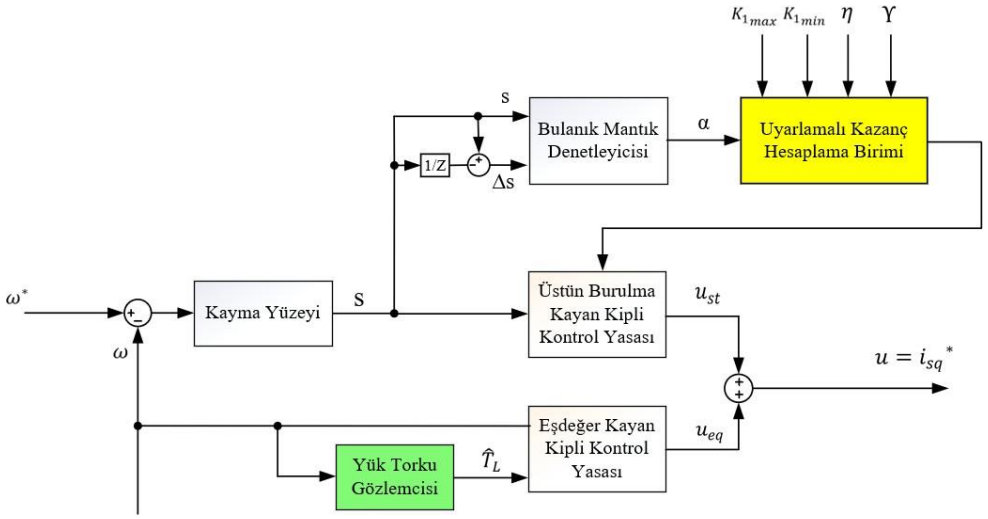
Önerilen hibrit denetleyici, temel olarak kayan kipli denetleyiciye dayanılarak tasarlanmıştır. Bulanık mantık denetleyicisi ise, sisteme yüksek dinamik performansı sağlamak için hem geçici hem de kararlı hal durumlarında, sistemin durumuna göre kazanç değerini ayarlamak için bir gözetmen denetleyici olarak kullanılmıştır.

Önerilen hibrit denetleyici, kayan kipli denetleyicinin avantajlarını elde etmiş ve kazanç değerlerinin kabaca ayarlanması ve titreşim sorunu dezavantajları ortadan kaldırılmıştır. Avantajlar aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- İyi kararlık durumu (küçük kazanç değeri).
- Hızlı geçici durum (büyük kazanç değeri).
- İç ve dış bozuculara karşı yüksek dayanıklılık (büyük kazanç değeri).

Şekil 3.14'de, motor hızını kontrol etmek için önerilen hibrit denetleyicinin yapısı ve üstün burulma kayan kipli denetleyici ile bulanık mantık denetleyiciden oluşturulması gösterilmektedir.

Bulanık mantık denetleyici, üstün burulma kayan kipli denetleyici için $\tilde{k}_1$, $\tilde{k}_2$ uyarlanabilir kazançlarının değerini ayarlar. Bu kazançlar, geçici ve kararlı hal durumlarında sistemin performansı üzerinde ve daha da önemlisi, kayma yüzeyi ve orijin noktası etrafında kontrol edilen durum değişkeninin (Hız) salınımı üzerinde en büyük etkiye sahiptirler.



Şekil 3.14 Önerilen hibrit denetleyici yapısının blok şeması.

Kazanç değeri $\tilde{k}_1$, sistemin durumuna göre ayarlanır. Sürüklenme sorunları oluşmadan sistemin yüksek dinamik tepkisini ve dayanıklılığını sağlayan büyük bir $k_{1_{max}}$ değeri ve kararlı durumda minimum salınımı belirleyen küçük bir $k_{1_{min}}$ değeri seçilir. Sonra seçilen bu iki değer, bulanık mantık denetleyicisinin çıktısını temsil eden katılım oranı α ile belirli oranlara göre çarpılır. Böylece $\tilde{k}_1$ uyarlanabilir değeri, aşağıdaki denklem ile hesaplanır.

$$\tilde{k}_1 = \alpha \,.\, k_{1_{max}} + (1-\alpha)\, k_{1_{min}} \tag{3.44}$$

Bulanık mantık denetleyici girişlerinin değerleri $(S,\ \Delta S)$ büyük olduğunda (geçici durumu), Bulanık mantık denetleyici çıkışının (katılım oranı) değeri $(\alpha \approx 1)$ haline gelmektedir. Böylece kazanç $\tilde{k}_1$; $k_{1_{max}}$ kazancının büyük bir oranı ve $k_{1_{min}}$ kazancının küçük bir oranından elde edilir. Ancak girişler $(S,\ \Delta S)$ değerlerinin küçük olması durumunda, katılım oranı küçük olacaktır ve $\tilde{k}_1$; $k_{1_{min}}$ 'in büyük bir oranı ve $k_{1_{max}}$'ın küçük bir oranı tarafından elde edilir.

$\tilde{k}_2$ kazancının ayarlanması için, katılım oranına ters değeri alınır (kazanç k_2, sistemin dinamik yanıtı üzerinde bir etkiye sahiptir, ancak en büyük etki kararlı durum doğruluğu üzerindedir). Bu nedenle, $\tilde{k}_2$, geçici durumlarda, kararlı duruma daha hızlı ulaşmak için hızın tepkisindeki aşmayı önlemek için düşük bir değer alır. $\tilde{k}_2$ uyarlanabilir değeri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\tilde{k}_2 = \eta\,(1-\alpha) \tag{3.45}$$

Burada, η pozitif sabittir. Kararlı durumda titreşimsiz izleme doğruluğu sağlaması için seçilir.

Titreşimi mümkün olduğunca azaltmak ve önerilen denetleyici için yüksek performans elde etmek için "Signum" fonksiyonu yerine kullanılan "Sigmoid" fonksiyonunda β değeri katılım oranına ters değer ile ayarlanmıştır. Bu sayede geçici durumlarda, ($\beta \approx 0$) olur ve sistemin dayanıklılığını artırmak için "Sigmoid" fonksiyonu "Signum" fonksiyonuna dönüşür.

$$\beta = \gamma\,(1-\alpha) \quad ;\ \gamma > 0 \tag{3.46}$$

$$Sigmoid\ (S) = \frac{S}{(|S|+\beta)} \tag{3.47}$$

3.3.2. Gözetmen Bulanık Mantık Denetleyicisi Yapısı

Bulanık gözetmen, önerilen hibrit denetleyici karmaşıklığından kaçınmak ve gerekli özellikleri elde etmek için basit bir şekilde tasarlanmıştır.

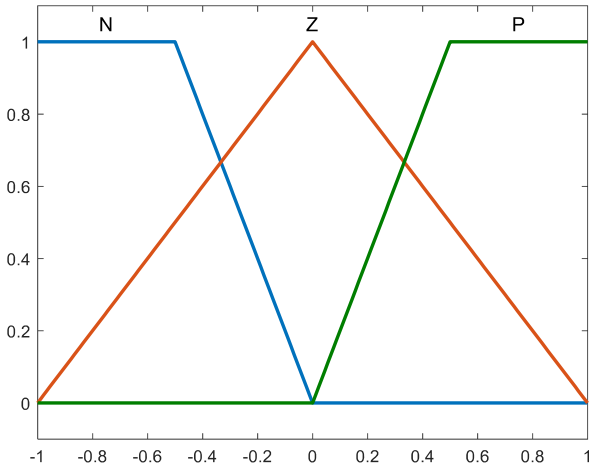
İlk olarak girişler, iki giriş ($S,\ \Delta S$) ve tek çıkış (katılım oranı α) olarak belirlenir. Sonra girişler için üçgen ve trapezoidal şeklinde (Negatif N, Pozitif P ve Sıfır Z) üç üyelik fonksiyonu seçilir. Giriş üyelik fonksiyonlarının matematiksel tanımlaması Denklem (3.48) ve (3.49) ile verilmektedir.

$$\begin{cases} \mu_N(s;-1,-1,-0.5,0) = max\,(min\,(1\,,\frac{0-x}{0+0.5})\,,0) \\ \mu_Z(s;-1,0,1) = ma\,x\,(min\,(\frac{x+1}{0+1}\,,\frac{1-x}{1-0})\,,0) \\ \mu_P(s;0,0.5,1,1) = ma\,x\,(min\,(1\,,\frac{x-0}{0.5-0})\,,0) \end{cases} \tag{3.48}$$

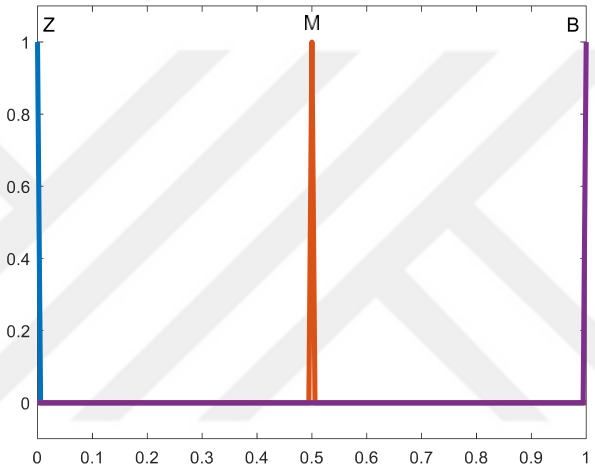
$$\begin{cases} \mu_N(\Delta s;-1,-1,-0.5,0) = max\,(min\,(1\,,\frac{0-x}{0+0.5})\,,0) \\ \mu_Z(\Delta s;-1,0,1) = ma\,x\,(min\,(\frac{x+1}{0+1}\,,\frac{1-x}{1-0})\,,0) \\ \mu_P(\Delta s;0,0.5,1,1) = ma\,x\,(min\,(1\,,\frac{x-0}{0.5-0})\,,0) \end{cases} \tag{3.49}$$

Bulanık gözetmen girdilerine göre üyelik fonksiyonları Şekil 3.15'de gösterilmektedir.

İkincisi; çıkışın değerini hesaplamak için Sugeno yöntemi seçilir ve çıkış üyelik fonksiyonu sabitler (sıfır (Z=0), orta (M=0.5) ve büyük (B=1)) olarak tanımlanmaktadır. α çıktısını tanımlayan üyelik fonksiyonu Şekil 3.16'da gösterilmektedir.



Şekil 3.15 S ve ΔS için Bulanık Giriş üyelik fonksiyonu.



Şekil 3.16 α çıktısını tanımlayan üyelik fonksiyonu.

Ardından, bulanık kümelerle dilsel If-Then kuralı tanıtılır. Önerilen bulanık gözetmenin, iki girişi $(S,\ \Delta S)$ vardır ve her girişin üç üyelik fonksiyonu olduğu durumlarda, dokuz olası kural (3×3) şu şekilde ifade edilebilir:

IF 's' is N AND 'Δs' is N THEN 'α' is B
IF 's' is N AND 'Δs' is Z THEN 'α' is M
IF 's' is N AND 'Δs' is P THEN 'α' is B
IF 's' is Z AND 'Δs' is N THEN 'α' is M
IF 's' is Z AND 'Δs' is Z THEN 'α' is Z
IF 's' is Z AND 'Δs' is P THEN 'α' is M
IF 's' is P AND 'Δs' is N THEN 'α' is B
IF 's' is P AND 'Δs' is Z THEN 'α' is M
IF 's' is P AND 'Δs' is P THEN 'α' is B

Son adım; durulaştırma kullanılarak, bulanık gözetmenden gerçek bir çıktı elde etmektir. Çıkış değeri α aşağıdaki formülde olduğu gibi; denetleyici toplam çıkışı, dokuz kuralın doğrulama derecelerinin toplamına bölünmesiyle, Ağırlık Ortalaması (WA) yöntemi izlenerek elde edilir:

$$\alpha = \frac{\sum_{i=1}^{9} \mu_i \, \alpha}{\sum_{i=1}^{9} \mu_i} \tag{3.50}$$

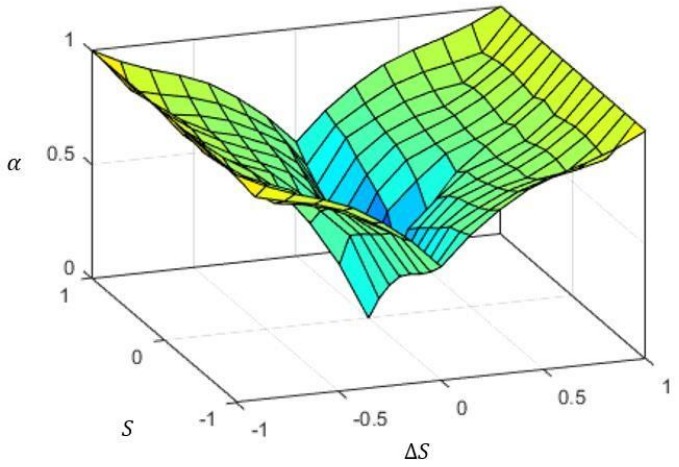
Şekil 3.17, giriş değişiklikleri $(S,\ \Delta S)$ açısından katılım oranı α değişikliklerinin (Bulanık mantık denetleyici çıkışı) temsil edildiği yüzeyi göstermektedir.

Birinci dereceden kayan kipli denetleyici için ayrık kontrol yasasında sunulan deneysel kontrol katsayıları Q ve K, titreşim sorununu azaltmak için büyük öneme sahiptir. Ancak ayrık kontrol yasasının ikinci terimi K, geçici durumlarda büyük bir değere sahip olan kayma fonksiyonu (S) ile çarpılır. Kayma fonksiyonu, sabit durumda yaklaşık sıfıra eşit olur. Bu nedenle, anahtarlama kazancı Q, sistemin performansı üzerinde en büyük etkiye ve titreşim sorununda azalmaya sahiptir. Böylece, anahtarlama kazancının değişken değerlerinde ayrık kontrol yasasını ifade eden denklem aşağıdaki gibi verilir:

$$u_{an} = \tilde{Q} sign(S) + KS \tag{3.51}$$

Uyarlanabilir kazanç $\hat{Q}$, aşağıdaki denklemde olduğu gibi, bir üstün burulma kayan kipli denetleyicideki $\tilde{k}_1$ uyarlanabilir kazanca benzer şekilde elde edilir:

$$\tilde{Q} = \alpha \, . \, Q_{max} + (1 - \alpha) \, Q_{min} \tag{3.52}$$



Şekil 3.17 Bulanık gözetmenin kontrol yüzeyi.

3.4. Asenkron Motorun Kayan Kipli Hız Kontrolü Yasasının Türetilmesi

3.4.1. Birinci Dereceden Kayan Kipli Kontrol

Alan yönlendirmeli kontrole dayalı kayan kipli hız kontrol yasasını türetmek için, asenkron motorun mekanik denklemi şu şekilde tanımlanır:

$$T_{em} - T_L = J\frac{d\omega}{dt} + F\omega \Rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}T_{em} - \frac{F}{J}\omega - \frac{1}{J}T_L \tag{3.53}$$

$$T_{em} = \frac{3}{2}\frac{PL_m}{L_r}\Phi_{rd} i^*_{sq} = K_t i^*_{sq} \tag{3.54}$$

Burada, i^*_{sq}: referans stator akımının q bileşenidir.

Yük momenti T_L ve referans hızın sabit olduğu varsayılarak, Denklem (3.53)'ün türevi alınırsa,

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} = \frac{1}{J}\frac{dT_{em}}{dt} - \frac{F}{J}\frac{d\omega}{dt} \tag{3.55}$$

olur.

Hız hatası ile birinci ve ikinci türevi şu şekilde tanımlanır:

$$\begin{cases} e = \omega^* - \omega \\ \frac{de}{dt} = -\frac{d\omega}{dt} \\ \frac{d^2e}{dt^2} = -\frac{d^2\omega}{dt^2} = -\frac{1}{J}\frac{dT_{em}}{dt} - \frac{F}{J}\frac{de}{dt} = -\frac{1}{J}K_t \underbrace{u_{eq}} - \frac{F}{J}\frac{de}{dt} \end{cases} \tag{3.56}$$

Burada, $u_{eq} = \frac{di^*_{sq}}{dt}$ 'dır.

Denklem (3.56), durum denklemi kullanılarak temsil edilebilir:

$$\begin{bmatrix} \frac{de}{dt} \\ \frac{d^2e}{dt^2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \frac{de}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_t}{J} \end{bmatrix} u_{eq} \tag{3.57}$$

Kayma yüzeyi aşağıdaki gibi seçilir.

$$S = \frac{de}{dt} + \lambda e \tag{3.58}$$

$$dt$$

Denklem (3.10)'da verilen koşullar dikkate alınarak;

$$\frac{dS}{dt} = \frac{d^2e}{dt^2} + \lambda \frac{de}{dt} \tag{3.59}$$

$$\frac{dS}{dt} = -\frac{1}{J} K_t \, u_{eq} - \frac{F}{J} \frac{de}{dt} + \lambda \frac{de}{dt} = 0 \tag{3.60}$$

yazılır.

Denklem (3.60)'dan, eşdeğer kontrol u_{eq} aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$u_{eq} = \frac{1}{K_t} (J\lambda - F) \frac{de}{dt} \tag{3.61}$$

Birinci dereceden kayan kiplinin ayrık kontrol yasası, Denklem (3.62)'deki gibi verilir:

$$u_{an} = Q \; sign(S) + KS \tag{3.62}$$

Tam kontrol denklemi, aşağıdaki gibi olacaktır.

$$u = \frac{1}{K_t} (J\lambda - F) \frac{de}{dt} + Q \; sign(S) + KS \tag{3.63}$$

Birinci dereceden kayan kipli denetleyicinin kararlılığını sağlamak için Lyapunov kararlılık kriteri kullanılmıştır. Lyapunov fonksiyonu Denklem (3.64)'deki gibi tanımlanır:

$$V = \frac{1}{2} S^2 \tag{3.64}$$

Sistem kararlılığı koşulu $S\,S < 0$ 'dır. Denklem (3.64)'ün türevi alınarak,

$$V = S \frac{dS}{dt} \tag{3.65}$$

elde edilir.

(3.66) denklemi, (3.60) ve (3.62) denklemlerinden aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{dS}{dt} = -\frac{Q}{J} sign(S) - (\frac{K}{J}) S \tag{3.66}$$

$$S\frac{dS}{dt} = -S\left(\frac{Q}{J}\right) sign\ (S) - \left(\frac{K}{J}\right) S = -\left(\frac{Q}{J}\right) |S| - \left(\frac{K}{J}\right) S^2 < 0 \quad (3.67)$$

Denklem (3.67), $S\ S < 0$ şartını sağlamak ve kayan kipli kontrolün başarılı bir şekilde gerçekleşmesini garanti etmek için Q ve K'nın sıfırdan büyük sabitler olması gerektiğini gösterir.

Bir kayan kipli denetleyici tasarlanırken ve deneysel sabitler Q ve K belirlenirken, sistemde meydana gelebilecek iç (Δp) ve dış (Δd) bozucular dikkate alınmalıdır. Denklem (3.60)'dan;

$$\frac{dS}{dt} = \lambda\frac{de}{dt} - \frac{F}{J}\frac{de}{dt} + \Delta p\frac{de}{dt} - \frac{1}{J}K_t\, u + \Delta d \quad (3.68)$$

elde edilir.

Denklem (3.62)'den, u değeri son denkleme eklenerek,

$$\frac{dS}{dt} = -\frac{Q}{J} sign(S) - \left(\frac{K}{J}\right) S + \Delta p\ \frac{de}{dt} + \Delta d \quad (3.69)$$

elde edilir.

$$Q + K > J\left(|\Delta p|_{max}\ \left|\frac{de}{dt}\right|_{max} + |\Delta d|_{max}\right) \quad (3.70)$$

Denklem (3.70), bir sistemin Δp ve Δd bozucularından etkilenmemesi için, kazançların tasarımının yukardaki koşulu karşılaması gerektiğini gösterir.

Sistemin kararlılığı aşağıdaki gibi $S\ S < 0$ kullanılarak doğrulanır:

$$S\frac{dS}{dt} = -\left(\frac{Q}{J}\right)|S| - \left(\frac{K}{J}\right)|S| + S\,\Delta p\ \frac{de}{dt} + \Delta d) < 0 \quad (3.71)$$

Son denklem, Q ve K tasarımının yeterince büyük olması durumunda, $S\ S < 0$ kararlılık koşulunun sağlanmasının garanti edilebildiğini göstermektedir.

3.4.2. Üstün Burulma Kayan Kipli Kontrol

Üstün burulma kayan kipli hız kontrol yasası; eşdeğer kontrol ile üstün burulma kontrolün birleştirilmesiyle tasarlanmaktadır.

Denklem (3.9)'dan, kayma yüzeyinin tasarımını aşağıdaki gibi basitleştirmek için n=1 seçilir.

$$\begin{cases} S = e = \omega^* - \omega \\ \frac{dS}{dt} = -\frac{d\omega}{dt} = -\frac{1}{J}K_t\ u_{eq} + \frac{F}{J}\omega + \frac{1}{J}T_L \end{cases} \quad (3.72)$$

Denklem (3.10)'da verilen koşullar dikkate alınarak;

$$\frac{dS}{dt} = -\frac{1}{J}K_t\, u_{eq} + \frac{F}{J}\omega + \frac{1}{J}T_L = 0 \quad (3.73)$$

$$u_{eq} = K_t{}^{-1}(F\omega + T_L) \quad (3.74)$$

yazılır.

Üstün burulma kontrol yasası aşağıdaki şekilde gösterilir;

$$u_{st} = k_1|S|^{\frac{1}{2}} sign\,(S) + k_2 \int_0^t sign\,(S)\, dt \quad (3.75)$$

k_1 ve k_2'nin alt sınırlarını belirlemek için öncelikle kayma yüzeyinin ikinci türevi alınarak ve Denklem (3.76) ile karşılaştırılarak pozitif değerler ϕ , Γ_{min} ve Γ_{max} hesaplanır:

$$\frac{dS}{dt} = \rho(\mathrm{x}, t) + \gamma(\mathrm{x}, t)\ \frac{du}{dt} \quad (3.76)$$

$$\frac{d^2S}{dt^2} = \frac{F}{J}\frac{d\omega}{dt} - \frac{1}{J}K_t\frac{du}{dt} \quad (3.77)$$

$$\left|\frac{F}{J}\frac{d\omega}{dt}\right| \le \phi\ ,\ 0 < \Gamma_{min} \le \frac{K_t}{J} \le \Gamma_{max} \quad (3.78)$$

Sonlu bir zaman yakınsaması için yeterli koşullar Denklem (3.35)'de verilmiştir.

3.4.3. Önerilen HFSTSMC Hibrit Bulanık Üstün Burulma Kayan Kipli Kontrol

(3.44), (3.45), (3.74) ve (3.75) denklemlerine dayanılarak önerilen hibrit tam kontrol denklemi aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$u = K_t^{-1}(F\omega + T_L) + (\alpha\,.\,k_{1_{max}} + (1-\alpha)\,k_{1_{min}})|S|^{\frac{1}{2}}\, sign\,(S)$$

$$+ \int \eta\,(1-\alpha)\, sign\,(S)\, dt \quad (3.79)$$

Önerilen denetleyicinin kararlılığını sağlamak için, Lyapunov kararlılık kriteri kullanılmaktadır. Sistem kararlılığı koşulu $V = S\,S < 0$ 'dır.

$$V = S\,\frac{dS}{dt} \tag{3.80}$$

$$V = S\,(-\frac{1}{J}K_t\,u + \frac{F}{J}\omega + \frac{1}{J}T_L) \tag{3.81}$$

$$V = S\,[-\frac{F}{J}\omega - \frac{1}{J}T_L - \frac{1}{J}K_t\,((\alpha\,.\,k_{1_{max}} + (1-\alpha)\,k_{1_{min}})|S|^{\frac{1}{2}}\,sign\,(S) + \int \eta\,(1 - \alpha)\,sign\,(S)\,dt) + \frac{F}{J}\omega + \frac{1}{J}T_L] \tag{3.82}$$

$$V = S\,[-\frac{1}{J}K_t\,((\alpha\,.\,k_{1_{max}} + (1-\alpha)\,k_{1_{min}})|S|^{\frac{1}{2}}\,sign\,(S) + \int \eta\,(1 - \alpha)\,sign\,(S)\,dt)] \tag{3.83}$$

$$V = -\frac{1}{J}K_t\,((\alpha\,.\,k_{1_{max}} + (1-\alpha)\,k_{1_{min}})|S|^{\frac{3}{2}} + |S| \int \eta\,(1-\alpha)dt) \tag{3.84}$$

$$V < -\frac{1}{J}K_t\,((\alpha\,.\,k_{1_{max}} + k_{1_{min}} - \alpha\,k_{1_{min}})|S|^{\frac{3}{2}} + |S| \int \eta\,(1-\alpha)dt) \tag{3.85}$$

(3.85) denkleminden ve yukarıdakilere dayanılarak, aşağıdakiler tanımlanabilir:

- α değeri şu eşitsizlik ile belirlenir: $0 < \alpha \leq 1$
- $\eta > 0$ olduğundan, ikinci terim şu şekilde tanımlanır: $\eta\,(1-\alpha) \geq 0$
- $k_{1_{max}} > k_{1_{min}}$ varsayarak, $\alpha\;\; k_{1_{max}} > \alpha\; k_{1_{min}}$ olur.

Bu nedenle; $k_{1_{max}}, k_{1_{min}}, \eta > 0$, şartları sağlandığı sürece, aşağıdaki formül garanti edilebilmektedir.

$$V < -\frac{1}{J}K_t(\alpha\,.\,k_{1_{max}} + k_{1_{min}} - \alpha\,k_{1_{min}})|S|^{\frac{3}{2}} - \frac{1}{J}K_t\,|S| \int \eta\,(1-\alpha)dt < 0 \tag{3.86}$$

4. ÖNERİLEN AGSTSMO UYARLANABİLİR KAZANÇ ÜSTÜN BURULMA KAYAN KİPLİ HIZ GÖZLEMCİSİ TASARIMI

4.1. Giriş

Geleneksel vektör kontrolü asenkron makinede iyi kontrol performansı sunar ancak, rotor akı bilgisini elde etmek için genellikle makinede ek sensörler gereklidir. Bu, sürücü sisteminin maliyetini ve karmaşıklığını artırır. Makinede sensör kullanmaktan kaçınmak amacıyla, rotor akısını ve rotor hızını tahmin etmek için birçok farklı algoritma önerilmiştir. Bu yöntemlerden yüksek frekanslı bir akı dalgası, rotor konumuna bağlı bir stator akımı bileşeninin üretildiği bir test sinyali olarak statora enjekte edilir [90]. Bu yöntemler ya ilave donanım ya da özel olarak yapılmış makineler gerektirir ve bu nedenle standart bir asenkron motor doğrudan kullanılamaz. Diğer yöntemler, akıların ve hızın tahmini için makine akımlarını ve gerilimlerini kullanır ve herhangi bir asenkron makinesine daha kolay uygulanabilir.

Makine modeli tabanlı yöntemler, yüksek ve orta hızlarda doğru ve sağlam hız tahmini sağlar. Bununla birlikte, hassasiyetleri ve dayanıklılıkları, sürücü sisteminin çok düşük ve sıfır hızda iyi çalışması için motor modelinin doğruluğuna dayanmaktadır.

Asenkron makine için akı ve hız kestiriminin ortak sorunları, aşağıda kısaca belirtmiştir.

- Parametre duyarlılığı: sensörsüz sürücü sistemleri için en önemli sorunlardan biri, motor parametreleri hakkında yetersiz bilgi olmasıdır. Asenkron motorun parametreleri arasında stator ve rotor dirençleri, sıcaklığa daha duyarlı olduğu için diğer parametrelere göre daha önemli rol oynar. Doğru stator direnci (R_s) bilgisi, çalışma bölgesini daha düşük hız aralığına doğru genişletmek için önemlidir. Düşük hızlarda indüklenen gerilim düşük olduğundan ve stator direnç düşüşü baskın hale geldiğinden, stator direncinin uyumsuzluğu sistemin kararsızlığına neden olur. Diğer yandan rotor direncinin (R_r) gerçek değerini

bilmedeki hatalar, hem sistemin kararsızlığına hem de R_r ile orantılı hız tahmin hatasına neden olabilir.

- İntegralleme işlemi konusu: Topolojilerin birçoğuyla ilgili diğer önemli konu, asenkron makine dinamiklerinden miras alınan integralleme işlemidir. Sistemin durum değişkenlerini hesaplamak için integralleme işleminin yapılmasına ihtiyaç vardır. Ancak, başlangıç değerini önceden ayarlamak ve saf integralleme sürüklenmesini önlemek zordur. Genellikle, bu sorunun üstesinden gelmek için bir integralleme yerine, düşük geçişli bir filtre veya saf integralleme ile küçük değerde negatif geri besleme kullanılmaktadır.

Bu bölümde, çok düşük ve sıfır hızlar dahil olmak üzere geniş bir hız aralığında asenkron motor hızının kesin tahmini için STSMO'ya dayalı bir hız tahmin şeması sunulacaktır. Bu, uyarlanabilir kazanç üstün burulma kayan kipli gözlemcisi (AGSTSMO) tasarımı ile elde edilebilir. Bu kazançlar, Lyapunov teorisinin kararlılık analizine dayalı olarak, uyarlanabilir bir şekilde tasarlanmıştır.

4.2. Asenkron Motorun Dinamik Modeli

Asenkron motorun modeli; aşağıdaki denklemler kullanılarak, durum değişkenleri cinsinden stator akımları ve rotor akıları ile α–β koordinat sisteminde yazılabilir:

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \frac{1}{\sigma L_s}\frac{L_m}{L_r}\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s}\frac{L_m}{L_r}\omega\phi_{r\beta} - \frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}\right)I_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sigma L_s}\frac{L_m}{L_r}\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} - \frac{1}{\sigma L_s}\frac{L_m}{L_r}\omega\phi_{r\alpha} - \frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r}\right)I_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} = -\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} - \omega\phi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r}I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = -\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} + \omega\phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r}I_{\beta s} \end{cases} \quad (4.1)$$

Denklemler (4.1) şu şekilde yeniden formüle edilebilir:

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \Lambda\left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} + \omega\phi_{r\beta} - \frac{1}{T_r}L_m I_{s\alpha}\right) - \varepsilon I_{s\alpha} + \gamma V_{s\alpha} & (a) \\ I_{s\beta} = \Lambda\left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} - \omega\phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}L_m I_{s\beta}\right) - \varepsilon I_{s\beta} + \gamma V_{s\beta} & (b) \\ \phi_{r\alpha} = -\left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} + \omega\phi_{r\beta} - \frac{1}{T_r}L_m I_{s\alpha}\right) & (c) \\ \phi_{r\beta} = -\left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} - \omega\phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}L_m I_{s\beta}\right) & (d) \end{cases} \quad (4.2)$$

Burada: $\frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r}$, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$, $\Lambda = \frac{\gamma L_m}{L_r}$, $\varepsilon = \frac{R_s}{\sigma L_s}$, $\gamma = \frac{1}{\sigma L_s}$ 'dir.

4.3. Akım Gözlemci Yapısı

Eşdeğer kontrol kavramı; durum yörüngesinin $S = 0$ anahtarlama yüzeyi üzerinde kaldığı, kayma yüzeyindeki SMO'nun dinamiklerini açıklamak için bir yaklaşımdır. Eşdeğer kontrol, durum yörüngesinin kayma yüzeyinde kalması için gerekli bir koşul olan $S = S = 0$ belirtilerek gerçekleştirilebilir.

Kayma yüzeyi şu şekilde tanımlanır:

$$S_n = [S_\alpha \;\; S_\beta]^T \tag{4.3}$$

$$\begin{cases} S_\alpha = \bar{I_s}_\alpha = \hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha} \\ S_\beta = \bar{I}_{s\beta} = \hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta} \end{cases} \tag{4.4}$$

$\hat{I}_{s\alpha}, \hat{I}_{s\beta}$ ve $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ sırasıyla gözlemlenen ve ölçülen stator akım bileşenleridir.

Tahmini hata yörüngeleri kayma yüzeyine ulaştığında ($S_n = 0$), tahmin edilen akımlar ölçülen akımlara yakınsamaktadır ($\hat{I}_{s\alpha} = I_{s\alpha}$ ve $\hat{I}_{s\beta} = I_{s\beta}$).

Denklem (4.2)'den, yeni terimler $H_\alpha$ve H_β şu şekilde bulunabilir:

$$\begin{cases} H_\alpha = \left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} + \omega\phi_{r\beta} - \frac{1}{T_r}L_m I_{s\alpha}\right) \\ H_\beta = \left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} - \omega\phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}L_m I_{s\beta}\right) \end{cases} \tag{4.5}$$

Böylece, $H_\alpha$ve H_β terimleri hem akım hem de akı denklemlerinde karşılıklı bir terim olarak görünmektedir. Bu nedenle, α ve β ekseni arasındaki ortak terimler aynıdır. Bu, karşılıklı terimlerin kayan kipli fonksiyonu ile değiştirilebileceğini gösterir [48]. Sonuç olarak, elde edilen yakınsama üzerine, $\hat{H}_\alpha$ve $\hat{H}_\beta$'nin tahmini, şu şekilde tanımlanabilen kayan kip fonksiyonları ile sağlanabilir.

$$\begin{cases} \Psi_\alpha = \hat{H}_\alpha = \left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} + \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} - \frac{1}{T_r}L_m \hat{I}_{s\alpha}\right) \\ \Psi_\beta = \hat{H}_\beta = \left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} - \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}L_m \hat{I}_{s\beta}\right) \end{cases} \tag{4.6}$$

Sonuç olarak, Denklem (4.2) ve (4.4)'e dayanılarak, akım gözlemcisi aşağıdaki gibi oluşturulur:

$$\begin{cases} \dot{I}_{s\,\alpha} = \boldsymbol{\Lambda}\,\boldsymbol{\Psi}_{\alpha} - \varepsilon\, I_{s\alpha} + \gamma\, V_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} = \boldsymbol{\Lambda}\ \ \boldsymbol{\Psi}_{\beta} - \varepsilon\, I_{s\beta} + \gamma\, V_{s\beta} \end{cases} \tag{4.7}$$

Burada;

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Psi}_{\alpha} = -k_1 |S_{\alpha}|^{\frac{1}{2}}\, sign\,(S_{\alpha}) - k_2 \int sign\,(S_{\alpha}) \\ \boldsymbol{\Psi}_{\beta} = -k_3 |S_{\beta}|^{\frac{1}{2}}\, sign\,(S_{\beta}) - k_4 \int sign\,(S_{\beta}) \end{cases} \tag{4.8}$$

olur.

$k_{j\ (j=1,2,3,4)} > 0$, kayan kipli kontrol yasasının kazançlarını temsil eder. Bu kazançlar, titreşim sınırlandırmada ve gözlemcinin dinamik performansını ve dayanıklılığını iyileştirmede açık bir etkiye sahiptir. Bu nedenle, gözlemcinin dinamik performansını ve dayanıklılığını artıracak şekilde, büyük tasarlanabilir. Ancak, büyük değerler titreşim sorununu artıracaktır.

Bahsedildiği gibi, kontrol yasasının ilk terimi ayrık bir zaman türev fonksiyonudur. Bu nedenle; $k_1$ve k_3 kazançlarının değeri, $k_2$ve k_4 kazançlarına kıyasla daha fazla öneme sahiptir. Genel olarak, k_1 kazancı, dinamik performansı iyileştirmede ve titreşimi sınırlamada daha etkilidir ancak, k_2 kazancının tahmin doğruluğu üzerinde bir önemi vardır.

4.4. Önerilen AGSTSMO Gözlemci için Lyapunov Kararlılık Analizine Dayalı Uyarlanabilir Kazançlar Tasarımı

Önerilen gözlemcinin kararlılığı, akım gözlemcisinin kararlılık analizine dayalı olarak k_1 ve k_3 gözlemci kazançları belirlenerek elde edilir. Önceki açıklamalara dayanılarak, Denklem (4.8) şu şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\Psi}_{\alpha} = -k_1\, u_{\alpha} \\ \boldsymbol{\Psi}_{\beta} = -k_3 u_{\beta} \end{cases} \tag{4.9}$$

İspat: Bir Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki şekilde belirlenir.

$$V = \frac{1}{2} s_n^T\, s_n \tag{4.10}$$

Kararlı bir akım gözlemcisinin şartları, Lyapunov kararlılık teorisine dayalı olarak yerine getirilir. İlk koşul, Lyapunov fonksiyonunun pozitif tanımlı olduğu ve ikinci koşul, negatif bir birinci türevine sahip olduğudur. Yani $V = \frac{1}{2} s_n^T \dot{s}_n < 0$.

$$V = S_\alpha \dot{S}_\alpha + S_\beta \dot{S}_\beta$$

$$\begin{cases} \dot{S}_\alpha = \mathbf{\Lambda}\left(-k_1 u_\alpha - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{T_r} L_m i_{s\alpha}\right) - \varepsilon S_\alpha^2 \\ \dot{S}_\beta = \mathbf{\Lambda}\left(-k_3 u_\beta - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} L_m i_{s\beta}\right) - \varepsilon S_\beta^2 \end{cases} \quad (4.11)$$

Denklem (4.11)'den, εS_α^2ve εS_β^2 terimlerinin negatif tanımlı olduğu gözlemlenebilir.

Buna göre, $\dot{V} < 0$'ı garanti etmek için sonraki iki denklem negatif olmalıdır.

$$\begin{cases} \dot{S}_\alpha \mathbf{\Lambda}\left(-k_1 u_\alpha - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{T_r} L_m i_{s\alpha}\right) < 0 \\ \dot{S}_\beta \mathbf{\Lambda}\left(-k_3 u_\beta - \frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} L_m i_{s\beta}\right) < 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

Denklem (4.12)'den; (4.8) numaralı denklemde temsil edilen anahtarlama fonksiyonlarına göre, (4.3) numaralı denklemde tasarlanan kayma yüzeyinin aşağıdaki durumları alabileceği söylenebilir:

- $\dot{S}_\alpha > 0$ ve $\dot{S}_\beta > 0$
- $\dot{S}_\alpha > 0$ ve $\dot{S}_\beta < 0$
- $\dot{S}_\alpha < 0$ ve $\dot{S}_\beta > 0$
- $\dot{S}_\alpha < 0$ ve $\dot{S}_\beta < 0$

Tersine, kayma yüzeyi sinyallerinin değişimi, Denklem (4.8)'de sunulan $\mathbf{\Psi}_\alpha$ ve $\mathbf{\Psi}_\beta$ 'de bir değişikliğe yol açar. Sonuç olarak bahsedilen dört durumda k_1 ve k_3 değerleri aynı olacak şekilde bulunabilir. Bu nedenle, Denklem (4.12) şu şekilde yeniden biçimlendirilebilir:

$$\begin{cases} \left(\left|-\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{T_r} L_m i_{s\alpha}\right| - \left|k_1 u_\alpha\right|\right) < 0 \\ \left(\left|-\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{T_r} L_m i_{s\beta}\right| - \left|k_3 u_\beta\right|\right) < 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Aşağıdaki eşitsizlikler, k_1 ve k_3 kazançlarının çok büyük pozitif değerler olarak seçilmesiyle elde edilebilir. Sonuç olarak, k_1 ve k_3'ün uyarlanabilir değerleri aşağıdaki gibi tasarlanabilir.

$$\begin{cases} k_1 > \left| -\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{T_r}L_m i_{s\alpha} \right| \\ k_3 > \left| -\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{T_r}L_m i_{s\beta} \right| \end{cases} \tag{4.14}$$

Bununla birlikte, k_1 ve k_3 değerleri, bir sonraki denklemde verilen eşitliği sağlayacak şekilde tasarlanabilir:

$$\begin{cases} \tilde{k}_1 = \lambda + \left| -\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{1}{T_r}L_m i_{s\alpha} \right| \\ \tilde{k}_3 = \lambda + \left| -\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{1}{T_r}L_m i_{s\beta} \right| \end{cases} \tag{4.15}$$

Burada λ pozitif bir değerdir ve yüksek hızlarda çalışırken, (4.14) eşitsizliğini sağlamak üzere seçilmiştir. Son denklemden, kazanç değerlerinin motor hızı ile doğrudan ve etkili bir şekilde ilişkili olduğu görülebilir. Böylece düşük hızlarda kazanç değerleri azalır ve bu da titreşim sorununu büyük ölçüde azaltır.

Kazançların ve titreşimsiz STSMO tasarımının tam olarak uyarlamasını sağlamak için ($\lambda = |\hat{\omega}|$) seçilebilir. Sonuç olarak, düşük hızlarda çalışırken $\tilde{k}_1$ ve $\tilde{k}_3$ kazançlarının değerleri küçüktür ve bu sayede titreşim ortadan kaldırılır. Yüksek hızlarda ise, dayanıklılık ve kararlı performansı elde etmek için kazançların değerleri büyüktür. k_2 ve k_4 değerleri büyük ve sabit değerlerle tasarlanmıştır.

4.5. Akı ve Rotor Hızı Gözlemci Yapısı

Denklem (4.6) ve önceki varsayımlar kullanılarak, rotor akısı aşağıdaki gibi tahmin edilebilir

$$\begin{cases} \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} = -\left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} + \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\beta} - \frac{1}{T_r}L_m i_{s\alpha}\right) \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} = -\left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} - \hat{\omega}\hat{\phi}_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}L_m i_{s\beta}\right) \end{cases} \tag{4.16}$$

Ayrıca, Denklem (4.8) kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\begin{cases} \dot{\hat{\phi}}_{r\alpha} = -\left(-k_1|S_\alpha|^{\frac{1}{2}} sign\,(S_\alpha) - k_2 \int sign\,(S_\alpha)\right) \\ \dot{\hat{\phi}}_{r\beta} = -\left(-k_3|S_\beta|^{\frac{1}{2}} sign\,(S_\beta) - k_4 \int sign\,(S_\beta)\right) \end{cases} \tag{4.17}$$

Birinci dereceden SMO'da şuna dikkat edilmelidir; kayan kipli fonksiyonu $\boldsymbol{\Psi}_{\alpha\beta}$, yüksek frekanslı bileşenler içerir ve rotor hızını hesaplamak için doğrudan

kullanılamaz. Bu nedenle, 'eşdeğer kontrol' kavramı, bir alçak geçiren filtre kullanılarak sürekli bileşeni izole etmek için kullanılır. Böylece filtrenin kesme frekansı ile ilgili faz gecikmesine neden olur. STSMO'da bu sorunlardan kaçınılır. Çünkü kayan kipli fonksiyonu elde etmek için bir alçak geçiren filtre kullanmaya gerek yoktur.

Denklem (4.17)'den görülebileceği gibi, akı tahmini, kayan mod fonksiyonunun sadece bir integrallemesidir.

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{r\alpha} = -\int \boldsymbol{\Psi}_{r\alpha}\, dt \\ \hat{\phi}_{r\beta} = -\int \boldsymbol{\Psi}_{r\beta}\, dt \end{cases} \tag{4.18}$$

Aslında, Denklem (4.18)'de gösterilen saf integralleme, DC offseti ve makine parametrelerinin değişikliği gibi çeşitli hatalardan etkilenir. Dolayısıyla akı tahminini kararsız hale getirir. Bu nedenle, bu sorunun üstesinden gelmek için, alçak geçiren bir filtre veya az miktarda negatif geri besleme içeren saf integralleme yerleştirilir [91].

Bu çalışmada kullanılan integralleme çıktısı şu şekilde ifade edilebilir:

$$\hat{\phi}_{\alpha\beta} = \frac{1}{s+\omega_c}\boldsymbol{\Psi}_{\alpha\beta} + \frac{\omega_c}{s+\omega_c} z \tag{4.19}$$

Burada ω_c kesme frekansıdır ve z bir kazanç sinyalidir.

Daha sonra, Denklem (4.6)'dan $\boldsymbol{\Psi}_{r\alpha}$'yi $\hat{\phi}_{r\beta}$ ve $\boldsymbol{\Psi}_{r\beta}$'yi $\hat{\phi}_{r\alpha}$ ile çarptıktan sonra,

$$\hat{\phi}_{r\beta}\,\boldsymbol{\Psi}_{\alpha} = \left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\beta}\,\hat{\phi}_{r\alpha} + \hat{\omega}\hat{\phi}^2_{r\beta} - \frac{1}{T_r}\frac{L}{m}\hat{\phi}_{r\beta}\,i_{s\alpha}\right) \tag{4.20}$$

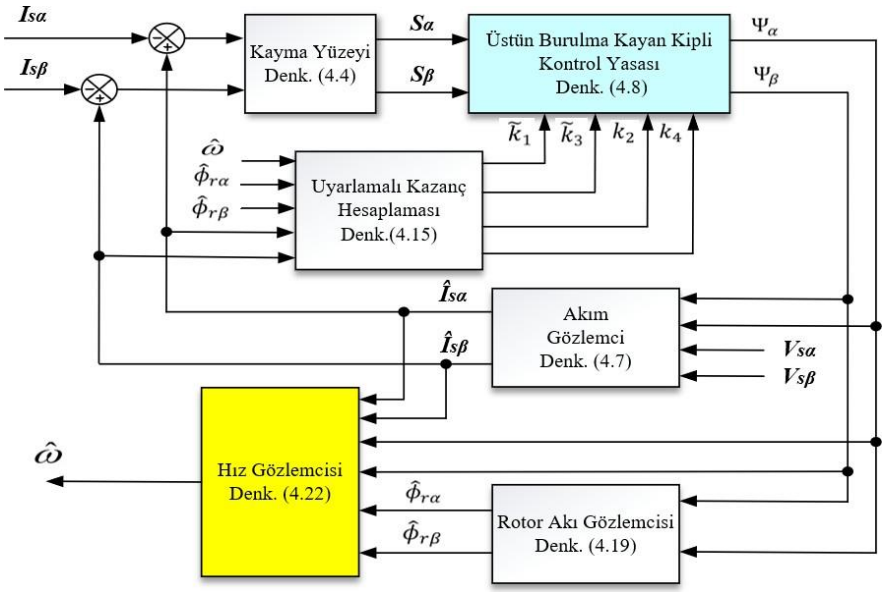
$$\hat{\phi}_{r\alpha}\,\boldsymbol{\Psi}_{\beta} = \left(\frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha}\,\hat{\phi}_{r\beta} - \hat{\omega}\hat{\phi}^2_{r\alpha} - \frac{1}{T_r}\frac{L}{m}\hat{\phi}_{r\alpha}\,i_{s\beta}\right) \tag{4.21}$$

elde edilir.

Denklem (4.20)'den (4.21) çıkarılarak, tahmini hız şu şekilde hesaplanabilir:

$$\hat{\omega} = \frac{\hat{\phi}_{r\beta}\boldsymbol{\Psi}_{\alpha} - \hat{\phi}_{r\alpha}\boldsymbol{\Psi}_{\beta} - \frac{1}{T_r}L_m\left(i_{s\beta}\hat{\phi}_{r\alpha} - i_{s\alpha}\hat{\phi}_{r\beta}\right)}{\hat{\phi}^2_{r\alpha} + \hat{\phi}^2_{r\beta}} \tag{4.22}$$

Hızı yumuşatmak için; hız geri besleme döngüsünde kullanmak üzere, küçük bir kesme frekansına sahip bir alçak geçiren filtre eklenebilir. Stator akımı, rotor akısı ve rotor hızı tahminleri için genel AGSTSMO'nun yapısı Şekil 4.1'de gösterilmektedir.



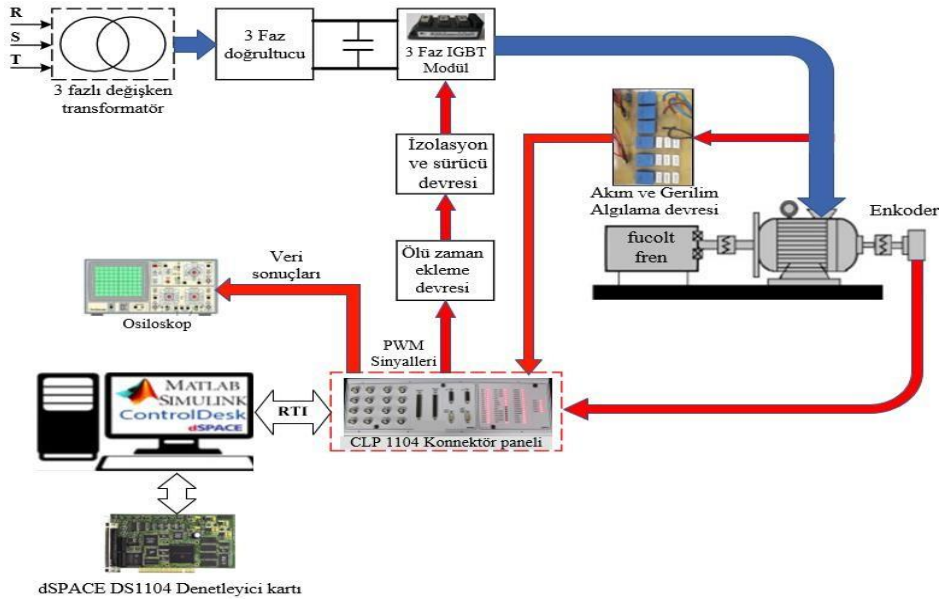
Şekil 4.1 Stator akımı, rotor akısı ve rotor hızı tahminleri için önerilen AGSTSMO'nun şematik diyagramı.

5. SÜRÜCÜ DÜZENEĞİNİN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

5.1. Sistemin Tasarımı

Bu tez çalışmasında önerilen HFSTSMC ve AGSTSMO kontrol şemalarının gerçekleştirilmesi, bulanık mantık kontrol ve vektör dönüşümleri için gerekli hesaplamalar ve PWM işaretlerinin elde edilmesi, oldukça karmaşık süreçleri gerektirmektedir. Bu nedenle, çok hızlı ve işlem yetenekleri güçlü sayısal işaret işlemciler (DSPs) gerektirir. Bu amaca yönelik olarak kontrol sistemlerinin gerçekleştirilmesinde, dSPACE firmasının DS1104 denetleyici kartı kullanılmıştır. Kontrol yapısı, Şekil 5.1'de verilen deneysel sürücü düzeneği yardımı ile gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir.

Akım ve gerilim ölçüm devresinde, motora ait faz akımları ve gerilimler okunarak, DS1104'e aktarılmaktadır. Motor hız bilgisi de hız sensörü ile okunmaktadır. DS1104'de, ADC ve artımlı enkoder arabirimi tarafından alınan bu değerler, istenen değerler ile karşılaştırılarak, IGBT'leri çalıştırmak için gerekli olan anahtarlama sinyalleri üretilir ve sürücü devresinde kullanılarak uyarlanır. Üç faz AC oto trafo gerilimi, DC'ya tam dalga doğrultucu ile dönüştürülmektedir.

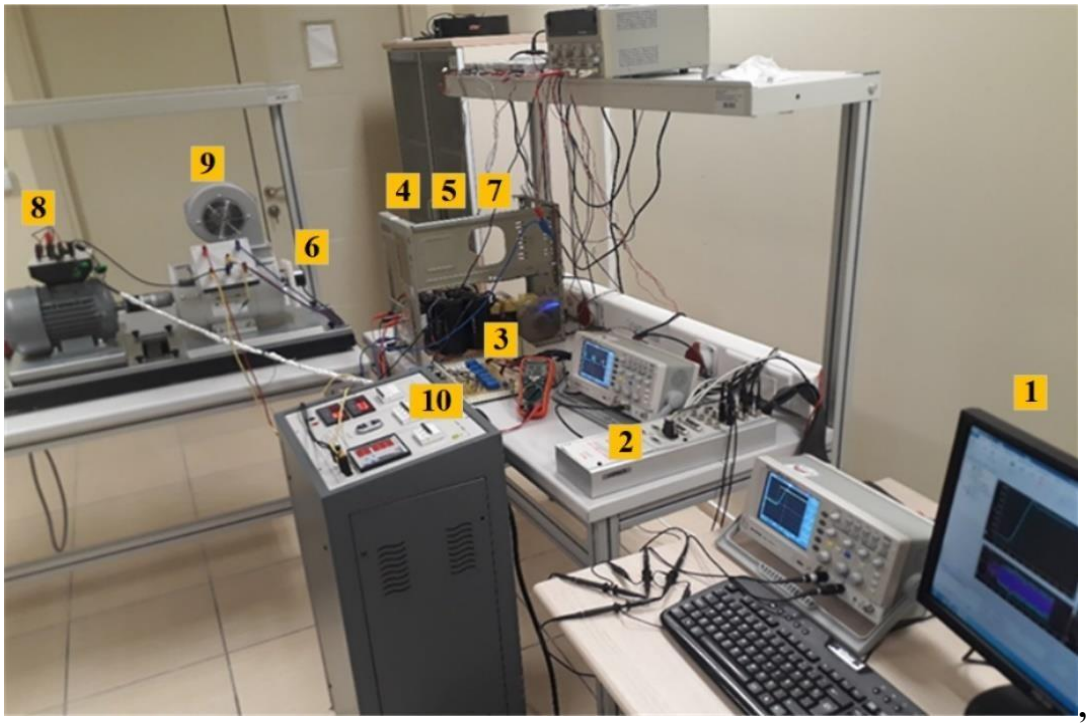


Şekil 5.1 Deneysel düzeneğin blok diyagramı.

Sistemin tasarımında kullanılan donanım elemanları, temel olarak 3 ayrı kısımdan oluşmaktadır.

- Kontrol kısmı:
  1. PC + Control Desk yazılımı
  2. DS1104 denetleyici kartı
- Alçak gerilim kısmı:
  3. Akım-gerilim ölçme devresi
  4. İzolasyon ve sürücü devresi
  5. Ölü zaman devresi
  6. Hız Sensörü
- Güç devresi kısmı:
  7. Doğrultucu, kondansatör ve evirici (3 dual IGBT modüller)
  8. Üç fazlı Asenkron Motor
  9. Elektromanyetik fucolt fren (yük amaçlı)
  10. 3 fazlı değişken transformatör

Deneysel sürücü sisteminin fotoğrafı, Şekil 5.2'de verilmiştir.



Şekil 5.2 Deneysel sürücü sisteminin fotoğrafı.

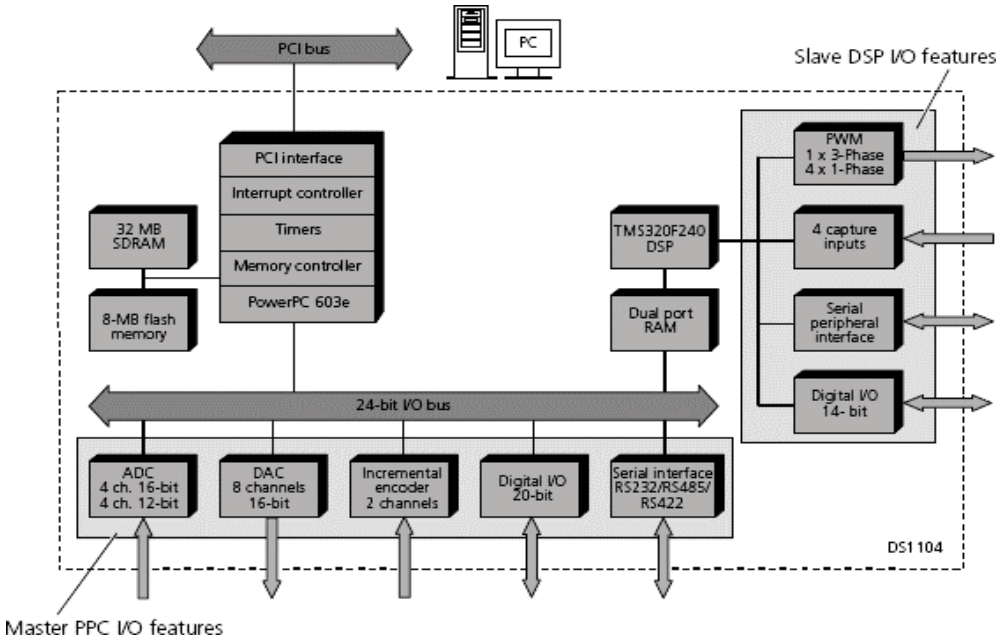
5.2. Denetleyici Kart (DS1104)



Şekil 5.3 DS1104 kontrol kartı.

Bu tez çalışmasında denetleyici kart olarak Şekil 5.3'de verilen DS1104 denetleyici kartı kullanılmıştır.

Kartın blok diyagramı Şekil 5.4'de gösterilmiştir. Kartta;1104 PowerPC603e (250MHz) ve Texas Instruments TMS320F240 (20MHz) olmak üzere iki ayrı işlemci bulunmaktadır. Ana işlemcide 4 adet 16 bit ve 4 adet 12 bit olmak üzere 8 adet analog dijital dönüştürücü, 16 bit 8 kanal dijital analog dönüştürücü ile iki adet artımsal konum ve hız sensör girişi bulunmaktadır. Uydu işlemcide ise dijital giriş/çıkışı ile PWM sinyal üreteci ve seri çevresel arabirim girişi bulunmaktadır.Kullanılan DS1104 denetleyici kartın teknik özellikleri ve blok kütüphaneleri EK-1'de verilmiştir.



Şekil 5.4 DS1104 kontrol kartı blok diyagramı.

5.3. Akım ve Gerilim Sensörleri Devresi



Şekil 5.5 Akım ve gerilim sensör devresinin fotoğrafı.

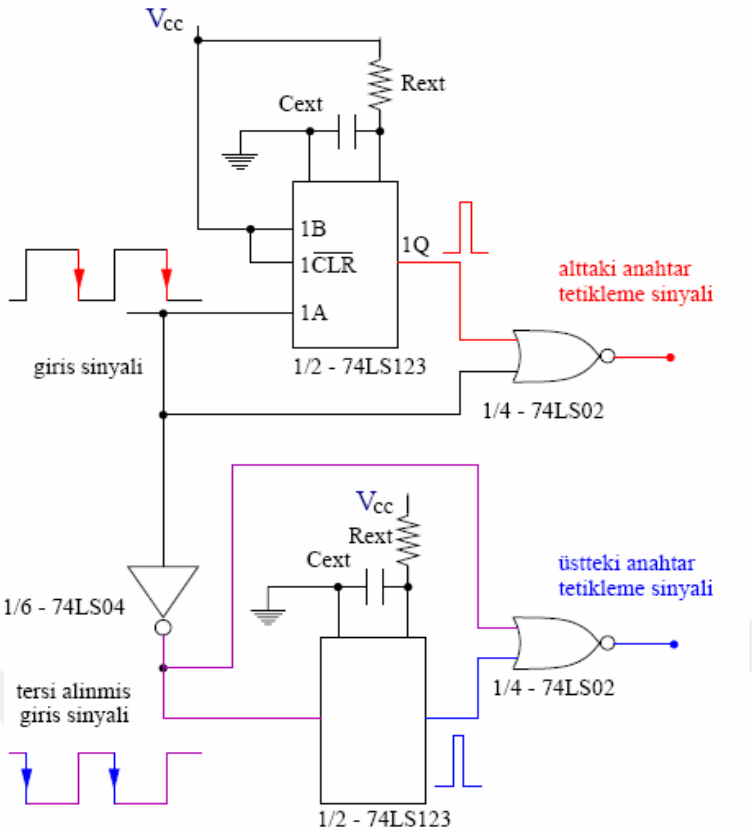
Deneysel çalışmada; akım ve gerilim sensörlerinden alınan analog değerler, denetleyici kartın analog dijital dönüştürücüsü (ADC) kullanılarak, denetleyici karta aktarılır. Akım ve gerilim sensörleri olarak, LEM firmasının üretmiş olduğu LA25 NP akım ve LV25-P gerilim sensörleri kullanılmıştır. Deneysel çalışmalarda kullanılan akım ve gerilim sensörlerinin devresi, Şekil 5.5'de gösterilmektedir. LA25 NP ve LV25-P'ye ait bilgiler Ek-2 ve Ek-3'de verilmiştir.

5.4. Ölü Zaman Oluşturma Devresi

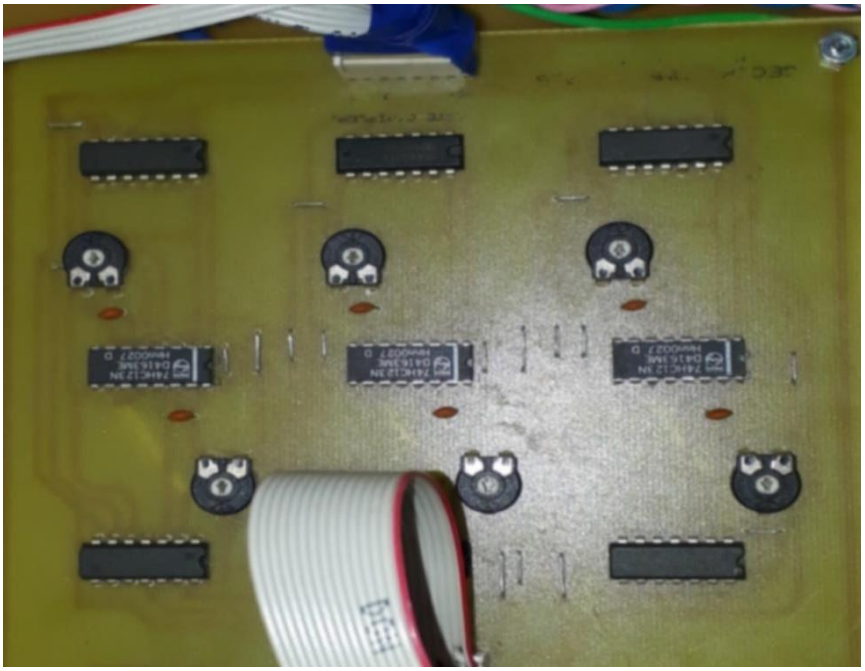
IGBT anahtarlarının anahtarlanması yüksek frekanslarda gerçekleştiğinden ve iletime/kesime geçmesi belli bir zaman alacağı için, üstteki anahtar kesime geçmeden alttaki anahtarın iletime geçmemesi gerekmektedir (veya tersi). Aksi takdirde, bir faza ait anahtarların her ikisinin de kısa bir süre iletimde olmasına ve bu süre boyunca eviricinin bacağında kısa devre oluşmasına yol açar. Bu nedenle iletimde olan anahtarın tamamen kesime gitmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın iletime alınması için bir süre beklemek gerekir. Bu süreye ölü zaman denir.

Ölü zaman oluşturulması için kullanılan devre şeması Şekil 5.6'da gösterilmektedir. Şekil 5.7'de deneysel çalışmalarda kullanılan ölü zaman oluşturma devresi fotoğrafı gösterilmiştir.

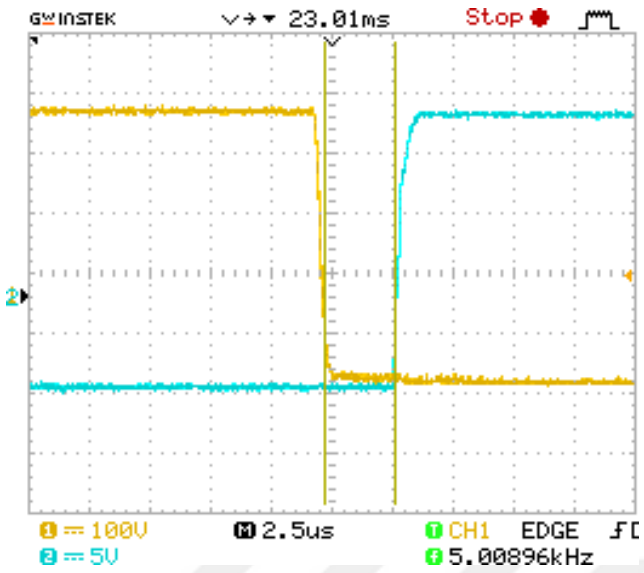
Şekil 5.8'de, eviricinin bir fazına ait anahtarlara uygulanan tetikleme sinyallerinin ölü zamanı gösterilmektedir.



Şekil 5.6 Ölü zaman oluşturma devresi.



Şekil 5.7 Deneysel çalışmalarda kullanılan ölü zaman oluşturma devresi fotoğrafı.



Şekil 5.8 Deneysel çalışmalarda tetikleme sinyalleri ölü zaman eklemesi.

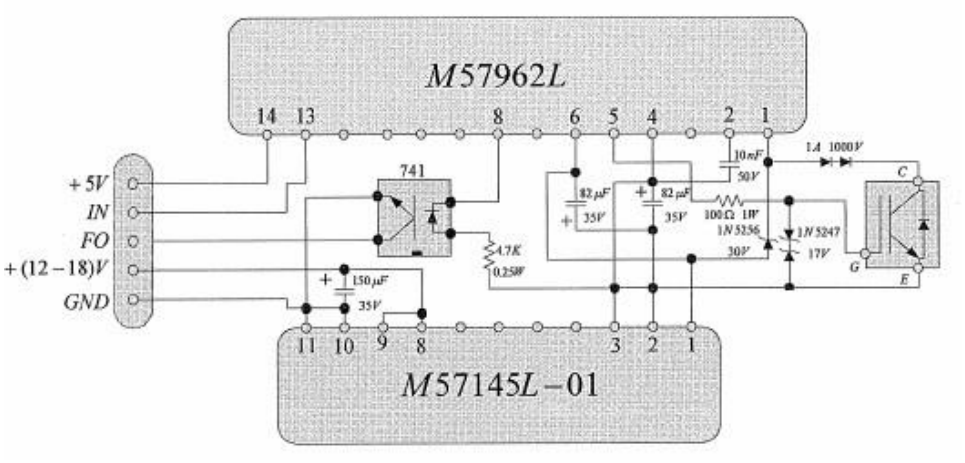
5.5. IGBT Sürücü Devresi

Eviricide bulunan yarıiletken anahtarların çalıştırılması için sürücü devreye ihtiyaç vardır. Her IGBT elemanını, yalıtılmış kaynaktan sürmek gerekmektedir. Aksi takdirde motoru besleyen şebeke fazları, sürücüler üzerinden kısa devre olmaktadır.

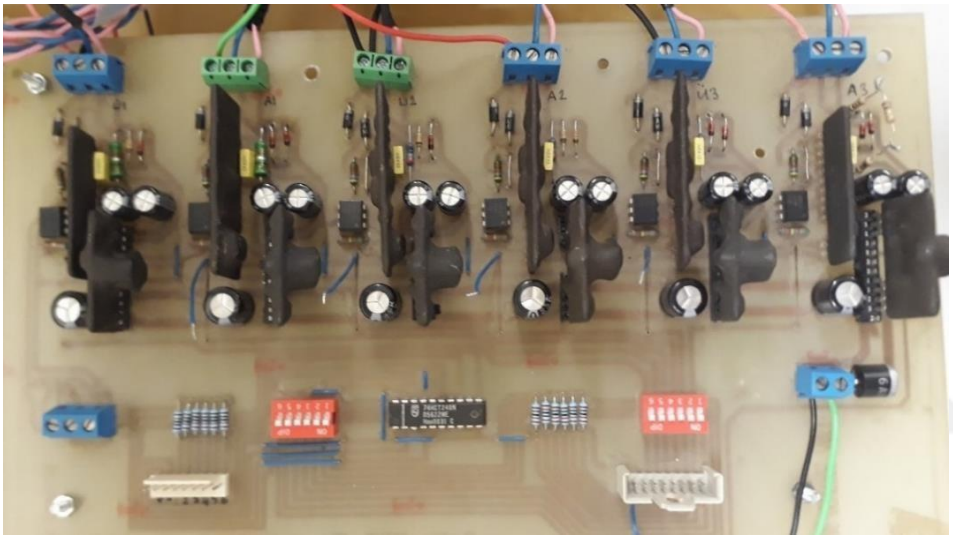
Bu sorunu gidermek için her IGBT elemanı için, yalıtılmış besleme kaynağı kullanılması gerekmektedir. Bu işlem için Mitsubishi firması tarafından üretilen M57145L-01 kod numaralı güç kaynağı kullanılmıştır. Bu eleman 12-18 V arası beslenmekte ve çıkışta IGBT sürücüsünün çalışmasını sağlayacak 24 V gerilimi üretmektedir.

Sürücü olarak, aynı firma tarafından üretilen, M57962L kod numaralı sürücü kullanılmıştır. Sürücü entegresi içerisine yerleştirilen opto izolatör ile giriş ve çıkış birimleri birbirinden yalıtılmıştır. Kısa devre olma durumunda, koruma sağlamak için hata çıkışı bulunmaktadır. Hata çıkışı dSpace tarafından okunarak işlenebilir. Hata sinyali algılandığında, eviricinin çalışması durdurulabilir. Sürücüdeki hata çıkışı da aynı şekilde opto izolatör kullanılarak yalıtılmıştır. Her iki elemanın bağlantısı ve kurulması gereken devre şeması Şekil 5.9'da verilmiştir. Şekil 5.10'da deneysel çalışmalarda kullanılan sürücü ve yalıtım devresi görülmektedir.

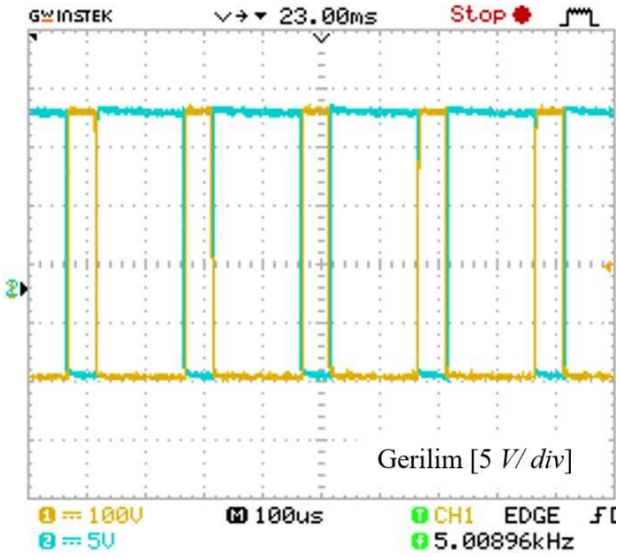
Şekil 5.11, transistörün kapısına ve emitörüne uygulanan +15 ile -7.5 V arasındaki sürücü devresi tarafından üretilen sinyalleri göstermektedir.



Şekil 5.9 IGBT sürücü devre şeması.

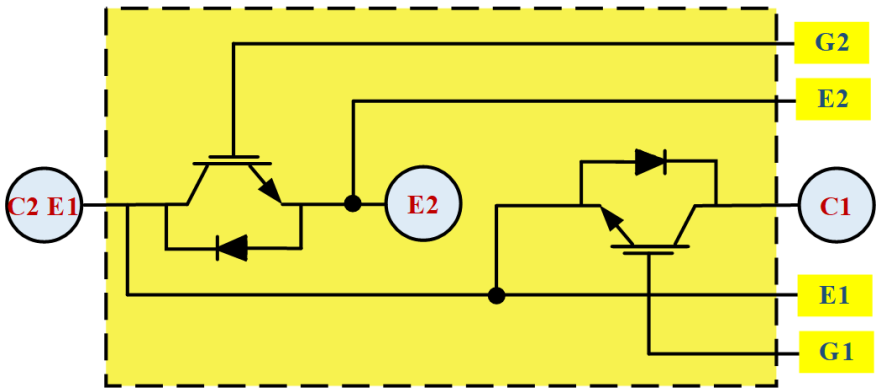


Şekil 5.10 Deneysel çalışmalarda kullanılan sürücü ve yalıtım devresi.



Şekil 5.11 Sürücü devresi çıkışından üretilen sinyaller.

5.6. IGBT Modülleri



Şekil 5.12 Dual IGBT modül iç yapı şeması.

Deneysel çalışmalarda, Fuji firması tarafından üretilen 2MBI100F-120 IGBT modüller kullanılmıştır. Her bir modül kendi içerisinde yarım köprü bağlantı oluşturacak şekilde iki IGBT'den oluşmaktadır. İç yapı şeması Şekil 5.12'de görülmektedir.

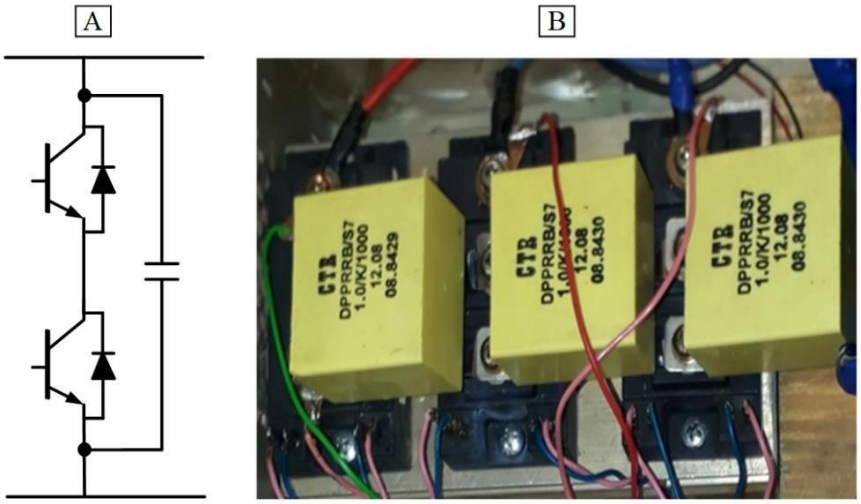
Her bir IGBT kendine ait çok hızlı yenileyebilen (ultra fast recovery) by pass diyotu bulundurmaktadır. Üzerinden 100 A'e kadar akım geçirebilmektedir. Tutma gerilimi ise 1200 V'tur.

5.7. Snubber Devresi

Snubber devresi; bir anahtarın kesime girme esnasında bir devrenin endüktansının neden olduğu voltaj yükselmelerini bastırmak ve iletime girme esnasında hızlı bir akım yükselmesi için kullanılan, voltaj ve akım bastırıcı devredir.

Güç dönüştürücülerinin anahtarlama devresinin performansını artırmak için, voltaj yükselmelerini bastırmak ve bir anahtar açıldığında devre endüktansının neden olduğu rezonansı sönümlemek için güç anahtarları boyunca snubber devresi yerleştirilir. Ayrıca, snubber devresinin doğru tasarımı daha yüksek güvenilirlik, daha yüksek verimlilik ve daha düşük elektromanyetik girişim)EMI(ile sonuçlanabilir.

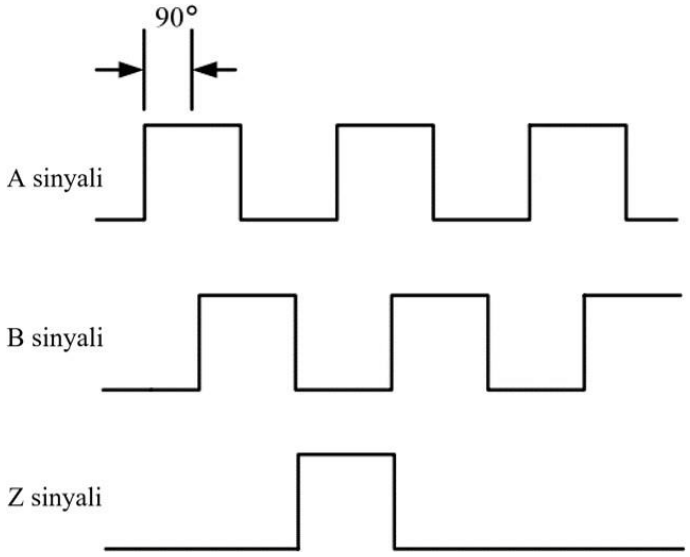
Deneysel çalışmalarda; Şekil 5.13.A'da görülen, tek kondansatörlü snubber yapısı kullanılmıştır. Şekil 5.13.B'de, kullanılan snubber devresi fotoğrafı gösterilmiştir.



Şekil 5.13 Deneysel çalışmalarda kullanılan Dual IGBT modül ile snubber devre yapısı.

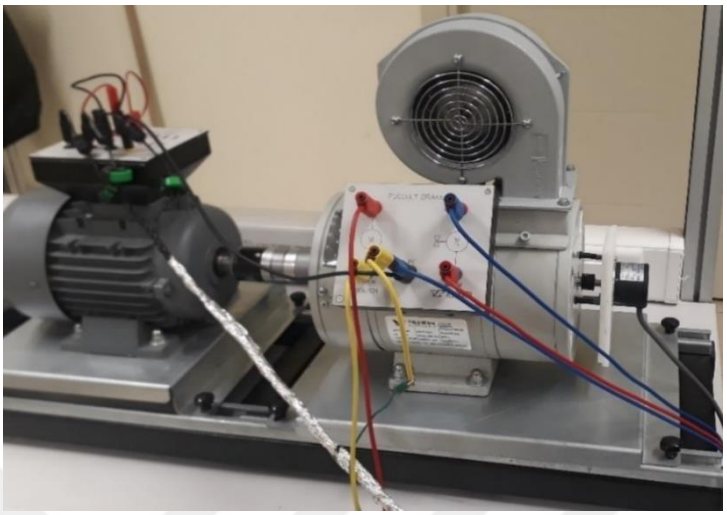
5.8. Asenkron Motor, Yük ve Hız Sensörü

Deneysel çalışmalarda, 1.1 KW üç fazlı sincap kafesli asenkron motor ve yük amaçlı 20 Nm elektromanyetik fucolt fren kullanılmıştır. Rotorun hızını ölçmek amacıyla, artımsal hız sensörü de kullanılmıştır. Şekil 5.14'den görüldüğü gibi, artımsal enkoder döndüğü zaman, aralarında 90° açı farkı bulunan iki sinyal üretilir. Ayrıca bir tur tamamlandığında index denilen üçüncü bir sinyal üretilir. A ve B sinyallerinin önce veya sonra gelmesine göre dönüş yönü belirlenir. Tezde kullanılan artımsal enkoder, bir turda 500 darbe üretmektedir. DSP kartında bulunan hız sensörü girişlerine, artımsal sensörün sinyal uçları bağlanarak hız bilgisi ölçülmektedir.



Şekil 5.14 Artımsal konum ve hız sensörünün çıkış sinyalleri.

Şekil 5.15’de, deneysel çalışmalarda kullanılan asenkron motor sürücü seti görülmektedir. Benzetim ve deneysel çalışmalarda kullanılan asenkron motora ait parametreler ve anma değerleri Ek-6’da verilmiştir.



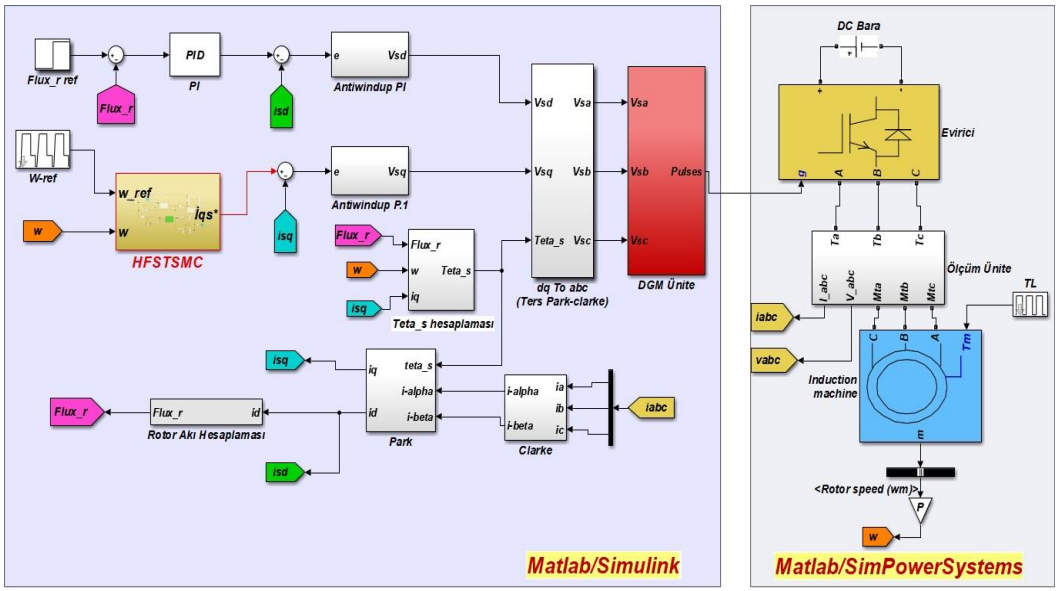
Şekil 5.15 Deneysel çalışmalarda kullanılan asenkron motor seti.

6. BENZETİM VE DENEYSEL SONUÇLARI

6.1. Asenkron Motor Kontrolünde Tasarlanan Benzetim Modelleri

Önerilen şemaların geçerliliği; önce MATLAB yazılımı ile elde edilen simülasyon sonuçlarının, deneysel olarak elde edilen sonuçlarla karılaştırılmasıyla doğrulanmıştır. Matlab/Simulink; alan yönlendirmeli kontrol algoritmasını, Park ve Clarke dönüşümünü, PI denetleyicilerini, önerilen ve incelenen hız kontrol algoritmalarını, önerilen ve incelenen hız gözlemcilerini ve PWM ünitesini modellemek için kullanılmıştır. Matlab/SimPowerSystems ise güç kısmını modellemek için kullanılmıştır (IM, evirici, DC voltaj kaynağı ve üç fazlı asenkron motorun gerilim ve akımının ölçüm ünitesi). Önerilen HFSTSMC kullanılarak, FOC tabanlı asenkron motor hız kontrolü için MATLAB modeli, Şekil 6.1'de verilmektedir.

Üç faz sisteminden okunan akımlar; Clarke dönüşümü ile ikili durağan referans çerçeve sistemine çevrilmekte, sonra Park dönüşümü ile senkron referans çerçeveye dönüştürülmektedir.

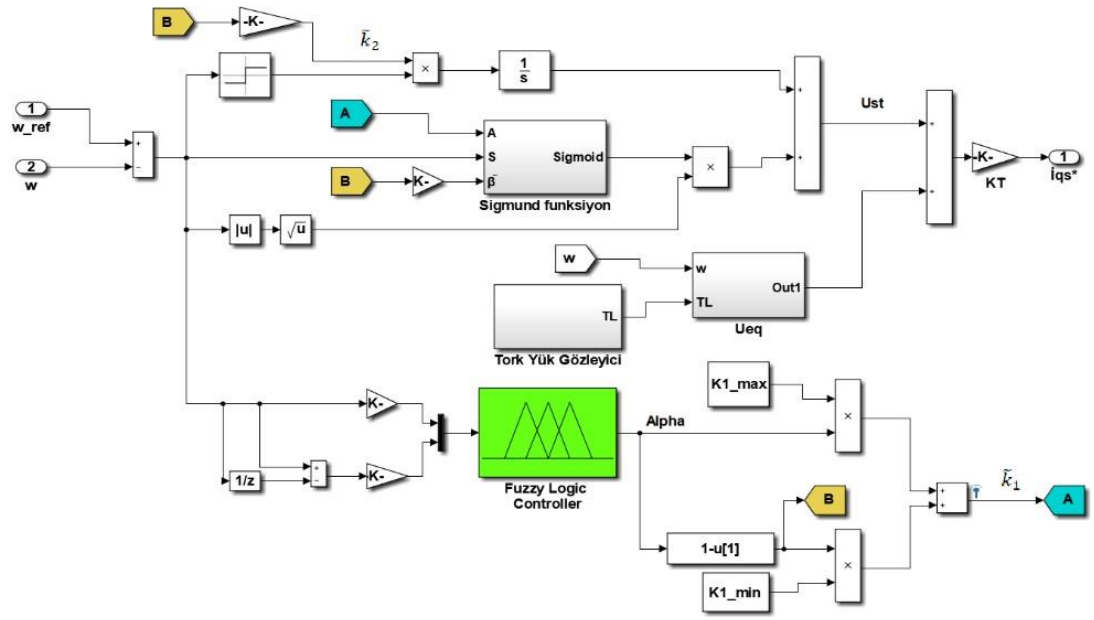


Şekil 6.1 Önerilen HFSTSMC kullanılarak asenkron motor hız kontrolü MATLAB modeli.

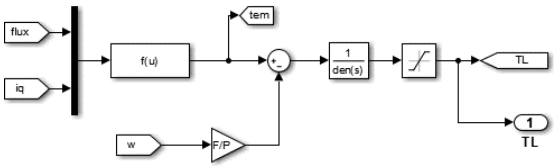
Elde edilen *dq* eksen akımları, iç döngülerin geribeslemesi olarak kullanılmaktadır. Akım denetleyicilerinden elde edilen referans gerilim değerleri, ters Park ve Clarke dönüşümü ile PWM ünitesi için referans gerilim sinyallerinin büyüklüklerini oluşturmaktadır. PWM ünitesinden elde edilen işaretler, eviricide IGBT anahtarları için tetikleme darbelerini oluşturmaktadır.

Rotor akısı vektörünün *d* eksenine yönlendirilmesini sağlamak için, daha önce Şekil 2.7'de gösterildiği gibi, yönlendirme açısı θ_s elde edilmelidir. Rotor hızı motordan ölçülmekte ve önerilen kontrol ünitesinin geribeslemesi olarak kullanılmaktadır. Şiddetli geçici koşullar altında sistemin sürüklenme sorunlarını önlemek için *dq* akımlarının denetleyicileri olarak, Anti-windup PI denetleyici kullanılmıştır. Bunun amacı, akım denetleyicisinin (i_{sd} , i_{sq}) yüksek tepkisi nedeniyle, gerilim vektörü bileşenlerinin (V_{sd}, V_{sq}) değerindeki büyük artışı azaltmaktır.

Önerilen bulanık üstün burulma kayan kipli denetleyiciye ait MATLAB modeli, Şekil 6.2'de verilmektedir. Burada önceki bölümlerde elde edilen denetleyici ve uyarlanabilir kazanç denklemleri modellenmektedir. Elde edilen denklemlerden, eşdeğer kontrolün, yük momentine bağımlı olduğu görülmektedir. Bu durumda ilave olarak yük momenti gözlemcisi tasarımı ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Yük momenti gözlemci modeli Şekil 6.3'de verilmiştir.

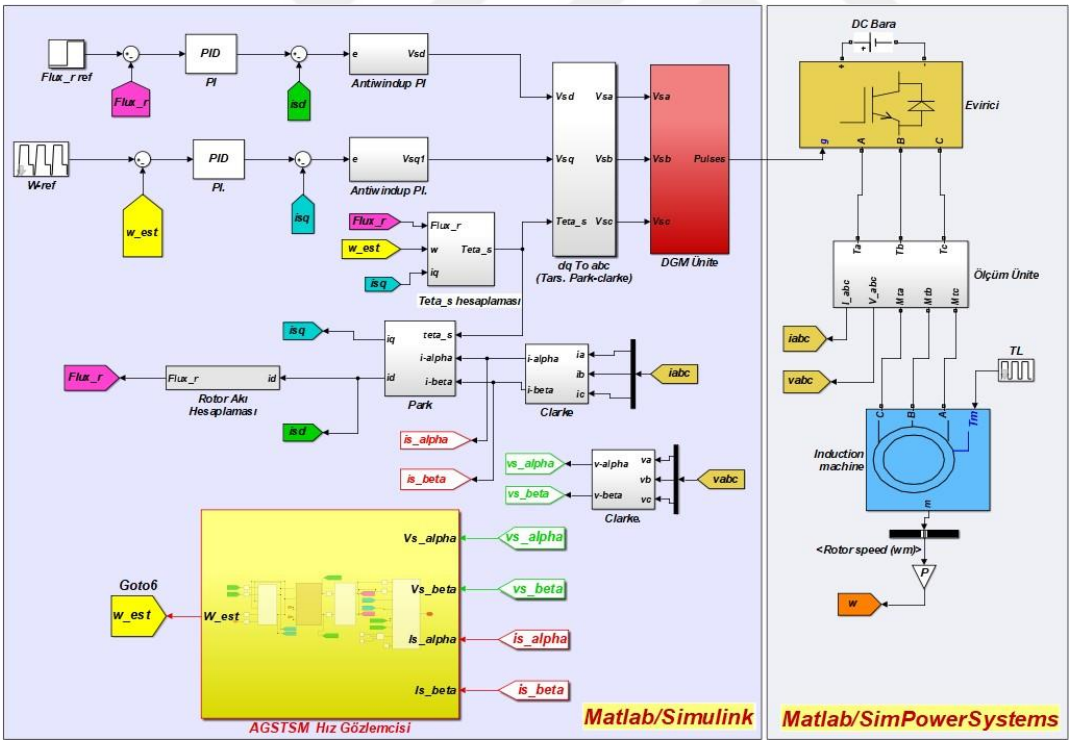


Şekil 6.2 Önerilen HFSTSMC için Matlab/Simulink modeli.

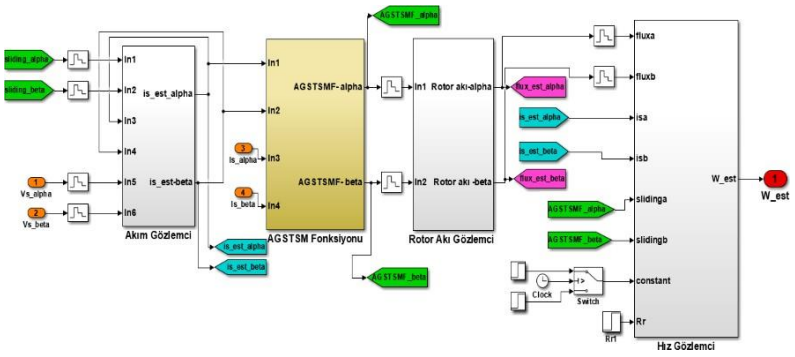


Şekil 6.3 Yük momenti gözlemcisi için Matlab/Simulink modeli.

Şekil 6.4'de, önerilen AGSTSMO kullanılarak elde edilen asenkron motor hız tahmini FOC tabanlı MATLAB modeli görülmektedir. Evirici çıkışının gerilimleri ve akımlarına ait bilgiler, rotor hızını tahmin etmek için önerilen gözlemcide kullanılmaktadır. Clarke dönüşümü ile durağan referans çerçeve sisteminde gerilim ve akım değerleri elde edilmektedir. Bu değerlere ve uyarlanabilir kazanç kayan kipli fonksiyonlarına göre tanımlanan gözlemci denklemleri aracılığıyla, αβ eksenlerinin akımları tahmin edilir. Kayma yüzeyini, tahmini akımlar ile ölçülen akımlar arasındaki hata belirlemektedir. Uyarlanabilir kazanç değerleri, Lyapunov'un kararlılık analizine dayalı olarak, sistemin durumuna göre ayarlanmaktadır.



Şekil 6.4 Önerilen AGSTSMO kullanılarak elde edilen asenkron motor hız tahmini FOC tabanlı MATLAB modeli.

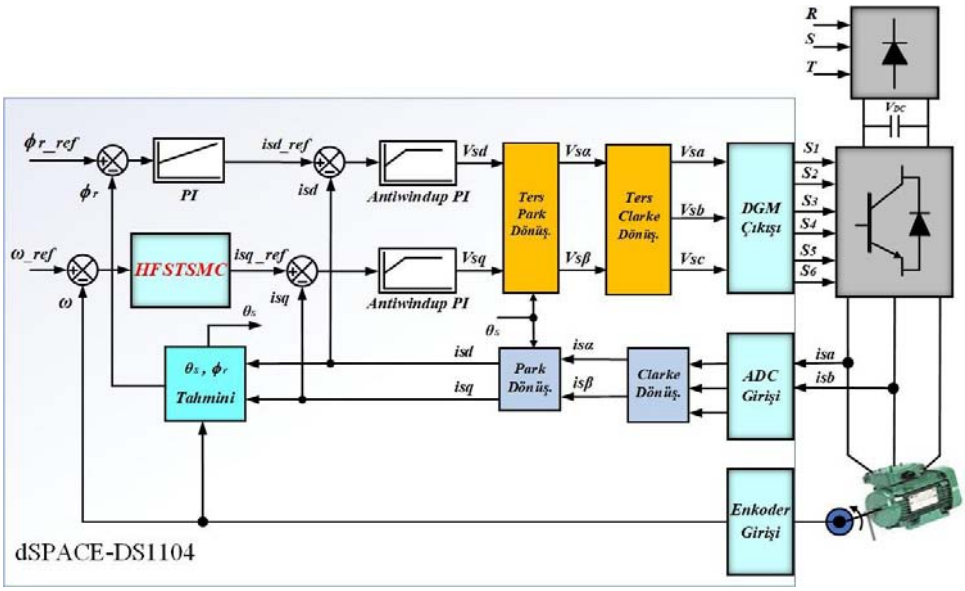


Şekil 6.5 AGSTSM hız gözlemcisine ait MATLAB/Simulink modeli.

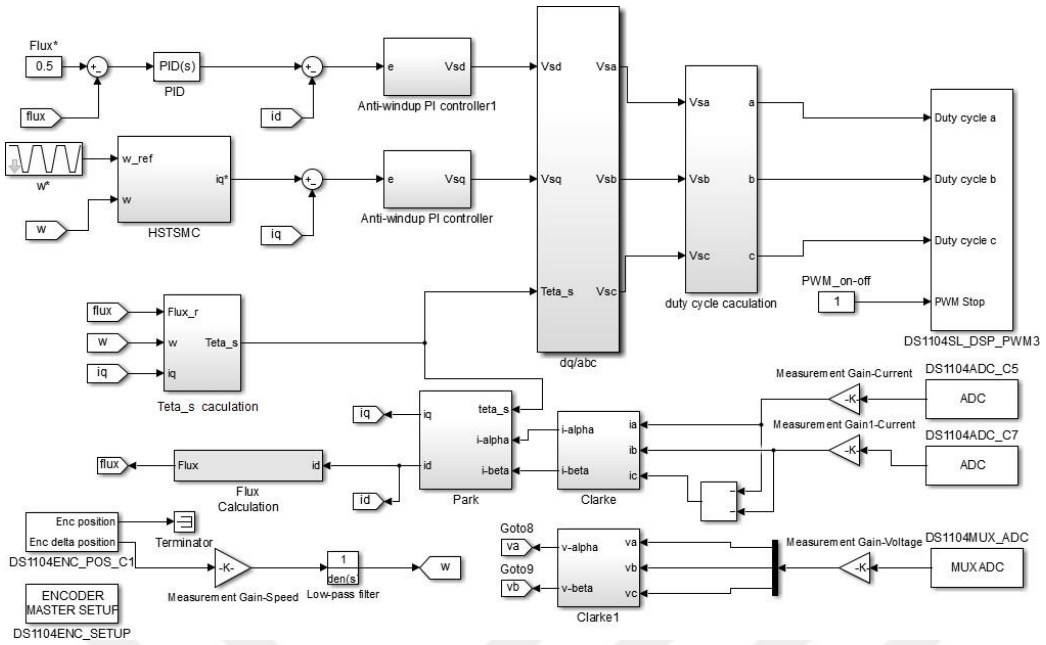
Şekil 6.5'de AGSTSM hız gözlemcisine ait MATLAB/Simulink modeli görülmektedir.

6.2. Deneysel Çalışmalarda Kullanılan Algoritmalara Ait Şemalar

Önerilen HFSTSM kontrol algoritmasının DS1104 denetleyici üzerinde gerçekleştirilen uygulama şeması, Şekil 6.6'da verilmiştir. Verilen blok şemasına göre, kontrol sisteminin sabit girişleri; referans hız, referans rotor akısı ile örnekleme periyodu T_s bilgileridir. Kontrol sisteminin dinamik girişleri ise iki faz motor akımları ile motordan ölçülen gerçek hız bilgisidir. Benzetim çalışmalarında olduğu gibi, gerçek zamanlı kontrol modelleri de Matlab/Simulink yazılımı ile görsel olarak oluşturulmuştur. Bu modeller, Matlab/Simulink'in "Real-Time Workshop" ve DS1104 denetleyici karta ait "Real-Time Interface" yazılımları ile denetleyici karta yüklenebilmektedir.



Şekil 6.6 Önerilen HFSTSM kontrol algoritmasının DS1104 denetleyici üzerinde uygulama şeması.



Şekil 6.7 Önerilen HFSTSM kontrol algoritmasının MATLAB/Simulink Real-Time-Workshop modeli.

Önerilen HFSTSM kontrol algoritmasının MATLAB/Simulink Real-Time-Workshop ortamında DS1104 denetleyicisi üzerindeki gerçek zamanlı uygulaması Şekil 6.7'de gösterilmektedir.

Şekil 6.7'ye göre gerçek zamanlı motor akımları, gerilimleri ve gerçek hız bilgileri, DS1104 denetleyici kartının, ADC bloğu üzerinden kontrol algoritmasına aktarılır. İlk olarak üçüncü faz akımı (ic) hesaplanır ve bütün akımlar ve gerilimler kalibre edilir. Kalibre edilen akımlar ve gerilimler, Clarke ve Park dönüşümü ile *dq* bileşenlerine dönüştürülür.

CLP konnektör panelinde bulunan enkoder girişi üzerinden denetleyici karta aktarılan gerçek hız bilgisi, girilen referans hız bilgisi ile karşılaştırılır. Elde edilen hız hatası, önerilen denetleyici tarafından işlenerek, referans *q* eksen akımı elde edilir.

Uydu işlemcisi tarafından sağlanan PWM3 bloğunda, her faz gerilimi için görev döngüsü hesaplandıktan sonra anahtarlama sinyalleri üretilir.

DS1104 denetleyici karta ait "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kartın kontrolü sağlanabilmektedir.

Bu yazılım; kontrol algoritmasının gerçek zamanlı yürütülmesine ve denetlenen sisteme ait akım, gerilim, hız ve benzeri bütün dinamik değişkenlerin kullanıcı tarafından izlenmesine, kontrol algoritmasındaki bütün parametrelerin gerçek zamanlı

olarak değiştirilebilmesine olanak sağlayan, bir kullanıcı ara yüz oluşturulmasını sağlamaktadır.

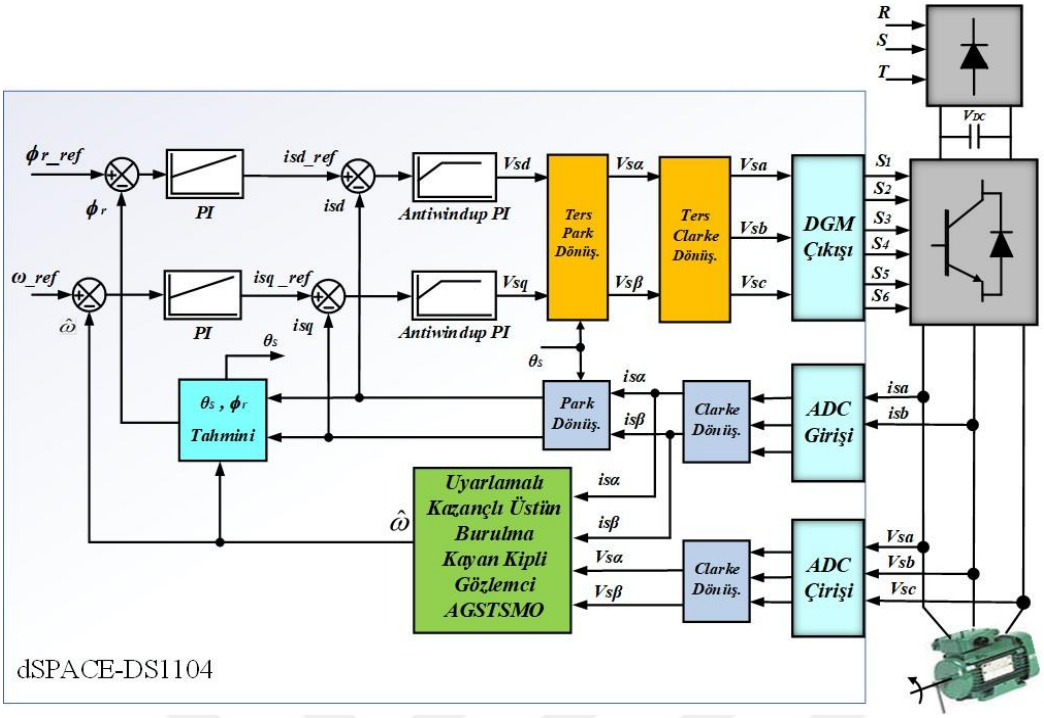
Deneysel çalışmalarda oluşturulan kullanıcı ara yüzün genel görünümü Şekil 6.8'de verilmiştir.

DS1104 denetleyici üzerinde, AGSTSM gözlemci tabanlı sensörsüz kontrole ait deneysel şeması, Şekil 6.9'da verilmektedir.

Önerilen AGSTSM gözlemcisi üzerinden elde edilen tahmini gerçek hız bilgisi, tüm kontrol sistemine kapalı çevrim sağlamaktadır.



Şekil 6.8 Control Desk Developer ile oluşturulan kullanıcı ara yüzün genel görünümü.



Şekil 6.9 Önerilen AGSTSM gözlemcisinin DS1104 denetleyici üzerinde uygulama şeması.

6.3. Benzetim ve Deneysel Sonuçları

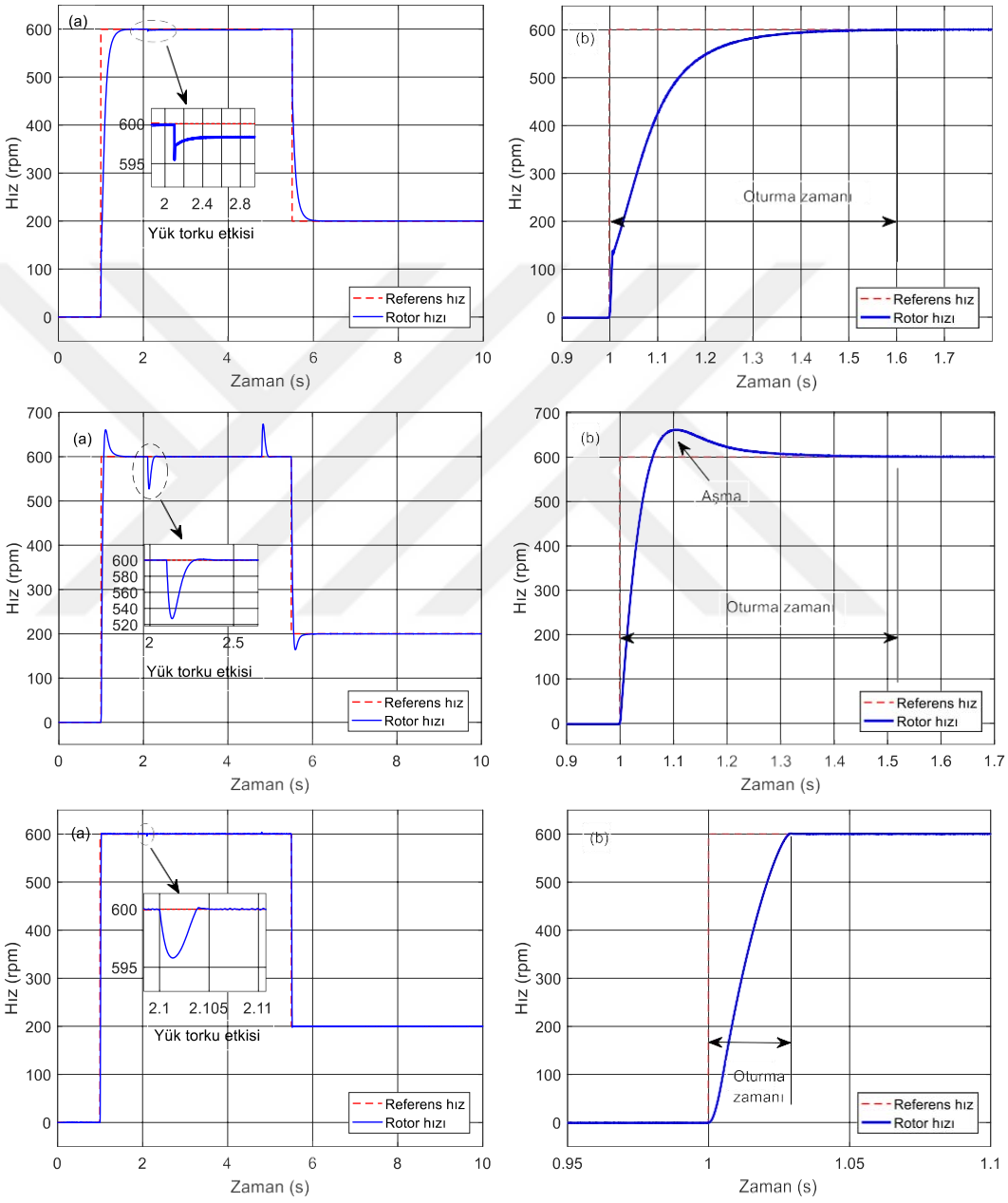
Önerilen HFSTSMC'nin üstünlüğünü göstermek için; STSMC, SMC, FLC ve geleneksel PI denetleyicileri ile karşılaştırılma yapılmıştır. Önerilen AGSTSMO de STSMO ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca önerilen denetleyici ve gözlemcinin performansını göstermek için, farklı çalışma koşulları altında benzetim ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında, diferansiyel denklemleri çözmek için Runge-Kutta yöntemi kullanılmış, örnekleme peryodu Ts=20μs'ye ayarlanmıştır. Benzetim ve deneysel çalışmalarında, evirici anahtarlama frekansı 5KHz ve DC bara gerilimi 400 V olarak ayarlanmıştır.

Benzetim ve deneysel testlerinin sonuçları aşağıdaki çalışma koşulları altında gerçekleştirilmiştir.

6.3.1. Önerilen HFSTSMC Hibrit Denetleyicinin Benzetim ve Deneysel Sonuçları

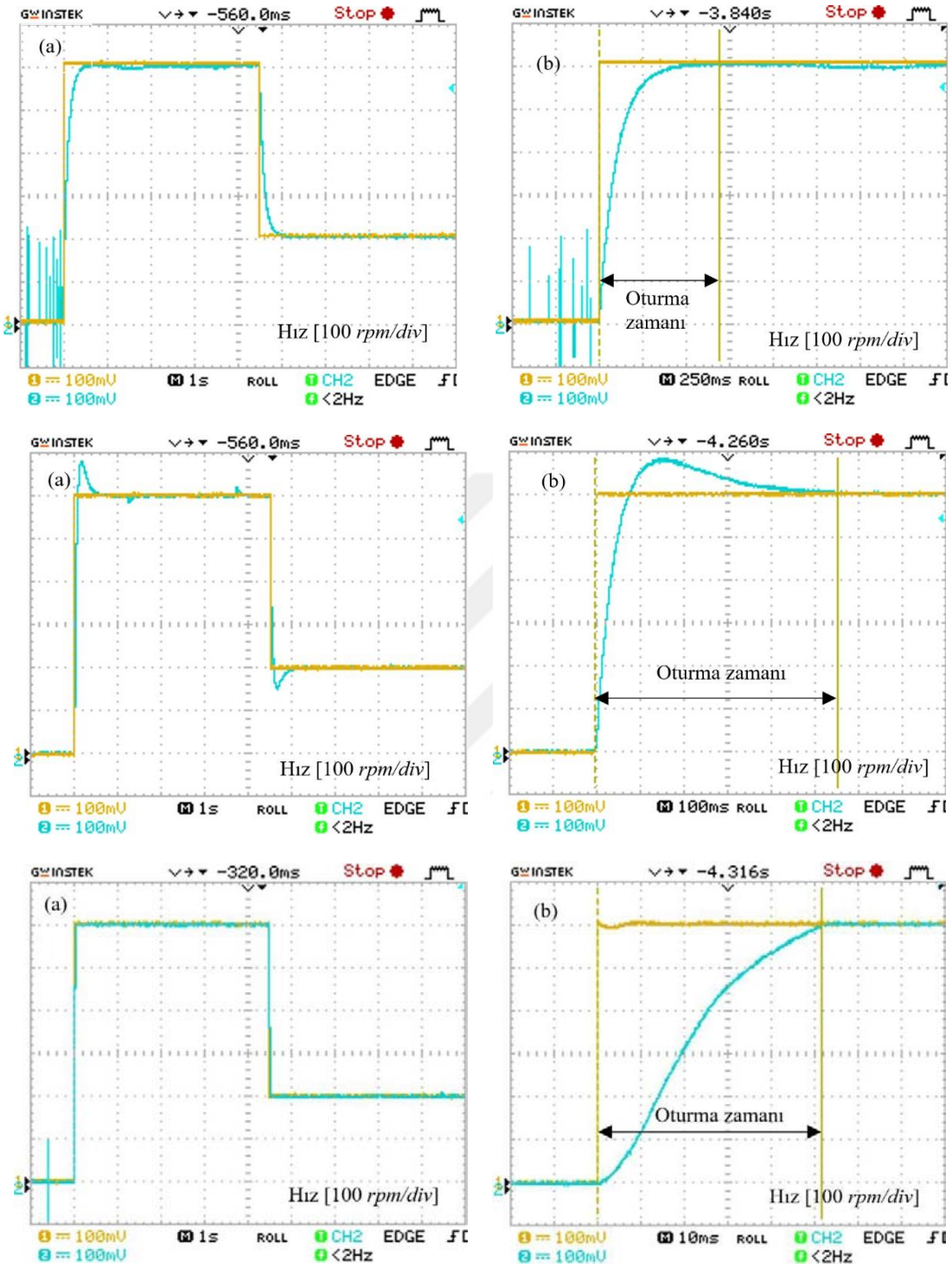
6.3.1.1. Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda, önerilen HFSTSMC'nin FLC ve PI ile karşılaştırılması

a) Benzetim sonuçları



Şekil 6.10 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda FLC, PI ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla benzetim sonuçları.
a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması.

b) Deneysel sonuçları



Şekil 6.11 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda FLC, PI ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla deneysel sonuçları.
a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması.

Şekil 6.10 ve Şekil 6.11, aynı referans hız ve yük koşulları için benzetim ve deneysel çalışmalarda elde edilen hız yanıtlarını göstermektedir.

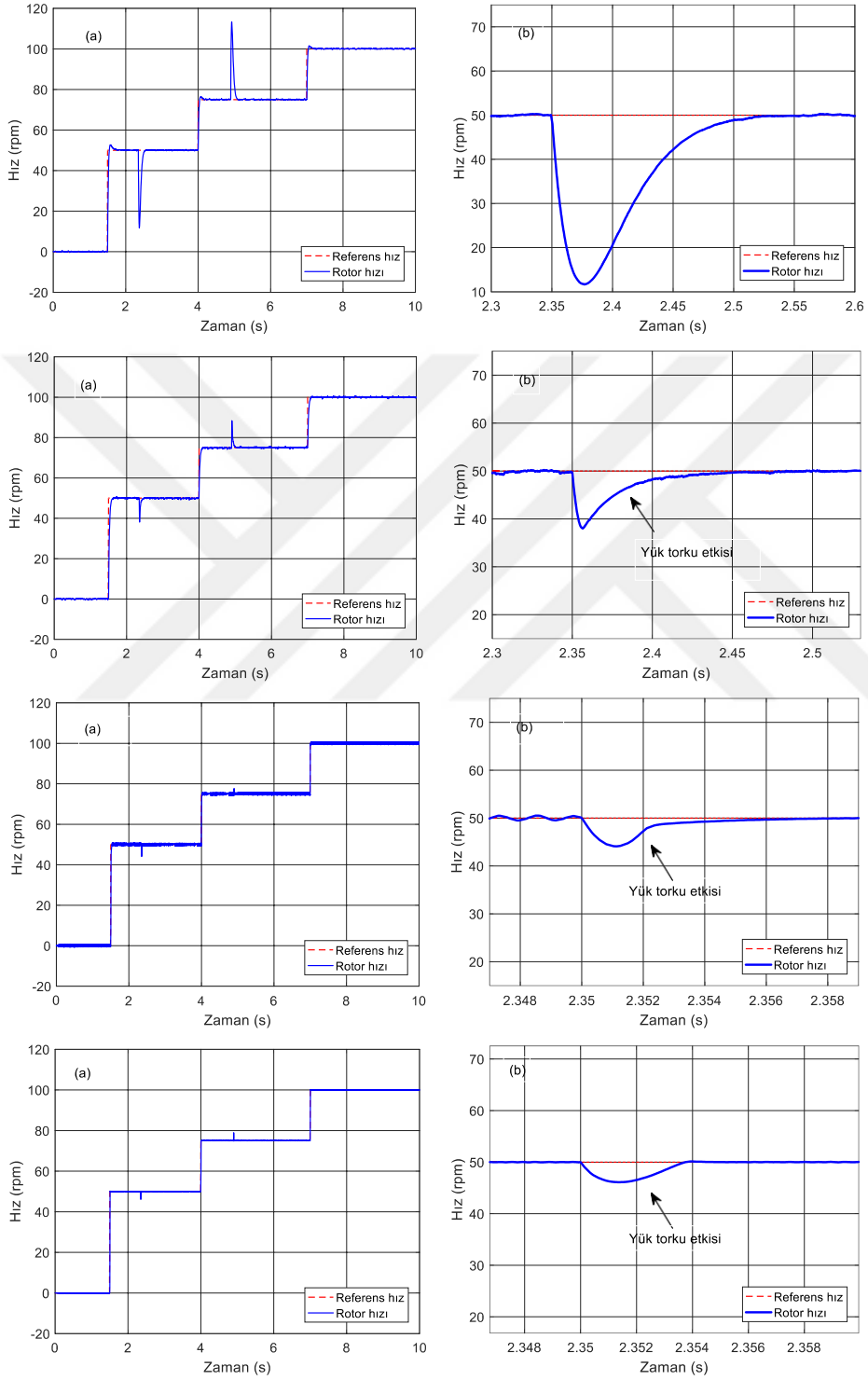
Benzetim sonuçlarıyla, deneysel sonuçlar arasında yüksek yakınsama, tasarlanan kontrol şemalarının doğruluğunu göstermektedir. Her kontrol yapısı tarafından sağlanan performans açısından, önerilen denetleyicinin; dinamik yanıt hızı (hızın değişmesi veya yük uygulanması durumunda) ve kararlı durum doğruluğu açısından üstün olduğu görülmektedir.

Şekil 6.10 (a) ve Şekil 6.11 (a)'da gösterildiği gibi; yük, harici bozucu olarak uygulanırken, bulanık mantık denetleyicisi, referans hız takibinin hızlı geri dönüşüne rağmen yükün etkisini tamamen ortadan kaldıramaz. Bu nedenle hız yanıtında kararlılık durumu hatası gözlenmektedir. PI denetleyicisi, hızdaki gözlenebilir düşüşle yükün üstesinden gelmek için görece uzun zaman almaktadır. Bu tezde önerilen denetleyici ise, hızdaki kayda değer bir düşüş olmadan hızlıca yükün üstesinden gelmektedir. Bu, sonraki çalışma durumunda daha detaylı bir şekilde açıklanacaktır.

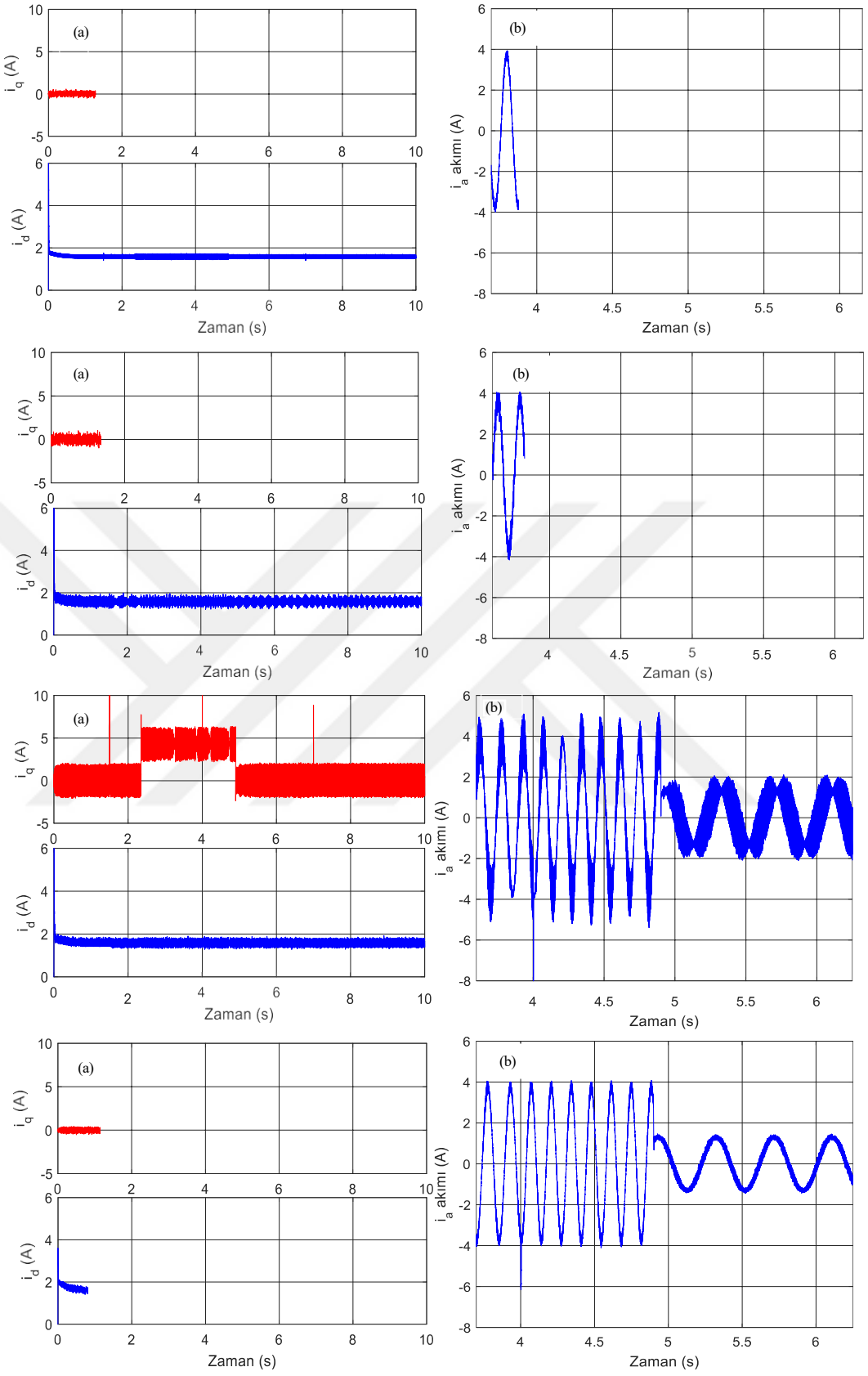
Şekil 6.10 (b) ve Şekil 6.11 (b) incelendiğinde önerilen denetleyicinin; hız yanıtının oturma zamanının en kısa olduğu ve aşma etkisi olmadığı açıkça gözlenebilmektedir. Önerilen denetleyicinin benzetim ve deneysel grafiklerinden görüleceği gibi, oturma zamanı 30 ile 50 ms arasında değişmiştir.

6.3.1.2. Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen HFSTSMC'nin STSMC, SMC, ve PI ile karşılaştırılması

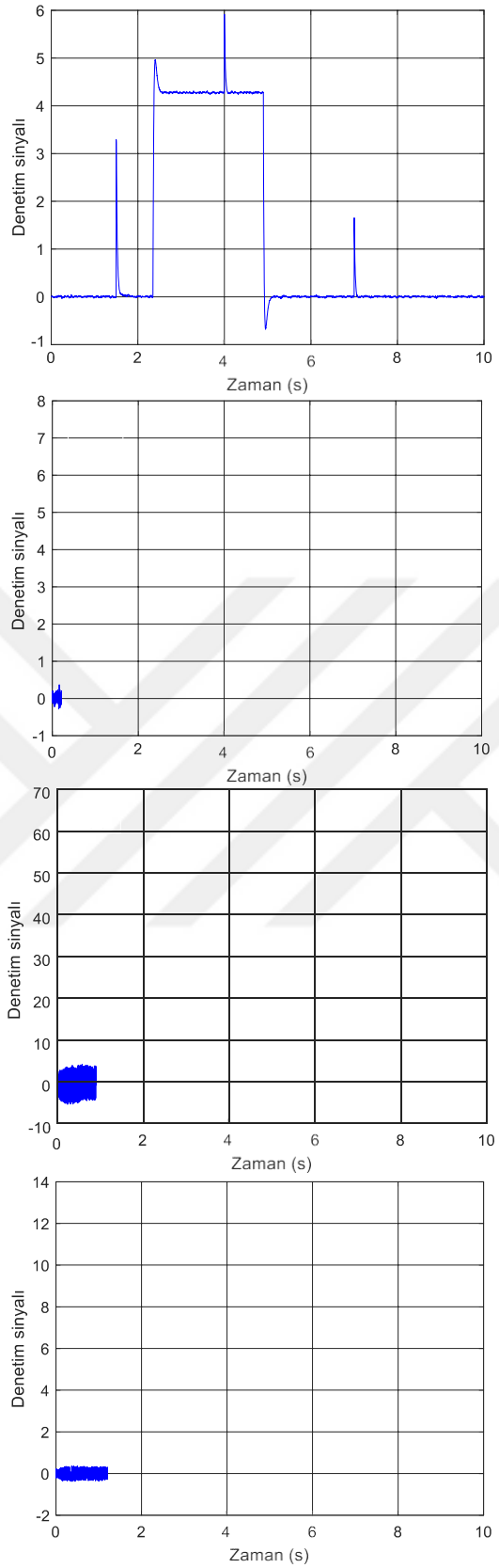
a) Benzetim sonuçları



Şekil 6.12 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla benzetim sonuçları. a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması.

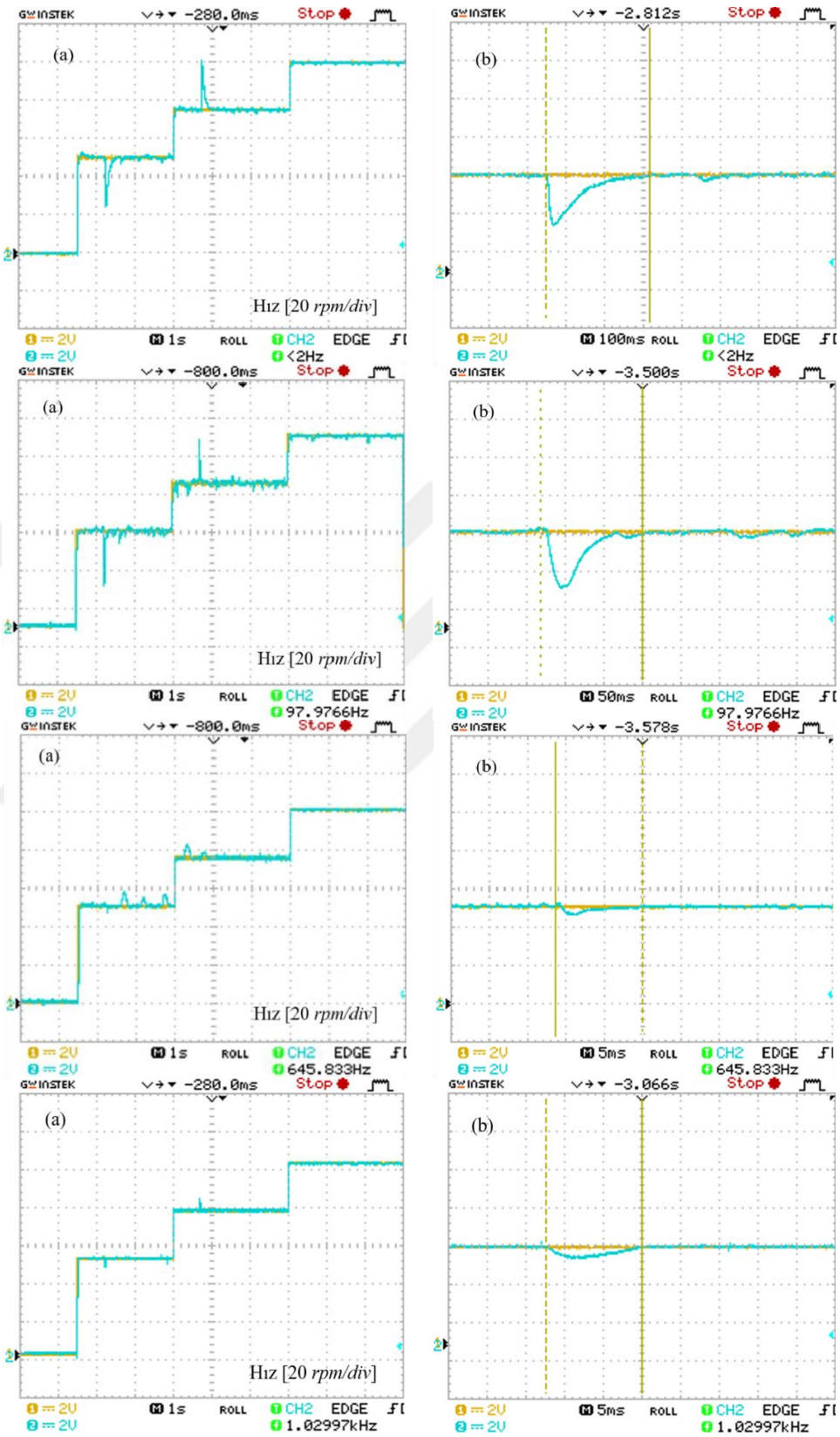


Şekil 6.13 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla benzetim sonuçları. a) d-q eksen akımları, b) i_a faz stator akımı.

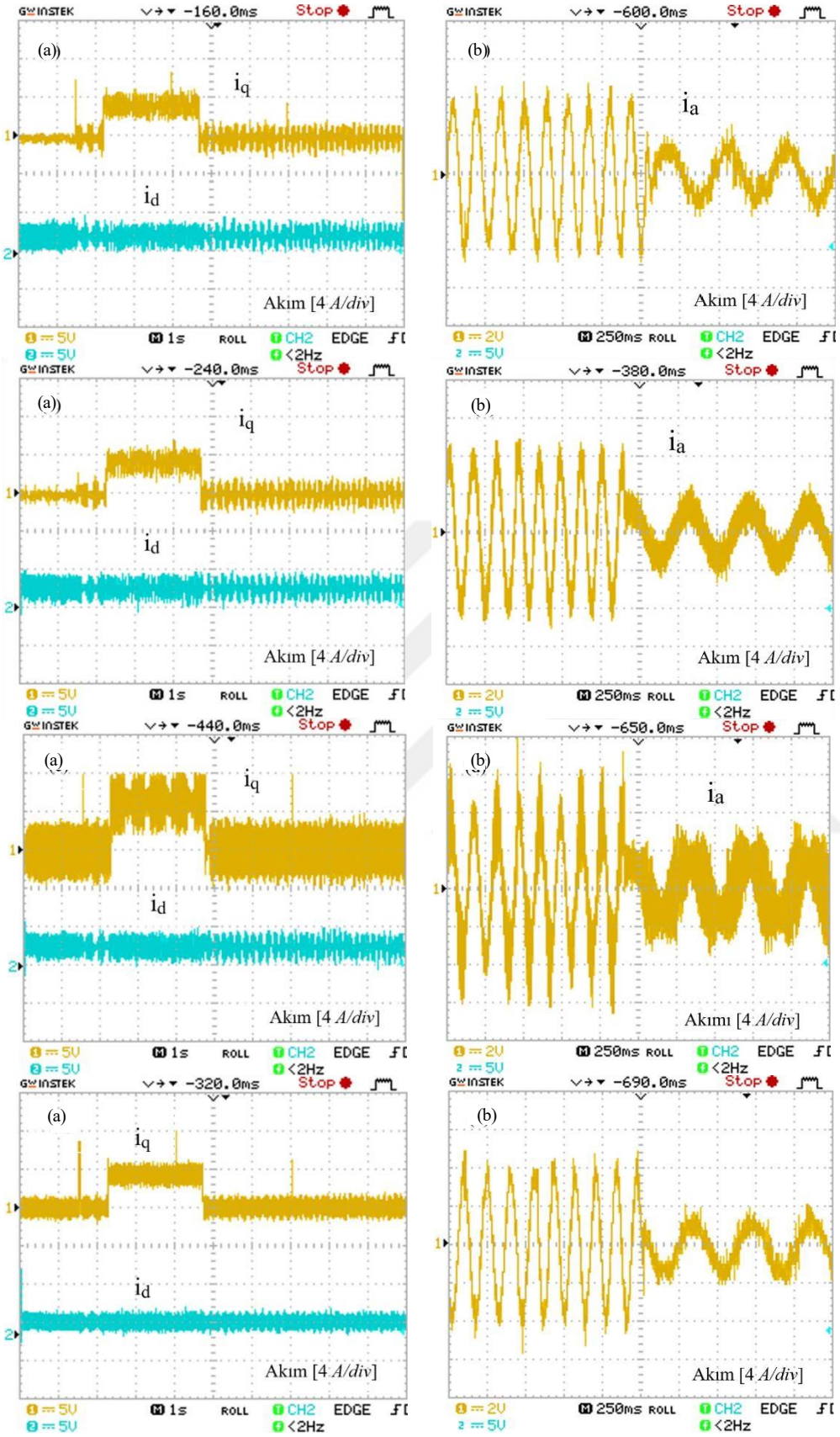


Şekil 6.14 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla kontrol sinyalinin benzetim sonuçları.

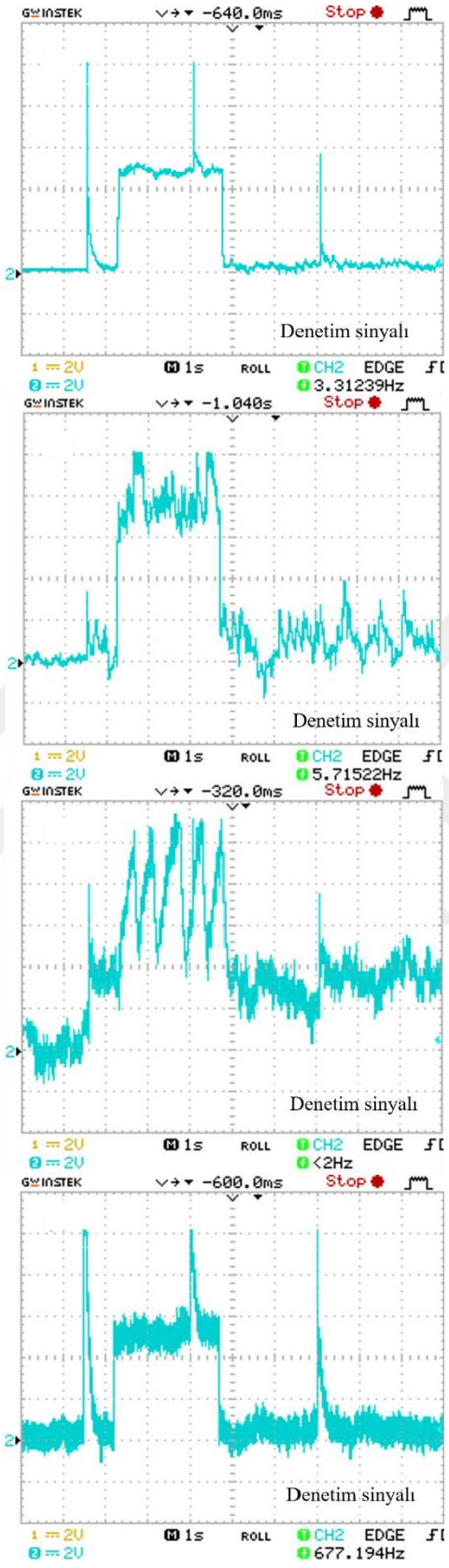
b) Deneysel sonuçları



Şekil 6.15 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla deneysel sonuçlar. a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması.



Şekil 6.16 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla deneysel sonuçlar. a) d-q eksen akımları, b) i_a faz stator akımı.



Şekil 6.17 Yük uygulama ve kaldırılması ile hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda PI, SMC, STSMC ve önerilen HFSTSMC denetleyicileri için sırasıyla kontrol sinyalinin deneysel sonuçları.

Şekil 6.12 ila Şekil 6.17, PI, SMC, STSMC denetleyicileri ve önerilen HFSTSMC için; aynı referans hız ve yük koşullarında, benzetim ve deneysel çalışmalardan elde edilen hız tepkisi, *dq* eksen akımları, faz akımı ve kontrol sinyalinin karşılaştırmasını göstermektedir.

Bir denetleyiciden beklenen temel özellikler; iyi bir dinamik yanıt ile titreşim gidermesi, sürekli durum doğruluğu, dış ve iç bozucu etkilere karşı dayanıklılık ve diğer özelliklerdir. Önerilen HFSTSMC ile, istenen bu özellikler karşılanmaktadır.

Her kontrol yapısında; motor hızı, verilen referans hızı, kararlı durum hatası olmaksızın ve yüksek doğrulukla izlemektedir. Ancak buzucu etki olarak yük uygulama anında kullanılan kontrol yapılarının birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları ortaya çıkmaktadır.

Şekil 6.12 (a,b) ve Şekil 6.15 (a,b)' de gösterildiği gibi, düşük hızlarda çalıştırılmasına rağmen, hız sinyalindeki dalgalanmalar giderilmekte ve sürekli durum doğruluğu elde edilmektedir. Ayrıca, yük etkisine karşı dayanıklılık arttırılmaktadır. Yük uygulama anından sonra hız, deneysel çalışmasında 12 ms'de ve benzetim çalışmasında 4 ms'de referans hız değerine ulaşmaktadır. Simülasyon sonuçları ile deneysel sonuçları arasındaki bu küçük fark, motor dahili parametrelerinin gerçek ve ölçülen değerleri arasındaki farktan kaynaklanmaktadır.

Şekil 6.12 (b) ve Şekil 6.15 (b)'de, motor hızı üzerindeki yük etkisi, SMC ve PI ile belirginken, STSMC ve HFSTSMC, yük etkisini hızlı bir şekilde aşmaktadır. STSMC'nin yerleşme süresi yaklaşık 13 ms iken, PI denetleyicinin yerleşme süresi, hızda gözlenebilir düşüşle, yük uygulama anından sonra yaklaşık 300 ms'dir. Bununla birlikte, STSMC'nin bu yüksek dinamik tepkisi, titreşim sorununu gözlenen bir artışla dengelemektedir. Çünkü kayan kipli kontrolde yüksek dinamik yanıtı elde etmek için kontrol yasasındaki kazançların değerlerinin büyük değerlere ayarlanması gerekmektedir. Böylece, kontrol edilen durum değişkeni titreşim sorununun etkisi altında kalmaktadır.

Önerilen hibrit kontrol şeması ile yerleşme süresi, aşma, titreşim sorunu ve bozucu yük etkisi gibi diğer denetleyicilerde gözlenen olumsuz yönler azaltılmaktadır.

Önerilen denetleyici, diğer denetleyicilere göre daha hızlı dinamik yanıt vermekle birlikte, yük momenti ve diğer bozucu etkilerin olmaması durumunda kontrol yasasının kazançlarını en az değerine indirmektedir. Bu durum motorda üretilen

elektromanyetik momentin bir yansıması olan iq akım sinyalinde açıkça gösterilmektedir. Şekil 6.13 (a) ve Şekil 6.16 (a)'da, iq akım sinyalleri kayan kipli denetleyicilerde, PI ve HFSTSMC denetleyicilere göre daha yüksek titreşim miktarını göstermektedir.

Ayrıca, klasik SMC'ye kıyasla STSMC'nin iq akımı ve ia faz akımında büyük titreşim gözlemlenebilmektedir. Bu durum, önerilen denetleyicinin dinamik performansına eşit bir dinamik performans ve yüksek bir yanıt hızı elde etmek için STSM denetleyicinin kontrol yasasındaki büyük kazanç değerlerinden kaynaklanmaktadır.

Ayrıca aynı şekillerde, motorda rotor akısı yansıması olan id akımı da gösterilmektedir.

Şekil 6.13 (b) ve Şekil 6.16 (b), SMC ve STSMC tarafından üretilen faz akımı sinyallerindeki bozulmaları göstermektedir. Aynı zamanda önerilen denetleyicide faz akımının bozulmasının azaldığı da açıkça görülebilmektedir.

Öte yandan; herhangi bir hız denetleyicisinin çıkışı, bir sonraki kontrol döngüsüne referans giriş sinyalidir. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yönteminde, hız kontrol denetleyicisinin çıkışı, iq referans akım sinyalidir.

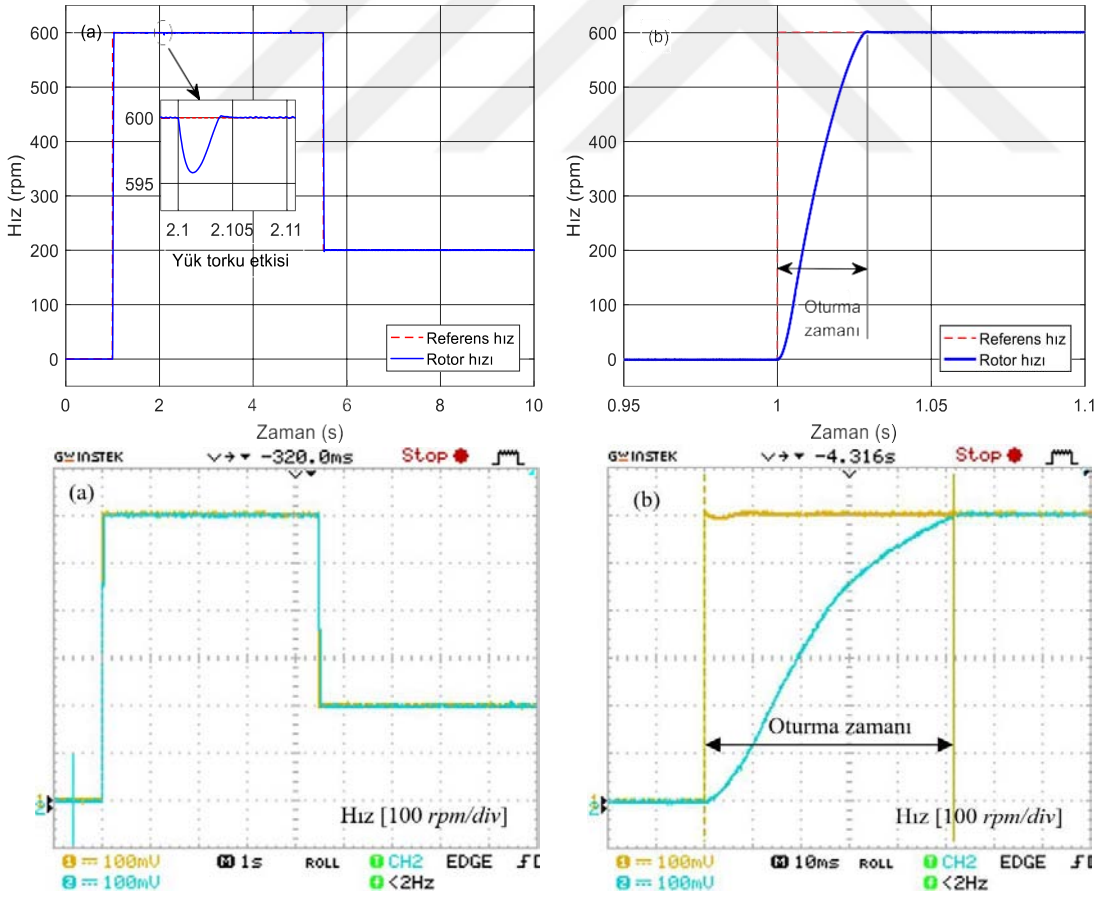
Böylece, denetleyici çıkışından gelen kontrol sinyali, iq referans akım sinyalini temsil etmektedir. Doğrusal PI denetleyicilerde kontrol sinyali, oransal ve integral üniteler tarafından üretilen kontrol sinyallerinin toplamından oluşmaktadır. Kayan kipli denetleyicilerde ise kontrol sinyali, eşdeğer kontrol ve anahtarlama kontrolü olmak üzere iki bileşenden oluşur. Şekil 6.14 ve Şekil 6.17, her kontrol yapısının çıkışından kontrol sinyali göstermektedir. Lineer PI denetleyici tarafından üretilen lineer kontrol sinyalinin gözlemlenebildiği durumlarda; kayan kipli denetleyicilerde, anahtarlama kontrol yasasında bulunan büyük kazanç değerinden dolayı bu sinyallerdeki bozulmadaki artış gözlenebilmektedir. Bununla birlikte, Şekil 6.14 ve Şekil 6.17'de gösterildiği gibi, önerilen denetleyicide, kararlı hal durumlarda uyarlanabilir kazançların değerinin düşürülmesi nedeniyle, anahtarlama kontrol yasası tarafından üretilen kontrol sinyali titreşim sorununu önemli ölçüde azalmaktadır.

Sunulan benzetim ve deneysel sonuçlarına göre, önerilen denetleyicinin, bozucu etkilere karşı yüksek dayanıklılık ve oldukça hızlı dinamik yanıtı sunduğu söylenebilir. Öte yandan, elektromanyetik momentinde ve stator akımında bulunan yüksek titreşim sorunu ortadan kaldırılmıştır.

Teorik analizin geçerliliğini ve incelenen kontrol şemalarını Matlab/Simulink ortamında oluşturmanın doğruluğunu kanıtlamak için benzetim sonuçları deneysel sonuçlarla karşılaştırılır. Bu karşılaştırmayı yapmak için bu tez çalışmasında önerilen kontrol şeması seçilmiştir.

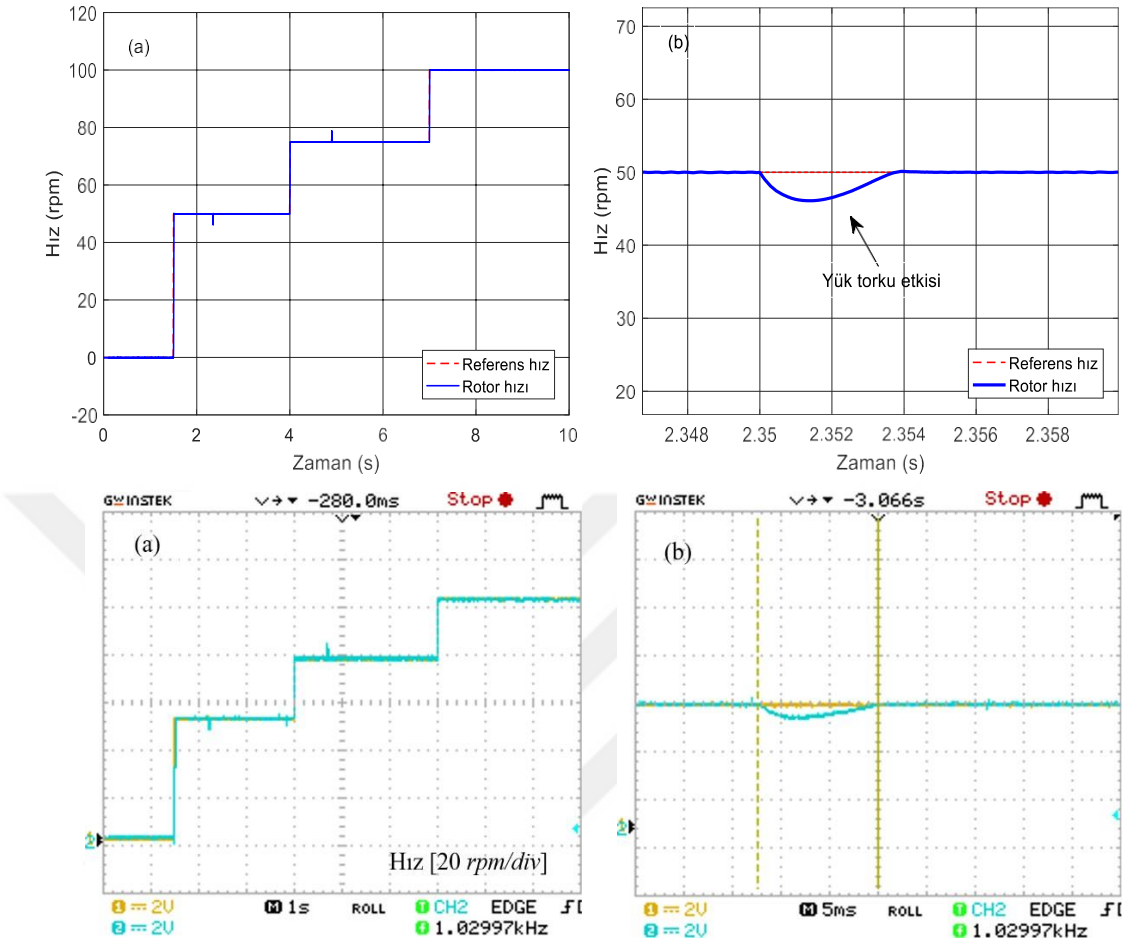
6.3.1.3. Hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması

Şekil 6.18, Hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda önerilen denetleyicinin benzetim ve deneysel sonuçları arasındaki karşılaştırmayı göstermektedir. Sonuçların hem geçici hem de kararlı hal durumlarında özdeş olduğu görülebilmektedir. Şekil 6.18 (b)'de gösterildiği gibi deneysel ve benzetim sonuçlarında yüksek bir dinamik tepki gözlemlenebilir. adım yanıtında hız, deneysel çalışmasında 51 ms ve benzetimde 34 ms'de referans hıza ulaşmaktadır. Benzetim ve deneysel sonuçlarının arasındaki bu küçük fark, motorun dahili parametrelerinin gerçek ve ölçülen değerleri arasındaki farktan kaynaklanmaktadır.

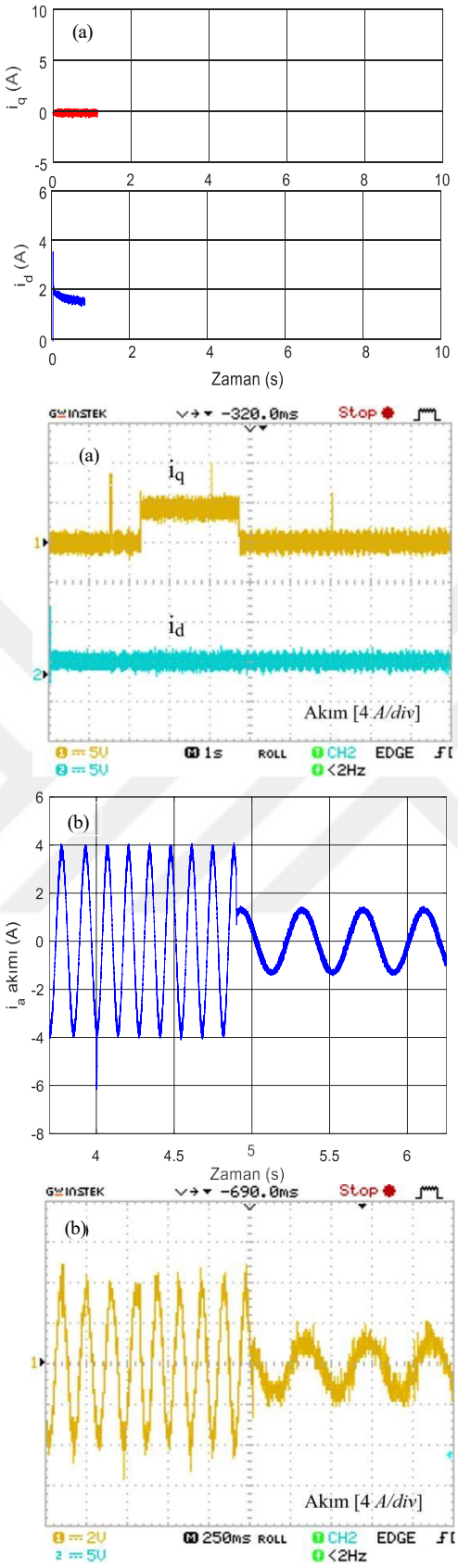


Şekil 6.18 Hızın 600 d/d'den 200 d/d'ye değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.
a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması.

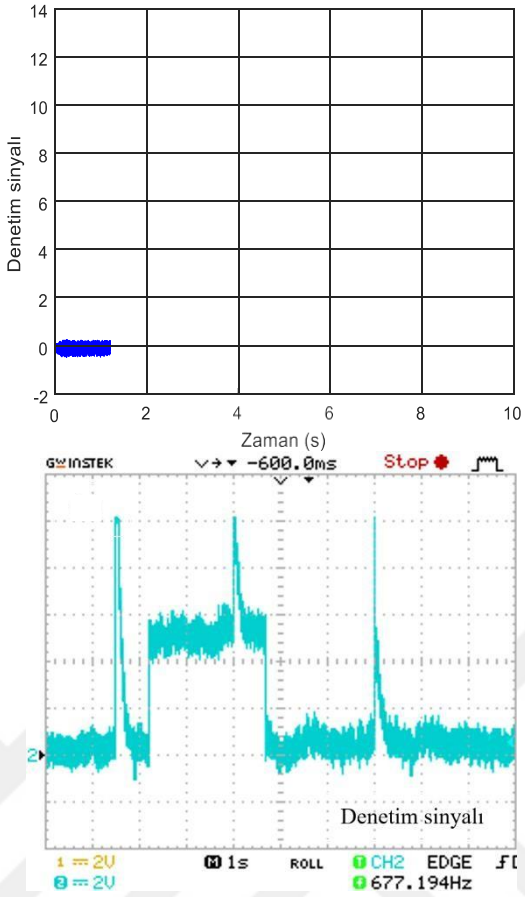
6.3.1.4. Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademli değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 6.19 Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademli değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.
a) Hız yanıtı, b) Hız yanıtının yakınlaştırması.



Şekil 6.20 Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademli değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.
a) d-q eksen akımları, b) i_a stator faz akımı.



Şekil 6.21 Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademli değişmesi durumunda önerilen denetleyici için benzetim ve deneysel sonuçlarında kontrol sinyalinin karşılaştırılması.

Şekil 6.19 ila Şekil 6.21, Hızın 0 d/d'den 100 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen denetleyicinin benzetim ve deneysel sonuçları arasındaki karşılaştırmayı göstermektedir. Sonuçların hem geçici hem de kararlı hal durumlarında özdeş olduğu görülebilmektedir. Ancak deneysel sonuçlarında çok az bozulma ve titreşim vardır. Bunun nedeni, çevredeki elektrikli ve elektronik ekipmanların, elektromanyetik parazite neden olan elektronik invertör anahtarlarının çalışması tarafından üretilen gürültüsüdür.

Öte yandan, Şekil 6.19 (b)'de gösterildiği gibi deneysel ve benzetim sonuçlarında yüksek bir dinamik tepki gözlemlenebilir. Yük uygulandıktan sonra hız, deneysel çalışmasında 12 ms ve benzetimde 4 ms'de referans hıza ulaşmaktadır. Benzetim ve deneysel sonuçlarının arasındaki bu küçük fark, motorun dahili parametrelerinin gerçek ve ölçülen değerleri arasındaki farktan kaynaklanmaktadır.

Elde edilen tüm deneysel sonuçlar, teorik analizin geçerliliğini ve önerilen şemaların doğruluğunu kanıtlayan benzetim sonuçları ile özdeş olduğunu göstermektedir.

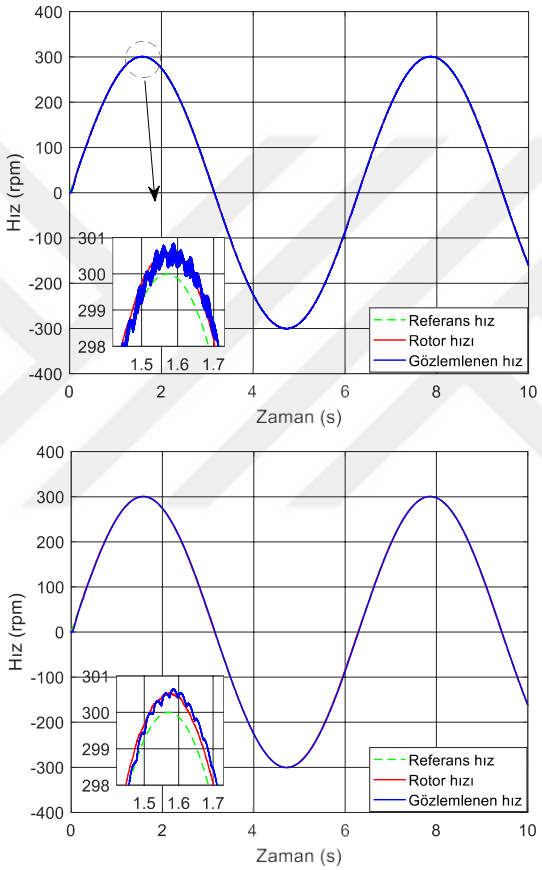
6.3.2. Önerilen AGSTSMO Gözlemcinin Benzetim ve Deneysel Sonuçları

Önerilen uyarlanabilir kazanç üstün burulma kayan kipli gözlemcinin üstünlüğünü ve etkinliğini kanıtlamak için, üstün burulma kayan kipli gözlemci ile farklı çalışma koşullarında ve çok düşük ve sıfır hızlarda karşılaştırma yapılmıştır.

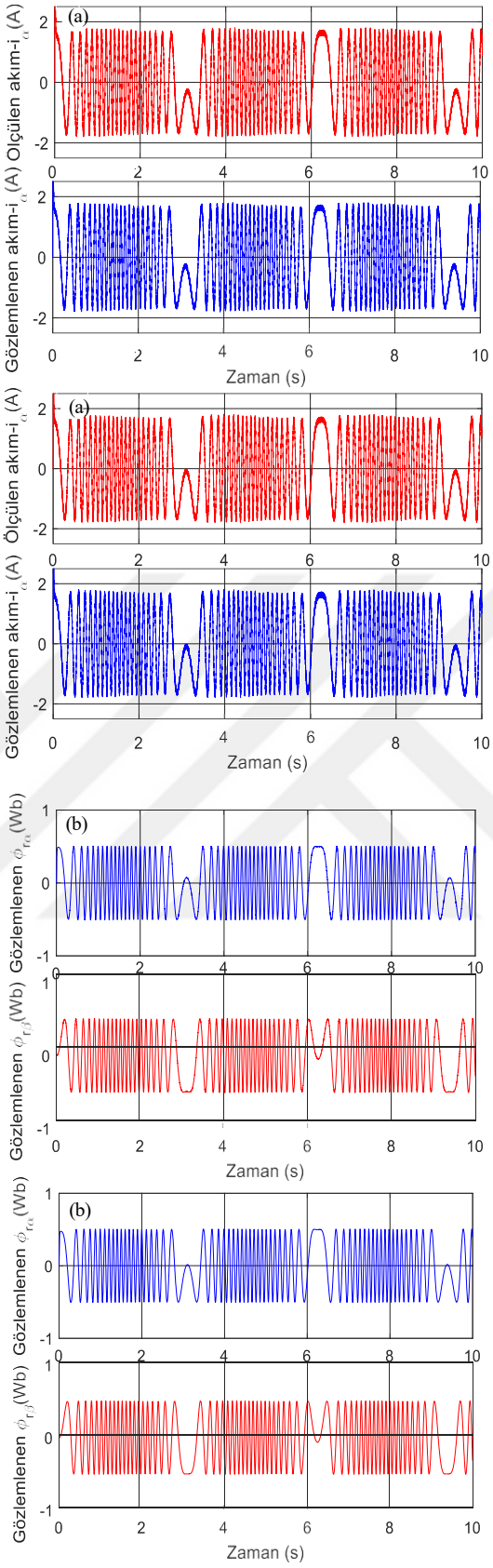
Benzetim ve deneysel sonuçlar, aşağıdaki çalışma koşulları altında sunulmaktadır:

6.3.2.1. Yüksüz durumda ve 300 d/d olan sinüs referans hızı ile çalışma

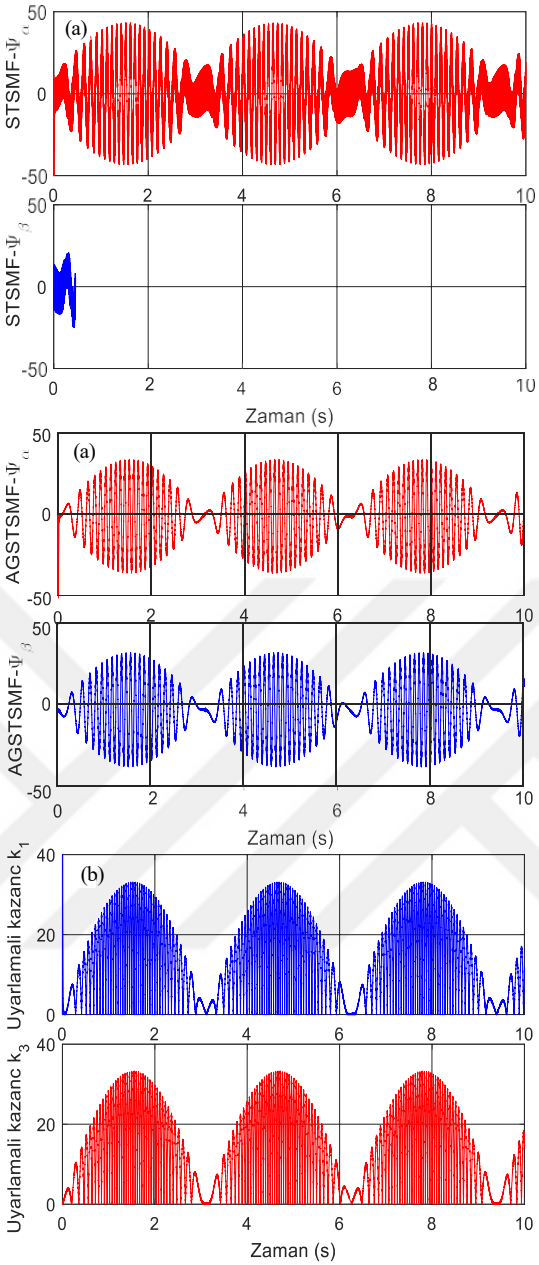
a) Benzetim sonuçları



Şekil 6.22 Sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında gözlemlenen hız ve rotor hızının benzetim sonuçları.

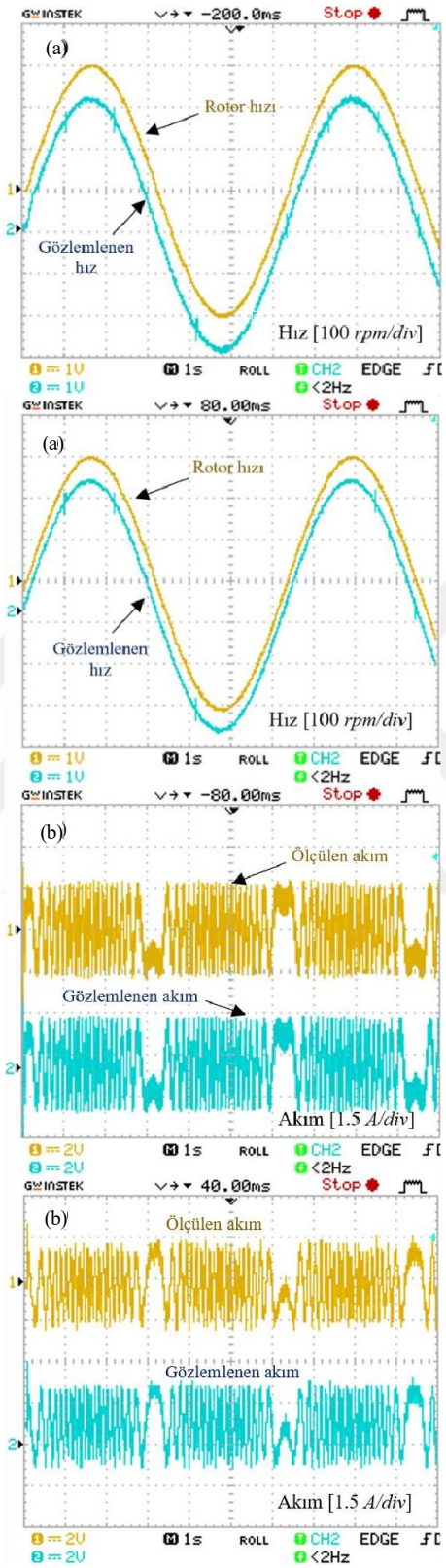


Şekil 6.23 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları.
a) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları, b) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları.

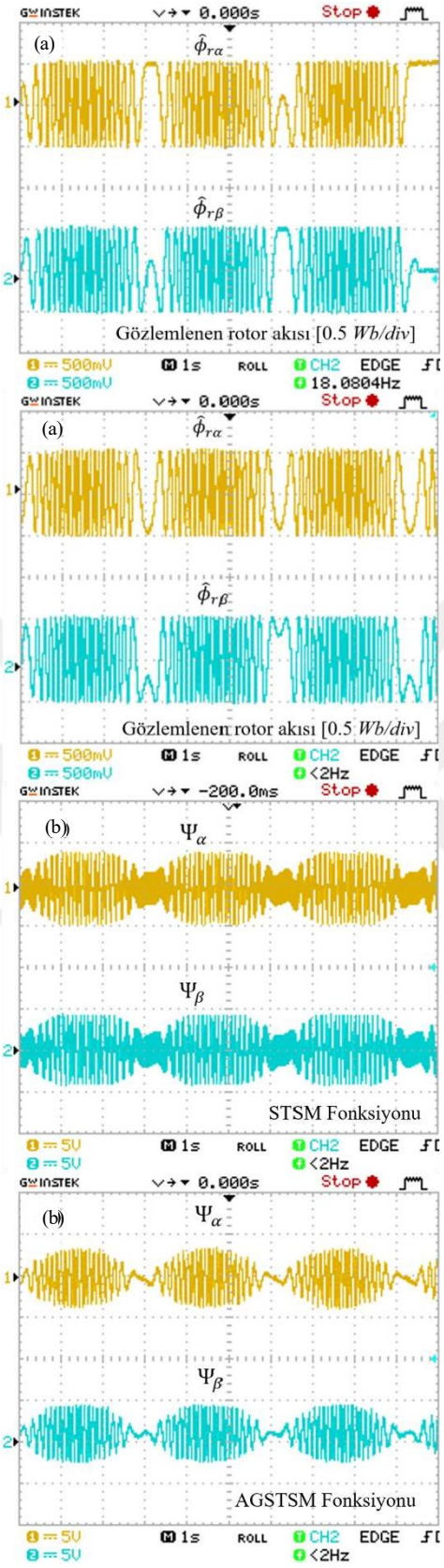


Şekil 6.24 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları.
a) α-β eksenlerinin STSM fonksiyonu, b) AGSTSMO için uyarlanabilir kazançları.

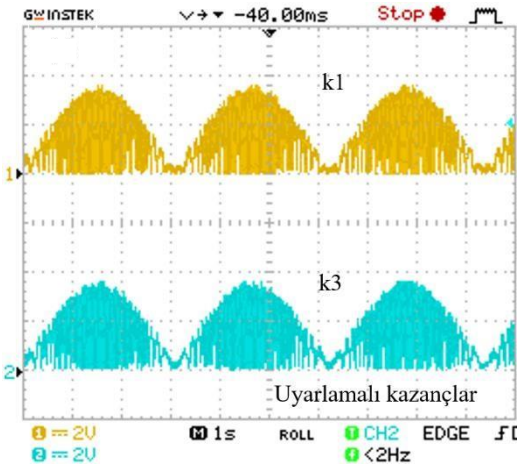
b) Deneysel sonuçları



Şekil 6.25 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için deneysel sonuçları.
a) Gözlemlenen hız ve rotor hızı, b) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları.



Şekil 6.26 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için deneysel sonuçları.
a) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları, b) α-β eksenlerinin STSM fonksiyonu.



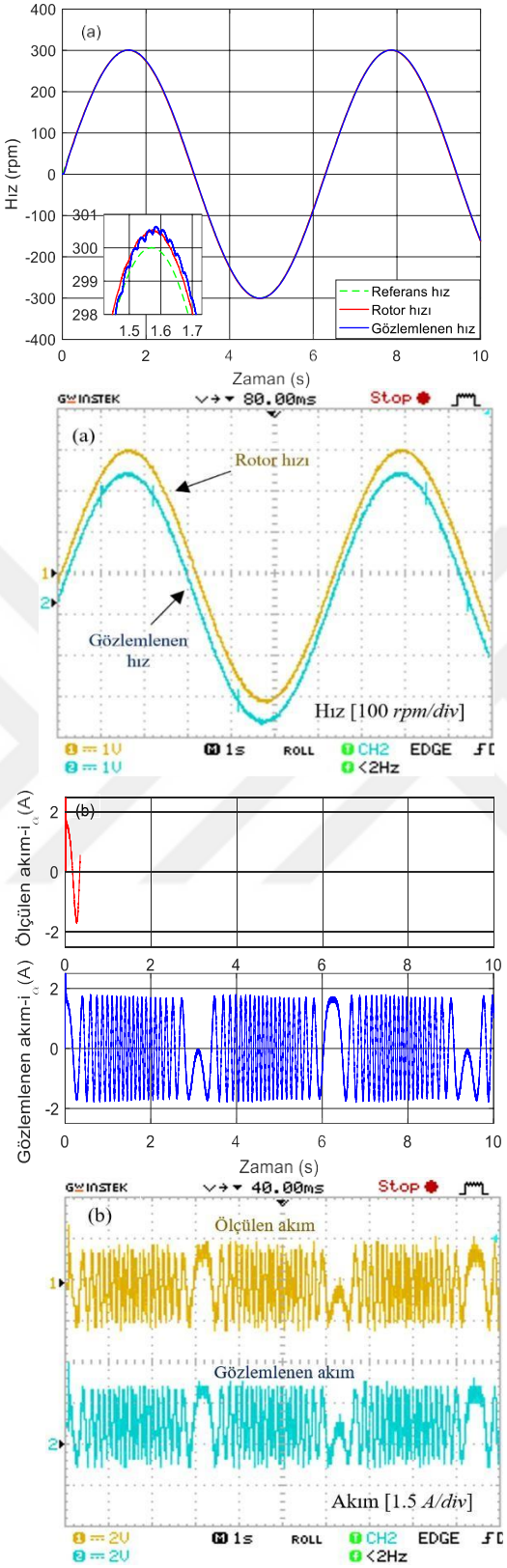
Şekil 6.27 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken AGSTSMO için uyarlanabilir kazançların deneysel sonuçları.

Bu test, zamanla değişen referans hızında çalışırken AGSTSMO'nun etkinliğini doğrulamayı amaçlamaktadır. Bu testte, sinüzoidal referans hız 300 d/d ile -300 d/d arasında ayarlanmaktadır. STSMO ve önerilen AGSTSMO'nun benzetim ve deneysel sonuçlarındaki performansı sırasıyla Şekil 6.22 ila Şekil 6.27'da gösterilmektedir. Şekil 6.22 ve Şekil 6.25 (a), rotor hızını tahmin etmede hem AGSTSM hem de STSMO'nun iyi performansa sahip olduğunu göstermektedir. Ancak, önerilen gözlemci, gözlemlenen hızda titreşim sorununu önemli ölçüde azaltmıştır.

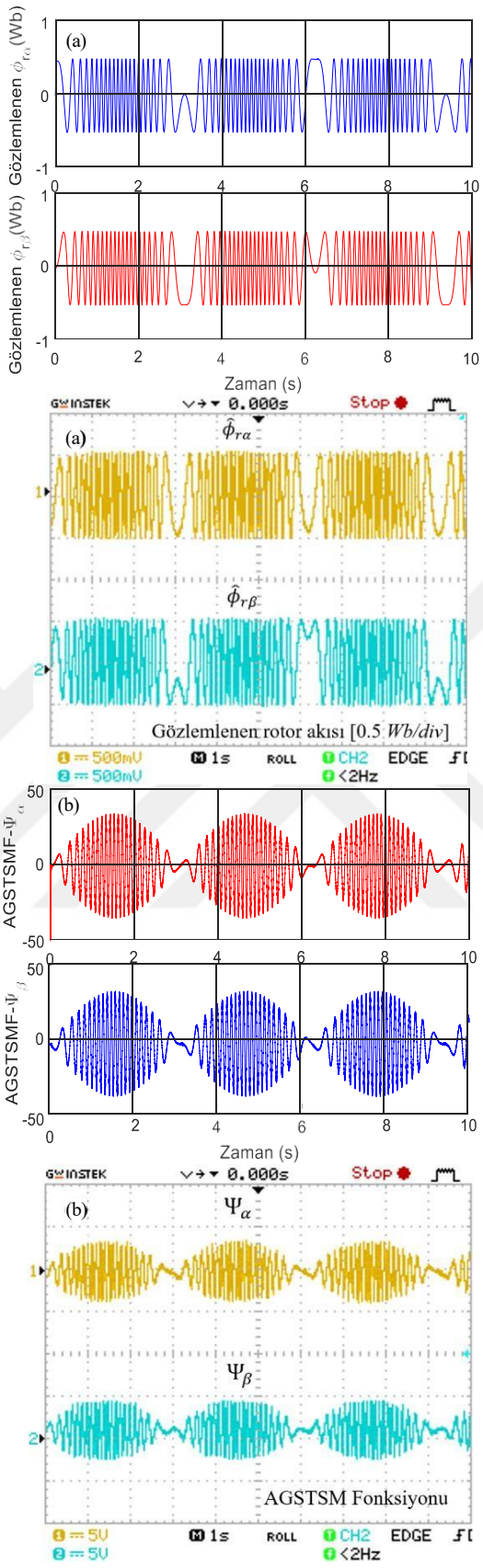
Her iki gözlemci için Şekil 6.23 (a) ve Şekil 6.25 (b)'de gösterilen benzetim ve deneysel sonuçlarında; gözlemlenen α eksen akımı, ölçülen akımı yüksek doğrulukta takip etmektedir. Ancak, önerilen gözlemcide, gözlemlenen akımın titreşiminde büyük azalma fark edilmektedir.

Tasarlanan kayan kipli fonksiyonu, hız tahmin Denklemine (4.22) dahil edildiğinden, tahmini hızdaki titreşimin azalması üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Her iki gözlemci için tasarlanan kayan kipli fonksiyonun sinyalleri, Lyapunov kararlılık analizine dayalı olarak tasarlanan uyarlanabilir kazanımların titreşimi azaltmada rolünü göstermek için sunulmuştur. Şekil 6.24 (a) ve Şekil 6.26 (b), her iki gözlemci için tasarlanan kayan kipli fonksiyonu göstermektedir. Önerilen gözlemcide tasarlanan kayan kipli fonksiyonu için titreşim miktarında belirgin bir azalma izlenmektedir. Şekil 6.24 (b) ve Şekil 6.27, kayan kipli fonksiyonun tasarımına giren Denklem (4.15) ile, tasarlanan uyarlanabilir kazançları göstermektedir.

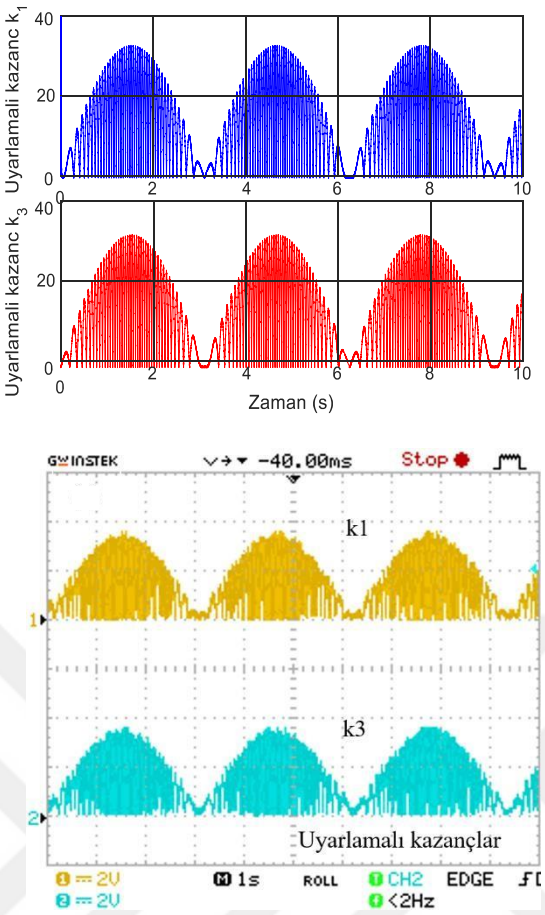
c) AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 6.28 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.
a) Gözlemlenen hız ve rotor hızı, b) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları.



Şekil 6.29 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.
a) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları, b) α-β eksenlerinin AGSTSM fonksiyonu.



Şekil 6.30 Yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarında uyarlanabilir kazançların karşılaştırılması.

Şekil 6.28 ila Şekil 6.30, yüksüz durum ile 300 d/d sinüs referans hızında çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçların arasındaki karşılaştırmayı göstermektedir.

Benzetim ve deneysel sonuçların özdeş olduğu görülebilmektedir. Ayrıca, benzetim ve deneysel sonuçlarda rotor hızı, stator akımları ve rotor akısının yüksek tahmin doğruluğu gözlemlenebilir.

6.3.2.2. Yük etkisi altında ve düşük hızlarda çalışırken önerilen gözlemci performansının incelenmesi

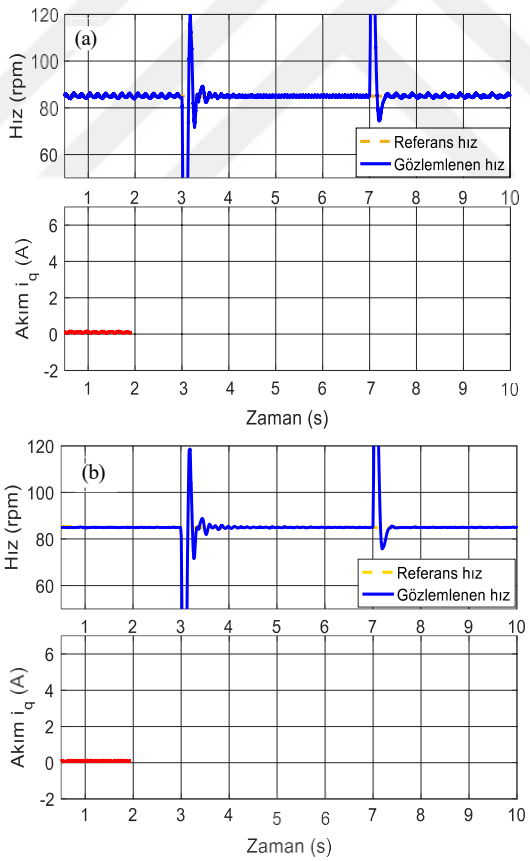
Yük uygulama ve kaldırılması ile 85 d/d referans hızda çalışırken benzetim ve deneysel sonuçlar verilmiştir.

Şekil 6.31 ve Şekil 6.32, önerilen gözlemcinin ve STSM gözlemcisinin gözlemlenen hızı ve q ekseni akımının sırasıyla benzetim ve deneysel sonuçlarını göstermektedir.

Grafiklerden her iki gözlemci için de yüksek performans ve tahmin doğruluğunun, yükten etkilenmediği gözlemlenmektedir. Bununla birlikte, önerilen gözlemcinin, gözlemlenen hız sinyalinde titreşimi önemli ölçüde azalttığı da gözlemlenebilir ve bu aynı zamanda q eksen akımında da göreceli olarak yansıtılmaktadır.

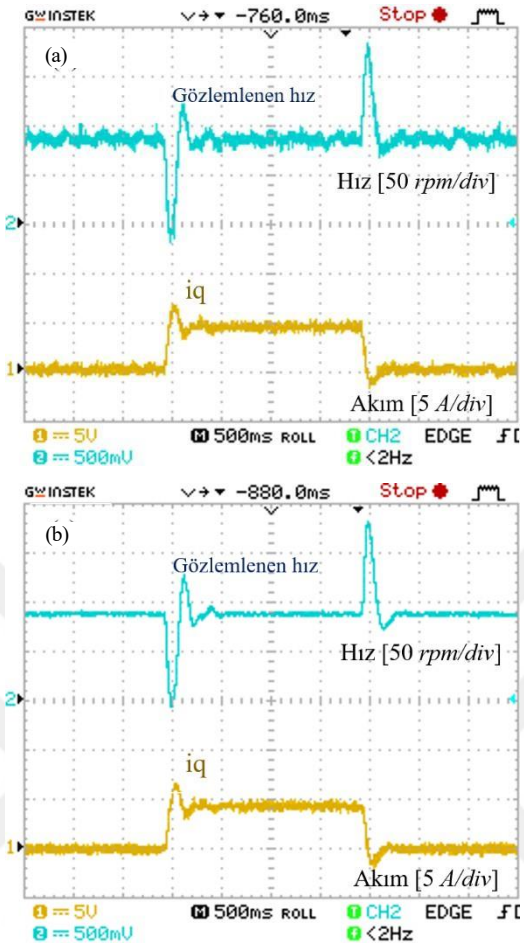
Önerilen gözlemci üzerindeki yük etkisi inceledikten sonra, çok düşük ve sıfır hızlarda ve yük etkisi altında önerilen gözlemciyi test etmeye geçmek mümkündür.

a) Benzetim sonuçları



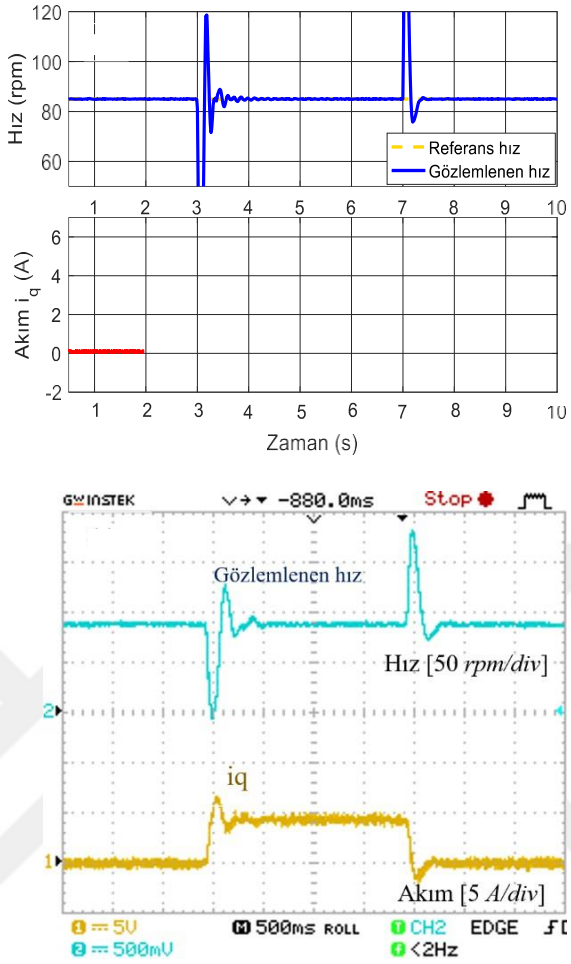
Şekil 6.31 Yük uygulama ve kaldırılması ile 85 d/d referans hızda çalışırken benzetim sonuçları. a) STSMO, b) Önerilen AGSTSMO.

b) Deneysel sonuçları



Şekil 6.32 Yük uygulama ve kaldırılması ile 85 d/d referans hızda çalışırken deneysel sonuçlar. a) STSMO, b) Önerilen AGSTSMO.

c) AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması



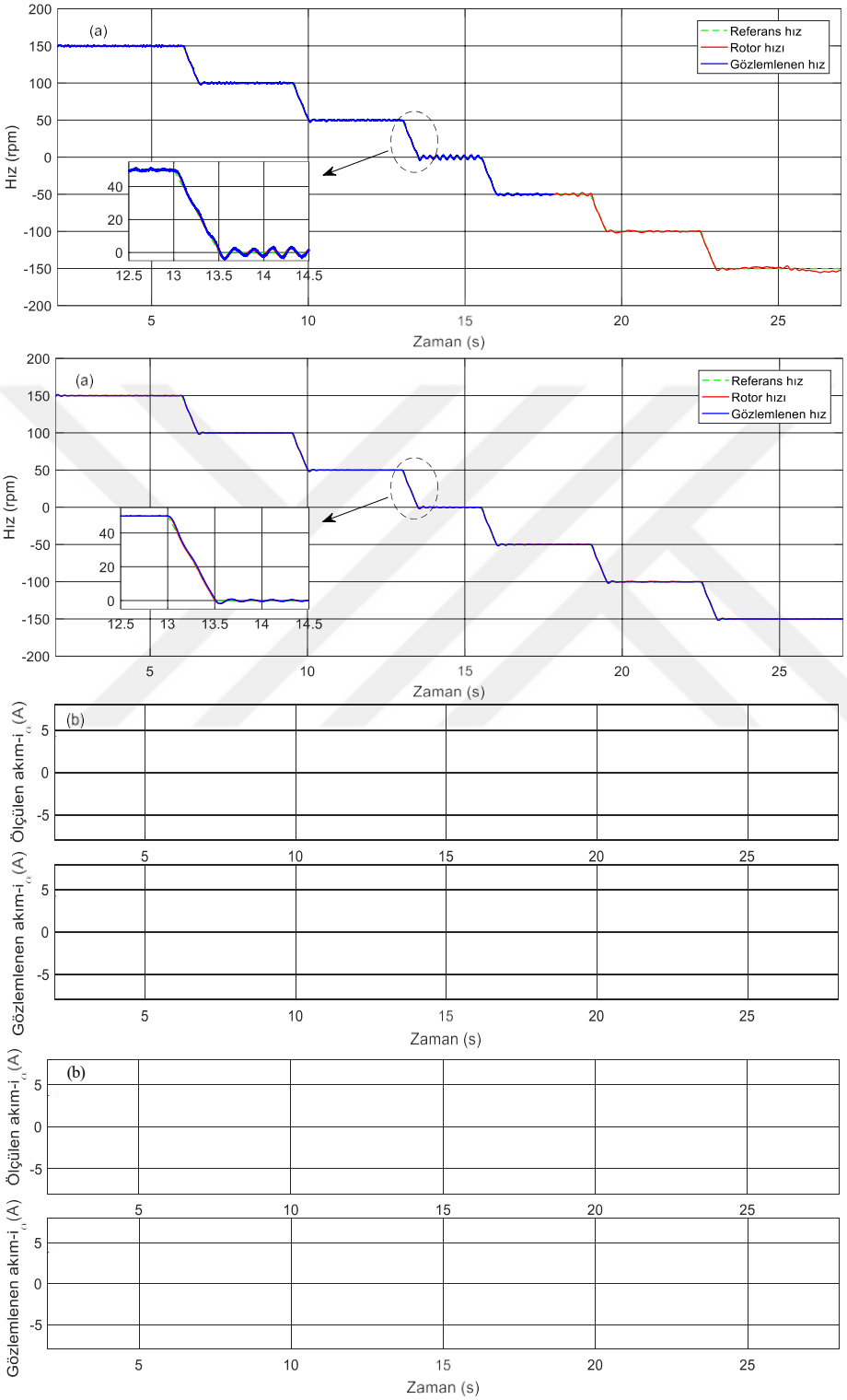
Şekil 6.33 Yük uygulama ve kaldırılması ile 85 d/d referans hızda çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.

Şekil 6.33, yük uygulama ve kaldırılması ile 85 d/d referans hızda çalışırken önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçların arasındaki karşılaştırmayı göstermektedir.

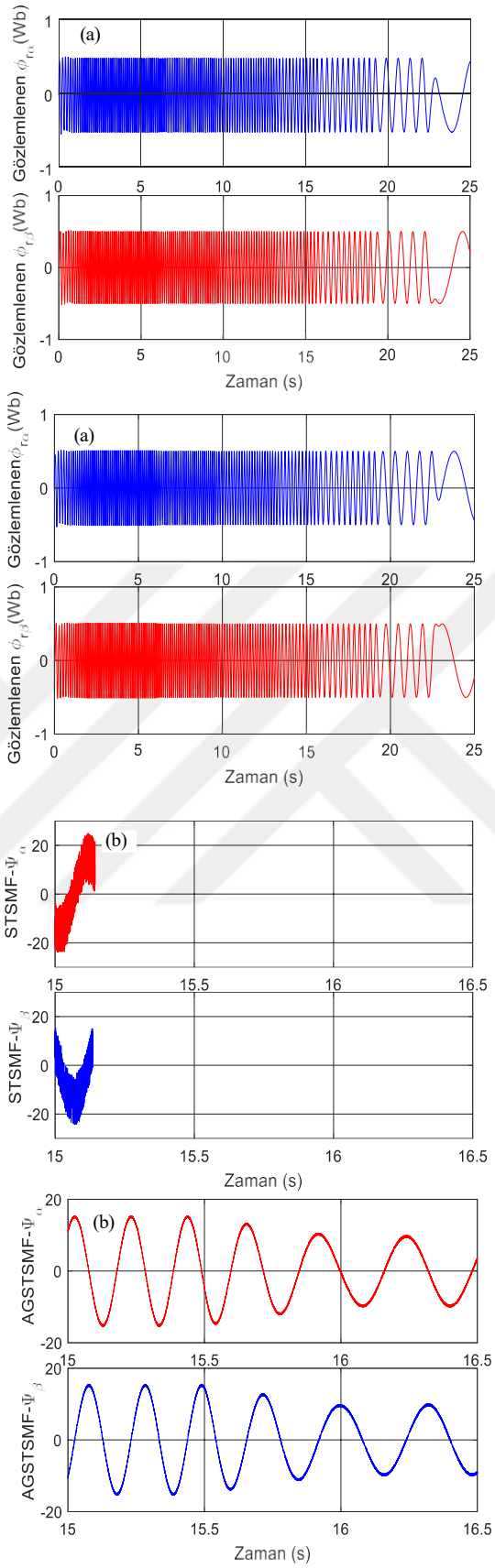
Benzetim ve deneysel sonuçların özdeş olduğu görülebilmektedir. Ayrıca, yük etkisi altında rotor hızının yüksek tahmin doğruluğu benzetim ve deneysel sonuçlarda gözlemlenebilir.

6.3.2.3. Bozucu yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda benzetim ve deneysel sonuçlar

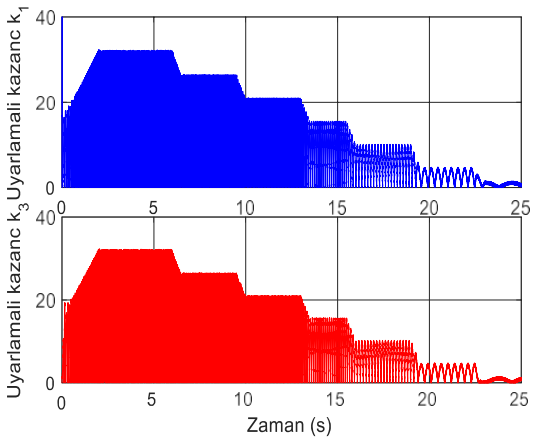
a) Benzetim sonuçları



Şekil 6.34 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları.
a) Gözlemlenen hız ve rotor hızı, b) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları.

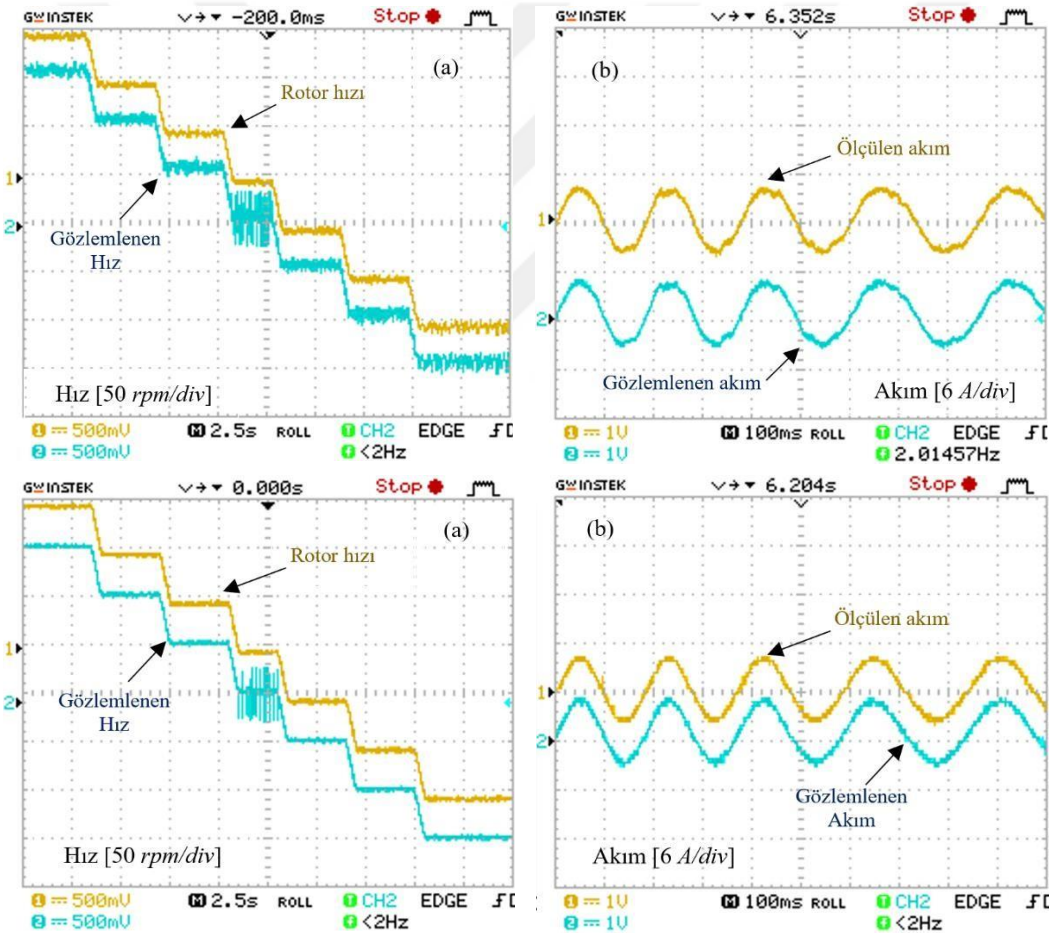


Şekil 6.35 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları.
a) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları, b) α-β eksenlerinin STSM fonksiyonu.

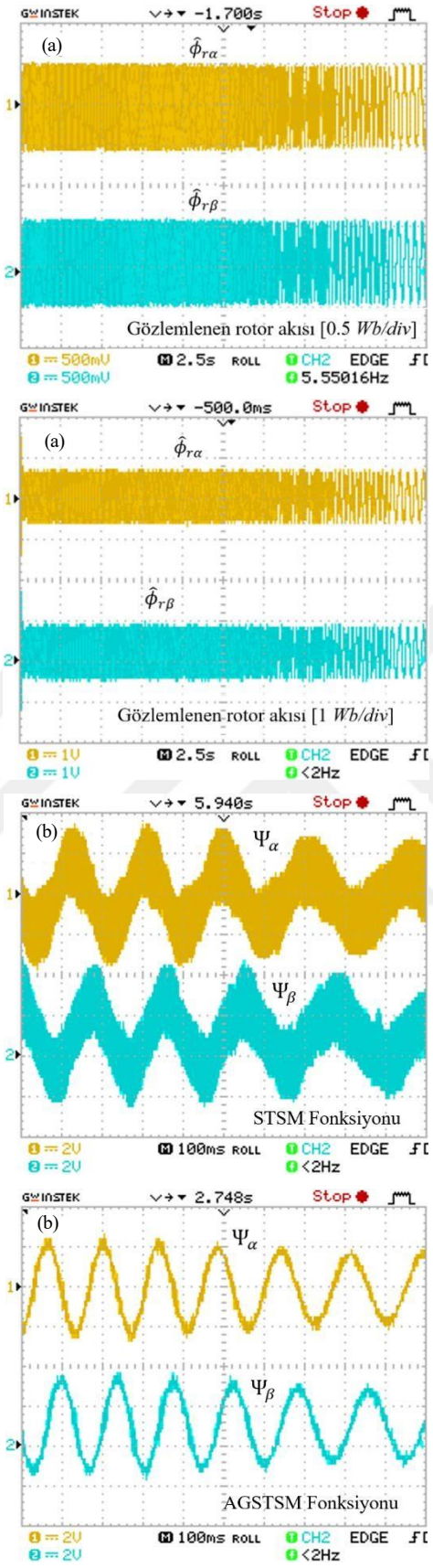


Şekil 6.36 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda AGSTSMO için uyarlanabilir kazançların benzetim sonuçları.

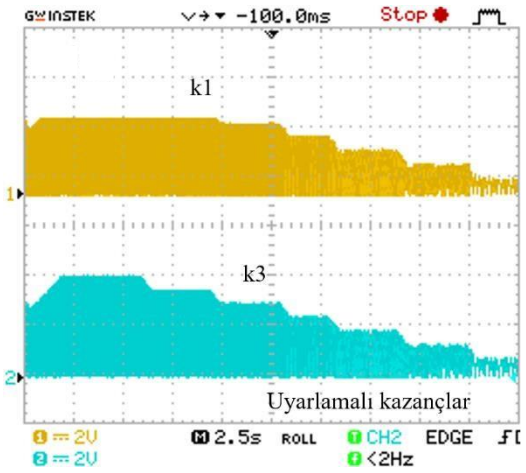
b) Deneysel sonuçları



Şekil 6.37 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için deneysel sonuçları.
a) Gözlemlenen hız ve rotor hızı, b) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları.

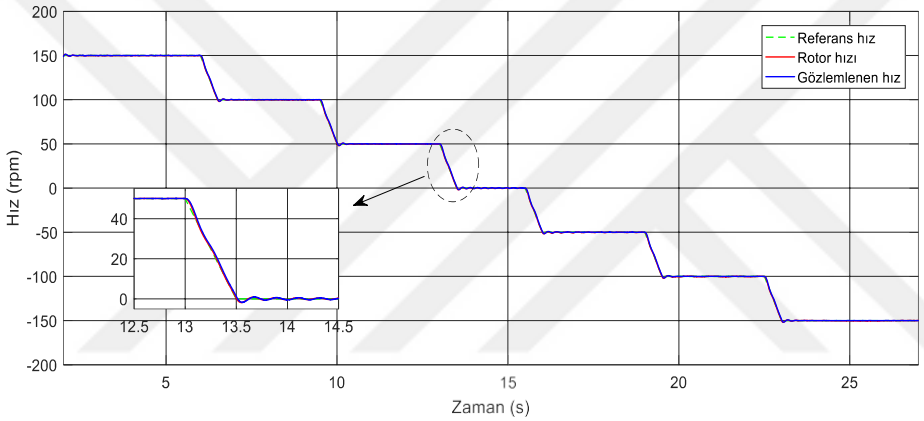


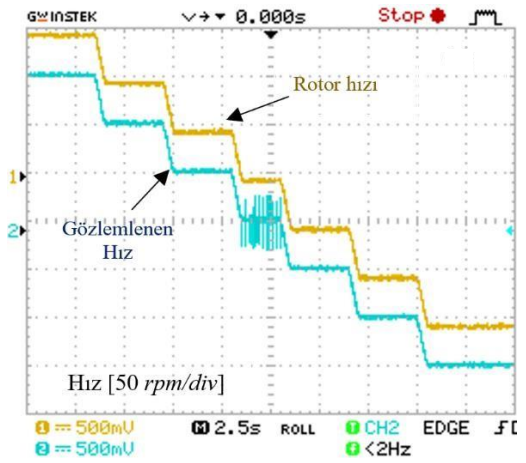
Şekil 6.38 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için deneysel sonuçları.
a) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları, b) α-β eksenlerinin STSM fonksiyonu.



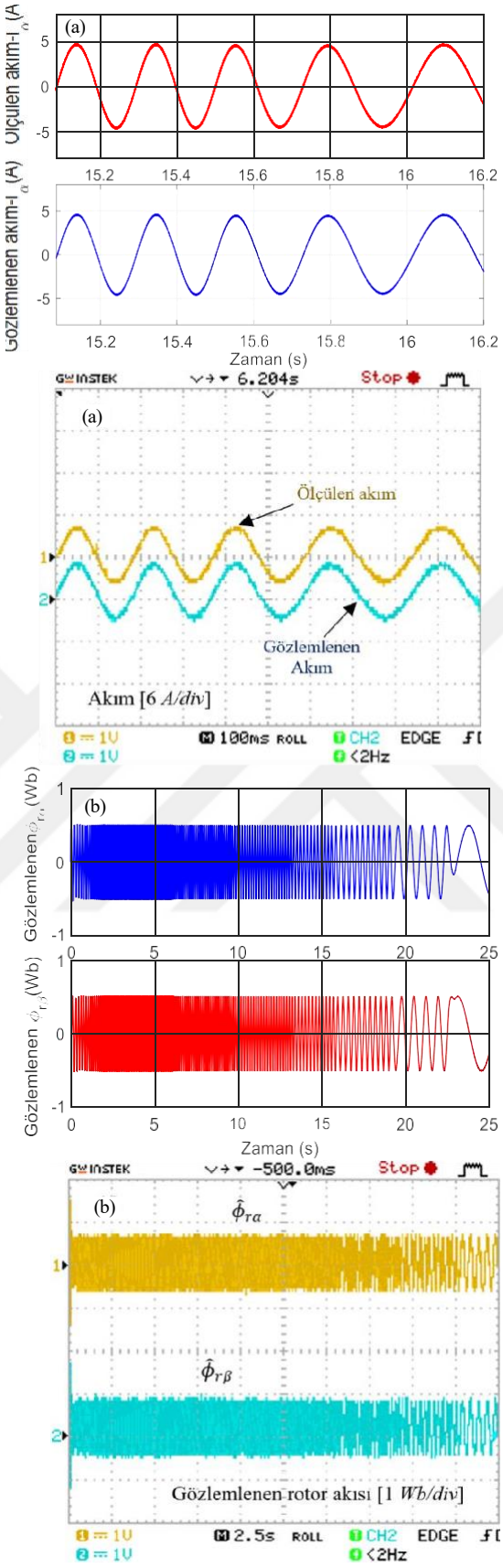
Şekil 6.39 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda AGSTSMO için uyarlanabilir kazançların deneysel sonuçları.

c) AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması

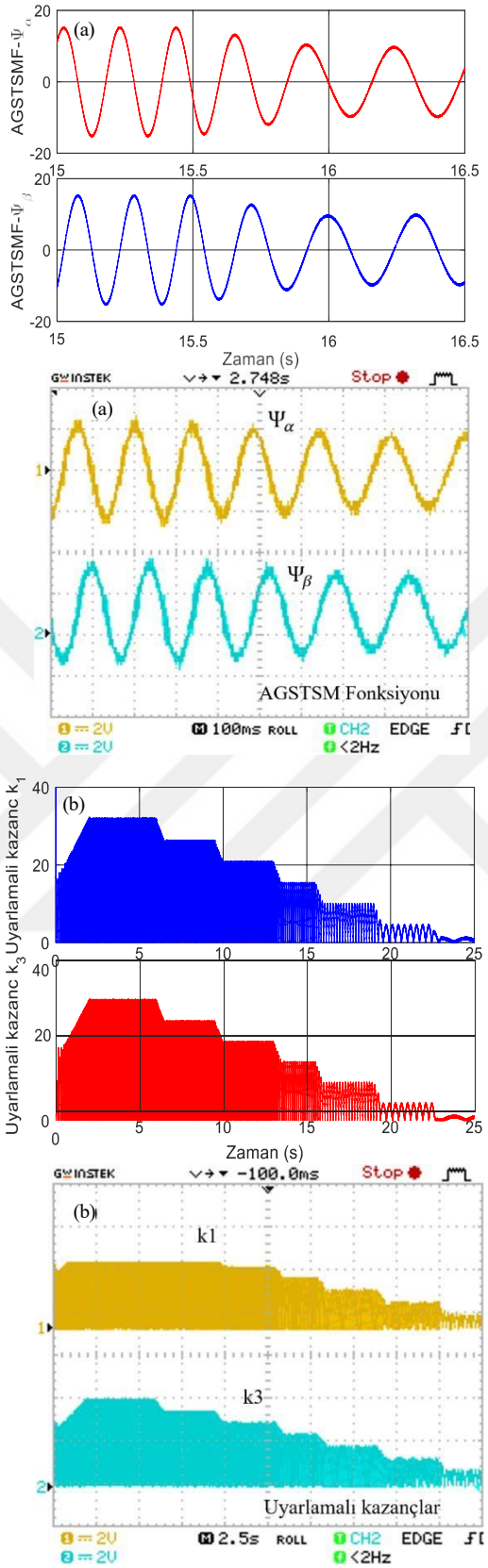




Şekil 6.40 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarında gözlemlenen hızın karşılaştırılması.



Şekil 6.41 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.
a) Ölçülen ve gözlemlenen α eksen akımları, b) α-β eksenlerinin gözlemlenen rotor akıları.



Şekil 6.42 Yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.
a) α-β eksenlerinin AGSTSM fonksiyonu, b) AGSTSMO için uyarlanabilir kazançları.

Önerilen AGSTSMO'nun titreşim azaltmada etkinliği ve STSMO'ya kıyasla üstünlüğünü göstermek için; tam yük altında, çok düşük ve sıfır hızlarda benzetim ve deneysel sonuçlar, Şekil 6.34 ila Şekil 6.39'de gösterildiği gibi sunulmaktadır.

Şekil 6.34 (a) ve Şekil 6.37 (a)'daki sonuçlar, önerilen gözlemci ve STSMO için incelendiğinde, her iki gözlemcinin de bu çalışma şartları altında yüksek performansa sahip olduğu görülmektedir. Fakat, titreşim sorunu nedeniyle STSMO'nun tahmin doğruluğunun önemli ölçüde azaldığı izlenmektedir. Ayrıca sıfır hıza yaklaşıldığında rotor hızında ve tahmini hızda artan dalgalanma ve titreşim görülmektedir. Ancak önerilen gözlemcide yüksek tahmin doğruluğu ile titreşim sorununun büyük ölçüde azaldığı izlenmektedir.

Ayrıca STSMO'da, Şekil 6.34 (b) ve Şekil 6.37 (b)'de gösterildiği gibi, ölçülen ve tahmin edilen akımlarda meydana gelen bozulmalar gözlemlenebilir.

Şekil 6.35 (a) ve Şekil 6.38 (a), α-β eksenlerine göre rotorun tahmini akısını göstermektedir. Her iki gözlemci için rotor akısı tahmininin doğruluğu, saf integralleme yerine, bu tezde kullanılan Denklem (4.19)'a göre gözlenebilmektedir.

Önerilen gözlemcide tasarlanan uyarlanabilir kazançların etkisi nedeniyle, AGSTSM fonksiyonunda, Şekil 6.35 (b) ve Şekil 6.38 (b)'de gösterildiği gibi STSM fonksiyonuna kıyasla, titreşim azalması gözlemlenebilir.

Şekil 6.36 ve Şekil 6.39 , kontrol edilen sistemin durumuna göre, önerilen gözlemcide tasarlanan uyarlanabilir kazançların değişimini göstermektedir. Denklem (4.15)'de gösterildiği gibi, önerilen gözlemcinin dayanıklılığını ve kararlılığını korumak için hız ve yükteki artışla uyarlanabilir kazançların değeri artar. Bu durumda ise, Şekil 6.36 ve Şekil 6.39'de gösterildiği gibi, hızın ters yönde (negatif hız durumu) artması ve yük koşulundan dolayı, uyarlanabilir kazanç azalmaya devam etmektedir.

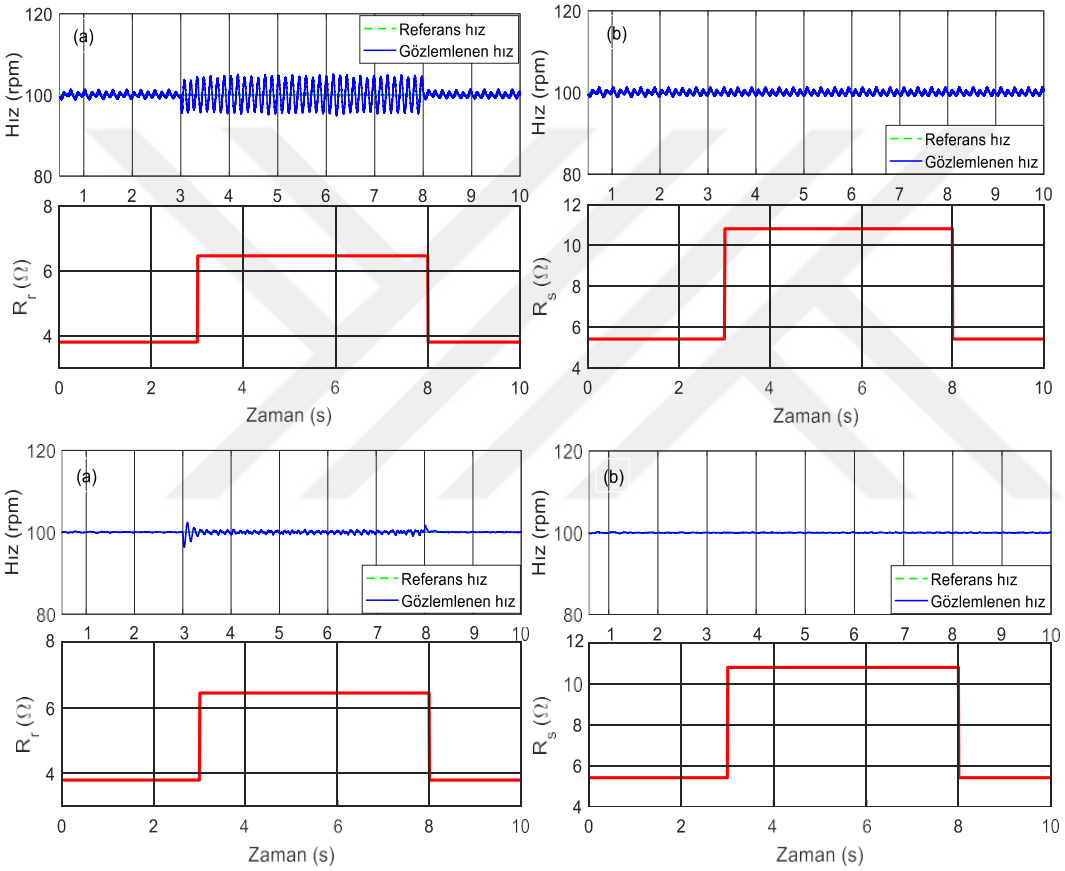
Şekil 6.40 ila Şekil 6.42, yük etkisi altında, hızın 150 d/d'den -150 d/d'ye kademeli değişmesi durumunda önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçları arasındaki karşılaştırmayı göstermektedir.

Sonuçların hem geçici hem de kararlı hal durumlarında özdeş olduğu görülebilmektedir. Ancak deneysel sonuçlarında çok az bozulma ve titreşim vardır. Bunun nedeni, çevredeki elektrikli ve elektronik ekipmanların, elektromanyetik parazite neden olan elektronik invertör anahtarlarının çalışması tarafından üretilen gürültüsüdür.

6.3.2.4. Motor parametreleri değişimi altında önerilen gözlemcinin dayanıklılığının incelenmesi

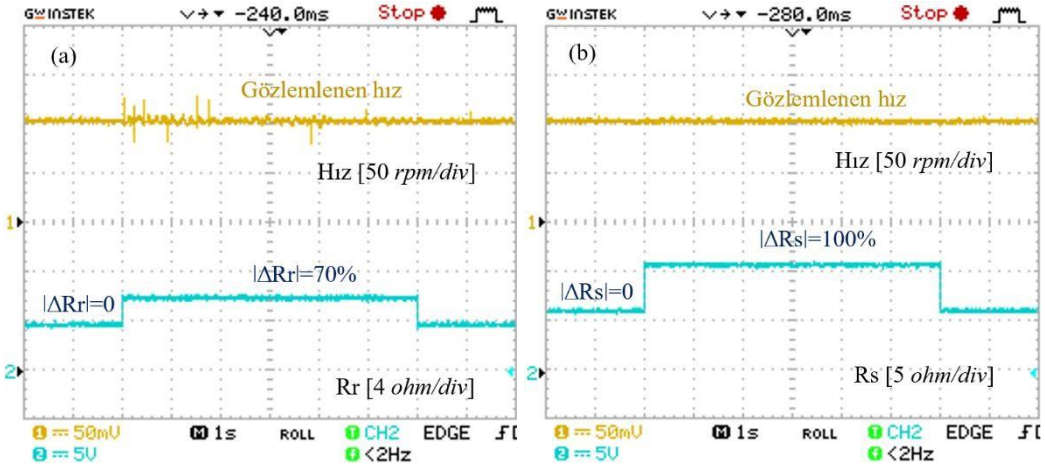
Önerilen gözlemci ve STSM gözlemcinin motor parametrelerinin değişimine karşı dayanıklılığı incelenmektedir. İlk dayanıklılık testinde referans hız 100 d/d'ye ayarlanmakta ve her iki gözlemcinin modelinde rotor direnci aniden %70 değiştirilmektedir. İkinci testte ise, aynı yöntemle, stator direnci %100 değiştirilmektedir.

a) Benzetim sonuçları



Şekil 6.43 100 d/d referans hızda çalışırken motor parametreleri değişiminin etkisi altında sırasıyla STSMO ve önerilen AGSTSMO için benzetim sonuçları.
a) Rotor direnç değişimi, b) Stator direnç değişimi.

b) Deneysel sonuçları



Şekil 6.44 100 d/d referans hızda çalışırken motor parametreleri değişiminin etkisi altında önerilen gözlemci için deneysel sonuçları.
a) Rotor direnç değişimi, b) Stator direnç değişimi.

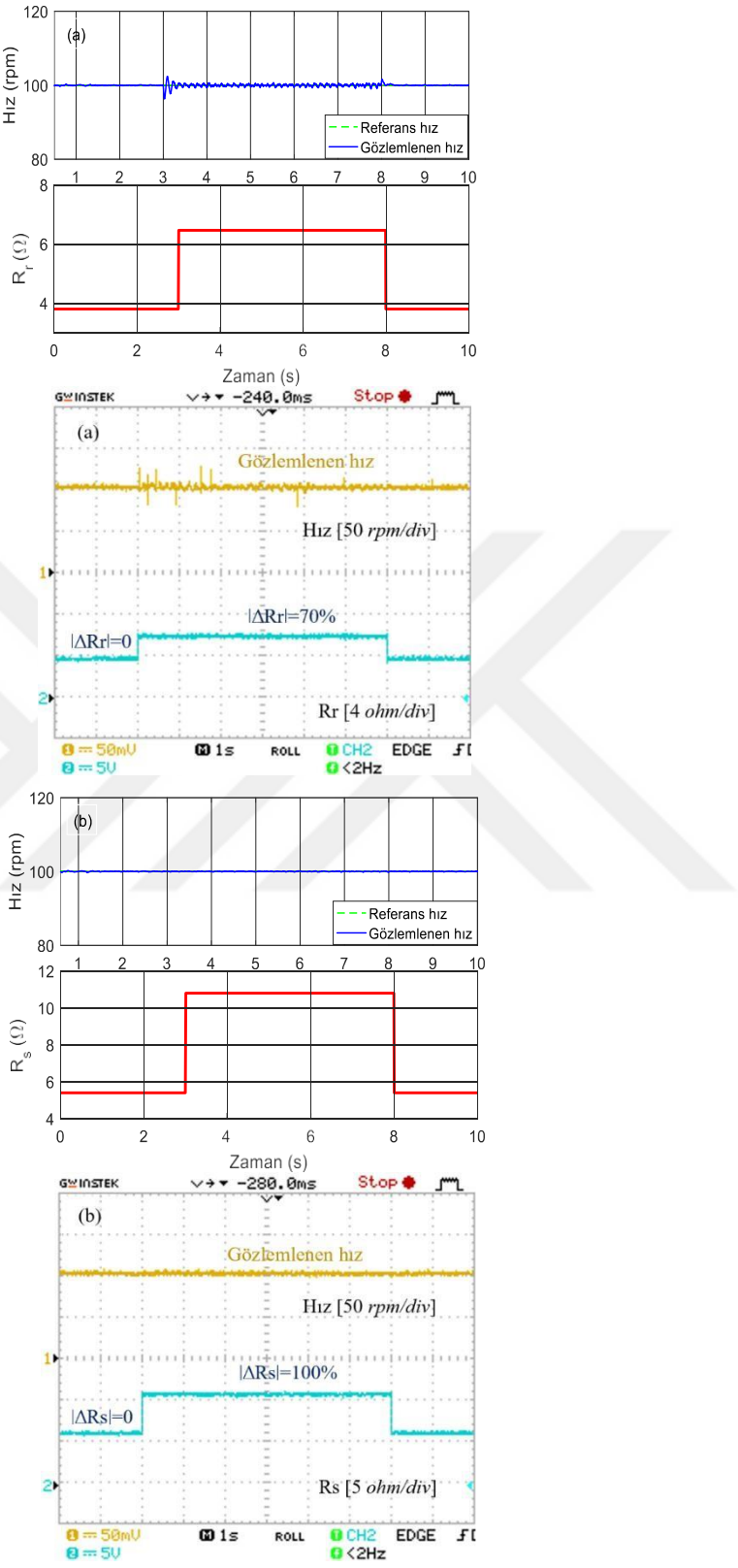
Şekil 6.43 (b) ve Şekil 6.44 (b)'de görülebileceği gibi, her iki gözlemcinin, stator direnci değişimlerine karşı yüksek dayanıklı olduğu izlenmektedir.

Öte yandan, önerilen gözlemcide rotor direncinin değerindeki değişime göre, benzetim ve deneysel sonuçları Şekil 6.43 (a) ve Şekil 6.44 (a)'da gösterildiği gibi, 0,5 d/d geçmeyen hafif dalgalanmalarla tahmini hızda önemli bir değişiklik göstermemektedir. Bununla birlikte, Şekil 6.43 (a)'daki gibi STSMO için yaklaşık 5.5 d/d yüksek ve fark edilen dalgalanmalar meydana gelmektedir. Böylece, her iki testte de sistemin kararlılığı ve doğru tahmini sürmekte ve bu durum önerilen gözlemcinin parametre değişimlerine karşı sağlam ve dayanıklı olduğunu ispatlamaktadır.

Şekil 6.45, 100 d/d referans hızda çalışırken motor parametreleri değişiminin etkisi altında önerilen AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçları arasındaki karşılaştırmayı göstermektedir.

Benzetim ve deneysel sonuçların özdeş olduğu ve önerilen gözlemcinin, stator ve rotor direnci değişimlerine karşı yüksek dayanıklı olduğu izlenmektedir.

c) AGSTSMO için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması



Şekil 6.45 100 d/d referans hızda çalışırken motor parametreleri değişiminin etkisi altında önerilen gözlemci için benzetim ve deneysel sonuçlarının karşılaştırılması.
a) Rotor direnç değişimi, b) Stator direnç değişimi.

7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tez çalışmasında, önerilen HFSTSMC hibrit bulanık üstün burulma kayan kipli denetleyicisi kullanılarak, vektör kontrollü bir asenkron motorun hız sensörsüz kontrolü tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

İlave olarak hız, bu tezde önerilen uyarlanabilir kazanç üstün burulma kayan kipli AGSTSMO gözlemcisi ile tahmin edilerek, sensörsüz kontrol gerçekleştirilmiştir.

Öncelikle hibrit denetleyiciler ve kayan kipli gözlemci ile ilgili geniş bir literatür taraması yapılmıştır. Literatürde bulanık mantık ve kayan kip teorisinin birleştirilmesi konusundaki çalışmaların çoğu, kayan kipli denetleyicinin tasarlanmasına ve performansının iyileştirilmesine yardımcı olmak için bulanık mantığın kullanılmasıyla yapılmıştır.

Asenkron motorun genel matematiksel modeli, Park ve Clarke dönüşümleri ve doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemleri verilmiştir.

Gelişmiş kontrol yöntemleriyle (bulanık mantık denetleyicisi, birinci dereceden kayan kipli denetleyicisi ve üstün burulma algoritma kullanılarak ikinci dereceden kayan kipli denetleyicisi) ilgili kapsamlı bir çalışma yapılmıştır. Daha sonra bu yöntemlerde bulunan dezavantajları ortadan kaldırmak ve sisteme yüksek dinamik performans sağlamak için önerilen hibrit denetleyici, üstün burulma kayan kipli kontrolüne dayalı tasarlanmıştır. Bulanık mantık denetleyicinin ise, hem geçici hem de kararlı hal durumlarında sistemin durumuna göre kazanç değerini ayarlamak için gözetmen denetleyici olarak kullanılması tasarlanmıştır.

Ayrıca AGSTSMO, STSMO'nun kontrol yasasında bulunan yüksek kazanç değerinden kaynaklanan düşük hızlarda titreşim sorununu ortadan kaldırmak için Lyapunov kararlılık kriterine dayalı olarak tasarlanmıştır.

Önerilen şemaların geçerliliği, önce MATLAB yazılımı ile simülasyonların deneysel olarak yaklaştırılmasıyla doğrulanmıştır. Matlab/Simulink; alan yönlendirmeli kontrol algoritmasını, Park ve Clarke dönüşümünü, PI denetleyicilerini, önerilen ve incelenen

hız kontrol algoritmalarını, önerilen ve incelenen hız gözlemcilerini ve PWM ünitesini modellemek için kullanılmıştır. Matlab/SimPowerSystems; güç kısmını modellemek için kullanılmıştır (IM, evirici, DC voltaj kaynağı ve üç fazlı asenkron motorun gerilim ve akımının ölçüm ünitesi).

Deneysel çalışmalar dSPACE firmasının, üzerinde PowerPC603e /250MHz ana işlemci ve Texas Instruments TMS320F240/20MHz uydu işlemci bulunduran, DS1104 denetleyici kartı ile gerçekleştirilmiştir.

Tasarlanan denetleyiciler ve önerilen denetleyicinin; dinamik yanıtı, kararlı hal doğruluğu, titreşim sorunu ve yük momenti bozucu etkileri, karşılaştırmalı olarak benzetim ve deneysel sonuçlar üzerinden incelenmiştir. Ayrıca, hem önerilen gözlemci hem de STSM gözlemci; tahmin doğruluğunu, titreşim sorununu, parametrelerin değişimine karşı dayanıklı olma ve yük momenti bozucu etkileri açısından, benzetim ve deneysel sonuçlar üzerinden incelenmiştir.

Önerilen denetleyici ve gözlemcinin üstünlüğünü ispatlamak için önerilen hibrit denetleyicinin tüm benzetim ve deneysel sonuçları; PI denetleyici, bulanık mantık denetleyicisi, birinci dereceden kayan kipli denetleyici ve üstün burulma kayan kipli denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Bunun yanında önerilen gözlemci, üstün burulma kayan kipli gözlemci ile karşılaştırılmıştır.

Benzetim ve deneysel sonuçlar sırası ile karşılaştırıldığında, elde edilen bulgular aşağıdaki şekilde açıklanmaktadır:

Klasik PI denetleyicisi adım yanıtında aşma göstermiştir. Bunun yanında, hızın oturma zamanı, önerilen HFSTSMC'e kıyasla 550 ms daha uzundur. Yük momenti uygulandığında; istenilen hızdan yaklaşık %60 bir düşüş bulunmuş, denetleyicinin yanıtı diğer denetleyicilere göre daha geç olmuştur. Bununla birlikte, akımlarda belirgin titreşim ve bozulma görülmemiştir.

Bulanık mantık denetleyici, adım yanıtında herhangi bir aşma etkisi göstermemiştir; Ancak hızın oturma zamanı kayan kipli denetleyicilere kıyasla daha uzundur. Bozucu yük uygulandığında yaklaşık %0.6 bir kararlı durum hatası bulunmuştur.

Klasik birinci dereceden kayan kipli denetleyicisi adım yanıtında herhangi bir aşma etkisi göstermemiştir. Yük uyguladığında, denetleyicinin yanıtı PI'e göre yaklaşık %53.3 daha hızlı olmuştur. Ancak kontrol yasasında bulunan anahtarlama fonksiyonu ve yüksek olan kazanç değeri etkilerinden dolayı, faz akımında belirgin bozulma, hız

yanıtında yüksek dalgalanma ve q ekseni akımı için yüksek titreşim, yaklaşık ±1.6 A izlenmiştir.

Üstün burulma kayan kipli denetleyicide, yüksek dinamik yanıtı ile iç ve dış bozucu etkilere karşı güçlü dayanıklılık elde etmek için, kontrol yasasındaki kazanç değerinin büyük değerlere ayarlanması gerekmektedir. Bununla birlikte, bu avantajların elde edilmesi, titreşim sorununun belirgin artırılması ile dengelenmektedir. Adım yantında herhangi bir aşma etkisi göstermemiştir. Yük uygulandığında, denetleyicinin dinamik yanıtı çok hızlı, PI ve SMC'den sırasıyla yaklaşık %95.6 ve %42.3 daha hızlı olmuştur. Bununla birlikte, kontrol yasasında bulunan anahtarlama fonksiyonu ve yüksek olan kazanç değeri etkilerinden dolayı, faz akımında belirgin bozulma, hız yanıtında yüksek dalgalanma ve q ekseni akımı için yüksek titreşim, yaklaşık ±2.8 A görülmüştür.

Öte yandan kontrol yasasındaki kazançların değeri küçük değerlere ayarlandığında titreşim sorunu azaltılabilir. Ancak, bu durumda yüksek dinamik yanıtı ve bozuculara karşı dayanıklılık elde edilememektedir.

Böylece önerilen hibrit denetleyici ile tüm bu avantajlar sağlanabilmekte ve dezavantajlar ortadan kaldırılmaktadır.

Önerilen hibrit denetleyicide adım yanıtında herhangi bir aşma etkisi görülmemiştir. Bunun yanında, referans hız değerinde oturma için geçen süre 51ms ve PI ve FLC'e göre %92.8 daha azdır. Yük uygulandığında denetleyicinin yanıtı hızlı olmuştur, yani tepki hızında PI, SMC ve STSMC ile karşılaştırıldığında sırasıyla %95.6, %90.7 ve %6 iyileştirilmiştir. Ayrıca, yük etkisi altında yaklaşık %10'luk az bir düşüş olmuştur. Ancak, PI, SMC ve STSMC için sırasıyla %60, %26 ve %12'lik daha belirgin bir düşüş olmuştur.

Kararlı durumlarda, önerilen denetleyicinin küçük uyarlanabilir kazanç değeri nedeniyle, motor akımında titreşim sorunu ve hız yanıtındaki dalgalanmalar büyük ölçüde azaltılmıştır. Böylece önerilen denetleyicinin q ekseni akım titreşimi PI denetleyicisine eşittir ve yaklaşık ±1.2 A'dır. Yani önerilen denetleyici, titreşim sorununu STSMC ve SMC'ye kıyasla sırasıyla yaklaşık %57.15 ve %25 oranında azaltmıştır.

Sensörsüz kontrol tekniğinde ise, üstün burulma kayan kipli gözlemci ve uyarlanabilir kazanç üstün burulma kayan kipli gözlemci kullanılmıştır. Uyarlanabilir kazanç gözlemci sayesinde bozucu etkilere karşı daha yüksek dayanıklılık sağlanmıştır ve

düşük hızlarda özellikle titreşim sorunu büyük ölçüde azaltılmıştır. Sıfır hızda, STSMC'ye kıyasla titreşimin azaltılması %85.7 olmuştur.

Önerilen gözlemcinin simülasyon ve deneysel sonuçları incelendiğinde, α-β eksenlerinin gözlemlenen akımlarında daha az bozulma gözlenmiştir.

Önerilen gözlemcinin ana avantajı, Lyapunov'un kararlılık teorisine dayalı olarak tasarlanan uyarlanabilir kazanç değerleri ile, tahmini hızın titreşiminin büyük ölçüde azaltılması ve motor parametrelerinin değişmesi durumunda dayanıklılık ve tahmin doğruluğunun artmasıdır.

Son olarak bu tezde; hibrit denetleyiciler üzerine literatürde sunulan çalışmaların kapsamlı bir incelemesi yapılmıştır. Bu çalışmaların çoğunda titreşim sorunu tam olarak çözülmemiştir. Öte yandan, diğer çalışmaların ana dezavantajlarından birisi, bulanık çıkarım sistemi ve hibrit denetleyicilerin yapımındaki büyük karmaşıklıktır.

Bu tezin orijinalliği, üç fazlı bir asenkron motorun hızını kontrol etmek ve tahmin etmek için iki yenilikçi çalışmanın sunulmasında yatmaktadır.

İlk çalışmada; basitleştirilmiş bir bulanık mantık sistemine dayalı üstün burulma kontrol yasasında yer alan kontrol kazançlarının, kendini ayarlayan yeni bir hibrit kontrol şeması tasarlanmış ve uygulanmıştır.

İkinci çalışmada; üstün burulma algoritmasına dayalı geliştirilmiş bir motor hızı tahmin şeması tasarlanmış ve uygulanmıştır. Kontrol kazançları, Lyapunov kararlılık kriterlerine dayalı sistemin durumuna göre ayarlanmıştır.

Ayrıca, önerilen şemaların üstünlüğü ve etkinliği, analitik ve deneysel olarak, geleneksel ve gelişmiş denetleyicilerle kapsamlı bir karşılaştırma yapılarak doğrulanmıştır.

Gelecekteki çalışmalarda, bu tezde önerilen hibrit denetleyicinin, kalıcı mıknatıslı senkron motor (PMSM) ve fırçasız doğru akım motoru (BDCM) gibi diğer motor türlerinin sürüş algoritmaları için de kullanılması mümkündür. Ayrıca geçici ve kararlı hal durumlarında en iyi dinamik performansı elde etme imkanı için, hibrit denetleyici yapısında bulanık mantık denetleyicisi yerine, yapay sinir ağları ve optimizasyon algoritmaları gibi başka kontrol yöntemlerinin kullanılması önerilmektedir.

KAYNAKLAR

[1] Michael, P. A., DeVarajan, N., & Praveen, K. V. (2011). Indirect vector control of induction motor using space vector pulse-width-modulation (SVPWM). *Modelling, Measurement and Control A*, *84*(1–2), 1–20.

[2] Levant, A. (1993). Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control. *International Journal of Control*, 58(6):1247-1263.

[3] Holtz, J. (2002). *Sensorless Control of Induction Motor Drives*. *90*(8), 1359–1394.

[4] Hinkkanen, M., Leppänen, V. M., & Luomi, J. (2005). Flux observer enhanced with low-frequency signal injection allowing sensorless zero-frequency operation of induction motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *41*(1), 52–59. https://doi.org/10.1109/TIA.2004.840958

[5] Allahony, S. M. A., & Koutb, M. A. (2011). Model reference adaptive controller-based speed estimation technique for indirect field oriented controlled induction motor drive utilizing reactive power. *Mediterranean Journal of Measurement and Control*, *7*(3), 288–296.

[6] Harnefors, L., & Hinkkanen, M. (2008). Complete stability of reduced-order and full-order observers for sensorless IM drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *55*(3), 1319–1329. https://doi.org/10.1109/TIE.2007.909077

[7] Barut, M., Demir, R., Zerdali, E., & Inan, R. (2012). Real-time implementation of Bi input-extended Kalman filter-based estimator for speed-sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *59*(11), 4197–4206. https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2178209

[8] Derdiyok, A. (2005). Speed-sensorless control of induction motor using a continuous control approach of sliding-mode and flux observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *52*(4), 1170–1176. https://doi.org/10.1109/TIE.2005.851594

[9] John Y. Hung, W. G. and J. C. H. (2016). Variable Structure Control Systems : A Survey. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, *5*(4), 2–6.

[10] Lee, C. C. (1990). Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller, Part II. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, *20*(2), 419–435. https://doi.org/10.1109/21.52552

[11] Palm, R. (1992). *Sliding mode fuzzy control*. 519–526. https://doi.org/10.1109/fuzzy.1992.258681

[12] *Sliding Modes in Control and Optimization - Vadim I.*

[13] Barrero, F., Torralba, A., & Franquelo, L. G. (2002). Speed Control of Induction Motors Using a Novel Fuzzy Sliding-Mode Structure. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, *10*(3), 375–383.

[14] Lin, C. M., & Hsu, C. F. (2004). Adaptive fuzzy sliding-mode control for

induction servomotor systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, *19*(2), 362–368. https://doi.org/10.1109/TEC.2003.821859

[15] Lin, F. J., Wang, D. H., & Huang, P. K. (2005). FPGA-based fuzzy sliding-mode control for a linear induction motor drive. IEE Proceedings-Electric Power Applications, 152(5), 1137-1148

[16] Agamy, M. S. (2005). Sliding mode control of induction motors with minimized control effort: A comparative study. *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, *2005*(May), 2237–2240. https://doi.org/10.1109/CCECE.2005.1557433

[17] Hazzab, A., Bousserhane, I. K., & Sicard, P. (2006). Fuzzy soft-switching law of an adaptive sliding mode controller for induction motor speed control. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, *1*, 358–363. https://doi.org/10.1109/ISIE.2006.295620

[18] Wai, R. (2007). *Fuzzy Sliding-Mode Control Using*. *54*(1), 586–594.

[19] Shahnazi, R., Shanechi, H. M., & Pariz, N. (2008). Position control of induction and DC servomotors: A novel adaptive fuzzy PI sliding mode control. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, *23*(1), 138–147. https://doi.org/10.1109/TEC.2007.905070

[20] Zerikat, M., Chrifi-Alaoui, L., & Chekroun, S. (2009). A new speed observer based on fuzzy sliding mode sensorless control scheme for a high-performance induction motor drive. Içinde *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline)* (C. 14). https://doi.org/10.3182/20090819-3-pl-3002.00120

[21] Rezoug, A., Meddahi, A., Baizid, K., Hamerlain, M., & Tadjine, M. (2009). Fuzzy logic controller for a pneumatic artificial muscle robot based on sliding mode control. *Proceedings of the IASTED International Conference on Robotics and Applications*, (March 2014), 74–81.

[22] Li, Y., He, F. Y., & Ye, Z. Bin. (2009). Study on sliding mode speed control with fuzzy approach for doubly-fed induction motor. *2009 IEEE International Conference on Control and Automation, ICCA 2009*, (2), 2171–2175. https://doi.org/10.1109/ICCA.2009.5410500

[23] Patakor, F. A., Sulaiman, M., & Ibrahim, Z. (2011). Adaptive sliding mode for indirect field oriented controlled of induction motor. *Proceedings - 2011 IEEE Student Conference on Research and Development, SCOReD 2011*, (4), 289–293. https://doi.org/10.1109/SCOReD.2011.6148752

[24] Barambones, O., Alkorta, P., & De Durana, J. M. G. (2014). Adaptive sliding mode position control for electrical motors. *Proceedings - 2014 International Conference on Computational Science and Computational Intelligence, CSCI 2014*, *2*, 17–23. https://doi.org/10.1109/CSCI.2014.88

[25] Zhao, J., Wang, C., Lin, F., Wang, L. Y., & Chen, Z. (2011). Novel integration sliding mode speed controller for vector controlled induction machines. *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 1–6. https://doi.org/10.1109/PES.2011.6039061

[26] Kar, B. N., Mohanty, K. B., Singh, M., & Choudhury, S. (2012). Indirect vector control of induction motor using fuzzy sliding mode controller. *2012 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering, EEEIC 2012 - Conference Proceedings*, ss. 595–599. https://doi.org/10.1109/EEEIC.2012.6221446

[27] Hussain, S., & Bazaz, M. A. (2014). Fuzzy based sliding mode control for vector controlled induction motor. *Proceedings of the 2014 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics, ICACCI 2014*, 811–815. https://doi.org/10.1109/ICACCI.2014.6968234

[28] Lu, Y. K. (2015). Adaptive fuzzy integral sliding-mode regulator for induction motor using nonlinear sliding surface. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, *5*(4), 512–519. https://doi.org/10.11591/ijpeds.v5.i4.pp512-519

[29] Saghafinia, A., Ping, H. W., Uddin, M. N., & Gaeid, K. S. (2015). Adaptive fuzzy sliding-mode control into chattering-free im drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, *51*(1), 692–701. https://doi.org/10.1109/TIA.2014.2328711

[30] Ardjoun, S. A. E. M., & Abid, M. (2015). Fuzzy sliding mode control applied to a doubly fed in duction generator for wind turbines. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, *23*, 1673–1686. https://doi.org/10.3906/elk-1404-64

[31] Yang, Y., Chen, Y., Chu, Y., Wang, Y., & Liang, Q. (2016). Fractional order adaptive sliding mode controller for permanent magnet synchronous motor. *Chinese Control Conference, CCC*, *2016-Augus*(3), 3412–3416. https://doi.org/10.1109/ChiCC.2016.7553882

[32] Abderazak, S., & Farid, N. (2017). Comparative study between Sliding mode controller and Fuzzy Sliding mode controller in a speed control for doubly fed induction motor. *4th International Conference on Control Engineering and Information Technology, CEIT 2016*, 1–6. https://doi.org/10.1109/CEIT.2016.7929044

[33] Zeb, K., Ayesha, Haider, A., Uddin, W., Qureshi, M. B., Mehmood, C. A., … Sreeram, V. (2017). Indirect Vector Control of Induction Motor using Adaptive Sliding Mode Controller. *2016 Australian Control Conference, AuCC 2016*, 358–363. https://doi.org/10.1109/AUCC.2016.7868216

[34] Wang, S. Y., Lin, C. M., Tseng, C. L., Chou, J. H., & Syu, B. L. (2017). Design of a fuzzy sliding-mode controller for induction motor vector control systems. *2016 International Automatic Control Conference, CACS 2016*, 206–211. https://doi.org/10.1109/CACS.2016.7973910

[35] Ahmed, H., & Rajoriya, A. (2017). A hybrid of sliding mode control and fuzzy logic control using a fuzzy supervisory switched system for DC motor speed control. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, *25*(3), 1993–2004. https://doi.org/10.3906/elk-1511-213

[36] Lekhchine, S., Bahi, T., Abadlia, I., & Bouzeria, H. (2017). PV-battery energy

storage system operating of asynchronous motor driven by using fuzzy sliding mode control. *International Journal of Hydrogen Energy*, *42*(13), 8756–8764. https://doi.org/10.1016/j.ijhydene.2016.05.298

[37] Layadi, N., Djerioui, A., Zeghlache, S., Houari, A., Benkhoris, M. F., & Berrabah, F. (2019). A Hybrid Fuzzy Sliding Mode Controller for a Double Star Induction Machine. *Proceedings - International Conference on Communications and Electrical Engineering, ICCEE 2018*. https://doi.org/10.1109/CCEE.2018.8634439

[38] Zaidi, E., Marouani, K., Bouadi, H., Kassel, A. E., Bentouhami, L., & Merabet, E. (2019). Fuzzy Sliding Mode Method for Speed regulation of a Dual Star Induction Machine Drive fed by Multi-level Inverters. *Proceedings of the 2018 International Conference on Applied Smart Systems, ICASS 2018*, (November), 24–25. https://doi.org/10.1109/ICASS.2018.8651948

[39] Nguyen, N.P., Kim, W., Moon, J. (2019). Super-twisting observer-based sliding mode control with fuzzy variable gains and its applications to fully-actuated hexarotors. *Journal of the Franklin Institute,* 356(8):4270-4303.

[40] Abdul Zahra, A.K., Abdalla, T.Y. (2021). Design of fuzzy super twisting sliding mode control scheme for unknown full vehicle active suspension systems using an artificial bee colony optimization algorithm. *Asian Journal of Control,* 23(4):1966-1981.

[41] Ferhat, N., Aounallah, T., Essounbouli, N., Bouchafaa, F., Hamzaoui, A. (2021). Fractional-Order Adaptive Fuzzy Super Twisting Sliding Mode Controller for Permanent Magnet Synchronous Generators. *InIECON 2021–47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society 2021*: 1-7.

[42] Fei, J., Feng, Z. (2021). Adaptive super-twisting sliding mode control for micro gyroscope based on double loop fuzzy neural network structure. *International Journal of Machine Learning and Cybernetics.* 12(3):611-24.

[43] Pacas, M. (2011). Advanced Control Schemes. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, *5*(2 June), 16–23. https://doi.org/10.1109/MIE.2011.941125

[44] Holtz, J. (2006). Sensorless control of induction machines - With or without signal injection? *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *53*(1), 7–30. https://doi.org/10.1109/TIE.2005.862324

[45] Gao, Q., Asher, G. M., Sumner, M., & Makyš, P. (2006). Sensorless control of induction machines, including zero frequency using only fundamental PWM excitation. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, *53*(1), 793–798. https://doi.org/10.1109/IECON.2006.347449

[46] Zbede, Y. B., Gadoue, S. M., & Atkinson, D. J. (2016). Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *63*(6), 3511–3521. https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2521721

[47] Barut, M., Bogosyan, S., & Gokasan, M. (2007). Speed-sensorless estimation for induction motors sing extended Kalman filters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *54*(1), 272–280. https://doi.org/10.1109/TIE.2006.885123

[48] Derdiyok, A., Guven, M. K., Rehman, H. U., Inanc, N., & Xu, L. (2002). Design and implementation of a new sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5), 1177-1182.

[49] Rehman, H. U., Derdiyok, A., Guven, M. K., & Xu, L. (2002). A new current model flux observer for wide speed range sensorless control of an induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *17*(6), 1041–1048. https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.805579

[50] Comanescu, M., & Xu, L. (2006). Sliding-mode MRAS speed estimators for sensorless vector control of induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *53*(1), 146–153. https://doi.org/10.1109/TIE.2005.862303

[51] Inanc, N. (2007). A robust sliding mode flux and speed observer for speed sensorless control of an indirect field oriented induction motor drives. *Electric Power Systems Research*, *77*(12), 1681–1688. https://doi.org/10.1016/j.epsr.2006.11.015

[52] Gadoue, S. M., Giaouris, D., & Finch, J. W. (2010). MRAS sensorless vector control of an induction motor using new sliding-mode and fuzzy-logic adaptation mechanisms. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, *25*(2), 394–402. https://doi.org/10.1109/TEC.2009.2036445

[53] Chang, Y. H., Wu, C. I., Lin, H. W., Chen, H. C., & Chang, C. W. (2012). Fractional order integral sliding-mode flux observer for direct field-oriented induction machines. Int. J. Innov. Comput. Inf. Control, 8(7A), 4851-4868.

[54] Qiao, Z., Shi, T., Wang, Y., Yan, Y., Xia, C., & 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. https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2206359

[55] Zhang, X. (2013). Sensorless Induction motor drive using indirect vector controller and sliding-mode observer for electric vehicles. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, *62*(7), 3010–3018. https://doi.org/10.1109/TVT.2013.2251921

[56] Zhao, L., Huang, J., Liu, H., Li, B., & Kong, W. (2014). Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *61*(10), 5280–5289. https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2301730

[57] Di Gennaro, S., Rivera Dominguez, J., & Meza, M. A. (2014). Sensorless high order sliding mode control of induction motors with core loss. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *61*(6), 2678–2679. https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2276311

[58] Vieira, R. P., Gastaldini, C. C., Azzolin, R. Z., & Gründling, H. A. (2014). Sensorless sliding-mode rotor speed observer of induction machines based on magnetizing current estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *61*(9), 4573–4582. https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2290759

[59] Fan, Y., Zhang, L., Cheng, M., & Chau, K. T. (2015). Sensorless SVPWM-

FADTC of a New Flux-Modulated Permanent-Magnet Wheel Motor Based on a Wide-Speed Sliding Mode Observer. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *62*(5), 3143–3151. https://doi.org/10.1109/TIE.2014.2376879

[60] Ammar, A., Bourek, A., & Benakcha, A. (2016). Modified load angle Direct Torque Control for sensorless induction motor using sliding mode flux observer. *2015 4th International Conference on Electrical Engineering, ICEE 2015*, (5), 1–6. https://doi.org/10.1109/INTEE.2015.7416602

[61] Hosseyni, A., Trabelsi, R., Kumar, S., Mimouni, M. F., & Iqbal, A. (2017). New sensorless sliding mode control of a five-phase permanent magnet synchronous motor drive based on sliding mode observer. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, *8*(1), 184–203. https://doi.org/10.11591/ijpeds.v8i1.pp184-203

[62] Saadaoui, O., Khlaief, A., Abassi, M., Chaari, A., & Boussak, M. (2017). A sliding-mode observer for high-performance sensorless control of PMSM with initial rotor position detection. *International Journal of Control*, *90*(2), 393–408. https://doi.org/10.1080/00207179.2016.1181788

[63] Comanescu, M. (2016). Design and Implementation of a Highly Robust Sensorless Sliding Mode Observer for the Flux Magnitude of the Induction Motor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, *31*(2), 649–657. https://doi.org/10.1109/TEC.2016.2516951

[64] Regaya, C. Ben, Zaafouri, A., & Chaari, A. (2014). A new sliding mode speed observer of electric motor drive based on fuzzy-logic. *Acta Polytechnica Hungarica*, *11*(3), 219–232. https://doi.org/10.12700/aph.11.03.2014.03.14

[65] Kandoussi, Z., Boulghasoul, Z., Elbacha, A., & Tajer, A. (2016). Fuzzy sliding mode observer based sensorless Indirect FOC for im drives. *Proceedings of 2015 IEEE World Conference on Complex Systems, WCCS 2015*. https://doi.org/10.1109/ICoCS.2015.7483246

[66] Gaballah, M. M., El Bardini, M., & Sharaf, M. (2017). Chattering-free sliding mode observer for speed sensorless control of PMSM. *Applied Computing and Informatics*, *13*(2), 169–174. https://doi.org/10.1016/j.aci.2016.12.002

[67] Wang, H., Ge, X., & Liu, Y. C. (2018). Second-Order Sliding-Mode MRAS Observer-Based Sensorless Vector Control of Linear Induction Motor Drives for Medium-Low Speed Maglev Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, C. 65, ss. 9938–9952. https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2818664

[68] Wang, H., Liu, Y. C., & Ge, X. (2018). Sliding-mode observer-based speedsensorless vector control of linear induction motor with a parallel secondary resistance online identification. *IET Electric Power Applications*, *12*(8), 1215–1224. https://doi.org/10.1049/iet-epa.2018.0049

[69] Zaky, M. S., Metwaly, M. K., Azazi, H. Z., & Deraz, S. A. (2018). A New Adaptive SMO for Speed Estimation of Sensorless Induction Motor Drives at Zero and Very Low Frequencies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, *65*(9), 6901–6911. https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2793206

[70] Zhang, Y., Yin, Z., Zhang, Y., Liu, J., & Tong, X. (2019). A novel sliding mode observer with optimized constant rate reaching law for sensorless control of induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(7), 5867-5878.

[71] Mao, S., Tao, H., & Zheng, Z. (2020). Sensorless control of induction motors based on fractional-order linear super-twisting sliding mode observer with flux linkage compensation. IEEE Access, 8, 172308-172317.

[72] Yuan, Q., Yang, Y., Wu, H., & Wu, H. (2020). Low speed sensorless control based on an improved sliding mode observation and the inverter nonlinearity compensation for SPMSM. *IEEE Access*, *8*, 61299-61310.

[73] Ilten, E., & Demirtas, M. (2019). Fractional order super-twisting sliding mode observer for sensorless control of induction motor. *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*.

[74] Guo, L., Wang, H., Jin, N., Dai, L., Cao, L., & Luo, K. (2019, June). A Speed Sensorless Control Method for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Super-Twisting Sliding Mode Observer. In *2019 14th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)* (pp. 1179-1184). IEEE.

[75] Yu, D., Xia, J., Guo, Y., & Zhang, X. (2019, August). Super-twisting sliding mode observer-based IPMSM sensorless control strategy considering VSI nonlinearity. In *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)* (pp. 1-6). IEEE.

[76] Pillay, P., Member, S., & Levin, V. (1995).

[77] SAHARI, B. & NAASSANI, A. A. (2004).Modèle mathématique général du moteurn asynchrone utilisant un système de coordonnées tournant à une vitesse arbitraire," Journal de recherche de l'université d'Alep, 35.

[78] Blaschke, F. (1972). The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed-Loop System for Rotating-Field Machines. *Siemens Review,* 34 (3):217-220.

[79] Krishnan, R. (2001). Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control, Prentice Hall.

[80] Kumar, A. & Ramesh, T. (2015). Direct Field Oriented Control of Induction Motor Drive. *Proc. - 2015 2nd IEEE Int. Conf. Adv. Comput. Commun. Eng. ICACCE 2015*, 219–223.

[81] Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy Sets. *Information and Control*, 8, 338-353.

[82] Wang , L. X. (1997). A Course in Fuzzy Systems and Control, Upper Saddle River, NJ.

[83] Passino, K .M. & Yurkovich, S. (1998). Fuzzy Control, An Imprint of Addison-Wesley Longman, Inc.

[84] Hung, J. Y., Gao, W., & Hung, J. C. (1993). Variable structure control: A survey. *IEEE transactions on industrial electronics*, 40(1), 2-22.

[85] Levant, A. (1998). Robust exact differentiation via sliding mode technique. *automatica*, 34(3), 379-384.

[86] Bartolini, G., Ferrara, A., & Usai, E. (1998). Chattering avoidance by second-order sliding mode control. IEEE Transactions on automatic control, 43(2), 241-246.

[87] Moreno, J. A., & Osorio, M. (2008, December). A Lyapunov approach to second-order sliding mode controllers and observers. *In 2008 47th IEEE conference on decision and control* (pp. 2856-2861). IEEE.

[88] Damino, A., Gatto, G. L., Pisano, A. (2004). Second Order Sliding Mode Control of DC Drives. *Transaction of Industrial Electronics*, 51, 364-373.

[89] Dávila, A., Moreno, J. A., & Fridman, L. (2009, December). Optimal Lyapunov function selection for reaching time estimation of super twisting algorithm. *In Proceedings of the 48h IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference* (pp. 8405-8410). IEEE.

[90] Holtz, J. (1998, June). Sensorless position control of induction motors. an emerging technology. *In AMC'98-Coimbra. 1998 5th International Workshop on Advanced Motion Control. Proceedings* (Cat. No. 98TH8354) (pp. 1-14). IEEE.

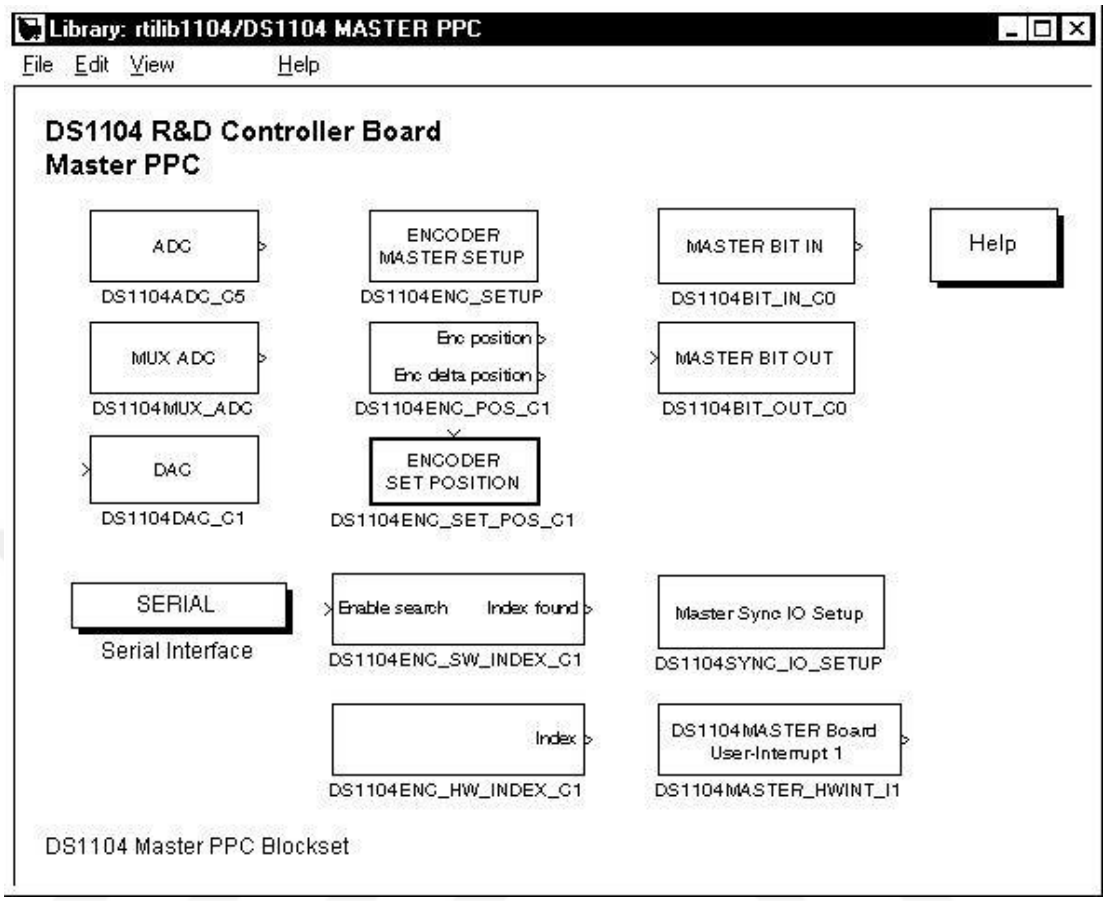
[91] Hu, J., & Wu, B. (1998). New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range. *IEEE transactions on power electronics*, *13*(5), 969-977.

EKLER

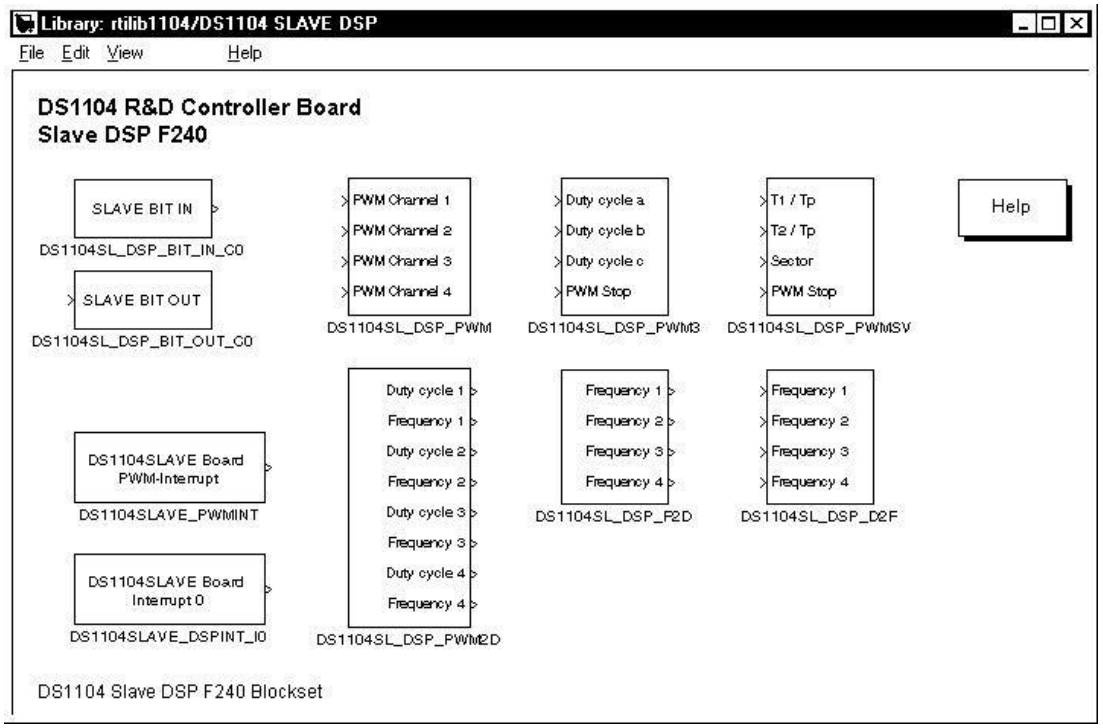
EK-1 DS1104 Denetleyici kart'ın teknik özellikleri

Processor	Power PC 603e running at 250 MHz
Memory	8 MB boot flash for applications
	32 MB SDRAM global memory
Comprehensive I/O interfaces	8 A/D channels
	8 D/A channels
	20 bits of digital I/O (bit-selectable)
Interfaces	Incremental encoder interface (2 digital inputs)
	Serial interface (UART)
	Digital signal processor for three-phase PWM

Ek 1.1 DS1104'ün Master PPC RTI blokları



Ek 1.2 DS1104 Slave DSP RTI blokları

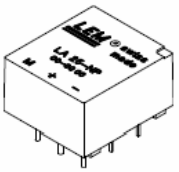


EK-2 LEM akım sensör teknik özellikleri

Current Transducer LA 25-NP

I_{PN} = 5-6-8-12-25 A

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current		25		At
I_P	Primary current, measuring range		0 .. ± 36		At
R_M	Measuring resistance		$R_{M\,min}$	$R_{M\,max}$	
	with ± 15 V	@ ± 25 At_{max}	100	320	Ω
		@ ± 36 At_{max}	100	190	Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current		25		mA
K_N	Conversion ratio		1-2-3-4-5 : 1000		
V_C	Supply voltage (± 5 %)		± 15		V
I_C	Current consumption		10 + I_S		mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn		2.5		kV
V_b	R.m.s. rated voltage [1], safe separation		600		V
		basic isolation	1700		V

Accuracy - Dynamic performance data

			Typ	Max	
X	Accuracy @ I_{PN}, T_A = 25°C		± 0.5		%
ε_L	Linearity		< 0.2		%
I_O	Offset current [2] @ I_P = 0, T_A = 25°C		± 0.05	± 0.15	mA
I_{OM}	Residual current [3] @ I_P = 0, after an overload of 3 x I_{PN}		± 0.05	± 0.15	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
t_r	Response time [4] @ 90 % of $I_{P\,max}$		< 1		µs
di/dt	di/dt accurately followed		> 50		A/µs
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)		DC .. 150		kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature		0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature		- 25 .. + 85	°C
R_P	Primary resistance per turn @ T_A = 25°C		< 1.25	mΩ
R_S	Secondary coil resistance @ T_A = 70°C		110	Ω
R_{IS}	Isolation resistance @ 500 V, T_A = 25°C		> 1500	MΩ
m	Mass		22	g
	Standards [5]		EN 50178	

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

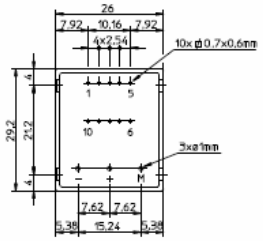
Notes : [1] Pollution class 2
[2] Measurement carried out after 15 mn functionning
[3] The result of the coercive field of the magnetic circuit
[4] With a di/dt of 100 A/µs
[5] A list of corresponding tests is available

980909/8

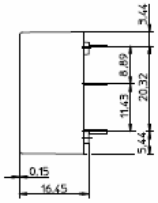
EK-2 (Devam) LEM akım sensör teknik özellikleri

Dimensions LA 25-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)

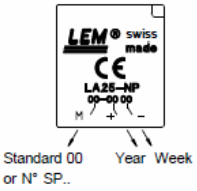
Bottom view

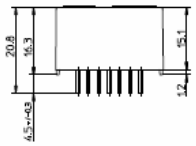


Right view



Top view

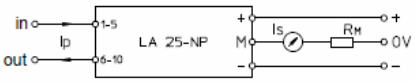




Secondary terminals

Terminal + : supply voltage + 15 V
Terminal M: measure
Terminal - : supply voltage - 15 V

Connection



Number of primary turns	Primary current nominal I_{PN} [A]	Primary current maximum I_P [A]	Nominal output current I_{SN} [mA]	Turns ratio K_N	Primary resistance R_P [mΩ]	Primary insertion inductance L_P [µH]	Recommended connections
1	25	36	25	1/1000	0.3	0.023	
2	12	18	24	2/1000	1.1	0.09	
3	8	12	24	3/1000	2.5	0.21	
4	6	9	24	4/1000	4.4	0.37	
5	5	7	25	5/1000	6.3	0.58	

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 10 pins 0.7 x 0.6 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins ∅ 1 mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_S is positive when I_P flows from terminals 1, 2, 3, 4, 5 to terminals 10, 9, 8, 7, 6
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

EK-3 LEM gerilim sensör teknik özellikleri

Voltage Transducer LV 25-P

I_{PN} = 10 mA

V_{PN} = 10 .. 500 V

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current		10		mA
I_P	Primary current, measuring range		0 .. ± 14		mA
R_M	Measuring resistance		$R_{M\,min}$	$R_{M\,max}$	
	with ± 12 V	@ ± 10 mA $_{max}$	30	190	Ω
		@ ± 14 mA $_{max}$	30	100	Ω
	with ± 15 V	@ ± 10 mA $_{max}$	100	350	Ω
		@ ± 14 mA $_{max}$	100	190	Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current		25		mA
K_N	Conversion ratio		2500 : 1000		
V_C	Supply voltage (± 5 %)		± 12 .. 15		V
I_C	Current consumption		10 (@ ±15 V) + I_S		mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test [1], 50 Hz, 1 mn		2.5		kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN}, T_A = 25°C	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9		%
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8		%
ε_L	Linearity		< 0.2		%
			Typ	Max	
I_O	Offset current @ I_P = 0, T_A = 25°C			± 0.15	mA
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
t_r	Response time [2] @ 90 % of $V_{P\,max}$		40		µs

General data

T_A	Ambient operating temperature		0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature		- 25 .. + 85	°C
R_P	Primary coil resistance @ T_A = 70°C		250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ T_A = 70°C		110	Ω
m	Mass		22	g
	Standards [3]		EN 50178	

Notes : [1] Between primary and secondary

[2] R_1 = 25 kΩ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

[3] A list of corresponding tests is available

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

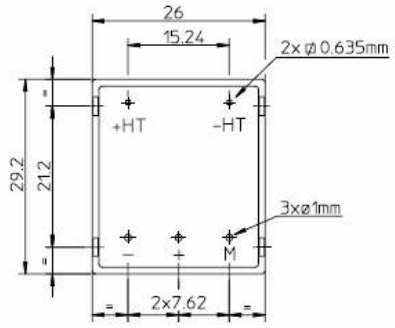
- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

981125/14

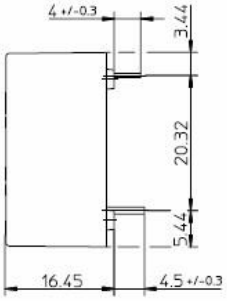
EK-3 (Devam) LEM gerilim sensör teknik özellikleri

Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)

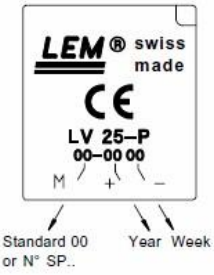
Bottom view

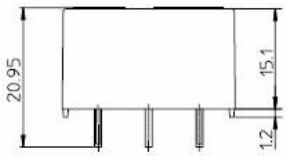


Right view



Top view

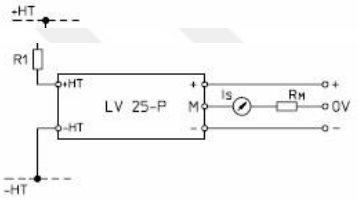




Secondary terminals

Terminal + : supply voltage + 12 .. 15 V
Terminal M : measure
Terminal - : supply voltage - 12 .. 15 V

Connection



Back view

Mechanical characteristics

• General tolerance	± 0.2 mm
• Fastening & connection of primary	2 pins 0.635 x 0.635 mm
• Fastening & connection of secondary	3 pins ∅ 1 mm
• Recommended PCB hole	1.2 mm

Remarks

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured V_{PN} = 250 V

a) R_1 = 25 kΩ / 2.5 W, I_p = 10 mA Accuracy = ± 0.8 % of V_{PN} (@ T_A = + 25°C)
b) R_1 = 50 kΩ / 1.25 W, I_p = 5 mA Accuracy = ± 1.6 % of V_{PN} (@ T_A = + 25°C)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

EK-4 2MBI100F-120 IGBT modül teknik özellikleri

IGBT MODULE (F series)

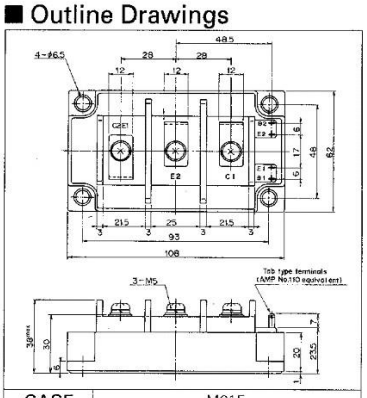
■ Features

- Low Saturation Voltage
- Voltage Drive
- Variety of Power Capacity Series

■ Applications

- Inverter for Motor Drive
- AC and DC Servo Drive Amplifier
- Uninterruptible Power Supply
- Industrial Machines, such as Welding Machines

■ Outline Drawings



CASE	M215
UL	E82988(M)

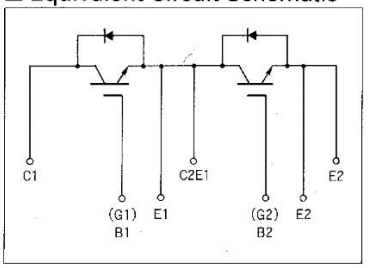
■ Maximum Ratings and Characteristics

● Absolute Maximum Ratings

Items		Symbols	Ratings	Units
Collecter-Emitter Voltage		V_{CES}	1200	V
Gate-Emitter Voltage		V_{GES}	±20	V
Collecter Current	Continuous	I_C	100	A
	1ms	$I_{C\ pulse}$	200	
	Continuous	$-I_C$	100	
	1ms	$-I_{C\ pulse}$	200	
Max. Power Dissipation		P_C	720	W
Operating Temperature		T_j	+150	°C
Storage Temperature		T_{stg}	−40 to +125	°C
Net. Weight			400	g
Isolation Voltage	AC. 1min.	V_{isol}	2500	V
Screw Torque		Mounting *1	3.5 {35}	N・m
		Terminals *1	3.5 {35}	{kg・cm}

*1 Recommendable Value 2.5 to 3.5 N•m {25 to 35 kg•cm} (M5)

■ Equivalent Circuit Schematic



● Electrical Characteristics (Tc=25°C)

Items	Symbols	Test Conditions		Min.	Typ.	Max.	Units
Zero Gate Voltage Collecter Current	I_{CES}	V_{GE}=0V V_{CE}=1200V T_j=25°C				1.0	mA
		V_{GE}=0V V_{CE}=1200V T_j=125°C				—	mA
Gate-Emitter Leackage Current	I_{GES}	V_{CE}=0V V_{GE}=±20V				200	nA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{GE\ (th)}$	V_{CE}=20V I_C=100mA		3.0		6.0	V
Collecter-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE\ (sat)}$	V_{GE}=15V I_C=100A				2.5	V
Input Capacitance	C_{ies}	V_{GE}=0V			18000		pF
Output Capacitance	C_{oes}	V_{CE}=10V			—		
Reverse Transfer Capacitance	C_{res}	f=1MHz			—		
Turn-on Time	t_{on}	V_{CC}=600V	Resitive load			0.8	μs
	t_r	I_C=100A				0.6	
Turn-off Time	t_{off}	V_{GE}=±15V	Inductive load			1.5	
	t_f	R_G=9.1Ω				1.0	
Diode Forward On-Voltage	V_F	I_F=100A, V_{GE}=0V				2.5	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	I_F=100A, −di/dt=300A/μs V_{GE}=−10V				350	ns

● Thermal Characteristics

Items	Symbols	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Thermal Resistance	$R_{th\ (j-c)}$	IGBT			0.174	°C/W
	$R_{th\ (j-c)}$	Diode			0.333	
	$R_{th\ (c-f)}$	With Thermal compound		0.025		

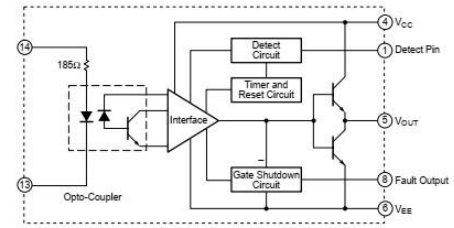
EK-4 Hibrit IC M57962L Sürücü teknik özellikleri

MITSUBISHI HYBRID ICs

M57962L

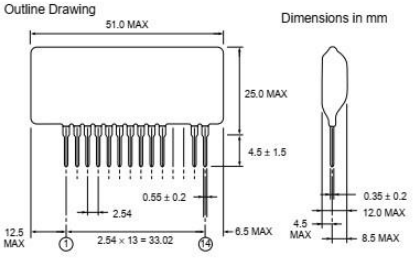
HYBRID IC FOR DRIVING IGBT MODULES

Block Diagram

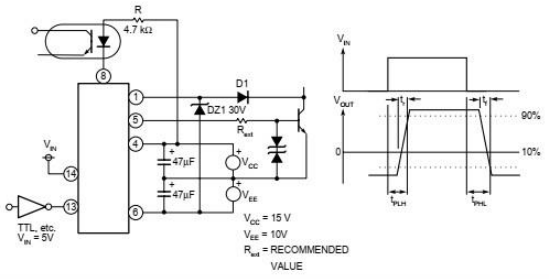


Outline Drawing

Dimensions in mm



Test Circuit



Hybrid Integrated Circuit For Driving IGBT Modules

Description:
M57962L is a hybrid integrated circuit designed for driving n-channel IGBT modules in any gate amplifier application. This device operates as an isolation amplifier for these modules and provides the required electrical isolation between the input and output with an opto-coupler. Short circuit protection is provided by a built in desaturation detector. A fault signal is provided if the short circuit protection is activated.

Features:
- ☐ Built in high CMRR opto-coupler (V_{CMR} : Typical 30kV/μs, Min. 15kV/μs)
- ☐ Electrical Isolation between input and output with opto-couplers (V_{iso} = 2500, V_{RMS} for 1 min.)
- ☐ TTL compatible input interface
- ☐ Two supply drive topology
- ☐ Built in short circuit protection circuit with a pin for fault output

Application:
To drive IGBT modules for inverter, AC Servo systems, UPS, CVCF inverter, and welding applications.

Recommended Modules:
V_{CES} = 600V Series
(up to 400A Class)

V_{CES} = 1200V Series
(up to 200A Class)

V_{CES} = 1400V Series
(up to 200A Class)

Sep.1998

MITSUBISHI ELECTRIC

EK-4 (Devam) Hibrit IC M57962L Sürücü teknik özellikleri

M57962L

HYBRID IC FOR DRIVING IGBT MODULES

Absolute Maximum Ratings, T_a = 25°C unless otherwise specified

Item	Symbol	Test Conditions	Limit	Units
Supply Voltage*	V_{CC}	DC	18	Volts
	V_{EE}	DC	-15	Volts
Input Voltage	V_I		-1 ~ 7	Volts
Output Voltage	V_O	Output Voltage "H"	V_{CC}	Volts
Output Current	I_{OHP}	Pulse Width 2µs, f = 20kHz	-5	Amperes
	I_{OLP}	Pulse Width 2µs, f = 20kHz	5	Amperes
Output Current	I_{OH}	f = 20kHz, 50% Duty Cycle	0.5	Amperes
Isolation Voltage	V_{RMS}	Sinewave Voltage 60Hz, 1 min.	2500	Volts
Junction Temperature	T_j		85	°C
Operating Temperature	T_{opr}	(Differs from H/C Condition)	-20 ~ 60	°C
Storage Temperature	t_{stg}		-25 ~ 100	°C
Fault Output Current	I_{FO}		20	mA
Input Voltage	V_{R1}		50	Volts

*20 Volts ≤ V_{CC} + V_{EE} ≤ 28 Volts

Electrical Characteristics, T_a = 25°C, V_{CC} = 15V, -V_{EE} = 10V unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Supply Voltage	V_{CC}	Recommended Range	14	15	—	Volts
	V_{EE}	Recommended Range	-7	—	-10	Volts
Pull-up Voltage on Input Side	V_{IN}	Recommended Range	4.75	5.00	5.25	Volts
"H" Input Current	I_{IH}	V_{IN} = 5V, R = 185Ω	—	16	—	mA
"H" Output Voltage	V_{OH}		13	14	—	Volts
"L" Output Voltage	V_{OL}		-8	-9	—	Volts
Internal Power Dissipation	P_D	f = 20kHz, Module 400A, 1200V IGBT	—	2.38	—	Watts
"L-H" Propagation Time	t_{PLH}	V_I = 0 to 4V, T_j ± 85°C	—	1.0	1.5	µs
"L-H" Rise Time	t_r	V_I = 0 to 4V, T_j ± 85°C	—	0.6	1.0	µs
"H-L" Propagation Time	t_{PHL}	V_I = 0 to 4V, T_j ± 85°C	—	1.0	1.5	µs
"H-L" Rise Time	t_f	V_I = 0 to 4V, T_j ± 85°C	—	0.4	1.0	µs
Reset Time of Protection	t_{RESET}		1	—	2	ms
Fault Output Current	I_{FO}		—	5	—	mA
SC Voltage	V_{SC}		15	—	—	Volts

EK-5 Hibrit IC M57145L-01 DC kaynağı teknik özellikleri

MITSUBISHI HYBRID IC

M57145L-01

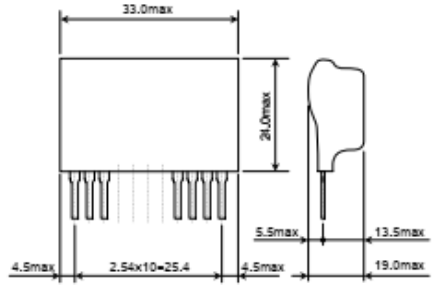
HYBRID IC FOR ON-BOARD POWER SUPPLY

DESCRIPTION

M57145L-01 is an insulated type DC-DC converter which can supply 2 outputs from 12 ~ 18VDC single input. The insulation can endure to 2500Vrms and a pair of output voltages is +15.8V, –8.2V which can suitable for power supply to IGBT driver.

OUTLINE DRAWING

Dimensions: mm



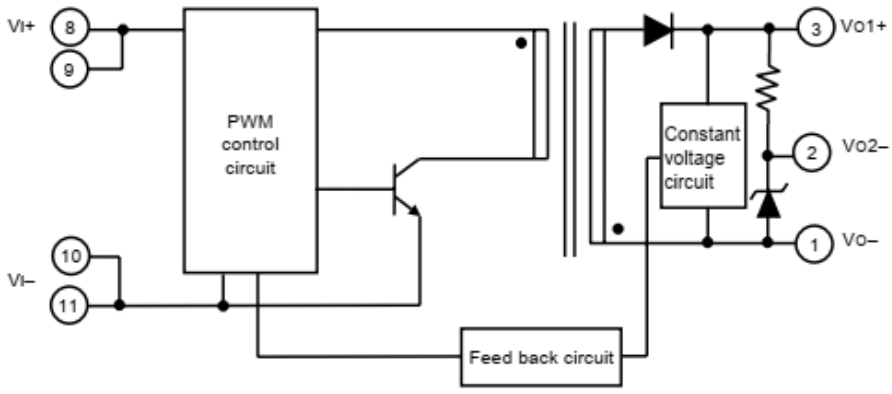
FEATURES

- Input voltage ..... DC12 ~ 18V
- Output voltage ..... +24V, 100mA
  +8.2V
- Insulation endurance between input and output
  ..... 2500Vrms 1minute
- Small SIP structure

APPLICATION

Power supply for IGBT driver, etc.

BLOCK DIAGRAM



Mar. 2002

MITSUBISHI ELECTRIC

EK-5 (Devam) Hibrit IC M57145L-01 DC kaynağı teknik özellikleri

MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C, unless otherwise noted)

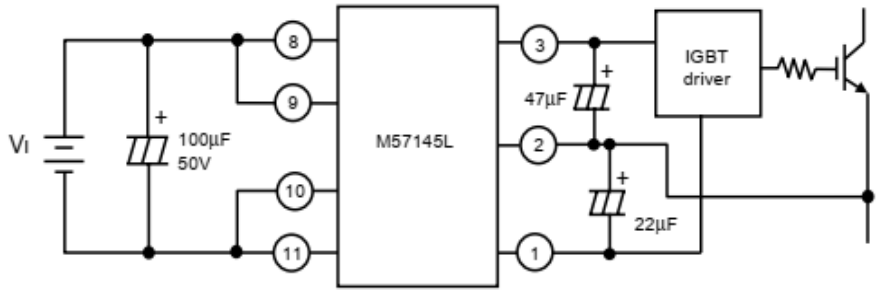
Symbol	Parameter	Conditions	Ratings	Unit
V_I	Input voltage	–	18	V
I_{L1}	Load current 1	③ pin output current	100(*)	mA
Topr	Operating temperature	No condensation	−10 ~ +70	°C
Tstg	Storage temperature	No condensation	−20 ~ +85	°C
Viso1	Electrical isolation between input and outputs	Sine wave voltage, 60Hz, 1 minutes	2500	Vrms

(*)See the derating curve in next page.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{IN}=15V, Ta = 25°C, unless otherwise noted)

Symbol	Parameter	Conditions	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V_I	Input voltage	Recommended range	12	—	18	V
Vo1	Output voltage 1	③ pin voltage Io = 0 ~ 60mA	22.8	24.0	25.2	V
Vo2	Output voltage 2	② pin voltage No load of ②, ③ pins	7.96	8.2	8.43	V
Reg-I	Input regulation	I_L = 60mA, V_I = 12 ~ 18V, No load of ② pin	–	–	50	mV
Reg-L	Load regulation	I_L = 0 ~ 60mA, No load of ② pin	–	–	50	mV
η	Efficiency	I_L = 60mA, No load of ② pin	–	68	–	%

APPLICATION EXAMPLE



Note: The value of capacitance of electrolytic capacitor between ③, ② and ① pin must be detail adjusted by IGBT and driver.

EK-6 Benzetim ve Deneysel Çalışmada Kullanılan Asenkron Motorun Etiket ve Parametre Bilgileri



3 faz 230/400V

I_n= 4.5/2.6A

n=1415 d/d

Cosϕ=0.77

L_{1s}=0.022 H

L_{1r}=0.022 H

L_m=0.315 H

L_s=0.337 H

L_r=0.337 H

R_s=5.4 Ω

R_r=3.8 Ω

T_n=6 Nm

J=0.005 Kg.m2

B=0.0046 Nm.s

P=2

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Abdülhamit NURETTİN

Yabancı Dil : İngilizce

Eğitim Durumu:

Lisans : Halep Üniversitesi,
Elektrik - Elektronik Mühendisliği 2006.

Yüksek Lisans : Halep Üniversitesi,
Elektrik - Elektronik Mühendisliği 2011.

Çalıştığı Kurum/Kurumlar ve Yıl/Yıllar :

Yayınları (SCI) :

Nurettin, A., & İnanç, N. (2022). Design of a robust hybrid fuzzy super-twisting speed controller for induction motor vector control systems. Neural Computing and Applications, 1-14.

Yayınları (Diğer)

Nurettin, A., & İnanç, N. (2021). Hybrid Speed Controller Design Based on Sliding Mode Controller Performance Study for Vector Controlled Induction Motor Drives. Proceedings of Engineering and Technology Innovation, 19, 1.

Nurettin, A. & İnanç, N. (2022). Performance Study of Sliding Mode Speed Controller for Induction Motor Vector Control Using MATLAB/SIMULINK . International Journal of Engineering Science and Application , 6 ,6 , 65-72 .

Nurettin, A., Ateş, V. & Lüy, M. (2022). Tuning of PID Controller for Speed Control of DC Motor Using Genetic Algorithm. International Journal of Engineering and Information Systems, 6, 6, 26-32.