



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**YÜKSEK PERFORMANSLI İNDÜKSİYON MOTOR SÜRÜCÜSÜ İÇİN
BASITLEŞTİRİLMİŞ KURAL TABANLI BULANIK MANTIK HİZ
DENETLEYİCİ TASARIMI**

Qazwan TARBOSH

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

**Kasım-2023
KONYA
Her Hakkı Saklıdır**

TEZ KABUL VE ONAYI

Qazwan Tarbosh tarafından hazırlanan "Yüksek Performanslı İndüksiyon Motor Sürücüsü İçin Basitleştirilmiş Kural Tabanlı Bulanık Mantık Hız Denetleyici Tasarımı" adlı tez çalışması/..../2023 tarihinde aşağıdaki juri tarafından oy birliği ile Konya Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Prof. Dr.
.....

Danışman

Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
.....

Üye

Dr. Öğr.
.....

Üye

Dr. Öğr.
.....

Üye

Dr. Öğr.
.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Enstitü Müdürü

TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yaptığını bildiririm.

DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.

Qazwan Tarbosh

..../..../2023

ÖZET

DOKTORA TEZİ

YÜKSEK PERFORMANSLI İNDÜKSİYON MOTOR SÜRÜCÜSÜ İÇİN BASITLEŞTİRİLMİŞ KURAL TABANLI BULANIK MANTIK HİZ DENETLEYİCİ TASARIMI

Qazwan Tarbosh

**Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

Danışman: Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

2023, 206 Sayfa

Jüri

**Prof. Dr.
Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Doç. Dr.
Doç. Dr.
Dr. Öğr. Üyesi**

Bu tez çalışması, Bulanık Mantık Kontrol (FLC) için kural tabanının sadeleştirilmesini ve yüksek performanslı asenkron motor sürücülerde bulanık mantık hız denetleyicisinin kural tabanı sadeleştirme etkilerini araştırmayı amaçlamaktadır.

Literatüre göre FLC sistemlerin tasarımını halen, mühendislik becerilerine ve kontrol edilen sistemin davranışına ilişkin uzmanların bilgisine dayanmaktadır. Yani, Üyelik Fonksiyonları (MF'ler), kural tabanı ve kontrol modelini tasarlamak için uzman bilgisi gerekmektedir. Ayrıca güncel çalışmalarında, bulanık kuralların sayısını ve hesaplama yükünü azaltmak ve donanım uygulamasını daha az maliyetle gerçekleştirmek için sadeleştirilmiş veya basitleştirilmiş bulanık kural yaklaşımı sunulmuştur. Literatürde çeşitli bulanık kural sadeleştirme yöntemleri tartışılmıştır, ancak bu yöntemlerin çoğunda FLC kural tabanı veya FLC kurallarını sadeleştirme için sistematik prosedürler yoktur. Bu nedenle bu tez çalışmasında, IM sürücü sistemlerinin ikinci dereceden temsilinin dinamik adım yanıtına ve faz düzlemi yönüğüne dayalı IM sürücüler için FLC kural tabanını tasarlamaya ve basitleştirmeye yönelik metodolojik bir yaklaşım önerilmektedir. Önerilen yöntem, kontrol edilen sistemin genel dinamik adım yanıtına dayalı FLC kural tabanının tasarlanması için bir yol sunmaktadır. Asenkron Motor (IM) sürücüler için hız denetleyicisi olarak bir bulanık mantık denetleyicisinin (FLC) kullanılması, geleneksel denetleyicilere kıyasla üstün performans sağladığı kanıtlanmış olduğundan, halen birçok araştırmacının ilgisini çekmektedir. FLC yaklaşımı, doğrusal olmayan, karmaşık ve belirsizliği nedeniyle zor bir matematiksel modele sahip sistemleri kontrol etmenin etkili bir yoludur. Asenkron motor sürücülerini, cekiş sistemleri, elektrikli araçlar ve ev aletleri gibi çok çeşitli endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bununla birlikte FLC sistemleri, genel makine tahrik

sisteminin hesaplama yükünü artırarak, düşük performansla sonuçlanabilecek çok büyük hesaplama kapasitesi gerektirebilir. Referans hız değişikliği, yük bozulması, atalet değişimi ve doğrusal olmama gibi nedenlerden dolayı yüksek performanslı bir sürücü için sağlam bir denetleyici gereklidir.

Bu çalışmanın ilk aşamasında, Histerisiz Akım Denetleyicisi (HCC) ile beslenen bulanık mantık tabanlı Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol (IFOC) yapısında bir IM sürücüsü tasarlanmıştır. Bulanık mantık denetleyici başlangıçta standart $3 \times 3 = 9$, $5 \times 5 = 25$, $7 \times 7 = 49$ kurallı olarak tasarlanmış, daha sonra bulanık kurallar önerilen sadeleştirme yöntemine göre $9 \rightarrow 5$, $25 \rightarrow 7$, $49 \rightarrow 9$ kural boyutuna basitleştirilmiştir. Simülasyon ve uygulama sonuçlarından, basitleştirilmiş (5 , 7 , 9) bulanık kurallara sahip FLC'nin, daha az hesaplama gereksinimi ile standart (9 , 25 , 49) bulanık kurallara sahip FLC kadar tatmin edici performansa sahip olduğu görülmüştür. Ayrıca FLC sistemlerinde, kural tabanı dışında ölçeklendirme faktörlerinin de sürücü performansı üzerinde önemli etkilerinin olduğu anlaşılmıştır.

Sabit ölçeklendirme parametrelerine sahip FLC sistemlerinde, referans tasarım noktasından uzakta çalışıldığında, parametre değişimi veya yük bozukluğuyla karşılaşıldığından performans düşüşü yaşanmaktadır. Bu tez çalışmasında ayrıca, sabit parametreli FLC'nin dezavantajlarını ortadan kaldırın ve motor sürücü performansının düşmesini önleyen, basit kendi kendini ayarlayan bir FLC denetleyicisi de (Self-Tuning FLC, ST-FLC) tasarlanmıştır. ST-FLC, sürücü sistemindeki herhangi bir değişim veya bozulmaya yanıt olarak FLC parametrelerini güncelleme yeteneğine sahiptir. İndüksiyon motor (IM) sürücüsü, geri beslemeli bir kontrol sistemi oluşturmak için hız ve akım ölçümleri gerektirir. Ölçümün doğruluğu sürücü performansını etkileyebilir ve bu yüzden sürücü duyarlılığı düşebilir.

Adaptif kontrol, kontrol edilen sistemin değişiklik ve belirsizliklerine uyum sağlayabilen etkili bir kontrolördür. Bu çalışmada; basit, etkili ve sadeleştirilmiş kurallara sahip bir Model Referans Adaptif Kontrol (MRAC) hız denetleyicisi de önerilmiştir. Mevcut diğer yöntemlerden farklı olarak, önerilen yöntem daha basit bir hız tahmin yöntemi kullanmaktadır. Önerilen MRAC yapısı, yüksek performans için bir indüksiyon motorun hız kontrolüne uygulanmıştır.

Tez çalışması kapsamında tasarlanan hız denetleyicilerin üstünlüğünü doğrulamak için, standart ve sadeleştirilmiş kural tabanlı FLC hız kontrol sistemleri karşılaştırılmıştır. Buna ilaveten, Oransal-İntegral-Türevsel (PID), Oransal-İntegral (PI) denetleyici ve Adaptif Nöro-Fuzzy Çıkarım Sistemi (ANFIS) gibi farklı yapılar hız kontrolünde yürütülerek kıyaslanmıştır. ANFIS yapısında FLC eğitilerek, 9 kurala indirgenmiş sistemde sürücü performansı artırılmıştır.

Çalışmada tüm tasarımlar ilk olarak simülasyon ortamında yürütülmüş, daha sonra uygulama olarak gerçekleştirılmıştır. Tasarlanan standart ve sadeleştirilmiş kural tabanlı FLC hız kontrol sistemlerinin etkinliğini ve doğruluğunu göstermek için, MATLAB/Simulink ortamında farklı referans hız girişleri için denemeler yapılmış ve performansları incelenmiştir. Simülasyon sonuçları, basitleştirilmiş kuralların sürücü performansını koruduğunu ve standart olarak tasarlanmış kurallara benzer davranışlar sağladığını göstermektedir. Ayrıca simülasyon sonuçları; ileri ve geri çalışma, yük bozulmaları ve atalet değişimi gibi çeşitli çalışma koşulları altında önerilen ST-FLC ve MRAC yapılarının etkinliğini ve sağlamlığını göstermiştir. Simülasyon sonuçları, önerilen sensörsüz yöntemlerin sağlamlığını, motor performansını etkilemeden geniş hız aralığında çalışma için mükemmel performansla göstermiştir.

Son olarak, dijital sinyal denetleyici kartı (dSPACE DS1104), indüksiyon motor ve sürücü sistemi yardımıyla simülasyon sonuçlarını doğrulamak için deneysel bir araştırma yapılmıştır. Sadeleştirilmiş kural tabanlı FLC, geniş bir hız aralığında geçici ve kararlı durum koşullarında aşma, yükselme süresi, yerleşme süresi ve gecikme süresi gibi çeşitli performans ölçümleri açısından, iyi sonuçlar vererek deneysel olarak da iyi performans göstermiştir. Ayrıca kural boyutları hesaplama yükü açısından değerlendirilmiş ve deneysel sonuçlar bulanık kural sayısı ne kadar düşükse, hesaplama yükünün de o kadar düşük olduğunu ve örnekleme süresinin de o kadar kısa olduğunu göstermiştir. Uygulamada donanımsal kısıtlamaları aşmak için kural sadeleştirme yaklaşımı kullanımının büyük avantaj sağlayacağı görülmüştür. Çalışmada önerilen kendi kendini ayarlama mekanizmasının basitliği, diğer kendi kendini ayarlama mekanizmalarına göre hesaplama yükü açısından daha avantajlıdır. Hesaplama etkisi ile kural sayısı arasındaki ilişkiyi doğrulamak için hesaplama süresinin teknik bir analizi yapılmıştır. Sonuç olarak, daha az sayıda kural tabanının kullanılması, sistem üzerinde daha az hesaplama yükü oluşturmakta, bu da sürücünün daha az işlem belleği gerektirmesine, daha düşük çalışma frekansında çalışmasına ve daha az donanım maliyeti anlamına gelmektedir.

Anahtar Kelimeler: Bulanık Mantık Kontrol (FLC), IM sürücüler, sadeleştirilmiş kural tabanı, kural tabanı, faz düzlemi, kendi kendine ayarlama (ST), MRAC, sensörsüz kontrol, ANFIS ve hesaplamalı efor.

ABSTRACT**PhD THESIS****SIMPLIFIED RULE-BASED FUZZY LOGIC SPEED CONTROLLER DESIGN
FOR HIGH PERFORMANCE INDUCTION MOTOR DRIVE****Qazwan Tarbosh**

**Konya Technical University
Institute of Graduate Studies
Department of Electrical and Electronical Engineering**

Advisor: Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU**2023, 206 Pages****Jury**

**Prof. Dr.
Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Doç. Dr.
Doç. Dr.
Dr. Öğr. Üyesi**

This thesis study aims to investigate the simplification of rule base for Fuzzy Logic Control (FLC) and to explore the effects of rule base simplification on the fuzzy logic speed controller for high-performance asynchronous motor drives. According to the literature, the design of FLC systems still relies on engineering skills and expert knowledge about the behavior of the controlled system. This means that expertise is required to design Membership Functions (MFs), rule base, and control model. Furthermore, recent studies have proposed simplified fuzzy rule approaches to reduce the number of fuzzy rules and computational burden to implement hardware applications at a lower cost. Various methods for simplifying fuzzy rules have been discussed in the literature, but most of these methods lack systematic procedures for simplifying FLC rule base or FLC rules. Therefore, this thesis proposes a methodological approach to design and simplify the FLC rule base for induction motor (IM) drive systems based on the dynamic step response and phase plane trajectory of the second-order representation of the IM drive system. The proposed method provides a way to design the FLC rule base based on the overall dynamic step response of the controlled system. The use of a Fuzzy Logic Controller (FLC) as a speed controller for Asynchronous Motors (IM) has attracted the attention of many researchers due to its proven superior performance compared to traditional controllers. The FLC approach is an effective way to control systems with nonlinear, complex, and uncertain mathematical models. Asynchronous motor drives are widely used in various industrial applications such as traction systems, electric vehicles, and household appliances. However, FLC systems can increase the computational burden of the overall drive system and may require significant computational capacity that could lead to low performance. A robust controller is essential for high-performance drives due

to reasons such as reference speed changes, load disturbances, inertia changes, and nonlinearity.

In the initial phase of this study, an IM drive system was designed using a Fuzzy Logic-based Indirect Field-Oriented Control (IFOC) structure fed by a Hysteresis Current Controller (HCC). The fuzzy logic controller was initially designed with standard rule base sizes of $3 \times 3 = 9$, $5 \times 5 = 25$, and $7 \times 7 = 49$, and then the fuzzy rules were simplified according to the proposed simplification method to reduce the rule base sizes to $9 \rightarrow 5$, $25 \rightarrow 7$, and $49 \rightarrow 9$. Simulation and application results showed that the FLC with simplified (5, 7, 9) fuzzy rules provided satisfactory performance with less computational demand compared to the standard (9, 25, 49) fuzzy rules. Additionally, in FLC systems, it was found that scaling factors beyond the rule base also had significant effects on the drive performance. FLC systems with fixed scaling parameters experienced performance degradation when operated far from the reference design point or when facing parameter changes or load disturbances. To address these disadvantages of fixed-parameter FLC, a simple self-tuning FLC controller (ST-FLC) was designed in this thesis. ST-FLC has the ability to update FLC parameters in response to changes or disturbances in the drive system.

An induction motor (IM) drive system requires speed and current measurements to create a feedback control system. The accuracy of these measurements can affect drive performance and thus drive sensitivity may decrease. Adaptive control is an effective controller that can adapt to changes and uncertainties in the controlled system. In this study, a simple, effective, and simplified Model Reference Adaptive Control (MRAC) speed controller with simplified rules was also proposed. Unlike other methods, the proposed MRAC method used a simple speed estimation approach. The proposed MRAC structure was applied to the speed control of an IM for high-performance applications.

To validate the superiority of the designed speed controllers, standard and simplified rule-based FLC speed control systems were compared. In addition, different structures like Proportional-Integral-Derivative (PID), Proportional-Integral (PI) controllers, and Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS) were designed and compared for speed control. The performance of the driver was improved by training the ANFIS structure with FLC, resulting in a reduced rule base of 9.

All designs in the study were first simulated and then implemented as applications. In order to demonstrate the effectiveness and accuracy of the designed standard and simplified rule-based FLC speed control systems, tests were conducted for different reference speed inputs in the MATLAB/Simulink environment and their performances were examined. Simulation results showed that simplified rules maintained driver performance and exhibited similar behavior to the conventionally designed rules with less computational demand. Additionally, the simulation results demonstrated the effectiveness and robustness of the proposed ST-FLC and MRAC structures under various operating conditions such as forward and reverse operation, load disturbances, and inertia changes. The simulation results indicated that the proposed sensorless methods exhibited robustness and excellent performance over a wide speed range without affecting motor performance.

Finally, an experimental study was conducted using a digital signal controller board (dSPACE DS1104), an induction motor, and a drive system to validate the simulation results. The simplified rule-based FLC exhibited good performance in both transient and steady-state conditions across various performance measures such as

overshoot, rise time, settling time, and recovery time over a wide speed range. Additionally, the relationship between rule sizes and computational burden was evaluated, and the experimental results showed that as the number of fuzzy rules decreased, the computational burden decreased, and the sampling time became shorter. The use of the rule simplification approach was found to provide significant advantages in overcoming hardware limitations in practical applications. The simplicity of the proposed self-tuning mechanism also made it more advantageous in terms of computational burden compared to other self-tuning mechanisms. The relationship between calculation effect and rule number was confirmed by a technical analysis of calculation time. In conclusion, the use of fewer rule bases reduces the computational burden on the system, requiring less processing memory, lower operating frequencies, and lower hardware costs.

Keywords: Fuzzy Logic Control (FLC), IM drives, simplified rules, rules base, phase-plane, self-tuning, MRAS sensorless, ANFIS and computanal effefort.

ÖNSÖZ

Bu çalışmadaki destek ve yardımları için değerli danışmanım Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU'ya, yönlendirmelerinden dolayı TİK öğretim üyeleri Doç. Dr. Akif DURDU ve Doç. Dr. Mümtaz MUTLUER'e teşekkür ediyorum.

Tez çalışmalarım boyunca beni sürekli destekleyen değerli eşime şükranlarımı sunuyorum.

Qazwan Tarbosh
KONYA-2023

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT.....	iv
ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xı
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiv
SİMGELER VE KISALTMALAR	xv
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Tezin amacı	5
1.2. TEZİN ÖNEMİ	9
1.3. Tez Organizasyonu.....	13
2. LİTERATÜR VE KAYNAK ARAŞTIRMASI.....	14
2.1. Yüksek Performanslı IM Sürücüler	14
2.2. Yüksek Performanslı IM Sürücülerinin Bulanık Mantık Kontrolü.....	15
2.3. Bulanık Kural Tabanı ve Üyelik İşlevinin Ayarlanması.....	19
2.4. Bulanık Mantık Denetleyici Optimizasyonu.....	26
2.5. FLC'nin Ayarlama Teknikleri	29
2.6. Özeti
3. MATERİYAL VE YÖNTEM	45
3.1. Bulanık Mantık Tarihi	45
3.2. Bulanık Mantık Denetleyicisi	46
3.2.1. FLC Tasarımı	47
3.2.2. Bulanık Mantık Denetleyicisi (FLC) Basitleştirilmesi	49
3.3. Bulanık Mantık Denetleyicisinin Bileşenleri	53
3.3.1. Bulanıklaştırma	54
3.3.2. Kurallara Dayalı Tasarım Bilgisi	54
3.3.3. Çıkarım Mekanizması	55
3.3.4. Durulaştırma	56
3.4. Adaptif Kontrol Mekanizması	56
3.5. Üç Fazlı İndüksiyon Motorunun Kontrol Stratejileri	59
3.6. Tahrik Sistemi için Sürücü Topolojisi	59
3.7. Darbe Genişliği Modülasyonu (PWM) Anahtarlama Teknikleri	63
3.7.1. Histerisiz Akım Kontrolü (HCC)	64
3.7.2. Sinüzoidal Darbe Genişliği Modülasyonu (SPWM)	66
3.7.3 Uzay Vektör Darbe Genişliği Modülasyonu (SVPWM)	67
3.8. Üç Fazlı İndüksiyon Motor Hız Kontrol Sistemleri	69
3.8.1. Oransal İntegral (PI) Hız Kontrol Sistemi	69
3.8.2 Bulanık Mantık (FL) Hız Kontrol Sistemi	70
3.8.3 ANFIS Tabanlı Hız Kontrol Sistemi	69
3.8.4. Kendi Kendini Ayarlayan Bulanık Mantık (Adaptif FL) Hız Kontrol Sistemi	72
3.9. IM Sürücüsünün Modellenmesi ve Sistem Tasarımı	73

3.10. IM Sürücülerinin FOC Modellemesi	78
3.11. Dolaylı Alan Yönetimli Kontrol (IFOC).....	79
3.12. Faz Dönüşüm Teknikleri (Park ve Clark Dönüşümü).....	79
3.13. Histerezis Akım Kontrollü (HCC) Gerilim Kaynağı İ invertörü	83
4. KONTROL SİSTEMİ TASARIMI VE MODELLEMESİ	88
4.1. Hız Kontrol Sistemi Tasarımı	88
4.2. Standart Sabit Parametreli FLC Tasarımı	89
4.2.1. Üyelik Fonksiyonları (MF'ler)	90
4.2.2. Önerilen FLC Kural Tasarımı.....	93
4.2.3. Ölçeklendirme Faktörleri.....	106
4.3. Kendi Kendini Ayarlayan Modifiye FLC	110
4.4. MRAC Tabanlı Kendi Kendini Ayarlayan Modifiye FLC	112
4.4.1. Referans Model.....	115
4.5. ANFIS Denetleyici Tasarımı.....	116
4.6. Indüksiyon Motorun MRAS Tabanlı Sensörsüz Kontrolü.....	118
4.6.1. Hız Sensörsüz Teknik	120
4.7. Simülasyon Uygulaması.....	122
4.8. Pratik Uygulama.....	124
4.9. Kontrol Masası Arayüzü (Control Desk)	125
4.10. Donanım Kurulumu ve Deney Prosedürü	126
4.10.1. dSPACE DS 1104 Kontrol Platformu	127
4.10.2. FPGA Modülü.....	128
4.10.3. Kapı Sürücülerı	129
4.10.4. Üç Fazlı İ invertör	129
4.10.5. Üç Fazlı Doğrultucu.....	130
4.10.6. DC Bağlantı Kondansatörü	131
4.10.7. İndüksiyon motoru	131
4.10.8. Akım Sensörü	132
4.10.9. Artımlı Optik Kodlayıcı.....	129
4.11. Özeti	133
5. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA	134
5.1. Giriş	134
5.2. Simülasyon Sonuçları.....	134
5.2.1 IM'nin Sabit Parametreli FLC ile Yüksüz Kontrolü	135
5.2.2 IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Yüksüz Kontrolü...	139
5.2.3 Yük Bozulmalı IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Kontrol..	142
5.2.4 Yüksüz Çalışmada FLC ve ST-FLC'nin Karşılaştırmalı Tepkisi.....	143
5.2.5 Yüksüz çalışmada FLC ve ST-FLC için hız değişim yanıtını analizi	145
5.2.6 Yük bozukluğunda FLC ve ST- FLC'nin hız referansındaki değişime yanıtı	148
5.2.7 Yük bozukluğunda FLC ve ST- FLC'nin hız referansındaki değişime yanıt	150
5.2.8. ANFIS tabanlı hız kontrol sistemi performans analizi.....	152
5.2.9. IM'nin Sensörsüz IFOC temeline dayalı FLC Hız Adımı Tepkisi	155
5.3. Deneyel Sonuçlar.....	157
5.3.1. IM'nin Sabit Parametreli FLC ile Yüksüz Kontrol Uygulaması	157
5.3.2. IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Yüksüz Kontrol Uygulaması.....	158

5.3.3. Yük Bozulmalı IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Hız Kontrol Performansı	165
5.3.4. Yük bozukluğunda FLC ve ST-FLC'nin Karşılaştırma Tepkisi.....	162
5.4. H Kontrol Algoritması Yürütme Süresi Analizi.....	168
5.5. Tartışma.....	174
5.6. Özet	177
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	179
6.1. Sonuçlar.....	184
6.2. Araştırma Hedeflerine Ulaşma.....	184
6.3. Araştırma Sonuçlarının Önemi	185
6.4. Öneriler	186
7. KAYNAKÇA.....	189

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1. Önerilen bulanık PID denetleyicisi (Volosencu, 2012)	17
Şekil 2.2. PID benzeri bulanık denetleyici (Kim ve Han, 2006).....	17
Şekil 2.3. Bulanık PI ve bulanık PD denetleyicinin yapısı (Li ve Gatland, 1996).....	18
Şekil 2.4. Giriş MF'lerini azaltarak ve ayarlayarak basitleştirilmiş kurallar.....	22
Şekil 2.5. Bir kural tablosundaki kural tabanının bölgeleri ve değişen rotası.....	22
Şekil 2.6. Kural karar tablosu.	23
Şekil 2.7. FLC giriş değişkenlerinin sayısını azaltan basitleştirilmiş kurallar.....	23
Şekil 2.8. Önerilen kendi kendini ayarlayan bulanık PI denetleyici (Karakaya ve Karakas, 2008).	30
Şekil 2.9. Model referans uyarlanabilir kontrolünün yapısı.....	28
Şekil 2.10. Şekil 2.10. MRAS tabanlı ST-FLC (Febin Daya ve ark., 2013).....	32
Şekil 2.11. Kendinden ayarlı FLC tabanlı MRAS (Masiala, 2010).....	33
Şekil 2.12. FMRLC tabanlı IM sürücü yapısı (Zhen ve Xu, 2000).....	36
Şekil 2.13. Doğrudan Tork nöro-bulanık denetleyici şeması (Areed ve ark., 2010).....	37
Şekil 2.14. Önerilen kendi kendini ayarlayan bulanık hız denetleyicisi (Merabet ve ark., 2011).	37
Şekil 2.15. Önerilen deney düzeneği (Pham ve ark., 2012).....	37
Şekil 2.16. Önerilen basitleştirilmiş sürücü (Uddin ve ark., 2013).....	36
Şekil 2.17. Önerilen DTC-SVPWM modeli (Yu ve Chen, 2015).....	37
Şekil 2.18. Önerilen basitleştirilmiş ST- FLSC (Talib ve ark., 2016).....	39
Şekil 2.19. Önerilen STIT2FPD+ PI denetleyicisi (El- Nagar ve El- Bardini, 2017).....	39
Şekil 2.20. IM sürücüler için IFOC yapılandırması (Farah ve ark., 2019).....	40
Şekil 2.21. Asenkron motor sürücü sistemi basitleştirilmiş FLSC (Talib ve ark.,2020).....	39
Şekil 2.22. Asenkron motorun alan yönelimli kontrolü (FOC) (Farah ve ark., 2021).....	41
Şekil 3.1. FLC işlem aşamaları blok diyagramı.....	46
Şekil 3.2. Farklı üçgen MF'ler, (a) 3x3, (b) 5x5 ve (c) 7x7.	49
Şekil 3.3. Bulanık mantık denetleyicisinin bileşeni.....	54
Şekil 3.4. Mamdani yöntemini kullanarak bulanık çıkarım.....	55
Şekil 3.5. PI denetleyicisinin bulanık kazanç programlaması.	57
Ş Şekil 3.6. MRAC yapılandırması.....	58
Şekil 3.7. Gerilim Kaynağı İ invertörü (VSI).	62
Şekil 3.8. Geçerli Kaynak İ invertörü (CSI)..	62
Şekil 3.9. Histerezis kontrol blok diyagramı.....	Hata! Yer işaretti tanımlanmamış.
Şekil 3.10. VSI'nin histerezis akım kontrolü (Kalyanraj ve Lenin Prakash, 2014).	66
Ş Şekil 3.11. SPWM teknigi prensibi (Ismail ve arak., 2006).....	67
Şekil 3.12. Üç fazlı VSI yapılandırması.	68
Şekil 3.13. Topolojinin vektör gösterimi..	69
Şekil 3.14. Üç fazlı eşdeğer fazör diyagramı.	74
Şekil 3.15. İki fazlı eşdeğer fazör diyagramı.	75
Şekil 3.16. IM'nin dinamik veya d-q eşdeğer devresi; (a) q ekseni devresi (b) d ekseni devresi.	76
Şekil 3.16. (devamı) IM'nin dinamik veya d-q eşdeğer devresi; (a) q ekseni devresi (b) d ekseni devresi.	Hata! Yer işaretti tanımlanmamış.
Şekil 3.17. Vektör kontrollü IM sürücüsünde hız kontrolü konfigürasyonu.	81
Şekil 3.18. Üç fazlı Gerilim Kaynağı İ invertörü.....	84
Şekil 3.19. VSI'nin ilk ayağı için histerezis akım kontrolü.....	86
Şekil 4.1. Sabit parametreli FLC'nin blok diyagramı.....	86
Ş Şekil 4.2. MATLAB/SIMULINK'te 7x7 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.	90
Şekil 4.3. MATLAB/SIMULINK'te 5x5 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.	91
Şekil 4.4. MATLAB/SIMULINK'te 3x3 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.	92

Şekil 4.5. MATLAB/SIMULINK'te 3x3 ANFIS MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktıları	92
Şekil 4.6. FLC mimarisı.....	93
Şekil 4.7. Girişler ve çıkışlar MF'ler, Hata (E), hata değişikliği (ΔE) ve çıkış kontrolü (ΔU) ..	95
Şekil 4.8. (a) İkinci dereceden sistemin adım yanıtı, (b) Faz düzlemi yörüngé eşlemesi.....	97
Şekil 4.9. 49 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.....	106
Şekil 4.10. 25 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.....	106
Şekil 4.11. 9 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.....	107
Şekil 4.12. 9 kural ANFIS denetleyicisinin 3B yüzey görüntüleyicisi..	107
Şekil 4.13. 49 kural FLC'nin kural görünümü.....	107
Şekil 4.14. 25 kural FLC'nin kural görünümü.....	108
Şekil 4.15. 9 kural FLC'nin kural görünümü	108
Şekil 4.16. 9 kural ANFIS denetleyicisinin kural görünümü.....	108
Şekil 4.17. Önerilen ST-FLC'nin blok diyagramı.....	111
Şekil 4.18. (IFOC) blok şemasının ST-MRAC.....	113
Şekil 4.19. ST-MRAC'in blok şeması.....	114
Şekil 4.20. IM sürücülü ANFIS hız kontrol cihazının önerilen blok diyagramı.....	116
Şekil 4.21. IM sürücüsünün IFOC'si için önerilen ANFIS denetleyicisi	114
Şekil 4.22. Şekil 4.22. ANFIS yapısı.....	115
Şekil 4.23. IM sürücüsünün dolaylı alan yönelikli kontrolü..	116
Şekil 4.24. Önerilen sensörsüz-MRAS-akı yöntemi.....	118
Şekil 4.25. IM sürücü sisteminin MATLAB/SIMULINK modeli.....	120
Şekil 4.26. IM sürücü sisteminin deneysel kurulumu.....	121
Şekil 4.27. Donanımlı IM sürücü arabiriminin blok diyagramı.....	122
Şekil 4.28. Donanım Kurulumu.	119
Şekil 4.29. G/C kartı ile dSPACE 1104 çizimi.....	125
Şekil 4.30. DEO-NANO FPGA modülü.....	121
Şekil 4.31. Kapı sürücülerı.	123
Şekil 4.32. Üç fazlı gerilim kaynaklı invertör.....	124
Şekil 4.33. 3 fazlı doğrultucu ve DC-Link kapasitör deney şeması.....	125
Şekil 4.34. 2HP Baldor indüksiyon motoru.....	127
Şekil 4.35. Akım sensörü.....	128
Şekil 4.36. RPM dönüştürme bloğunun Simulink modeli.....	129
Şekil 5.1. (a) 1400 rpm, (b) 900 rpm ve (c) 700 rpm'de Standart 49 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 9 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.	129
Şekil 5.2. (a) 1400 rpm, (b) 900 rpm ve (c) 700 rpm'de Standart 25 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 7 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.	130
Şekil 5.3. (a) 1400 dev/dak, (b) 900 dev/dak ve (c) 700 dev/dak'da Standart 9 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 5 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.....	139
Şekil 5.4. 1400rpm'de:(a) (7,25), (b) (9,49) kurallarını kullanarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.	140
Şekil 5.5. 900rpm'de (a) kuralları (7,25), (b) kuralları (9,49) kullanılarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.	141
Şekil 5.6. 400'de (a) (7,25), (b) (9,49) kullanılarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.	142
Şekil 5.7. Hız performansı ST-FLC'nin (a) kuralları (9,49), (b) kuralları (7,25) ile yük bozulmaları ile karşılaştırılması.	143
Şekil 5.8. Yüksüz hızlı işlemlerde FLC ve ST-FLC'nin performansı.....	144
Şekil 5.9. 1000 rpm ve 300 rpm hız tepkileri.....	147
Şekil 5.10. Geniş ileri hız çalışması aralığı, (a) yüzde aşımı, (b) oturma süresi ve (c) yükselme süresi hız karşılaştırması.	148
Şekil 5.11. Yük bozulma reddinin etkinliğinin karşılaştırılması (%100 yük).....	149
Şekil 5.12. Yükün bozulmaları reddetme yeteneğinin karşılaştırılması (%50 ve %75)..	150
Şekil 5.13. Çeşitli çalışma hızlarında (tam yük) yük bozulmasının karşılaştırılması.	150

Şekil 5.14. İki farklı atalet değeri (a) 2,5J, (b) 3,75 J kullanılarak ST-FLC ve FLC'nin performans analizi.....	151
Şekil 5.15. Standart 49-rulesFLC ve ANFIS a1400 rpm'nin hız yanıtlarının karşılaştırması... ..	153
Şekil 5.16. Standart 25 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması	153
Şekil 5.17. Standart 9-kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.....	153
Şekil 5.18. Basitleştirilmiş 9 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması	154
Şekil 5.19. Basitleştirilmiş 7 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.....	154
Şekil 5.20. Basitleştirilmiş 5 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.....	154
Şekil 5.21. 1400 rpm'de nominal hızda bulanık kural 49 ve 9 kurallarının hız performansı karşılaştırmaları.....	156
Şekil 5.22. 700 rpm'de bulanık kurallar 49 ve 9 arasındaki hız performansı karşılaştırmaları.	157
Şekil 5.23: 350 rpm'de bulanık kural 49 ve 9 kuralları arasındaki hız performansı karşılaştırmaları.....	157
Şekil 5.24.. 400rpm'de (a) (7, 25) kuralı (d) (9, 49) kuralı ile FLC'nin hız performansı karşılaştırması.....	156
Şekil 5.25. 900rpm'de (a) (7,25) kuralı, (b) (9, 49) kuralı ile FLC'nin hız performansı karşılaştırması.....	156
Şekil 5.26. FLC'nin (a) (7,25) kuralları, (d) (9,49) kuralı ile 1400rpm'de hız performansı karşılaştırması.....	157
Hata! Yer işaretini tanımlanmamış.	
Şekil 5.27. ST-FLC'nin (a) (7,25) kuralları, (b) (9,49) 400'de hız performansı karşılaştırması	158
Şekil 5.28. ST-FLC'nin hız performansının (a) kurallar (7,25), (b) kurallar, (b) kurallar (9,49) ile 900'de karşılaştırılması	159
Şekil 5.29. ST-FLC'nin hız performansının (a) kurallar (7,25), (b) kurallar (9,49) ile 1400'de karşılaştırılması.....	160
Şekil 5.30. ST-FLC yük çalışmasının 1400'de (a) (7,25), (b) (9, 49) kuralları ile karşılaştırılması.....	160
Şekil 5.31. Tam yükte ve nominal hızda (1400 rpm) FLC ve ST-FLC'nin yük bozulması tepkisi karşılaştırması.....	161
Şekil 5.32. Geniş hızlı çalışma aralığında yük bozulma karşılaştırması.....	162
Şekil 5.33. 1400 rpm'de ST- FLC ve FLC performans karşılaştırması, (a) %75 yük, (b) %50 yük.....	163
Şekil 5.34. Bir modelin gerçek zamanlı yürütme süresi (benzer görevler).....	169
Şekil 5.35. Bir modelin gerçek zamanlı yürütme süresi (farklı görevler).....	170
Şekil 5.36. İki farklı görevde sahip bir modelin yürütme süresi (Taşma koşulu).....	170
Şekil 5.37. Farklı görevlere sahip bir modelin yürütme süresi (Çoklu zamanlayıcı görevi) ...	171
Şekil 5.38. Tek Zamanlı IM sürücüsü Modelinin yürütme süresi.....	173
Şekil 5.39. Birden çok zamanlayıcı Süreli IM sürücü Modeli yürütme süresi.	173
Şekil 5.40. FL, ST-FLC ve FLC-FLC'nin hesaplamalı zaman karşılaştırması.	176

ÇİZELGE LİSTESİ

Tablo 3.1. VSI'nin Anahtarlama İşlevleri.....	84
Tablo 3.2. Birinci ayak invertörü için histerezis akım kontrolörü.....	86
Tablo 4.1. Yanıt alanı eşlemesi.	97
Tablo 4.2. Kural tabanı oluşturma çerçevesi.	95
Tablo 4.3. Tablo 4.3. (3x3), (5x5) veya (7x7) MF'ler için kural tabanı.	102
Tablo 4.4. (3x3) MF'lerin basitleştirilmiş 5 kuralı.	103
Tablo 4.5. (5x5) MF'lerin basitleştirilmiş 7 kuralı.	103
Tablo 4.6. (7x7) MFS'nin basitleştirilmiş 9 kuralı	105
Tablo 4.7. Simülasyon parametreleri.....	122
Tablo 5.1. Zaman yanıtı özellikleri.	139
Tablo 5.2. FLC ve ST-FLC performans ölçümleri karşılaştırması.....	145
Tablo 5.3. Aşma, yükselme süresi ve yerleşme süresi ortalama değerleri	146
Tablo 5.4. Atalet değişimi ile ST- FLC ve FLC'nin karşılaştırılması.....	152
Tablo 5.5. FLC ve ANFIS'in adım hızı yanıtı Karşılaştırması.	155
Tablo 5.6. Simülasyon ve deneyde ST-FLC (7,9, 25, 49) hız karakteristiklerinin karşılaştırılması.....	164
Tablo 5.7. Basitleştirilmiş ve standart bulanık kurallar FLC yöntemlerinin hesaplama süresi.	172

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

B	: Sürtünme
$\alpha\beta$ -frame	: Stator referans çerçevesi
dq -frame	: Rotor referans çerçevesi
d -axis	: d-ekseni
q -axis	: q-ekseni
e	: Hız hatası
Ce	: Hız hatası değişimi
G_e	: Hata kazancı
G_{ce}	: Hız kazancı değişimi
G_{cu}	: Çıkış kazancı
i_a, i_b, i_c	: Stator fazı a, b ve c akımı
I_f	: Alan Akımı
i_{sd}	: d-ekseni stator akımı
i_{sq}	: q-ekseni stator akımı
K_p	: Oransal kazanç
K_i	: İntegral kazanç
K_t	: Tork sabiti
L_s	: Stator öz endüktansı
L_r	: Rotor öz endüktansı
L_m	: Karşılıklı endüktans
P	: Dörtlü eksen stator akımı
OS	: Aşma
R_r	: Rotor Direnci
R_s	: Stator Direnci
T_e	: Elektromanyetik tork
T_L	: Harici yük
t_r	: Yükselme zamanı
t_s	: Yerleşme zamanı
T_{st}	: örnekleme zamanı
v_r	: Rotor gerilimi
v_s	: Stator gerilimi
v_{sd}	: d-ekseni gerilimi
v_{sq}	: q-ekseni gerilimi
φ_r	: Rotor kaçak akısı
φ_s	: Stator kaçak akısı
σ	: Kayıp katsayısı faktörü
ε	: Sönümleme oranı
θ_f	: Alan açısı
θ_r	: Rotor konum açısı
θ_{sl}	: Kayma açısı
ω_e	: Senkron hız
ω_n	: Doğal frekans

Kısaltmalar

AC	: Alternatif Akım
ADC	: Analog Dijital Dönüşürücü
ANFIS	: Uyarlanabilir Nöro Bulanık Çıkarım Sistemi

ANN	: Yapay Sinir Ağrı
ASD	: Ayarlanabilir Hız Sürücüsü
AWPI	: Yığılma Önlemli (Anti-Windup) Oransal-İntegral Denetleyici
CoG	: Ağırlık Merkezi
CSI	: Akım Kaynak Çevirici
DC	: Doğru Akım
DSP	: Dijital Sinyal İşlemcisi
DTC	: Doğrudan Tork Kontrol
DTNFC	: Doğrudan Tork Nöro-Bulanık Denetleyici
DSPACE	: Sayısal Sinyal İşleme ve Kontrol Kartı
EMI	: Elektromanyetik Girişimler
FAM	: Bulanık Adaptasyon Mekanizması
FL	: Bulanık Mantık
FLC	: Bulanık Mantık Denetleyici
FLSC	: Bulanık Mantık Hız Denetleyici
FMRLC	: Bulanık Model Referans Öğrenme Kontrolü
FNN	: Bulanık Sinir Ağrı
FOC	: Alan Yönelimli Kontrol
GA	: Genetik Algoritma
HCC	: Histerezis Akım Kontrolü
HPD	: Yüksek Performanslı Sürücü
IAE	: Mutlak Hata İntegrali
IGBT	: Yalıtılmış Kapı Bipolar Transistör
IFOC	: Dolaylı Alan Yönelimli Kontrol
IM	: İndüksiyon motor
ITAE	: Mutlak Hatanın Zaman Çarpımı İntegrali
MF	: Üyelik fonksiyonu
MRAC	: Model Referans Adaptif Kontrol
MRAS	: Model Referans Adaptif Sistem
MPC	: Model Öngörülü Kontrol
NFC	: Nöro Bulanık Denetleyici
PI	: Oransal-İntegral
PID	: Oransal-İntegral-Türevsel
PMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
RTI	: Gerçek Zamanlı Arayüz
SPOGA	: Yarı Paralel İşlem Genetik Algoritması
SMC	: Kayan Mod Denetleyici
SPWM	: Sinüzoidal Darbe Genişliği Modülasyonu
SRFSLC	: Basitleştirilmiş Kural Tabanlı Bulanık Mantık Hız Denetleyicisi
SF	: Ölçekleme faktörü
ST	: Kendi Kendini Ayarlama
ST-FSLC	: Kendi Kendini Ayarlayan Bulanık Mantık Hız Kontrol Cihazı
ST-FLC	: Kendi Kendini Ayarlayan Bulanık Mantık Denetleyicisi
SVPWM	: Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
TS	: Takagi Sugeno
THD	: Toplam Harmonik Bozulma
UoD	: Söylem Evreni
VSD	: Değişken Hızlı Sürücü

VSI : Gerilim Kaynağı İinvertör

1. GİRİŞ

Farklı türleri ile elektrik motorları hayatımızda birçok alanda kullanılmaktadır, ancak asenkron motor (IM) diğer motorlara göre avantajları nedeniyle en yaygın kullanılan motordur (AWAILI, 2021).

Asenkron motor genel olarak sabit kısım olan stator ve dönen bileşen olan rotordan oluşur (Zeraoulia ve ark., 2006). Asenkron motorlar rotor yapısına göre iki türe ayrılır. Bunlar; sincap kafesli ve rotoru sargılı asenkron motorlardır. Sincap kafesli motorlar; basitliği, yapım kolaylığı, sağlamlığı, daha az bakım gerektirmesi ve nispeten daha ucuz olması nedeniyle en yaygın kullanılan asenkron motordur (Dorrell ve ark., 2011).

Yüksek performanslı Asenkron Motor (IM) sürücülerini, hızlı ve dinamik yanıt, değişken parametre sağlamlığı, bozulma önleme kapasitesi, basit yazılım ve donanım uygulaması gibi özelliklere sahip olmalıdır (Chen ve ark., 2014). Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) (Wang ve ark., 2018a, Wang ve ark., 2018b), Doğrudan Tork Kontrol (DTC) (Aymen ve ark., 2021) ve Model Öngörüülü Kontrol (MPC) (Dan ve ark., 2021), yüksek performanslı IM sürücüler için en yaygın kullanılan kontrol yöntemleridir. IM sürücülerinde güvenilirlik için hız performansının etkinliği çok önemlidir. Genellikle, IM motor sürücülerinde hız denetleyicisi olarak Oransal-İntegral (PI) denetleyici kullanılır. Hızlı geçici yanıt ve iyi kararlı durum yanıtı elde ettiği rapor edilmiştir (Costa ve ark., 2018). Bununla birlikte, PI denetleyici genellikle motor parametrelerindeki değişikliklere, doğrusal olmayan sistem davranışına, yük bozulmasına ve sonuç olarak sürücü performansını düşüren değişimlere karşı duyarsızdır (Farah ve ark., 2021).

Bu nedenle PI denetleyicilerin yerine parametre değişimlerine, doğrusal olmayan davranışlara, yük bozulmasına ve hız değişimine karşı daha etkili ve dayanıklı olan Bulanık Mantık Denetleyiciler (FLC) önerilmektedir. FLC'nin bu özellikleri, onu yüksek performanslı IM sürücüler için zamanla ana tercih haline getirmiştir (Zeb ve ark., 2017). Son birkaç on yılda FLC, hızlı dinamik yanıt ve daha iyi sürekli durum yanıtı elde eden IM sürücüler için baskın hız denetleyicisi olmuştur (TARBOSH ve ark., 2020).

FLC, uzmanlar tarafından tasarlanmış Üyelik Fonksiyonlarına (Membership Function, MF) ve tanımlanan bulanık kurallara göre hız sürücülerini için hız hatasını telafi eder. Genellikle IM sürücü uygulamalarında FLC sistemleri iki giriş (hata ve hata değişimi) ve bir çıkış (kontrol işareteti) olarak tasarılanır. IM sürücülerini için yaygın olarak üç farklı sayıda MF kural tabanı tanımlanır. Bunlar; iki girişin her birine tanımlanan 7 MF için $7 \times 7 = 49$ kural, 5 MF için $5 \times 5 = 25$ kural ve 3 MF için $3 \times 3 = 9$ kural olarak karşımıza çıkar (Elgbaily ve ark., 2022). MF'lerin sayısı ve FLC kurallarının boyutu, sürücü performansı üzerinde doğrudan bir etkiye sahiptir. MF sayısı ve kural boyutu arttıkça, bulanık değişkenler uzayının iyi bir şekilde kapsanması sağlanır. Bu nedenle, Bulanık Mantık tabanlı IM sürücülerini belirli sistem işlemlerinde iyi performans gösterir (Ismail ve ark., 2022).

Kural boyutunun sürücü performansı üzerindeki etkisi, 9, 25, 49, 81 kural boyutunu sahip FLC sürücü uygulamalarında incelenmiştir (Betin ve ark., 2000). Yazar, en iyi sürücü performansının 49 kural boyutunda elde edildiğini ve kural boyutunu 81'e çıkararak herhangi bir iyileştirme yapılmadığı sonucuna varmıştır. Ayrıca Kumar ve ark. IM sürücülerine üç farklı kural boyutu (9, 25, 49) uygulamış ve donanım testi sırasında büyük bir hesaplama yükü oluşmasına rağmen 49 kuralın simülasyon testi sırasında en iyi performansı ürettiğini bildirmiştir (Kumar ve ark., 2012). Diğer çalışmalar da daha büyük kural boyutuna sahip FLC'nin IM sürücülerini için daha küçük kural boyutuna sahip FLC'ye üstünlüğünü doğrulamıştır.

Büyük boyutlu bulanık kurallar, özellikle simülasyon ve test sırasında IM motor sürücülerinin performansını artırabilir. Ancak, donanım testi sırasında yüksek bir hesaplama yükü oluşturur. Bu sonuç, IM sürücülerinde üç farklı kural boyutunun (9, 25, 49) uygulandığı ve deneysel olarak performans ve hesaplama süresinin karşılaştırıldığı bir çalışma ile ortaya konulmuştur (Farah ve ark., 2021). Deneysel uygulamada, büyük bulanık kural boyutunun (49), daha küçük bulanık kural boyutuna (9) göre daha yüksek hesaplama süresi gerektirdiği belirtilmektedir. Hesaplama süresi açısından değerlendirildiğinde, 9 kurallı FLC, 25 ve 49 kurallı FLC'lere göre daha üstün performans göstermiştir. Çeşitli araştırmalarda, büyük boyutlu bulanık kuralların ve bunların sistem performansı üzerindeki etkileri, IM sürücü sistemlerinin hesaplama yükü ve karmaşıklığı olarak ele alınmıştır (Uddin ve ark., 2007). Büyük boyutlu bulanık kurallar için büyük değerli örnekleme frekansı ve bellek alanı gereğiinden, gerçek zamanlı uygulama sırasında hesaplama süresinin motor sürücü performansı üzerinde doğrudan bir etkisi vardır (Masiala ve ark., 2008).

Araştırmacılar, IM sürücü sistemlerinde büyük boyutlu bulanık kuralların yüksek hesaplama yükünün üstesinden gelmek için, sürücü performansı korunurken hesaplama gereksinimlerini azaltabilen farklı teknikler önermiştir (Chaoui ve Sicard, 2011). FLC kural sadeleştirmesi, hesaplama gereksinimlerini azaltmak için önerilen popüler tekniklerden biridir. Bu yaklaşımda FLC yapısında, girişler ve çıkış için yamuk ve üçgen MF'lerin bir karışımı kullanılır ve matematiksel gösterim kolaylığından dolayı bazı bulanık değişkenler çıkarılır. Bu, FLC arayüz motorunun uygulanmasını basitleştirir ve sistemin hesaplama yükünü azaltır. Başka bir yaklaşım, FLC'nin girdilerini basitleştirir ve sonuç olarak bulanık kuralların sayısını azaltan MF'leri çıkarır (Isa ve ark., 2012). Ancak bu yöntem, bulanık değişkenlerin kapsamını ve bulanık çıktıının doğruluğunu etkiler, bu nedenle denetleyici performansı düşer (Salleh ve ark., 2017). Başka bir yöntem, baskın kuralları secer ve seyrek kuralları atlar, bu da daha az kuralın oluşmasına neden olurken, MF'leri sabit tutar (Ibrahim ve ark., 2013). Ancak bu çalışmalar, belirsiz yaklaşımlar kullanarak baskın kuralları seçmekte ve sistematik teknikler sunmamaktadır (Talib ve ark., 2014).

Bulanık sistemler insan düşünme yapısına benzer bir şekilde çalıştığından, bulanık kuralların tasarımı zorlu bir süreçtir ve çoğunlukla uzman sistemler işlemlerine dayanmaktadır. Literatüre göre, IM sürücü sistemlerinde FLC kullanımı, geleneksel PI denetleyicisinin yerini almasına neden olacak özelliklere sahiptir. Bununla birlikte, yüksek hesaplama gereklilikleri nedeniyle, deneysel uygulama ve/veya donanım maliyetleri ile ilgili ek sorunlar ortaya çıkmaktadır (Talib ve ark., 2018)

IM'nin skaler kontrolü, geçici durum haricinde sürekli durum koşulunda tatmin edici performans sağlayan ilk yaklaşımlardan biridir. İyi bir geçici durum cevabı ve sürekli durum performansı arzulayan yüksek performanslı motor sürücülerinde, vektör kontrolü, FOC veya DTC gibi yeni yöntemler kullanılmaktadır. FOC ve DTC yöntemleri, akı ve torkun ayrı ayrı kontrol edilebileceği yüksek performanslı motor sürücü sistemleri için standart kontrol yöntemi haline gelmiştir. Bu yöntemler gerilim, akım ve akı vektörlerinin anlık konumunu doğrudan kontrol eder. Yani, haricen uyarılan Doğru Akım (DC) makinesine benzer şekilde, akı ve tork bileşenini bağımsız olarak kontrol eder. FOC ve DTC'nin icadı, skaler kontrol yönteminin dezavantajlarının üstesinden gelmiştir. Ayrıca, yüksek performanslı sürücülerdeki mükemmel başarısı nedeniyle Dolaylı FOC (IFOC) yöntemi de ortaya konulmuştur. Bu yöntemde daha basit algılama teknikleri uygulanır ve daha güvenilirdir (Travieso-Torres ve ark., 2021).

Oransal-İntegral (PI) kontrol basit yapısı, uygulama kolaylığı ve tatmin edici performansı nedeniyle yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, PI kontrolde kazanç katsayıları, motor parametrelerindeki değişiklikler veya yük bozulmalarına karşı oldukça duyarlıdır. Bu da, herhangi bir yük bozukluğu durumunda sistemin performansını düşürmeye ve uzun iyileşme süresi ile büyük bir hız düşüşüne neden olmaktadır. Bulanık mantık denetleyici (FLC), diğer denetleyicilerin sahip olduğu tüm sorunlara en uygun çözümü sunmaktadır. FLC, parametre bağımlılığı olmadan motorun hızını kontrol etmek için kullanılan etkili bir yöntemdir. Ancak, bu parametrelerin sabit değerleri, yalnızca nominal tasarım çalışma koşullarında optimum performansı sağlayabilir. Referans hız değiştiğinde, parametrelerde herhangi bir değişiklik olduğunda veya yükte bozulma meydana geldiğinde denetleyici performansı düşecektir. En iyi performansı tekrar elde edebilmek için FLC parametrelerinin yeniden belirlenmesi gerekecektir ve bunun için kullanılan en yaygın yöntem büyük çaba ve uzun zaman gerektiren deneme yanılma yöntemidir. Bu sebeplerden dolayı araştırmacılar, tasarım zamanını azaltmak, daha yüksek performans ve sağlamlık elde etmek için yapay sinir ağı ve evrimsel algoritmalar gibi uyarlanabilir mekanizmaları bulanık denetleyicilere ekleyerek, kendi kendini ayarlama ile birleştirme eğilimindedir. Bu tez çalışmasında ayrıca, sabit FLC'nin sınırlamalarını çözmek için, model referans adaptif kontrol sistemi ve kendi kendini ayarlayan kontrolör gibi uyarlanabilir bir sadeleştirilmiş FLC'de sunulmaktadır ve ANFIS denetleyici ile karşılaştırılmaktadır. Denetleyici çıkış ölçeklendirme faktörü (Scaling factor, SF) ile değişen gerçek zamanlı tepe aşımı, yerleşme süresi, yükselme süresi, mutlak hatanın integrali (IAE) ve zaman ile çarpanlı mutlak hatanın integrali (ITAE) gibi sistem cevabı parametreleri, geleneksel sabit parametreli ve kendi kendini ayarlayan FLC'leri karşılaştırmak için kullanılan performans parametreleri arasındadır. Ayrıca, basamak girdisi yük bozulmalarına karşı kendi kendini ayarlayan FLC'ler de çeşitli şekillerde uygulanmaktadır. FLC tasarımında çoğunlukla deneme yanılma yoluyla değiştirilen SF'lerin ayarlanması, MF'ler veya kural tabanının ayarlanmasıından daha fazla dikkate alınır. Bir PI kontrolördeki integral elemanın ürettiği büyük aşım ve şiddetli salınım, kendini ayarlama yeteneğine sahip bulanık PI kontrolörlerle ortadan kaldırılır. Böyle bir denetleyici kullanılarak, ikinci dereceden sistemlerin geçici durum cevabı önemli ölçüde iyileştirilir. Literatür taramaları, FLC tasarımında birçok araştırmacının ayarlama yöntemleri geliştirmeye çalışmasına rağmen, geleneksel kontrolörlerin aksine standart ve sistematik bir prosedürün henüz geliştirilmediğini göstermektedir.

Bu tez çalışmasında önerilen sadeleştirilmiş FLC sisteminde, her örneklemeye adımda yeniden güncellenen faktör alfa (α) kullanılarak dinamik olarak çıkış SF'si ayarlanarak ince ayar yapılmaktadır. Hataya ve hata değişimine dayalı bulanık kurallar alfa'nın değeriyle belirlenmektedir. MF sayısı ve FLC kural boyutunun sürücü performansı üzerinde doğrudan etkisi vardır. MF sayısı ve kural boyutu arttıkça, bulanık değişkenlerin değer uzayını iyi bir şekilde kapsaması sağlanmış olur. Kurallar indirgense bile değer uzayının kapsamaması gereklidir. Önceki çalışmalarдан elde edilen sonuçlara bakıldığından, tüm değer uzayını kapsayacak şekilde kural indirgeme yöntemi için net bir prosedür formüle edilmemiştir. Kural indirgeme veya sadeleştirme yaklaşımı, hız performansının bir miktar düşmesine neden olmaktadır. Geniş hız aralığında çalışmada yaklaşımın ayrıntılı etkileri hala tam olarak keşfedilmemiştir. FLC tasarımları ve basitleştirme yöntemlerine ilişkin bu araştırma, FLC kural tabanını tasarlamak ve basitleştirmek için yeni bir metodoloji önermiştir.

1.1. Tezin Amacı

Elektrikli tren, elektrikli araç ve diğer birçok endüstriyel uygulamalarda motor sürücü sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır (Patel ve Shah, 2014). Genellikle motorlar, farklı yük ve geniş hız aralığı değişimlerine maruz kalır, dolayısıyla hassas ve bağımsız olarak kontrol edilmelidir. IM motorlarda hız, motor performansı üzerindeki en büyük etki olarak kontrol edilmesi gereken en önemli parametredir (Sung ve ark., 2012). Farklı araştırmacılar, çeşitli yöntemler ve değişik yaklaşımlar uygulayarak IM motor hızının kontrolüne odaklanmışlardır (Li ve ark., 2014). Genel anlamda ele alınırsa, kontrol sistemlerinde model belirsizlikleri ve dış bozucu etkenlerin yaygın varlığı nedeniyle, kesin modellere dayalı mevcut kontrol teorisinin uygulanması zordur.

Geleneksel olarak, PI veya PID türü denetleyiciler, kolay tasarımını nedeniyle endüstriyel kontrol sistemlerine halen hâkim olmaya devam etmektedir. PI denetleyici, AC motor sürücü sisteminde hız denetleyicisi olarak yaygın şekilde kullanılmaktadır. PI kontrol sisteminin tasarımını, motor parametrelerinin doğruluğuna bağlıdır. Sabit parametreli bir PI denetleyicisi, yalnızca belirli tasarım çalışma koşullarında iyi performans sağlayabilir. Motor özellikle ilk tasarım çalışma hızından daha düşük bir hızda çalışıyorsa, hız kontrol sisteminin davranışları olumsuz yönde etkilenmektedir. Ayrıca, sabit parametrelere sahip PI kontrolör, motor parametrelerindeki değişime ve yük bozulmasına karşı duyarlıdır.

PI kontrolörle ilgili bu dezavantajlar, araştırmacıları PI denetleyicilerin bu eksikliklerini ortadan kaldırabilecek başka tür denetleyici bulmaya yöneltmiştir. FLC, PI denetleyicilere alternatif olarak önerilen en önemli yapılardır (Metwaly ve ark., 2017b). Benzer şekilde PID kontrol, aşma ve sistem performansını etkileyen bozulmaları yönetememe gibi dezavantajlara sahiptir. PID kontrol, sistemin sadece geri beslemesine tepki verdiği ve sistemin dahili durumlarından bağımsız olduğu için reaktif kontrolör olarak sınıflandırılır. Reaktif özellik, PID denetleyicisinin performansını etkileyen temel bir sınırlamadır. Sonuç olarak PID kontrol, karmaşık sistemler için performans gereksinimlerinin altında kalabilir. Sistem gereksinimleri kesin olarak tahmin edilemez veya elde edilemezse, tasarlanan PID kazançları belirsizliklere ve bozulmalara dayanamayabilir, bu nedenle de düşük sağlamlık gösterebilir. PID kontrol iyi tasarlanmış olsa da sistemdeki yük bozulmaları gibi çalışma ortamından kaynaklanan birden fazla zorlukla karşılaşlığında, diğer sağlam denetleyicilere kıyasla düşük performans gösterecektir. Bu tür sınırlamalara sahip olan geleneksel PID denetleyicinin dezavantajlarının üstesinden gelmek ve sistemi etkileyen dış etkileri ortadan kaldırmak içinde, benzer şekilde FLC'ler tercih edilebilir. Bir kontrolör, harici bozulmaları aktif olarak reddetmelidir.

Bu uygulamada, bu dezavantajlar ve kısıtlamalar göz önünde bulundurularak, güçlü sağlamlık özelliği ve bozulmalara karşı dayanıklılığı, üstün performansı, basit tasarıımı ve PID denetleyicisine kıyasla rahatlığı nedeniyle FLC seçilmiştir. FLC'nin en önemli avantajları; iyi dinamik cevap, sağlamlık ve uyarlanabilirliği olarak sayılabilir. Bu nedenle, yukarıda belirtilen tüm sınırlamaların üstesinden gelebilmek ve PI veya PID denetleyicinin yerini alması için FLC önerilmiştir.

Son birkaç yılda FLC, lineer olmayan yapısı, parametre değişimi ve yük bozulmasını yönetme yetenekleri nedeniyle motor sürücülerinin hız kontrolü alanında baskın olmuştur (Menghal ve Laxmi, 2016). Sabit parametrelere sahip FLC'nin doğası, kritik durumlarla başa çıkmaya yardımcı olan ve sürücü sistemini daha güvenilir hale getiren uyarlanabilir özelliklere sahiptir. Önceki çalışmalar gösteriyor ki FLC, test koşullarının çoğu geçici durum cevabı, yük bozulması ve parametre değişimleri açısından PI denetleyiciye göre üstündür (Metwaly ve ark., 2017'a). FLC, vektör kontrole uygulandığında daha iyi performans göstermektedir. Standart sabit parametrelere sahip FLC'de, üyelik fonksiyonları (MF'ler), ölçekleme faktörleri ve bulanık kurallar gibi tüm parametreler çalışma sırasında sabit kalır. Sabit parametrelere sahip standart FLC, istenen performansı elde etmek için tasarım sürecinde belirli bir değere bir kez ayarlanır.

Ayrıca sürücü sisteminde FLC ve diğer akıllı kontrolörlerin uygulanması, özellikle donanım işlemlerinde sistem karmaşıklığını ve hesaplama yükünü artırır. Hesaplama yükü arttıkça örneklemeye süresi uzar ve bu bazen gerçek zamanlı uygulama için yeterli olmayabilir (Uddin ve ark., 2013). Bu, FLC'yi tasarlarken karşılaşılan zorluklardan biri haline gelmektedir. Sabit parametrelere sahip standart FLC, parametre değişimleri veya yük bozukluğu altında farklı çalışma hızlarında tatmin edici sonuçlar sağlayamayabilir. Bu durumda FLC sistemine, kendi kendini ayarlayan (Self-Tuning, ST) adaptif bir mekanizma eklenebilir. Adaptif mekanizma ihtiyaç halinde FLC parametrelerini, uygun hız talebine, parametre değişimine veya yük bozulmasına göre yeniden ayarlayabilir.

IM hız uygulamalarına ilişkin önceki araştırmalar, FLC'nin motor sürücü uygulamasına başarılı bir şekilde uygulanmasına odaklanmıştır. FLC'nin geleneksel denetleyicilere karşı üstünlüğünü kanıtlamak için karşılaştırmalar yapılmıştır. Bununla birlikte, FLC'nin veya diğer yapay zekâ denetleyicilerin ana sorunu, donanım veya yazılım uygulamasındaki hesaplama yüküdür. Ayrıca, kural azaltma için kural seçiminde sistematik bir yöntem yoktur. Sadeleştirilerek basitleştirilmiş kurallara sahip FLC, hesaplama süresini önemli ölçüde azaltır. Elde edilen sonuçlar, basitleştirilmiş FLC kurallarının iyi bir sürücü performansı sağladığını kanıtlamaktadır. Kendi Kendini Ayarlayan FLC (ST-FLC), sabit parametreli bir FLC ile ilgili sorunların üstesinden gelmek ve motor sürücüsünün performans düşüşünü önlemek için geliştirilmiş bir FLC denetleyicisidir. Bu durumda FLC kendi parametrelerini, sürücü sisteminde meydana gelebilecek herhangi bir değişikliğe veya bozulmaya göre güncelleyebilir.

Bununla birlikte, FLC sistemi, genel makine tahrik sisteminin hesaplama yükünü artıran ve düşük performansa neden olabilecek çok büyük hesaplama kapasitesi gerektirir. Bu problemin üstesinden gelebilmek için bu araştırmada, temel FLC hız denetleyicisini ayarlamak için basit bir ST-FLC mekanizması önermektedir. FLC tasarımında en zor aşamalardan biri, üyelik fonksiyonlarının tanımlanması ve parametrelerinin belirlenmesidir. Bu zorluklar ile başa çıkmak beceri ve deneyim gerektirse de en iyi üyelik fonksiyonu tipini belirlemek için hala sistematik bir prosedür yoktur. Bu nedenle, araştırmacılar en iyi performansı bulmak için deneme yanılma yöntemlerini halen kullanma eğilimindedir. Aynı zamanda, bulanık denetleyiciyi tasarlamak için çok fazla zaman ve emek harcanmaktadır. Bu nedenle araştırmacılar, tasarım süresini azaltmak ve üyelik fonksiyonlarının türünü belirlemek için genetik algoritmalar, yapay sinir ağları veya diğer yapay zekâ ürünlerinden faydalananmaktadır. Örneğin, yapay sinir ağları ve bulanık mantık kontrol birleştirerek, adaptif nöro-bulanık çıkarım sistemi (Adaptive

Neuro-Fuzzy Inference System, ANFIS) olarak bilinen yeni bir kontrol algoritması üretilmiştir. ANFIS, bir dizi giriş-çıkış verisinden öğrenebilme ve insanların karar verme şeklini taklit edebilme avantajlarına sahiptir. Kullanılan giriş-çıkış verileri, FLC sisteminin üyelik fonksiyonları, bunların parametrelerini ve denetleyicinin kural tabanını belirlemek için kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında bir bölümde; FLC'yi eğitmek için ANFIS yapısı da kullanılmış ve diğer önerilen yöntemlerle karşılaştırılmıştır.

Kapalı çevrim IM sürücülerinde geri besleme amacıyla hız ve akım sürekli ölçülmektedir. Ölçümün doğruluğu sürücü performansını etkilemektedir. Bu nedenle hem maliyeti azaltmak hem de sürücü doğruluğunu artırmak amacıyla sensörsüz sürücüler kullanıma sunulmuştur. Bu tez çalışmasında, IFOC IM sürücüsünde sensörsüz FLC hız kontrolü için basit ama etkili bir MRAS-Flux modeli önerilmiştir. Mevcut diğer yöntemlerden farklı olarak önerilen yöntemde, hız denetleyicisi (FLC) ile daha basit hız tahmin yöntemi kullanılmaktadır.

Özet olarak bu çalışma, asenkron motor sürücülerine uygulanan önemli ölçüde basitleştirilmiş bir bulanık kural seçim yöntemi formüle etmeyi amaçlamaktadır. Performans karşılaştırmaları; yükselme süresi (tr), aşma (OS), yerleşme süresi (ts) gibi geçici ve sürekli durum özelliklerine göre yapılmıştır. Bu araştırma temel olarak aşağıdaki amaçlardan oluşmaktadır.

- i. Yüksek performanslı asenkron motor sürücüsü için bulanık mantık hız kontrolörünün tasarımını, işleyişini ve kural azaltmanın etkilerini incelemek ve araştırmak için kapsamlı bir literatür taraması yapmak,
- ii. IM sürücü sisteminin ikinci dereceden modelinin dinamik adım yanıtına ve faz düzlemi yörüngesine dayalı IM sürücüler için, FLC kural tabanını tasarlamaya ve basitleştirmeye metodolojik bir yaklaşım önermek.
- iii. MATLAB/Simulink ortamını kullanarak IM sürücülerinin simülasyon analizini yaparak, tasarlanan kuralların ve basitleştirilmiş kuralların etkinliğini ve doğruluğunu göstermek,
- iv. Önerilen yöntemin performansını bir asenkron motor sürücüsüne uygulayarak deneysel olarak doğrulamak,
- v. Farklı referans hızlarda standart (9, 25, 49) kural tabanına sahip FLC ile basitleştirilmiş (5, 7, 9) kural tabanına sahip FLC'nin IM sürücülerinde performans karşılaştırmasını gerçekleştirmek ve araştırmak,
- vi. Kendi kendini ayarlayan FLC gibi basit bir otomatik ayarlı bulanık denetleyici tasarlamak ve hem simülasyonda hem de donanımda kural indirgeme uygulamak,

- vii. Kendi kendini ayarlayan FLC ile geleneksel sabit parametreli FLC'de kural indirgeme etkilerini hem simülasyon hem de pratik uygulama yaparak karşılaştırmak,
- viii. Hem standart (49,25,9) kural tabanı hem de basitleştirilmiş (9,7,5) kural tabanı uygulayan ANFIS yapısı ile FLC'yi eğitmek,
- ix. MRAC tabanlı daha az karmaşık bir hız tahmin yöntemi önererek karmaşıklığı azaltmak.

Bu araştırma dört farklı aşamadan oluşmaktadır. Bunlar:

- i. İlk adımda, asenkron motor modelleme, vektör kontrol temelleri, Darbe Genişliği Modülasyonu (PWM) yöntemleri, bulanık mantık hız kontrolörü ve problem tanımlamadan oluşan bir literatür taraması yapmaya ve araştırma açığı bulmaya odaklanmıştır.
- ii. Motor parametreleri belirlendikten sonra, kontrol şeması ve histerezis akım kontrolörü geliştirilmiştir. MATLAB/Simulink ortamından, mevcut hız kontrol yöntemini kullanarak indüksiyon motorun performansını araştırmak için yararlanılmıştır. Sistem gereksinimleri göz önüne alınarak deney düzeneği tasarlanmış ve oluşturulmuştur. Uygulama işlemi; tasarım, bileşen seçimi, parça kurulumu ve DSPACE DS 1104 denetleyicisi ile entegrasyon kısımlarını içermektedir.
- iii. IM sürücülerde sabit parametreli FLC, ST-FLC ve MRAS yapılarının tasarlanması, sistem karmaşıklığı ve donanım uygulaması açısından büyük zorluklar içermektedir. Tasarımda ilk olarak, standart kural tabanlı (9, 25, 49) FLC tasarlanarak, sadeleştirilmiş (5, 7, 9) kural tabanlı boyuta basitleştirilmelidir. Asenkron motor sürücüsüne hem standart kurallar hem de basitleştirilmiş kurallar uygulanmalıdır.
- iv. Daha sonra FLC (9, 25, 49) geleneksel kural boyutunda tasarlanmalı ve daha sonra faz-düzlem yörüngesine ve kontrollü sistemin genel dinamik adım cevabına uygun olarak (5, 7, 9) kural boyutuna basitleştirilmelidir.

1.2. Tezin Önemi

Endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılan IM sürücülere yönelik talepler, otomobiller, imalat endüstrileri, ev ekipmanları, robotik ve diğer birçok farklı endüstriyel alanlardan gelmektedir (Yang ve ark., 2015). Yüksek performanslı sürücü uygulamalarının çoğu, Değişken Hızlı Sürücü (VSD) yaklaşımı gibi bağımsız kontrol gerektirirler. Motor sürücüler, özellikle atalet ve sürtünme değerleri değişen farklı yüklerle yüklenir veya bu tür değişken yüklerle maruz kalırlar.

Genellikle, düşük hızdan yüksek hıza kadar geniş bir hız aralığında çalışma için kapsamlı hız değişiklikleri gerektiren birçok endüstriyel uygulama vardır. Onlar, başlatma ve yük bozumlalarından kaynaklanan hız düşüşlerinin hızla düzeltilmesi için hızlı ve hassas hız tepkisi gerektirir. Bu gereksinimlerle ilgili, çok sayıda araştırmacının etkili performans, kararlılık ve çalışabilirlik için birçok çalışma vardır.

Motor sürücüler ile ilgili önceki çalışmalara göre FLC, geleneksel PI, PID kontrolörlere kıyasla daha iyi performansa sahiptir. FLC'nin PI denetleyiciye göre üstünlüğü, geçici durum cevabı, parametre varyasyon sağlamlığı ve yük bozulma redi açısından gözlemlenebilir. FLC'ler, farklı araştırmacılar tarafından incelenip karşılaştırıldıklarında bu özellikler açısından daha iyi performans gösterdiği kanıtlanmıştır (Jain ve ark., 2014). Motor sürücü performansını iyileştirmek için FLC'nin basitleştirilmiş kuralları hakkında daha öncelerde de çalışmalar yapılmıştır (Naik ve Singh, 2015). Önceki çalışmaların çoğu, belirli bir uygulama için gerçek zamanlı yürütme amacıyla empirik prosedürlere dayalı olarak bulanık kuralların sayısını azaltmaya odaklanmıştır. Ancak, farklı kural boyutları ve farklı uygulamalar için bulanık kural tabanını tasarlama ve potansiyel olarak basitleştirmek için kullanılabilecek hiçbir sistemik yaklaşım önerilmemiştir. Bazı çalışmalarında, donanım uygulamasında bulanık kural sayısını azaltmak için basitleştirilmiş bulanık kurallar yaklaşımları getirilmiştir.

Bu çalışmada, IM sürücülerine uygulanan farklı basitleştirilmiş kural yöntemleri tümüyle tartışılmıştır. Önerilen yöntemlerin çoğunun ortak dezavantajı, FLC kural tabanını tasarlama için sistematik bir prosedürün ortaya konulmamasıdır. Bu nedenle bu araştırma da dinamik adım yanıtına ve IM sürücü sistemlerinin ikinci dereceden modelinin faz düzlemi yörüngesine dayalı IM sürücüler için FLC kural tabanını tasarlama ve basitleştirmek için metodolojik bir yaklaşım önerilmektedir. Önerilen yöntem, kontrol edilen sistemin genel dinamik adım yanıtına dayalı olarak FLC kural tabanının tasarlanması için rehberlik sunmaktadır. Güç elektroniği ve Dijital Sinyal İşlemcilerdeki (DSP) gelişmeler, induksiyon motor kontrol sürecini kolaylaştırmıştır. Bir dSPACE DS 1104 elamanı asenkron motor sürücülerinde, yapay sinir ağları, bulanık mantık, genetik algoritmalar gibi yapay zekâ yöntemlerinin ve adaptif kontrol yaklaşımlarının uygulanabildiği karmaşık motor sürücülerinin geliştirilmesine imkân sağlamaktadır.

Bu araştırmanın endüstriyel uygulamalara katkıları şu şekildedir;

- 1) IM'nin d-q modeli senkron referans çerçevesine dayalı olarak matematiksel olarak modellenmiştir. Genel IM sürücü sisteminin simülasyon modeli, MATLAB-SIMULINK ve Fuzzy Toolbox kullanılarak geliştirilmiştir. IFOC yöntemi, Histerezis Akım Kontrolü (HCC), VSI ve FLC hız denetleyici uygulanarak IM sürücülerin vektör kontrolünün geliştirilmesi.
- 2) IM sürücü sisteminin hız kontrolü için standart sabit parametrelere sahip bir FLC tasarlanmıştır. FLC'nin ölçeklendirme faktörleri, MF'ler ve bulanık kurallar gibi parametreleri, daha hızlı yükselme ve daha hızlı yerleşme süresi ile sıfır aşımı elde edecek şekilde ayarlanmıştır.
- 3) IM sürücü sistemi için hız değişimleri, parametre değişimi ve yük bozulması durumlarda sürücünün optimum performansını koruyan basitleştirilmiş kural tabanlı bir FLC, metodolojik olarak önerilmiştir.
- 4) IM sürücü için sabit parametreli FLC ve basit ST-FLC (Self-Tuning FLC) hız denetleyicilerin donanım doğrulaması yapılmıştır. Simülasyon tasarımını doğrulamak için dSPACE DS 1104 yardımıyla donanım doğrulaması yapılmıştır. Önerilen basitleştirilmiş kural tabanlı FLC'nin standart kural tabanlı FLC ve ST-FLC'ye göre geçici durum cevabı, hızlı yanıt ve yük bozulma reddi açısından kıyaslaması kanıtlamıştır. Önerilen tasarım yüklü ve yüksüz çalışma ile farklı hızlarda yeterince iyi performans göstermiştir. Ayrıca, ileri ve geri yönde çalışma durumlarının dada sistemin sağlam (robust) çalıştığı doğrulanmıştır.
- 5) Araştırma, büyük boyutlu kural tabanında sistemin hesaplama yükü ile sistem karmaşıklığının arttığını kanıtlamaktadır. Bununla birlikte, önerilen basitleştirilmiş kural tabanlı FLC, diğer standart kural tabanlı FLC ye kıyasla daha düşük yürütme süresine sahiptir. Bu, önerilen basitleştirilmiş FLC yapısının karmaşıklık açısından sürücü performansını artttığı anlamına gelmektedir.

Bu araştırmadan öne çıkanlar şu şekildedir:

- Asenkron motor sürücü talepleri, çok çeşitli hız uygulamaları için kapsamlı hız değişiklikleri gerektiren farklı endüstriyel alan uygulamalarında her zaman gereklidir.
- IM sürücülerde başlatma ve yük bozulması sırasındaki hız düşüşünün hızlı toparlanma süresi, çabuk ve hassas hız kontrolü gereklidir.
- Küresel enerjinin büyük bir kısmı elektrikli makineler tarafından kullanılmaktadır, bu nedenle makinelerde ve/veya kontrol sistemlerinde yapılacak küçük bir iyileştirme bile sürücünün verimliliğini artırabilir ve enerji tüketimini azaltabilir.

- Donanım uygulaması için uygun maliyetli ve daha az hesaplama karmaşıklığı gereklidir.

1.3. Tez Organizasyonu

Bu tez, aşağıdaki gibi beş bölüm halinde düzenlenmiştir:

Bölüm 1. Bu bölüm, tezin önemini ve amacını temel anlamda bilime katkısını göstererek tartıĢır.

Bölüm 2. Literatür Taraması: Bu bölümde, daha önce gerçekleştirmiĢ en önemli çalışmalarları tartıĢılmıştır. Problemi tanımlayabilmek adına IM hız kontrol sürücülerine ilişkin FLC, ST- FLC ve MRAC ile ilgili önceki çalışmalar gözden geçirilmiş ve analiz edilmiştir.

Bölüm 3. Materyal ve yöntem: Bu bölümde, induksiyon motoru tahrîk sistemiyle ilgili temel teoriler ve çalışma ilkeleri tartıĢılmaktadır. Ayrıca, bulanık mantık kontrolün temelleri ve motor sürücülerinde hız denetleyici olarak uygulanması analiz edilmektedir.

Bölüm 4. Önerilen Yöntemler: Bu bölümde ilk olarak, IFOC yöntemiyle IM sürücü sisteminin modellenmesi sunulmaktadır. Vektör kontrol modeli MATLAB/SIMULINK ortamı kullanılarak geliştirilmiştir. Daha sonra, standart kural tabanlı FLC ve basitleştirilmiş kuralların tasarım süreci, önerilen ST-FLC algoritması ve MRAC yaklaşımı verilmiştir. Son bölümde; IM, VSI, kapı sürücüler, üç fazlı doğrultucu ve dSPACE DS 1104 gibi çeşitli devre bileşenleri kullanılarak gerçekleştirilen IM sürücü sisteminin deney donanımı anlatılmaktadır.

Bölüm 5. Sonuç ve Tartışma: Hem simülasyon hem de deneysel donanımdaki farklı kontrol yapıları için elde edilen sonuçlar bu bölümde sunulmaktadır. Bu bölümde ayrıca, FLC, ST-FLC ve MRAC'ın performans analizi, farklı test koşulları ve yükselme süresi, yerleşme süresi, aşma, bağlama ve ayırma atalet ve yük bozulma reddi gibi farklı özellikler dikkate alınarak incelemeler yapılmıştır.

Bölüm 6. Sonuç ve Öneri: Bu bölüm, tez kapsamında gerçekleştirilen FLC, ST-FLC ve MRAC tabanlı IM sürücülerin performans araştırma sonuçları özetlenmiştir. Sonuçlar, denetleyicinin hız performansına göre yapılmıştır. İleride yapılacak çalışmalara yönelik önerilere yer verilmiştir.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Bu tez çalışmasında kullanılan yöntemlerle ilgili kaynak araştırması çok geniş olarak incelenmiş ve önemli kaynaklar başlıklar altında aşağıda özetlenmiştir.

2.1. Yüksek Performanslı IM Sürücüler

Elektrikli sürücüler robotik manipülatörler, takım tezgâhları, haddehaneler, elektrikli araçlar, asansörler ve diğer otomatik sistemlerde ve proses kontrol işlemlerinde hızla gelişmiştir. Yüksek güvenilirlik, iyi kontrol özellikleri, düşük bakım gereksinimleri, düşük yatırım ve düşük işletme maliyetleri modern elektrikli sürücüler için önemli özelliklerdir (Suresh ve Rajeevan, 2020). Bunun yanı sıra, hızlı ve daha doğru hız yanıtı, bozulmalara karşı hızlı cevap ve parametre değişimlerine karşı duyarlılık özelliği, Yüksek Performanslı Sürücülerin (HPD) temel kriterlerinden bazlıdır. IM sürücülerini hafiflilikleri, düşük maliyetleri, sağlam yapıları ve düşük bakım maliyetleri nedeniyle popüler hale getirmiştir. Sincap kafesli asenkron motorlar ekonomik, sağlam, güvenilir ve düşük maliyetli olmaları nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır (TARBOSH ve ark., 2020). Ancak, IM çok sayıda kayba maruz kalır ve bu da düşük çalışma verimliliğe neden olur. Değişken hızlı sürücülerin geliştirilmesi için güç elektroniği cihazları alanında sürekli ilerleme gereklidir. Gelişmiş güç elektroniği denetleyicilerinin ve motor sürücülerinin kullanılması, hareket denetimi tasarım sürecinin evriminde önemli bir etki yaratmıştır. Yüksek performanslı motorlar, yalnızca kontrol teknigi ile değil, aynı zamanda modern statik dönüştürücüler, hızlı mikroişlemciler ve diğer yazılım ve donanımların kullanımıyla da ön plana çıkarlar. IM sürücülerinde yüksek performanslı uygulamalar için, güçlü bir mikro bilgisayar veya Dijital Sinyal İşlemcisi (DSP) kullanılabilir. Kontrol algoritmaları yük bozulmaları, lineer olmayan süreç ve parametre değişimleri gibi çeşitli durumlarla başa çıkmak için kritik öneme sahiptir. Geleneksel PI ve PID türü denetleyiciler, IM sürücülerinde genellikle hız denetleyici olarak kullanılır. Bununla birlikte, IM'ların gerçek matematiksel modelinin elde edilmesindeki zorluklar nedeniyle, denetleyici tasarım yaklaşımları oldukça külfetli olmaktadır. Ayrıca, sabit kazançlı PI ve PID kontrolörler, yük bozulmalarına ve parametre değişimlerine karşı son derece duyarlıdır. Günümüzde yapay zekâ tabanlı akıllı hız denetleyiciler, HPD uygulamalarında özel ilgi görmektedir.

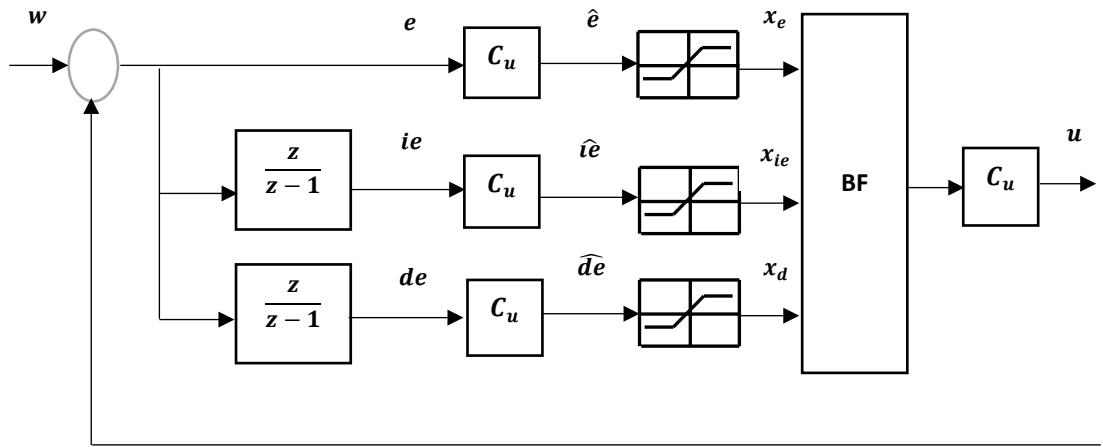
2.2. Yüksek Performanslı IM Sürücülerinin Bulanık Mantık Kontrolü

Asenkron motorlar, çok değişkenli doğrusal olmayan bir sistemdir. Asenkron motor kontrol yaklaşımı, doğrusal olmayan karmaşık sistemlerin kontrolünde kullanılan yöntemlerdir. Bununla birlikte asenkron motorlarda, çok geniş aralıktaki değişen parametreler nedeniyle, doğru vektör kontrolü sağlamak da imkansızdır (Bose, 2020). Karmaşık sistemler mühendislik problemlerini çözebilir ancak bu sistemle ilgili belirsiz veya kesin olmayan bilgileri artırır. Belirsizlik, bir modeli kullanışlı hale getirmeye yönelik çalışmalarında önemli bir rol oynayacaktır. Buna karşılık bulanıklık, teknik bir problemdeki belirsizliği azaltmak için kullanılan bir tekniktir (Ross, 2005). İnsan düşüncesinin kesin olarak yorumlanması zordur, bu nedenle ölçümün büyülüklüğü sıkılıkla hızlı, yavaş, yüksek, büyük vb. olarak tanımlanır. Bu tür kesin olmayan verileri temsil etmek için bulanık küme teorisi olarak bilinen matematiksel olmayan bir yaklaşım geliştirilmiştir. Bu yöntemlerinden biri, insan sezgilerini ve deneyimlerini oluşturmaktır ve insan düşüncesini taklit etmek için kullanılan Bulanık Mantık Kontrol (FLC) yöntemidir (Goguen, 1973). FLC, tasarımcılar tarafından tam olarak tanımlanamayan veya doğrusal olmayan karmaşık sistemlerde ilgili sorunların üstesinden gelmek için kullanılmıştır. Sonuç olarak FLC, kesin bir matematiksel model gerektirmeyerek bu tür zorlukların üstesinden gelebilmektedir. Mühendislik bilgisi ve tecrübe ile kontrol işlemini tanımlamak mümkün olmaktadır. Aşağıda FLC için temel özellikler özet olarak sunulmaktadır.

- i. Tasarımda kontrol algoritmasını oluşturmak için kesin bir matematiksel model gereklidir (Li ve Lau, 1989; Harandizadeh ve ark., 2020).
- ii. FLC'nin en önemli özelliklerinden birisi, belirsizliklerle başa çıkabilme yeteneğidir. Bu özelliği, matematiksel model gerektiren diğer benzer denetleyicilerden daha kullanışlı hale getirir. FLC'nin hem girişlerinde hem de çıkışında kesin olmayan belirsizlik mevcuttur ve bu sistemi formüle etmek için kullanılır (Ross, 2005).
- iii. FLC, sistemin karmaşıklığını azaltan doğrusal olmayan fonksiyonla başa çıkabilir (Li ve Lau, 1989; Ross, 2005).
- iv. FLC kurallarını formüle etmek için insan düşünce kavramı kullanılır.

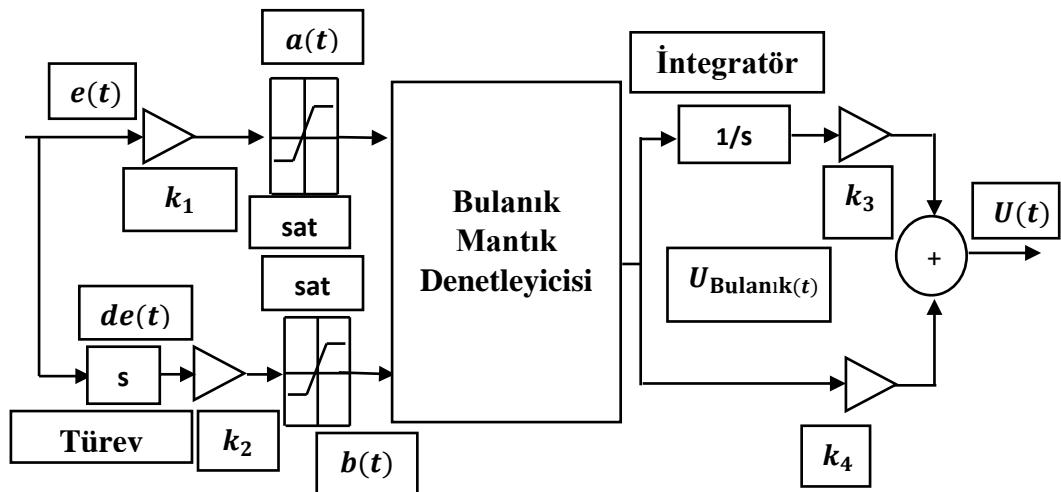
FLC, DC motorlar (Lygouras ve arak., 2007), asenkron motorlar (Kar ve arak., 2012), sabit mıknatıslı senkron motorlar (Mishra ve arak., 2012), fırçasız DC motorlar (Shanmugasundram ve arak., 2009) ve anahtarlamalı relüktans motorlar (Kar ve arak., 2012; Mahendiran ve ark., 2012) içeren yüksek performanslı uygulamalar için daha iyi hız kontrolü sağlama becerisiyle popülerdir. Bu alanda, simülasyon veya deneysel doğrulama kullanılarak çok sayıda performans analizi ve karşılaştırmalı çalışma yapılmıştır. FLC'de deneyime dayalı kurallar, kontrol sistemi girdileri ve çıktıları arasındaki ilişkiyi belirlemek için kullanılan bir karar tablosu ile formüle edilir (Li ve Lau, 1989). FLC tasarımda, tasarımcı kuralları tanımlayabilmesi ve istenen çıkıştı elde edebilmesi için süreci tam olarak anlamalıdır. Sistemin girişleri ve çıkışı arasındaki bağıntıyı tanımlama için bir kural tablosu oluşturulmalıdır.

FLC tasarımda, kesin olmayan akıl yürütme biçimlerini ifade etmek için 1975'te keşfedilen IF ve THEN ifadeleri kullanılır. Kural tanımda kullanılan IF ve THEN ifadeleri, ilk olarak bir buhar motorunu kontrol etmek için tanımlanmıştır. Uygulamalardan görülmektedir ki, tasarımcının deneyimleri ile doğru bir matematiksel modelin eksikliği telafi edilebilmektedir (Bose, 2020). FLC için tanımlanan IF-THEN kuralları, dilsel etiketleri ve gerekli üyelik fonksiyonlarını (MF) birleştirerek bir bulanık küme oluşturur; bu, güvenilir ve kararlı bir kontrol mekanizmasını gösterir. Ayrıca uygulaması oldukça basittir (Li ve ark., 2005). FLC, çeşitli kontrol uygulamalarında kullanılabilir. FLC, doğrudan kontrolde kullanılan en sık yöntem haline gelmiştir. Yapının basitliği nedeniyle, kapalı çevrim PID kontrol tasarımları gibi geleneksel ilkelerle tasarlanabilmektedir (Volosencu, 2012). PID benzeri FLC'lerin ortak yapısı aşağıda Şekil 2.1.'de gösterilmektedir, burada giriş değişkenleri olarak "e" hatayı, "ie" hatanın integralini, "de" hatanın türevini ve çıkış değişkenleri olarak " u_d " çıkışın değişimini, u ise gerçek çıkıştı ifade etmektedir. Ayrıca girişler için ölçekleme faktörleri " c_e ", " c_{ie} ", " c_{de} " ve çıkış ölçekleme faktörü " c_u " olarak tanımlanmıştır.



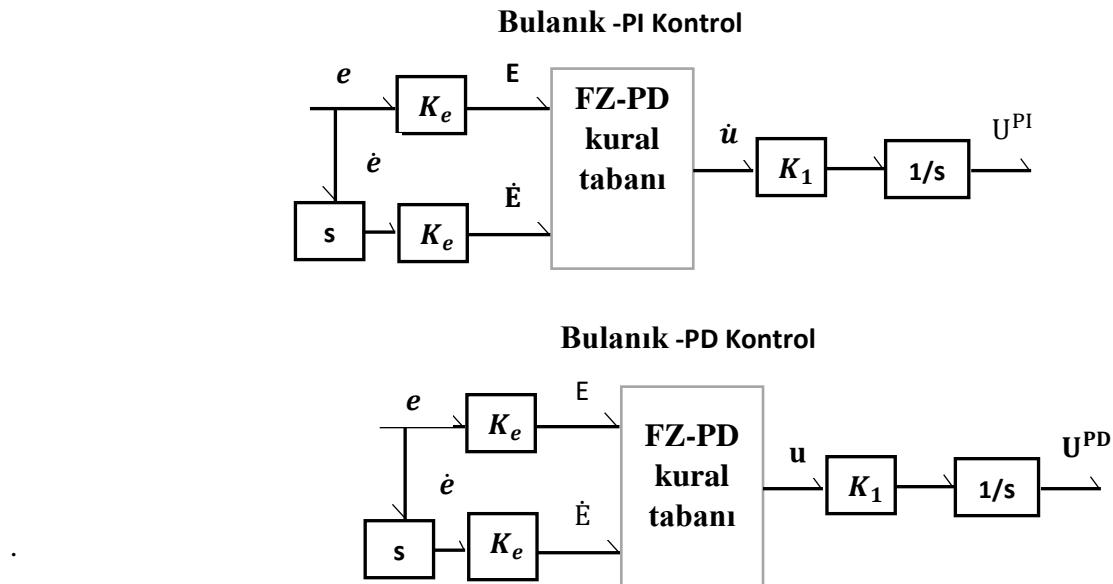
Şekil 2.1. Önerilen bulanık PID denetleyicisi (Volosencu, 2012).

Asenkron motorların vektör kontrollü servo sürücülerinde kullanılan, alternatif yapı olarak PID benzeri bir başka FLC Şekil 2.2.'de görülmektedir (Kim ve Han, 2006). Burada görülen k_1 , k_2 , k_3 , k_4 kazançları, tipik PID denetleyicilerin başlangıç ayar prosedürleri kullanılarak bulunur. Örneğin $k_p = k_1 * k_2$, $+ k_1 * k_3 * k_4$ olarak elde edilmektedir.



Şekil 2.2. PID benzeri bulanık denetleyici (Kim ve Han, 2006)

Bununla birlikte PID benzeri FLC'ler, parametrelerinin belirlenmesi ve kural tabanının oluşturulması PI veya PD türü FLC'lere göre daha zor olduğundan nadiren kullanılmaktadır (Mudi ve Pal, 2000; Arulmozhiyal ve Baskaran, 2009; Sahu ve ark., 2010; Pujar ve Kodad, 2011; Mishra ve ark., 2012). Şekil 2.3'te PI ve PD türü FLC yapısı gösterilmektedir (Li ve Gatland, 1996). Burada, K_e ve K_d giriş ölçeklendirme faktörleri ve K_u ise çıkış ölçeklendirme faktöridür. Sistemin dinamik özelliklerini belirlerler.



Şekil 2.3. Bulanık PI ve bulanık PD denetleyicinin yapısı (Li ve Gatland, 1996).

Adaptif kontrol, bir sistemin mümkün olan en iyi çalışma modunu elde etmek için kendi eylemini yenileme yeteneğini ifade eder. Çalışma noktası değiştiğinde, her yeni çalışma noktası için kontrolör parametrelerini değiştirmektedir. Buna doğrusal olmayan sistem denir. Yani adaptif kontrol, aynı performansı tekrar tekrar elde etmek için kontrolör parametrelerini değişen koşullara uyum sağlayacak şekilde tekrar tekrar ayarlayabilmektedir. Diğer bir deyişle adaptasyon algoritmaları, her çalışma noktasında ölçümler alarak sistemin zaman içinde nasıl değiştiğinin kaydını tutar ve böylece sistemin dinamik özelliklerini anlamaya yardımcı olur. Adaptif kontrol temelde "Model Referans Adaptif Kontrol", "Öz Uyarlamalı Adaptif Kontrol" gibi farklı yaklaşılmlara sahiptir. Bu sistemler kendi kendini ayarlayan kontrol, kayan kipli kontrol, sinir ağları ve genetik algoritmalar dahil olmak üzere birçok farklı kontrol türü ile kombinasyon olarak kullanılabilir (Masiala be ark., 2008).

2.3. Bulanık Kural Tabanı ve Üyelik İşlevinin Ayarlanması

Üyelik Fonksiyonları (MF), ölçeklendirme faktörleri (SF) ve kurallar dizisi, standart bir FLC'deki en önemli kısımlardan bazılarıdır. İstedığınız performansı elde etmek için parametreler belirli bir değere ayarlanmalıdır. En hayatı kısımdan biri kural tabanının tanımlanmasıdır. Mantıklı olmayan kuralların tanımlanması sistem için kötü olabilir. Kural sayısının çıkış, hesaplama yükü ve yürütme süresi üzerinde önemli bir etkisi vardır (Ibrahim ve ark., 2013). FLC için kuralları azaltmanın ilk yollarından biri (İbrahim ve Levi, 2002) tarafından önerilmiştir. Bulanık kurallar tablosu, performans hızının önemine bağlı olarak beş bölgeye ayrılmıştır. Kural seçimi, daha az önemli bölgeler elenerek, çalışma frekansı sıklığına bağlı olarak anlamlı kurallara göre yapılmıştır. Bu yaklaşım belirli bir cevap aralığında test edilmiştir.

Yazarlar, bulanık kuralları azaltmak için Karnaugh haritaları yaklaşımını tanıtmıştır. Bu yöntem, değişken fonksiyonunu en aza indirmek için bir dijital teorem kullanmıştır. Ancak yöntem yalnızca simülasyon ortamında denenmiş ve sadece ters sarkaç sistemleri için test edilmiştir. Simülasyon sonuçlarında, basitleştirilmiş kuralların hesaplama süresini azalttığı ve orijinal kurallarla benzer performans gösterdiği sonucuna varılmıştır. FLC denetleyicilerde genel olarak oluşturulan kural sayısı, MF sayısıyla orantılıdır. Kural sayısını azaltmanın en yaygın yöntemlerinden biri MF sayısını azaltmaktadır. Hız hatası ve hız hatası değişiminin her biri için 7 MF tanımlanırsa, standart 7x7 kural tablosu, eğer bunun yerine 5 MF tanımlanırsa 5x5 kural tablosu (Isa ve ark., 2012; Kung ve Tsai, 2007; Lokriti ve ark., 2013) veya 3 MF tanımlanırsa 3x3 kural tablosu elde edilir (Shanmugasundram ve ark., 2012; Lokriti ve ark., 2013). Bu durumda FLC için 49, 25 veya 9 kural tanımlanır. Bununla birlikte, çalışmanın odak noktası, belirli bir hız aralığında FL hız kontrol cihazının geleneksel PI kontrol cihazına göre nasıl çalıştığı olmuştur. Çalışmalarda, standart 49 kurallı Bulanık Mantık Hız Denetleyici (FLC) algoritması pek ilgi görmemiştir. Kural indirgemesinin gerçek zamanlı olarak gerçekleşmesi için farklı yöntemler denenmiştir (Uddin ve ark., 2013; Uddin ve ark., 2002; Uddin ve Wen, 2007). Yazarlar hız hatası için 5 MF ve hız hatası değişimi için 3 MF kullanarak 5x3 kural tanımlamışlardır. Girişlerin üyelik fonksiyonları için yamuk ve üçgen MF'ler kullanılmıştır. Ayrıca, çıkış değişkenini kontrol etmek için de 15 MF işlevi kullanılmıştır. Bu, daha hassas çıkış kontrolü sağlamıştır. Gerçek zamanlı yürütmede 15 kuraldan sadece 7'si kullanılmaktadır. SF, MF ve kurallar gibi tüm parametreler, en iyi IM sürücü performansını elde etmek için deneme yanılma yoluyla bulunmuştur. Bazı

kurallar, kural sayısı azaltılarak daha kolay takip edilebilmesi için değiştirilmiştir (Ibrahim ve Levi, 2002). 49 kuraldan oluşan bir kümede, bulanık hız denetleyicisi tarafından kullanılan sadece 20 kural vardır. Bu kural azaltma ile gerçek zamanlı kontrol yapılabilmektedir. Bu, örnekleme hızının 2,5 kat artabileceği anlamına gelir. Değiştirilmiş kurallara dayalı yöntem, orta düzeyde pozitif, orta derecede negatif ve orta düzeyde negatif gibi daha az etkiye sahip kuralları kaldırılmıştır. Ancak performans sonuçları, kuralın ortadan kaldırılması nedeniyle küçük adımlı hız komutlarının ve tersine çevirme işlemlerinin yavaşladığını göstermektedir (Ibrahim ve Levi, 2002).

Ek kural azaltma, 5x5 MF'ye dayalı toplam yirmi beş bulanık kuraldan sadece beşini kullanan (Uddin ve ark., 2013)'te rapor edilmiştir. Doğruluğu artırmak için, bu azaltma stratejisi yalnızca bir giriş değişkeni için kullanılmıştır. Bulgulara göre, hız hatasındaki değişiklikler, daha az önemli oldukları için motor performansı üzerinde küçük bir etkiye sahiptir. PI tipi FL hız kontrolörü, P tipi FL hız kontrolörü ile aynı özelliklere sahiptir. Ancak, yöntem yalnızca ileri hızlarda değerlendirilmiştir. Algoritmanın ters yönde çalışma işlemleri için herhangi bir açıklama yoktur.

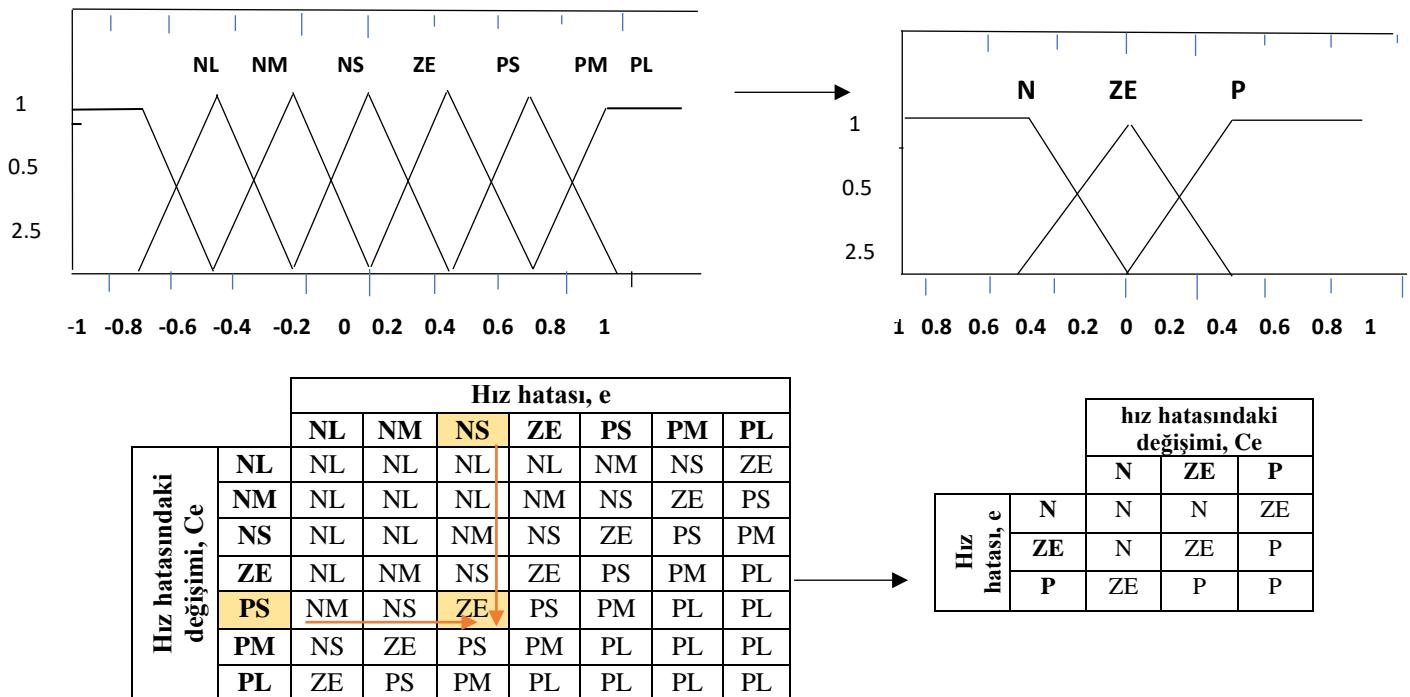
Başka çalışmada yazarlar (Uddin ve diğerleri, 2002) ve (Uddin ve diğerleri, 2007), PMSM motorlu sürüs için basitleştirilmiş bir kural tekniğini benimsemiştir. FL denetleyici, eşit genişlik ve dağılıma sahip yamuk ve üçgen MF'ler kullanılarak tasarlanmıştır. Basitleştirilmiş kurallar, standart kümedeki sabit SF'li 49 bulanık kurala uygulanmıştır. Basitleştirme adımları, motorun dört bölgede çalışma işlemlerine uygun olarak geliştirilmiştir. Son olarak, hız hatası ve hız hatası değişimine bağlı olarak anahtar kurallar seçilir. Ancak bu teknik, belirtilen kuralların seçilmesi için net bir mekanizma sağlamaz. Bu yöntem, düzenleme sayısının 49'dan yediye önemli ölçüde düşürülmesine neden olmuştur. Basitleştirilmiş kuralların performansı, temelde olarak normal FLC ile aynıdır. Ancak, analiz düşük hız aralıklarıyla sınırlıdır ve seçilen kuralların çoğu, küçük hata ve hata bölgelerinin değişimini için uygundur. Daha yüksek hız aralığında çalışmada, kural seçimi onaylanmaz. Ancak, sürecin mevcut eğilimleri (hatadaki değişim) değerlendirilmediği için FLC sonucu hatalı olabilir. Ek olarak, önerilen yaklaşım sadece ileri yön hızlarda değerlendirilmiş, geri yön hızlarda değerlendirilmemiştir.

Betin ve ark (2000) FLC için 9, 25, 54 ve 81 kural tanımlayarak, kural boyutunun adım motorunun performansı üzerindeki etkisini araştırmıştır. Yazar, sürücünün 49 kuralla en iyi performansı gösterdiğini ve kural boyutunu 81 kurala yükseltmenin performans üzerinde hiçbir etkisinin olmadığını belirlemiştir. Bu durum birçok araştırmacı tarafından doğrulanmıştır (Betin ve ark., 2000).

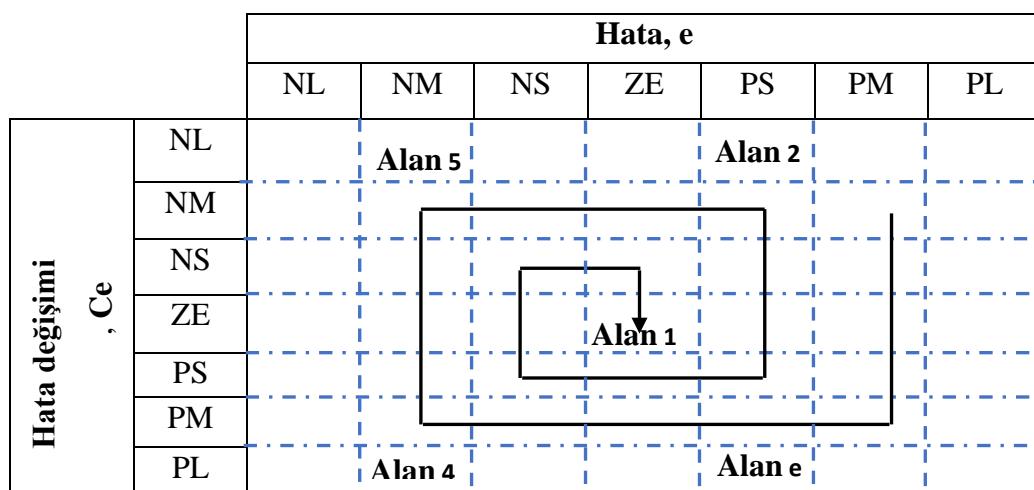
Karmazin (2003) tarafından IM sürücüler için basitleştirilmiş bir FLC sistemi önerilmiştir. Türev blokları FLC modelinde zaman geciktleme blokları ile değiştirilmiş, girişler ve çıkışlar için (3x3) MF'ler ayarlanmıştır. FLC'nin bu sadeleştirmesine dayanarak, toplam 9 kuraldan sadece 6'sı seçilmiştir. Bu yöntemin dezavantajı, düşük sayıdaki giriş MF kapsamının yanlış FLC çıktısına neden olabilmesidir. Ayrıca kuralların seçiminde sistemik veya ayrıntılı bir teknik yoktur (Karmazin, 2003).

Başka bir yöntem, baskın kuralları seçip yaygın olmayan kuralları atlayarak, MF'leri değişmeden daha az sayıda kural tanımlamaktır. Buna örnek, (Isa ve ark., 2012) PMSM sürücüler için (7x7) MF'lere dayalı 7 kurallı FLC ve (Ibrahim ve ark., 2013) IM sürücüler için (5x5) MF'lere dayalı 7 kurallı FLC önermiştir. Ancak; bu çalışmalarda açık olmayan belirsiz yollara dayalı olarak baskın kurallar seçilmiş ve hiçbir sistematik teknik kullanılmamıştır. FLC'nin giriş MF'leri azaltılarak ve ayarlanarak FLC sadeleştirme yaklaşımı da yapılmıştır. Örneğin, (7x7) MF'leri (3x3) MF'lere düşürülmüş, böylece kural sayısı 49 kuraldan 9 kurala düşürülmüştür. Burada, bulanık çıktıının bulanık değişkenleri, kapsamı ve doğruluğu bu yöntemden etkilenmiştir. Şekil 2.4.'te basitleştirilmiş kural tabanlı FLC görülmektedir.

FLC tasarımını geliştirmek için gerçekçi bir yaklaşım önerilmiştir (Zheng, 1992). Standart tasarımda (7x7) MF için 49 kural tanımlanır. Şekil 2.5.'te görüldüğü gibi, bulanık kural tabanı, hata ve hata değişimi ile bunların kontrol yanıtları için beş bölgeye ayrılmıştır. Böylece, yalnızca en kritik kuralların uygulanabilir bir seçimi düşünülebilmektedir. Bu teknik IM sürücüler için kullanılmıştır. Bu stratejinin doğasında var olan belirsizliğin yanı sıra, bazı kuralların silinmesinin bir sonucu olarak sürücü performans yanıtları daha düşük olmakta ve ters yönde performans biraz daha düşmektedir. Her bölgenin düzenlenmesi, kontrol sisteminin performans özellikleri üzerinde kısıtlayıcı bir etkisi olacaktır. Bölge 1, hem hatanın hem de hatadaki değişimin ılımlı olduğu bölgedir ve bu, kontrol değişkenlerinin kararlı değerlerine yakın olduğunu gösterir. Sonuç olarak, bu bölgedeki düzenlemeler kontrol sisteminin kararlılığı ile ilgilidir. Aşma ve yerleşme süresi genellikle kararlılığı ölçmek için kullanılmaktadır. Bölge 2, kontrol değişkeninin sabit bir durumda olmadığını gösteren, değişikliğin veya hatanın önemli olduğu bölgedir. Sonuç olarak, bölge 2'deki kurallar, ayar noktaları yükselme süresiyle ölçüldüğü üzere negatif yönde hareket ettiğinde kontrol sisteminin yanıt verebilirliğini bozacaktır.



Şekil 2.4. Giriş MF'lerini azaltarak ve ayarlayarak basitleştirilmiş kurallar



Şekil 2.5. Bir kural tablosundaki kural tabanının bölgeleri ve değişen rotası

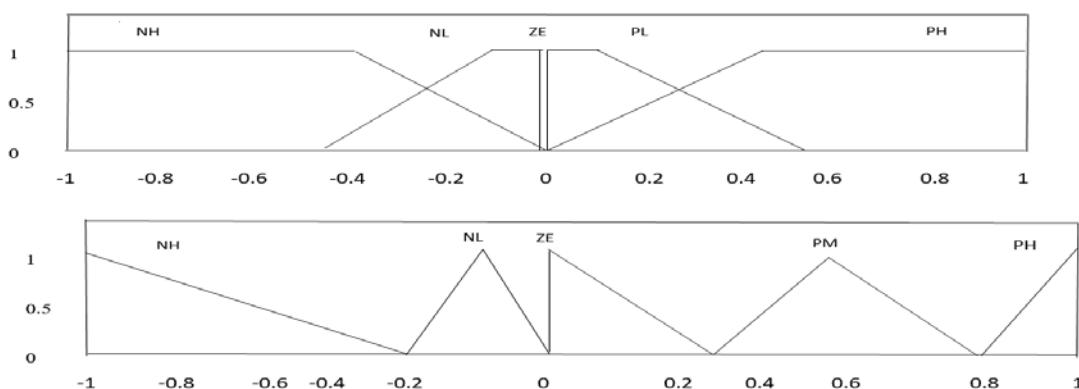
Bölge 3 kuralları, tipik bir denetleyicide nadiren kullanılmaktadır. Bu arada, bölge 4, bölge 2 ile aynı düzenlemeleri takip eder. Bölge 5, bölge 3 ile aynıdır, ancak bu bölgedeki kurallar azaltılmış frekansları nedeniyle kontrol sistemi için daha az kritiktir. Bu çalışma sonucunda, 1, 3 ve 5 numaralı bölgelerdeki kuralların, 2 ve 4 numaralı bölgelerdeki düzenlemelerden farklı olarak düzenlenmesi gerektiği tespit edilmiştir.

Kural sayısının Kalıcı Mıknatıslı DC motor sürücü üzerindeki etkisi araştırılmıştır (Eminolu ve Altaş, 1998). Orijinal kuralların çözünürlüğünü azaltarak, üç farklı kural tablosu oluşturulmuştur. Orijinal kural tablosunda 49 kural bulunurken, diğer ikisinde sırasıyla 25 ve 9 kural vardır. Şekil 2.6, tüm karar tablolarını göstermektedir. 25 kural tablosunu üretmek için, 49 kural tablosunun üç kısımlarından (NL ve PL) iki bulanık değişken kümesi (e ve ce) çıkarılır, ancak iki ek uç bulanık küme (NM ve PM) korunur.

" e " için basitleştirilmiş kural tabanı MF'ler Şekil 2.7'de gösterilmiştir. Sırasıyla 49 kural, 25 kural ve 9 kuralda kullanılırlar. MF'ler üçgen ve yamuk şekillerde tasarlanmış ve konumları korunmuştur.

		Hata değişimi, Ce						
		NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
Hata, e	NL	NL	NM	NS	NS	NS	NM	NL
	NM	NS	NM	NS	NS	NS	NM	NS
	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS	NS
	ZE	NS	NS	NS	ZE	PM	PM	PM
	PS	PS	PS	PS	ZE	PS	PS	PS
	PM	PS	PM	PS	PS	PS	PM	PS
	PL	PL	PM	PS	PS	PS	PM	PL

Şekil 2.6. Kural karar tablosu.



Şekil 2.7. FLC giriş değişkenlerinin sayısını azaltan basitleştirilmiş kurallar.

Üyelik Fonksiyonları (MF), kontrolü gerçekleştiren aktif bulanık kurallar üzerinde güçlü bir etkiye sahip olduğundan, FLC'yi ayarlarken hem giriş hem de çıkış değişkenleri için büyük öneme sahiptir. Değişkenler için istenen çözünürlüğü sağlamak üzere her değişken için MF sayısı değiştirilebilir. İlave olarak MF'ler, FLC performansında çok önemli bir rol oynar, çünkü FLC tasarımları çoğunlukla MF şeklinin formülasyonunu ve bulanık değişkenler için dağılımını ve ayrıca kural tasarımlını içeren bilgi tabanı tasarımından oluşur. Bu nedenle, MF'nin biçimini, simetrisi, çapraz noktaları ve genişliği tam olarak tanımlanmalıdır. Tüm bu niteliklerin nihai kontrol eylemi üzerinde bir etkisi olacaktır.

Bir başka çalışmada, bir FLC girişi olarak yalnızca hız hatası dikkate alarak FLC giriş değişkenlerinin sayısını en aza indiren basitleştirilmiş kurallar FLC tekniği önerilmektedir. Bu tekniğe dayalı olarak, IM sürücüler için basitleştirilmiş beş kurallı bir formülasyon sunulmuş ve beş giriş MF'si ve beş çıkış MF'si olan IM sürücüler için daha basit bir beş kural formülasyonu kullanılmıştır. Ancak, sürecin mevcut eğilimleri (hatadaki değişim) değerlendirilmediği için FLC sonucu hatalı olmaktadır. Önerilen yaklaşım sadece ileri hızlı çalışma için değerlendirilmiş, geri hızlı çalışma için değerlendirilmemiştir (Isa ve ark., 2012; Salleh ve ark., 2017).

Başka bir çalışmada, bulanık hız kontrolü için çeşitli MF biçimleri karşılaştırılmakta ve değerlendirilmektedir (Zhao ve Bose, 2002). Üçgen, yamuk, Gauss, çan eğrisi, sigmoid ve polinom türlerinde MF'ler analiz edilmektedir. Giriş ve çıkış değişkenlerini temsil etmek için beş bulanık küme kullanılmış ve toplam 25 kural tanımlanmıştır. Sürücü sisteminin dayanıklılığı, yük bozulmaları kullanılarak araştırılmıştır. Sistemin performans değerlendirmesi, maksimum aşma, yerleşme süresi, sürekli durum hatası ve toparlanma süresi gibi performans faktörlerini hesaba katmaktadır. Çalışma sonucu olarak, üçgen MF, sıfır hız aşımı, hızlı reaksiyon, yük ilavesinde düşük hız düşüşü, yük ilavesinin kaldırılması durumunda hızlı hız geri kazanımı ve mükemmel sabit durum doğruluğu açısından üstün performans sergilemektedir. Bunun zamanda yamuk MF'lerin de üçgen MF'ler gibi benzer sonuçlar verdiği belirtilmektedir.

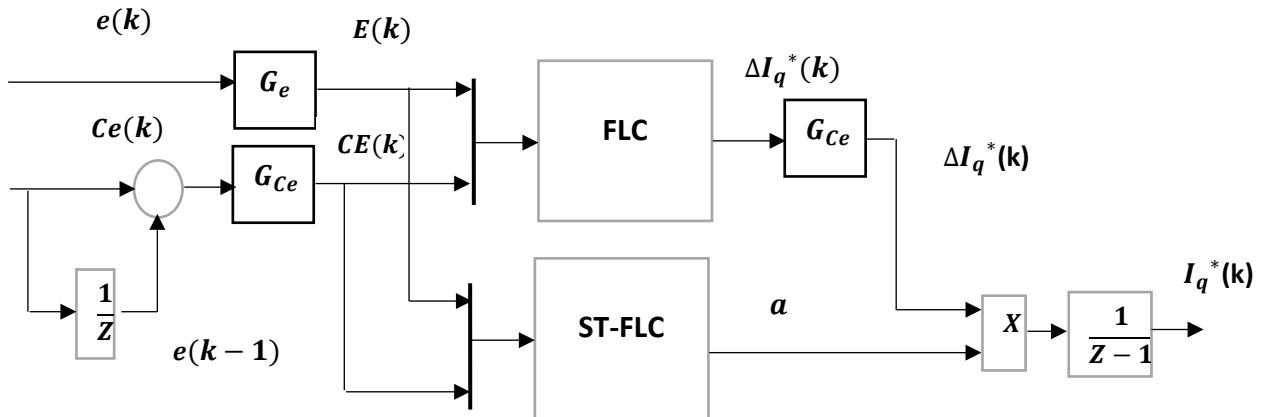
Başka bir çalışma (Monicka ve ark., 2011), çeşitli MF türlerinin indüksiyon motor sürücülerinde bulanık mantık hız kontrolünün performansı üzerindeki etkisini araştırmaktadır. Çalışmada üçgen, yamuk, Gauss ve çan şeklindeki MF'ler seçilmiştir. Hız hatası ve hız hatasının değişimi giriş değişkenleri olarak kullanılmış ve tüm giriş değişkenleri için yedi bulanık küme (MF) tanımlanmıştır.

Tüm MF'ler, nominal hız çalışmasında ve yük bozulması altında performans açısından karşılaştırılmıştır. Bu araştırmadan bulguları, üçgen MF'nin kararlı durum hatası açısından diğer MF türlerinden daha iyi performans gösterdiğini öne sürmüştür.

Önceki araştırmalar, üçgen MF'nin bulanık kontrol sistemleri için en uygun MF olduğunu ortaya koymuştur (Zhao ve ark., 2002) (Monicka ve ark., 2011). Bu amaçla (Zhao ve diğerleri, 2002) MF'nin dağılım etkisini incelemiştir. Çalışmanın ilk kısmı, farklı sayılardaki bulanık kümeler için sistemin hız tepkisini değerlendirmiştir. Çalışmada performans açısından, yedi bulanık kümenin hiçbirinde bir aşım veya sürekli durum hatasının ortaya çıkmadığı ifade edilmektedir. Ancak yük bozulması nedeniyle hız düşme ve yükselme süreleri küçüktür. Yedi bulanık kümenin, bulanık denetleyiciler için en iyi olduğu ve minimum sayıda bulanık küme kullanımının, bulanık kontrol tasarımını basitleştığı söylenmiştir.

Hem yakınsak hem de ıraksak tip asimetriye sahip MF'lerin asimetrik dağılımı, yapılan araştırmalarda her bir bulanık değişken için performans açısından incelenmiştir. Hız hatası için tanımlanan MF'ler yüksek derecede yakınsamaya ve hata değişimi için tanımlanan MF'ler bir sapmaya sahip olduğunda, en iyi reaksiyon bulunmuştur. Ölçeklendirme faktörlerindeki bir değişiklik, yeni kuralların çalıştırılmasına neden olmaktadır. Bunun nedeni, giriş ve çıkış değişkenlerinin aralığının, ölçekleme faktörü değişikliğine yanıt olarak değişmesidir. Sonuç olarak, ölçeklendirme faktörünün aktif bulanık kurallar üzerinde önemli bir etkisi olmaktadır. Geçici ve sürekli durum çalışmada FLC başarısı için tasarımda ölçekleme kritik öneme sahiptir (Kouzi, 2004). Ölçeklendirme faktörünün sistem performansı ve kararlılığı üzerindeki etkisi nedeniyle gerçek zamanlı ölçekleme faktörü ayarlaması bir önceliktir (Masiala ve ark., 2008).

Başka bir çalışmada, PMSM sürücüler için FL hız denetleyicide ölçekleme faktörünü otomatik ayarlamak için kendi kendini ayarlama mekanizması kullanılmıştır (Karakaya ve Karakas, 2008). Tasarımda FLC için hız hatası ve hız hatasındaki değişim giriş değişkenleri olarak kullanılmıştır. Çıkış değişkeni, referans q ekseninin akım değeridir. Her bir giriş için tanımlanan 7 bulanık küme, 49 kural ile tanımlanan FLC giriş değişkenlerini bulanıklaştırır. Çıkış ağırlık merkezi yöntemi ile durulastırıldıktan sonra, FLC çıkışını optimize etmek için kendi kendini ayarlama tekniği kullanılarak çıkış ölçekleme faktörü değiştirilir. Şekil 2.8'de önerilen sistemin blok diyagramı verilmektedir. Şekilde görülen kendi kendini ayarlayan mekanizmada, kazanç güncelleme faktörünü (α) belirlemek için bulanık kurallar kullanılır. Hesaplamak için ek yedi bulanık küme ve 49 kural kullanılır.



Şekil 2.8. Önerilen kendi kendini ayarlayan bulanık PI denetleyici (Karakaya ve Karakas, 2008).

2.4. Bulanık Mantık Denetleyici Optimizasyonu

Bu çalışmada, bir induksiyon motorun dolaylı alan yönlendirmeli hız kontrolünde FLC ölçekleme parametrelerinin optimizasyonu ele alınmıştır (Kouzi, 2004). Çalışmanın amacı, nominal koşulda çalışırken rotor direnci ve atalet gibi parametre dalgalanmaları meydana geldiğinde denetleyici dayanıklılığını göstermektir. Ölçekleme parametreleri, hız yanıtının aşımı ve yerleşme süresini azaltmak için bulanık bir kendi kendine ayarlama tekniği kullanılarak ayarlanmıştır. Önerilen FLC normal bir FLC ve bir bulanık adaptasyon mekanizmasından (FAM) oluşur. FAM'in amacı, ölçeklendirme parametrelerinin gerçek zamanlı ayarı için, parametre dalgalanmasına karşı tipik FLC motor sürücüsünün saflamlık testine dayanan, bir arayüz kurallar tablosu sağlamaktır. Sürücü için kullanılan FLC'nin 49 kuralı vardır, ancak FAM, baskın kurallardan türetilen 21 kuralı içerir. Çalışma sonucunda, FAM'in sürücü hız düzenlemesinin saflamlığını önemli ölçüde artırma potansiyeline sahip olduğunu göstermektedir.

Başka bir çalışmada ölçeklendirme faktörleri, vektör kontrollü induksiyon motor sürücülerinde bulanık mantık hız kontrolü için Yapay Sinir Ağları (YSA) tabanlı bir ayarlama tekniği kullanılarak gerçek zamanlı olarak ayarlanmıştır (Venu Gopal ve Shivakumar, 2019). Çalışmanın amacı, sistemin parametre dalgalanmalarına ve bozulmalarına karşı dayanıklılığını korurken izleme performansını artırmaktır.

Önerilen kontrolör bulanık bir PID hız kontrolcüsüne dayanmaktadır. Ölçekleme faktörünü belirlemek için başlangıç ayarlama prosedürü kullanılmıştır. Daha sonra, bir YSA'ya dayalı kendi kendini ayarlama yaklaşımı kullanılarak ölçeklendirme faktörleri ayarlanmaktadır. Karşılaştırmalı simülasyon ve deney sonuçları, mükemmel dinamik performans ve parametre dalgalandırmalarına karşı güçlü dayanıklılık göstererek önerilen denetleyicinin etkinliğini doğrulamaktadır.

Pratikte karşılaşılan zorluklardan dolayı, uzman bilgisine dayanan tanımlayıcı bir süreç modeli oluşturmak oldukça zordur. Yaygın teknik, süreci başarılı bir şekilde yönetmek için IF- THEN kurallarını kullanmaktadır (McNeill ve Thro, 2014). İlk tasarım çalışması, ayar noktası hatası, sürekli durum hatası ve kontrol sisteminin istenmeyen salınım davranışları dahil olmak üzere temel tasarım gereksinimlerini karşılamamaktadır. Bu zayıflık, insan bilgisi veya deneyiminin, FLC için kural tabanına dönüştürmek için standartlaştırılmış bir tekniğin olmamasından kaynaklanmaktadır. Sonuç olarak çok sayıda çalışma, optimizasyon da dahil olmak üzere çeşitli teknikler kullanarak üyelik işlevi, ölçeklendirme faktörleri ve kural tabanı gibi FLC parametrelerini otomatik olarak ayarlamaya çalışmaktadır.

Genetik Algoritma, mevcut en güçlü ve verimli optimizasyon stratejilerinden (GA) biridir. Paralel, kaotik ancak rehberli bir arama yoluyla en uygun popülasyonu geliştirir. Optimum değerleri arayan, zorlu optimizasyon sorunlarını çözmek için son derece etkili bir araçtır. Asenkron motorlar ve DC servo motorlar gibi yüksek performanslı sürücülerde kullanılan FLC'lerin performansını artırmak için GA optimizasyonu sıkılıkla kullanılmaktadır (Arulmozhiyal ve Baskaran, 2009; Saad ve ark., 2011).

Bir başka çalışmada GA, bir doğru akım servomotoru için hibrit bir bulanık denetleyicinin ölçekleme faktörlerini, üyelik fonksiyonunu ve kurallarını iyileştirmek için kullanılmaktadır (Saad ve ark., 2011). Aşmayı, yerleşme süresini, performans indislerini (IAE, ITAE) iyileştirmeye ve çalışmada sıfır sürekli durum hatasına ulaşmaya çalışırlar. Çalışmada sonuç olarak; PI denetleyici, FLC, FLC-Paralel integral denetleyici ve yarı paralel işlem Genetik Algoritma-FLC'nin (SPOGA-FLC) hız cevaplarının kapsamlı bir karşılaştırması yapılmıştır. Karşılaştırmalardan, SPOGA-FLC'nin mevcut tüm kontrolörler arasında en düşük aşama ve oturma süresine ulaşarak GA optimizasyonunun etkinliğini göstermektedir.

Bir başka çalışmada, relüktans motorları anahtarlamak için GA tabanlı uyarlanabilir bir FLC kullanılmaktadır. Kontrol kuralları, giriş değişkenlerine (hata ve hatanın değişimi) bağlı olarak, hedeflenen parametrelerden birkaçını ayarlayarak kolayca değiştirilebilmektedir. Tepki süresi, yerleşme süresi, aşma ve sağlamlık açısından mükemmel performans elde edilerek, deneyim bulguları GA optimizasyonunun etkinliğini göstermektedir (Jie ve ark., 2006).

Bir başka çalışmada, GA optimizasyonuna ek olarak Particle Swarm Optimization (PSO) kullanılmaktadır. PSO algoritması, bir parçacık popülasyonu içindeki bireylerin etkileşimi yoluyla karmaşık bir arama uzayının optimum alanlarını keşfetmeye yönelik bir tekniktir. PMSM hız kontrolünde FLC parametrelerini optimize etmek için kullanılmaktadır (Yang ve Wang, 2009). Ayrıca PSO algoritması, üç fazlı bir anahtarlamalı relüktans motorun bir bulanık PI denetleyici (PSO- FLPI) ile kontrolünde optimizasyon amacıyla kullanılmıştır (Mahendiran ve ark., 2012). PSO algoritması giriş değişkenleri için uygun ölçeklendirme faktörünü belirlemek için kullanılmıştır. PSO tabanlı bulanık mantık PI denetleyicisi için 49 kural oluşturulmuştur. FLC, bulanık PI denetleyicisi ve PSO-FLPI denetleyicilerin uygulanabilirlik, uyarlanabilirlik, basitlik ve kontrol edilebilirlik performansları karşılaştırılmış ve optimizasyonun sağladığı avantaj ortaya konulmuştur. Çalışma sonuçları, PSO-FLPI denetleyicinin anahtarlamalı relüktans motorun hız kontrolünde aşma ve yerleşme süresi açısından diğer denetleyicilerden daha iyi performans sağladığını göstermektedir.

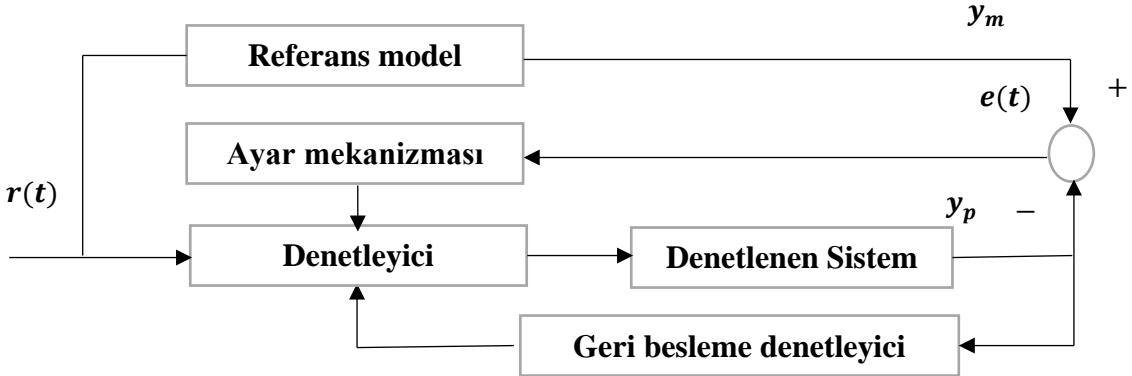
Benzer bir çalışmada, IM sürücülerini optimize etmek için PSO tekniği kullanılmaktadır (Elwer ve Wahsh, 2007). PSO algoritmaları bir PI denetleyici üzerinde uygulanmakta ve kazanç parametreleri bir FLC kullanılarak ayarlanmaktadır. Denetleyici, manuel veya PSO yaklaşımı kullanılarak otomatik olarak ayarlanmaktadır. Manuel olarak ayarlanan PI'nin, PSO tarafından ayarlanan PI'nin, manuel olarak ayarlanan FLC'nin ve PSO tarafından ayarlanan FLC'nin performansı, hız cevabındaki aşma, yükselme süresi ve sürekli durum hatası karşılaştırılarak değerlendirilmiştir. Ayrıca, üretilen elektriksel tork ve üç fazlı akım tepkileri gözlenmiştir. Bulgular PSO algoritmalarının IM sürücülerinin performansını sıfır aşma, azaltılmış elektromanyetik tork dalgalanması ve azaltılmış üç fazlı akım dalgalanması açısından önemli ölçüde artırdığını göstermiştir.

2.5. FLC'nin Ayarlama Teknikleri

PMSM kontrolünde Model Referans Adaptif Bulanık Mantık (MRAFC) yöntemi başarıyla kullanılmaktadır (Kadjoudj ve ark., 2007'a). Adaptasyon mekanizması temelde, sistem çıkışını izleyen ve kurallarını otomatik olarak güncelleyen bulanık mantığa dayalıdır. Gözlem ve ayarlama, hız hatası ve motor çıkış hızı ile referans model çıkışı arasındaki değişime dayalıdır. Burada sistem bilgi tabanını değiştirerek veya uyarlama sinyalini bulanık denetleyiciye dahil ederek referans sinyale benzer şekilde yanıt vermektedir.

Tasarımda bulanık kuralların otomatik olarak ayarlanması da mümkündür. Optimizasyon teknikleri de dahil olmak üzere çeşitli yöntemler kullanılarak otomatik FLC ayarı için çok sayıda çalışma yapılmıştır (Mahendiran ve ark., 2012). Ancak otomatik olarak oluşturulan kurallar sıkılıkla yetersiz kalmaktadır. Sık sık yinelenen ve üst üste binen MF'lerin bir sonucu olarak, kontrolör gerekli performansı elde edemez.

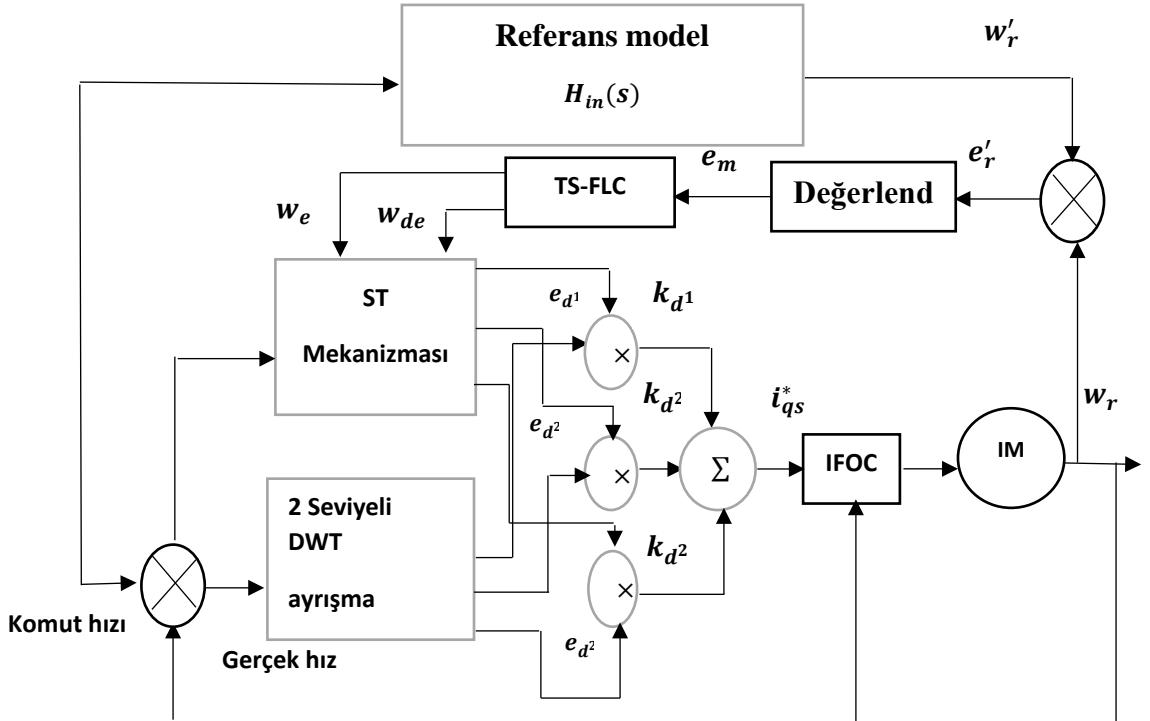
Sabit parametreli FLC, sürücü sisteminin iyi koşullar altında verimli bir şekilde kontrol etme yeteneğine sahiptir. Ancak parametre değişiklikleri ve yük bozukluğu sürücü sisteminin performansını etkilemektedir (Masiala ve ark., 2008). Bu, motor sürücü performansını artırmak için kendi kendini ayarlayan FLC'nin geliştirilmesine yol açan en önemli nedenlerden biridir. Ayrıca sabit parametreli FLC, nominal çalışma değerlerinde tasarılanmakta ve farklı hızlarda optimum performans elde edememektedir (Hameed ve ark., 2008). Tasarım noktası dışında veya parametre değişikliği durumunda çalıştırıldığında hız davranışları bozulacaktır. Model Referans Adaptif Kontrol (MRAC) bazen MRAS olarak anılır ve sistemin yanıtını değiştirmek üzere değiştirilebilen parametre değerlerine sahip bir kapalı döngü denetleyici oluşturmak için kullanılır. Şekil 2.9, MRAS'ın yapısını göstermektedir. Şekilden görüldüğü gibi, adaptasyon mekanizmasına uygulanacak hata girişini üretmek için, referans modelden istenen yanıt sistem çıktııyla karşılaştırılır. Hata, denetleyici ayarlarını düzenlemek için kullanılmakta ve kontrol edilen sistemin referans modelle aynı şekilde davranışmasına neden olmaktadır.



Şekil 2.9. Model referans uyarlanabilir kontrolünün yapısı.

Kendi kendini ayarlama mekanizmasına sahip olan FLC, çalışma sırasında değişkenlerinden birini veya tamamını çevrimiçi olarak güncelleyebilir (Mary ve Marimuthu, 2009), (Mokrani ve Abdesselamed, 2003), (Betin ve ark., 1999). FLC'de geniş hız aralığında, yük değişimlerinde ve parametre değişikliklerinde gelişmiş performans sağlamak için kendi kendini ayarlama yöntemi istenmektedir. Kendi kendini ayarlayan FLC'ler, uzman bilgisi olmadan yük veya parametre değişimi meydana geldiğinde daha iyi motor sürücü performansı sağlamak için tasarlanmaktadır. Diğer uyarlanabilir denetleyicilerle karşılaştırıldığında, ST-FLC çok daha verimli ve uygulanması daha kolaydır. Tasarım yapılarında bazı farklılıklar bulunan çeşitli kendi kendini ayarlayan FLC konfigürasyonları vardır. MRAS, FLC hız kontrol sistemi parametrelerini çevrimiçi güncellemek için bir referans model ve uyarlama tekniğini içeren bir yöntemdir. Adaptif mekanizma yardımıyla sürücü sistemini tasarlanan referans modeli takip etmeye zorlar. Örnek bir MRAS tabanlı ST-FLC blok diyagramı Şekil 2.10.'da sunulmaktadır (Febin Daya ve ark., 2013). Şekilde, adaptif mekanizma tasarlanan referans modele göre temel FLC'yi ayarlamak için kullanılır.

FLC scaling factors online based on the error produced. Takagi-Sugeno TS-type fuzzy



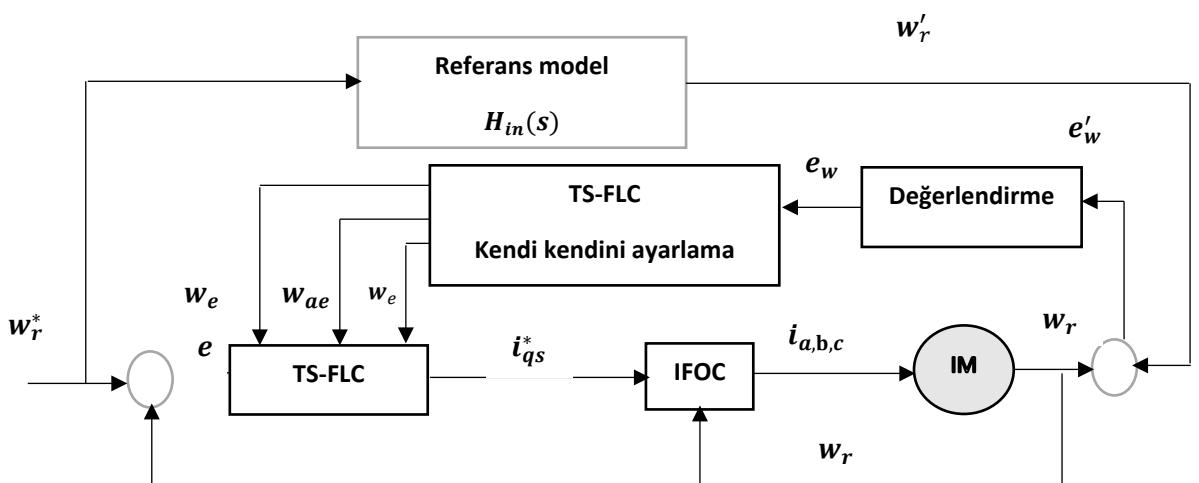
Şekil 2.10. MRAS tabanlı ST-FLC (Febin Daya ve ark., 2013).

MRAC tabanlı kendi kendine ayarlama mekanizması; üyelik fonksiyonları (MF), bulanık kurallar ve ölçekleme faktörleri gibi farklı FLC parametrelerini ayarlamak için kullanılabilmektedir (Chekkouri ve ark., 2003). Gerçek sistem çıkışı, tasarlanan referans model çıkışı ile karşılaştırılır ve karşılaştırma sonucu düzeltme için uyarlamalı mekanizmaya uygulanır. Adaptif mekanizma, temel FLC değişkenleri için uygun kontrol eylemine karar veren bulanık bir sistem içerir.

(El Dessouky ve Tarbouchi, 2002), asenkron motor sürücü sisteminde FLC hız kontrolünün çıkış ölçeklendirme faktörüne ilişkin MRAC tabanlı bir ST- FLC önermiştir. Yazar, önerilen MRAC tabanlı ST-FLC'nin diğer uyarlanabilir kendi kendine ayarlama yöntemlerine kıyasla daha hızlı adaptasyon tekniğine sahip olduğunu iddia etmektedir. Çalışmada, 1000 rpm/dak motor hızının pozitif ve negatif bölgelerindeki simülasyon sonuçlarına dayalı karşılaştırma sonuçları sunulmuştur. Bunun dışında, önerilen algoritma diğer uyarlanabilir ST-FLC yöntemlerine kıyasla yavaş geçici performans üretmiştir. MRAC tabanlı ST-FLC, önemli ölçüde tasarlanan referans modele bağlıdır. Referans model gerçek motor verilerine dayalı olarak iyi tasarlanmışsa, arzu edilen bir performans elde edilecektir.

Ayrıca düzeltme için kullanılan uyarlamalı mekanizma da genel performansı etkilemede önemli rol oynamaktadır. Sistemin gerçek çıkış ile referans model çıkışları karşılaştırılarak bulanık parametreler çevrimiçi güncellenir.

(Masiala ve ark., 2008) tarafından, bir asenkron motorun Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrolünde (IFOC), kendi kendini ayarlayan bir bulanık hız denetleyicisi uygulanmıştır. Çalışmada, MRAS'a dayalı ST-FLC yöntemi önerilmiştir. IM sürücü sisteminde, FLC hız denetleyicinin ölçeklendirme faktörlerini ayarlamak için uyarlanabilir bir mekanizma tasarımları önerilmiştir. İkinci dereceden referans hız modeli tanımlanmış ve gerçek sistem çıkışları ile karşılaştırılmıştır. Bu yöntemin avantajları, motor parametreleri hakkında kesin bilgi gerektirmemesidir. Ayrıca, hesaplanan parametreler bu yöntemle etkin bir şekilde en aza indirilir. Masiala tarafından IM sürücü için önerilen, model referans uyarlamalı kontrol tabanlı ST-FLC blok diyagramı Şekil 2.11'de sunulmuştur.

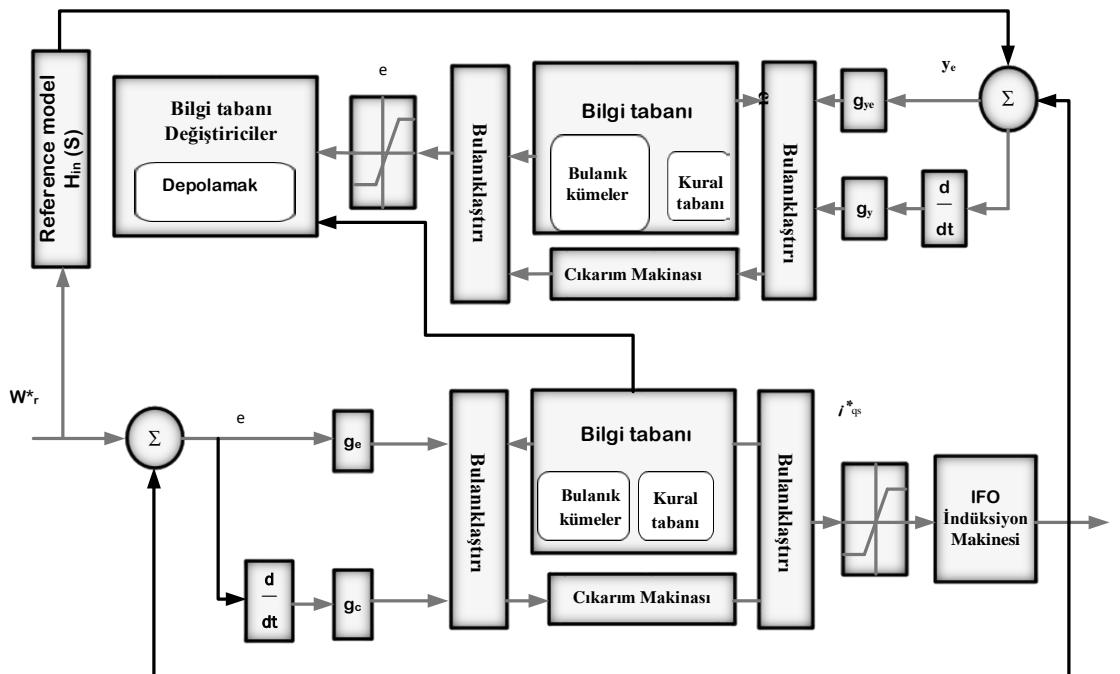


Şekil 2.11. Kendinden ayarlı FLC tabanlı MRAS (Masiala, 2010).

Uygulanan yöntemde Sugeno tipi bulanık çıkışım uygulanmıştır. Uyarlanabilir mekanizma, gerçek sistem çıkışıyla referans model çıkışının karşılaştırılması ile üretilen hataya dayalı olarak temel FLC'nin ölçekleme faktörünü günceller. Şekilde görüldüğü gibi çalışmada, referans model çıkışı ile gerçek sistem çıkışının karşılaştırılması ile elde edilen hatayı değerlendirmek için bir değerlendirme bloğu da kullanılmaktadır.

Hata önceden tanımlanmış sınırı aşarsa, değerlendirme bloğu üretilen hataya göre ana FLC ölçekleme faktörlerini çevrimiçi olarak güncellemeye başlamak için uyarlama mekanizmasına sinyal gönderecektir. Takagi-Sugeno (TS) tipi bulanık çıkarım, hesaplama yükünü ve sistem karmaşıklığını azaltmak için bir çevrimdışı arama tablosuyla uyarlamalı mekanizmada uygulanmıştır. Konvansiyonel PI denetleyicilere kıyasla, önerilen yöntem hız takibi, yük bozulma ve parametre değişimlerinden kaynaklanan olumsuzlukları düzeltme açısından daha iyi performans göstermiştir.

(Zhen ve Xu, 2000) asenkron motor sürücüsü için MRAS'a dayalı bir otomatik ayarlama yöntemi uygulamıştır. Çalışmada; FLC, öğrenme kontrol algoritması ve referans model içeren referans model tabanlı bir bulanık öğrenme kontrol modeli önerilmiştir. Bu çalışmada önerilen Bulanık Model Referans Öğrenmeli Kontrol (FMRLC) Şekil 2.12.'de sunulmuştur. Referans model, gerekli hız referansını elde etmek için ikinci dereceden IM sürücü parametrelerine dayalı olarak belirlenmiştir. Önerilen yöntemde referans ve gerçek hız arasındaki hız karşılaştırma sonuçları elde edilmektedir.



Şekil 2.12. FMRLC tabanlı IM sürücü yapısı (Zhen ve Xu, 2000).

Bulanık öğrenme algoritması, hız referansını takip edecek uygun tork referans sinyalini elde etmek için FLC'nin parametrelerini günceller. Öğrenme mekanizması üretilen hatayı takip ederek ana FLC kurallarını ayarlamaya karar verir.

Kendi kendini ayarlama mekanizması, sabit parametrelere sahip geleneksel PI ve bulanık mantık denetleyicilere kıyasla hız izleme yeteneği, yük bozulması ve parametre değişim hassasiyeti açısından daha iyi performans gösterir. Bunun dışında FMRLC, parametrenin değişimine uyum sağlamak için daha uzun bir süre gerektirdiğinden ilk başlatma sırasında yavaş yanıt sorunlarıyla karşılaşır. Bu sorun, FMRLC tabanlı PMSM sürücü sistemini uygulayan bir çalışmaya doğrulanmıştır (Kung ve Tsai, 2007).

Uyarlanabilir tekniklere dayalı kendi kendini ayarlayan bulanık mantık denetleyicisi, normalde karmaşık matematiksel modelleme ve tahmin içermektedir. Bir sistemin, parametre değişiklikleri, yük değişimi, model entegrasyonu ve basitleştirme nedeniyle gerçek matematiksel modelini elde etmek zordur (Iqbal ve ark., 2014). Bu nedenle, kontrol işlemi hata ve hata değişimine dayanan bu sistemlerde yeni kendi kendini ayarlama teknikleri önerilmektedir. Kendi kendini ayarlayan popüler yöntemlerden biri iki paralel FLC kullanmaktadır ki bunlardan biri, sistemi referans modeli izlemeye zorlamak, diğeri ise ana FLC'nin giriş ve çıkışlarını ayarlamak içindir (Masiala, 2010; Pal ve Mudi, 2008; Lokriti ve ark., 2013).

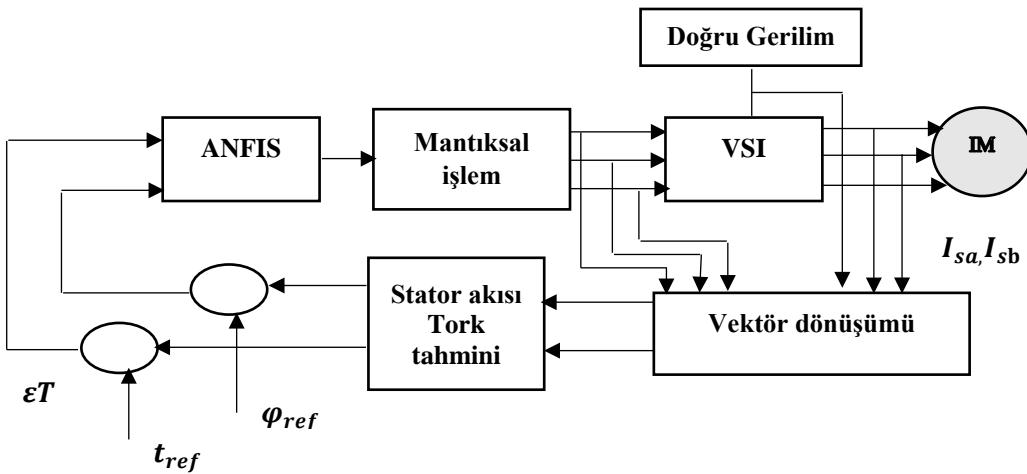
Ayarlanacak olan basit ve etkili FLC parametreleri, giriş ve çıkış ölçeklendirme faktörleridir. Yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşma gibi hız cevap karakteristikleri, bulanık mantık hız denetleyicinin giriş ölçeklendirme faktörlerindeki herhangi bir artış veya azalmadan büyük ölçüde etkilenmektedir. Ayrıca, giriş ölçeklendirme faktöründeki herhangi bir değişiklik, ayarlanmış Söylem Evreni'ni (UoD) değiştirmekte ve dolayısıyla bulanık çıktıyı etkilemektedir. FLC'nin her iki giriş ölçekte faktörünün kendi kendini ayarlama yöntemleriyle belirlenmesi, ölçeklendirme faktörlerinin performans üzerindeki ters etkilerinden dolayı yüksek tolerans gerekmektedir. Farklı araştırmacılar tarafından bildirildiği üzere, çıkış ölçeklendirme faktörlerinin de ayarlanması, sistem performansı üzerinde çok önemli etkilere sahiptir (Mannan ve ark., 2013).

Giriş ve çıkış ölçeklendirme faktörlerinin ayarlanması dayalı "Kendi Kendini Ayarlama" tekniğinin kullanılması, performans açısından iyi sonuç verebilmektedir. Bununla birlikte daha karmaşık bir sisteme yol açan kazanç ayarlaması için daha bulanık muhakeme tekniklerine ihtiyaç duyar. Giriş ve çıkış ölçekte faktörünü ayarlayarak FLC'yi kendi kendine ayarlama üzerine ayrıntılı bir çalışma (Chung ve ark., 1998)'de tartışılmıştır. Bu çalışmada, ana FLC'nin girişleri için 5x5 üyelik fonksiyonu kullanılırken, çıkış için 7x7 üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Ayarlama tekniği ana FLC'nin girişlerini ayarlamak için 7-singleton üyelik fonksiyonu uygulanmaktadır.

Ana FLC'nin hem girişleri hem de çıkışları, bir hata ayırma algoritmasına dayanan aynı kuralları kullanır. Başka bir çalışma (Deve ark., 2012), birinci dereceden bir referans modeli kullanarak kendi kendini ayarlama yöntemini incelemiştir ve bulanık çıkış ölçekleme faktörünü ayarlamaya odaklanmıştır. Bu çalışma hatadaki (giriş) değişikliklere yanıt olarak bulanık çıkışı ayarlayan simülasyon tekniklerine dayalı basit bir ayarlama yöntemi sunmuştur. Makalede birçok birinci dereceden model sunulmakta ve bunları elde etme prosedürü açıklanmaktadır. Aynı zamanda ortaya konulan bulanık kendi kendini ayarlayan kontrol yaklaşımı, çeşitli diğer kontrol teknikleriyle karşılaştırılmaktadır. Bununla birlikte çalışmada, sonuçları doğrulamak için pratik uygulama yapılmamıştır.

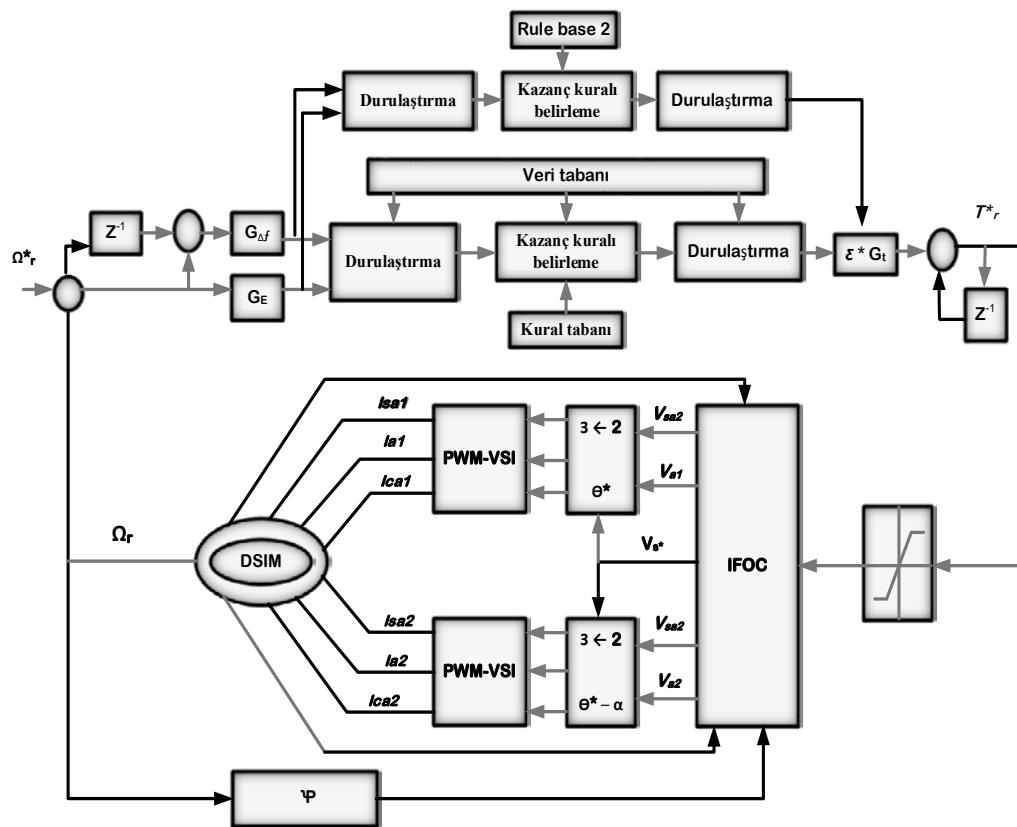
Başka bir çalışma (Talib ve ark., 2016), bulanık çıkış ölçekleme faktörünü uygun şekilde ayarlamak için azaltılmış bulanık kurallar uygulayarak bulanık kendi kendini ayarlayan denetleyici tabanlı indüksiyon motor sürücülerini sunmuştur. Çalışmada tanımlanan basitleştirilmiş kurallar, bulanık hız kontrol sisteminin çıkış ölçekleme faktörünü ayarlamak için sisteme ilave edilen bulanık mantık tabanlı kendi kendini ayarlama mekanizmasından kaynaklanan karmaşıklığın azaltılmasına katkıda bulunmaktadır. Ancak sistemde, iki bulanık arabirim kullanılması nedeniyle sürücüye önemli bir hesaplama yükü oluşturmaktadır.

Diğer bir çalışmada, Asenkron motorlar için doğrudan tork nöro-bulanık denetleyici (DTNFC) kullanılması önerilmiştir. Önerilen yaklaşım tork ve akı tepkileri açısından geleneksel DTC yönteminden daha iyi performans göstermiştir. Çalışmada sistemin yürütme yüküne eklenen nöro ve bulanık arayüzler kullanılmıştır. ANFIS sisteminde sinir ağı, bulanık mantığa bir bağlantı yapısı ve öğrenme kapasitesi sağlar. Blok diyagramı Şekil 2.13'te verilen sistem, sadece simülasyon olarak gerçekleştirılmıştır. Çalışma sonucunda, akı ayarlaması nedeniyle makul bir iyileşmeye işaret edilmektedir (Areed ve ark., 2010).



Şekil 2.13. Doğrudan Tork nöro-bulanık denetleyici şeması (Areed ve ark., 2010).

(Merabet ve ark., 2011) tarafından yapılan çalışmada, dolaylı alan yönelikli kontrol temelinde, çift yıldızlı induksiyon motor hız regülasyonu için sağlam bir kendi kendini ayarlayan bulanık mantık kontrolörü geliştirilmiştir. Şekil 2.14'te verilen sistemde, önerilen denetleyici hız hatasına ve değişikliğine bağlı olarak ayrı bulanık kurallar kullanılarak çevrimiçi olarak ayarlanmıştır. Birincil FLC'nin çıkış SF'sini ayarlamak için 49 FLC kullanılmaktadır. Önerilen yaklaşım sabit FLC yönteminden daha iyi performans göstermiştir. Çok sayıda kuralın tanımlanması sistemin çalışma hızını olumsuz etkilemeye çalışmayı simülasyon ile sınırlandırılmaktadır.



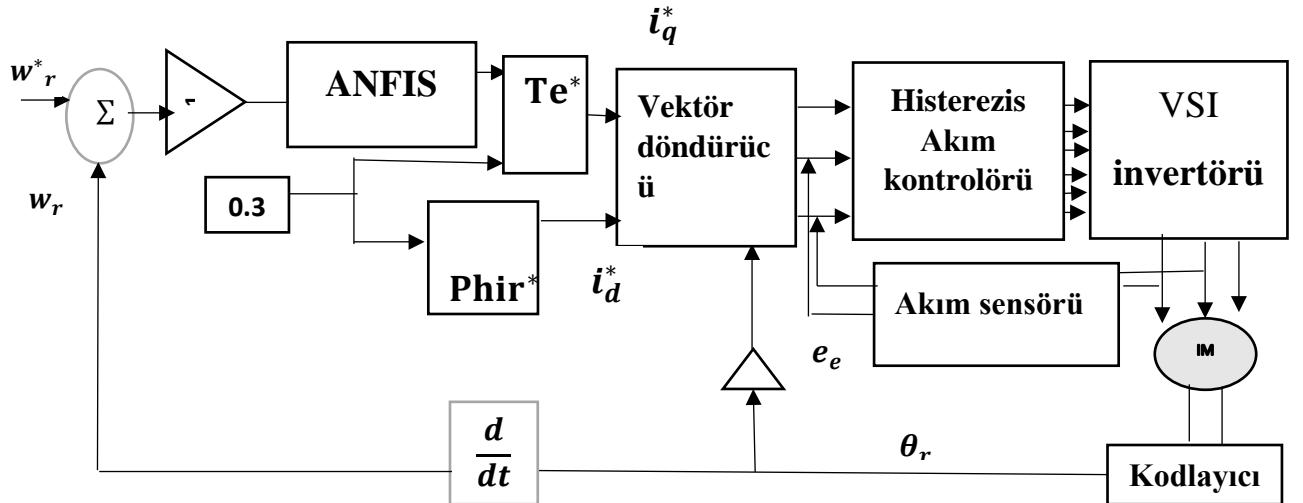
Şekil 2.14. Önerilen kendi kendini ayarlayan bulanık hız denetleyicisi (Merabet ve ark., 2011).

Şekil 2.15'te, birincil hız denetleyicisini ayarlamak için hibrit bir PI-bulanık ST denetleyici önerilmiştir. İndüksiyon motor hızını ve tepe dc-bara gerilimini kontrol etmek için önerilen yeni teknik, esnek bir yapıya ve doğrusal olmayan özelliklere sahip kendi kendini ayarlayan bulanık PI denetleyici algoritmaları kullanılarak simülasyon ve deneylerle doğrulanmıştır. Sürücünün geçici ve sürekli durum cevabı iyileştirilmiştir. Önerilen yaklaşım sürücü sistemi karmaşıklığını azaltmaktadır ancak, sabit kazançlı PI denetleyicilerden daha iyi performans sağlama yeteneğine sahiptir (Pham ve ark., 2012).



Şekil 2.15. Önerilen deney düzeneği (Pham ve ark., 2012).

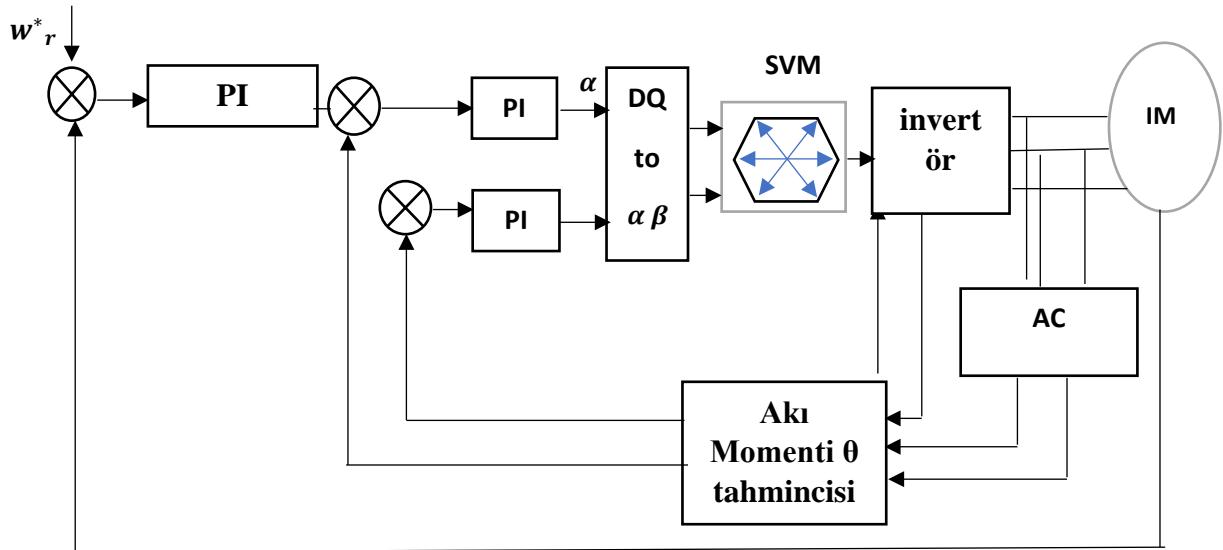
(Uddin ve ark., 2013) tarafından gerçekleştirilen çalışmada, NFC tabanlı induksiyon motor hız kontrolü için bir sürücü sistemi önermektedir (Şekil 2.16).



Şekil 2.16. Önerilen basitleştirilmiş sürücü (Uddin ve ark., 2013).

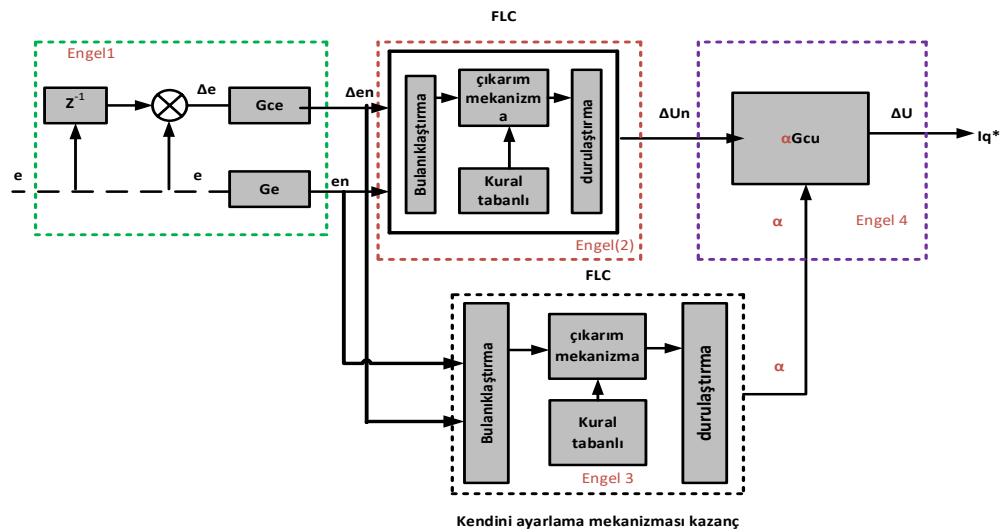
Önerilen NFC yapısı, bulanık mantık ve dört katmanlı bir sinir ağının birleşimidir. Motor sürücü sistemi için basitleştirilmiş, kendi kendini ayarlayan bir nöro-bulanık denetleyicisi içerir. Önerilen sistem, Nöro bulanık denetleyicilere göre daha iyi performans sağlamaktadır.

(Yu ve Chen, 2015) çalışmalarında, DTC-SVM tabanlı IM sürücünde hız kontrol için hibrit bir PI-Bulanık mantık denetleyicisi tasarlampmıştır. Kendi kendini ayarlayan PI tipi bulanık denetleyici tabanlı DTC-SVPWM sürücü performansının, tork dalgalanmaları, geçici tork ve kararlı durum hız hataları açısından geleneksel DTC sürücüden daha üstün olduğu ve geleneksel DTC'den önemli ölçüde daha iyi performans sağladığı gösterilmiştir. Şekil 2.17'de görüldüğü gibi araştırmada, sistemin karmaşıklığını artıran iki denetleyici kullanılmıştır. Bu da uygulama için donanım testinin yükünü artırmaktadır (Yu ve Chen, 2015).



Şekil 2.17. Önerilen DTC-SVPWM modeli (Yu ve Chen, 2015).

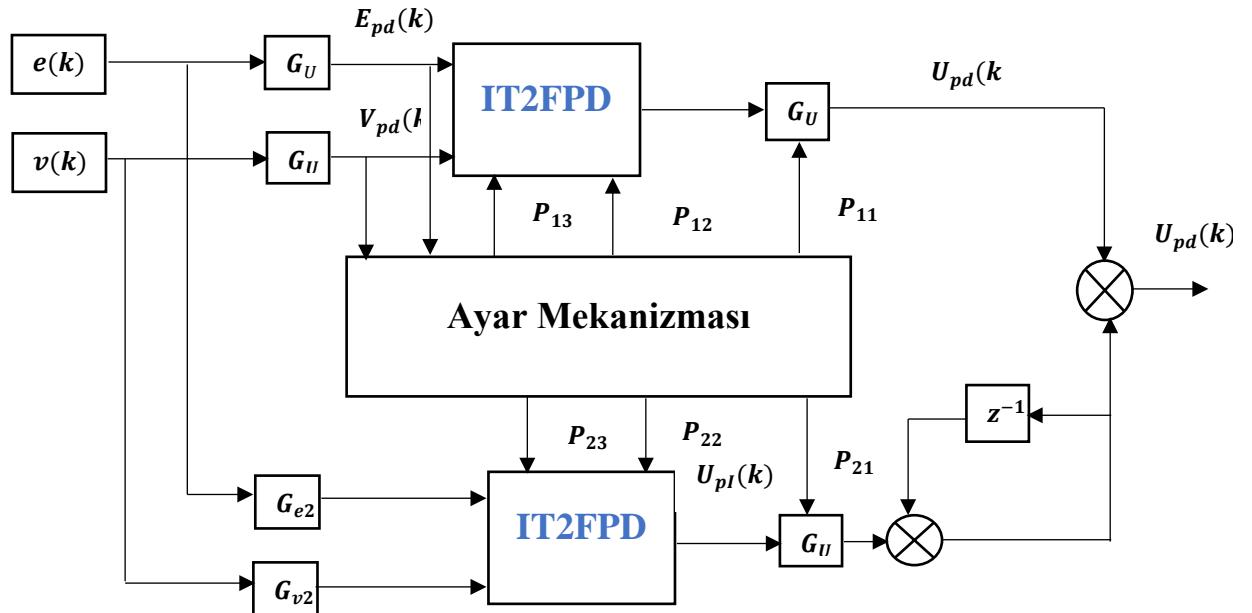
(Talib ve ark., 2016) çalışmasında, temel FLC hız denetleyicide çıkış SF'sini ayarlamak için ST-FLC tabanlı basitleştirilmiş bulanık kurallar kullanılmıştır. Çalışmada sabit parametreli FLC'ye kıyasla performansın iyileştirildiği ifade edilmektedir. Önerilen yöntemin pratik uygulamalarda işlemci yükünü azalttığı belirtilmektedir. Ayrıca, temel FLC için 25 kural daha yüksek hesaplama üretilebilmektedir (Talib ve ark., 2016).



Şekil 2.18. Önerilen basitleştirilmiş ST- FLSC (Talib ve ark., 2016).

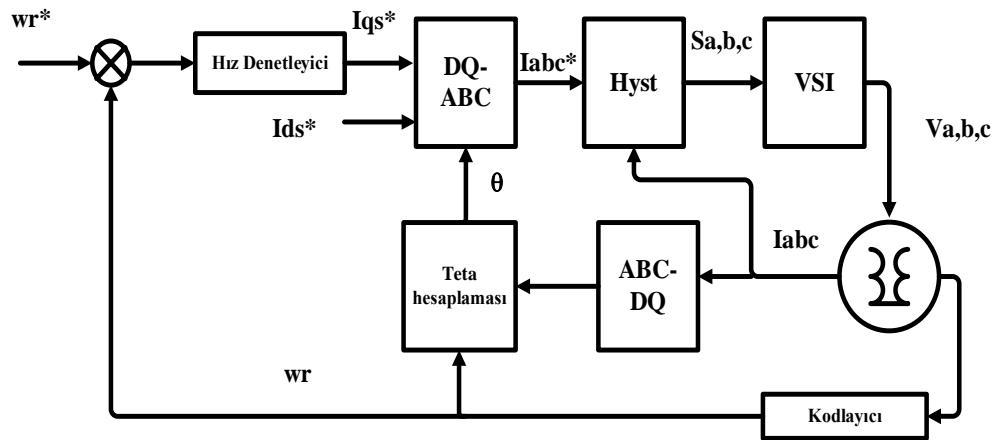
(El-Nagar ve El-Bardini, 2017) çalışmalarında Şekil 2.19'de görüldüğü gibi, kendi kendini ayarlayabilen tip-2 modunda iki bulanık denetleyici (ST-IT2FPD ve ST-

IT2FPI) sunmuştur. Makale, kendi kendini ayarlayan tip 2 bulanık mantık denetleyicisinin hem PI hem de PD denetleyicileriyle birleştirmeyi önermektedir. Simülasyon ve uygulama sonuçları, önerilen yöntemin belirsizliğe tepki açısından avantajlarını göstermiştir. İki ayrı bulanık arayüz kullanılması, sistemi önemli ölçüde karmaşıklaştırmakta ve prototip uygulama testi sırasında uzun bir örneklemeye süresi gerektirmektedir (El-Nagar ve El-Bardini, 2017).



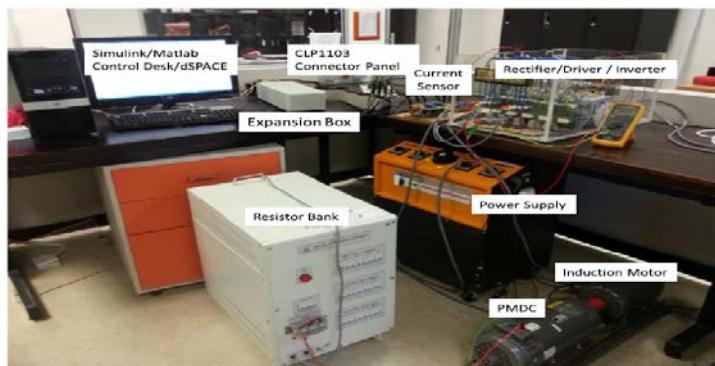
Şekil 2.19. Önerilen STIT2FPD+ PI denetleyicisi (El- Nagar ve El- Bardini, 2017).

(Farah ve ark., 2019) çalışmalarında, IM sürücüler için basit bir kendi kendini ayarlayan ST-FLC yapısı önermiştir. Yaklaşımda, durulaştırılmış çıkışın değerini artırarak, önerilen kendi kendine ayarlama yöntemi ile FLC hız denetleyicinin çıkış ölçekteme faktörünü daha iyi ayarlayabilmektedir. Önerilen ST-FLC, simülasyon ve uygulama sonuçları kullanılarak etkinlik ve fizibilite açısından incelenmiştir (Şekil 2.20). Önerilen yaklaşım tüm çalışma koşullarında kararlıdır ve FLC-FLC ayarlama yöntemine göre önemli ölçüde daha az hesaplama çabası gerektirmektedir (Farah ve ark., 2019).



Şekil 2.20. IM sürücüler için IFOC yapılandırması (Farah ve ark., 2019).

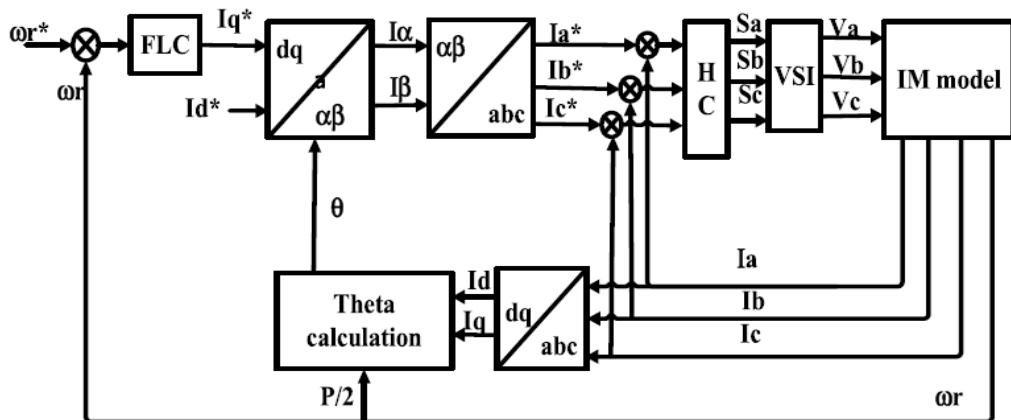
(Talib ve ark., 2020) çalışmalarında, FLC hız denetleyiciler için kural basitleştirme amacıyla bir yöntem sunmaktadır. Yöntem ile kural sayısı %72 azaltılarak 25'ten 7'ye düşürülmüştür. Basitleştirilmiş FLC hız denetleyici, induksiyon motor (IM) kontrolünde kullanılarak doğrulanmıştır. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, motor performansını düşürmeden basitleştirilmiş kuralların uygulanabilirliğini göstermektedir. Klasik FLC ye göre önerilen yöntem ile indirgenmiş FLC'nin, hesaplama yükü açısından avantaj sağladığı, dSPACE DS1103 donanımında (Şekil 2.21) proje uygulama maliyetini düşürdüğü görülmektedir (Talib ve ark., 2020).



Şekil 2.21. Asenkron motor sürücü sistemi basitleştirilmiş FLSC (Talib ve ark., 2020).

(Farah ve ark., 2021) çalışmalarında, temel FLC hız denetleyici için basit bir ST-FLC teknigi tasarlamıştır. İlk olarak, İndüksiyon Motor (IM) sürücüsünde üç farklı kural boyutuya (9, 25 ve 49) ST-FLC yapısı yürütülmüş, kural boyutuna dayalı üç farklı ST-FLC'nin performansı, simülasyon ve deneysel analizler kullanılarak değerlendirilmiştir

(Şekil 2.22). Ayrıca, bu üç farklı standart kural boyutu için hesaplama yükü analiz edilip, karşılaştırılmıştır. Deneysel olarak daha az kurallı (9 kurallı) ST-FLC ile daha büyük kurallı (25, 49 kural) ST- FLC performans, örneklemme ve hesaplama yükü açısından ayrıca karşılaştırılmıştır. Bulanık kural sayısının artması, önemli bir hesaplama yüküne neden olmakta ve donanım maliyetini artırmakta ancak performansı aynı oranda etkilememektedir (Farah ve ark., 2021).



Şekil 2.22. Asenkron motorun alan yönelimli kontrolü (FOC) (Farah ve ark., 2021).

Özetle; bulanık kural sayısının artması, sistemin çevrimiçi uygulamasının hesaplama süresini doğrudan artırmaktadır. Bulanık kural indirgeme yöntemleri, büyük kural tabanı dolayısıyla oluşan hesaplama yükünü azaltırken, bulanık mantığın özelliklerini kullanabilen alternatif bir yaklaşım olarak önerilmektedir. Böylece sistem performansını korurken hesaplama gereksinimleri azalmaktadır.

Literatürde sistem karmaşıklığını azaltmak ve sistemin gerçek zamanlı uygulamasını gerçekleştirmek gibi aynı hedeflere ulaşmaya çalışan farklı kural indirgeme yaklaşımları araştırılmıştır. MF sayısının azaltılması, en baskın kuralların seçilmesi, girişler için farklı değer ve öneme sahip asimetrik MF'lerin kullanılması, giriş değişkenlerinin ortadan kaldırılması, deneme yanılmaya dayalı kural seçimi, yaygın olarak kullanılan bulanık kural indirgeme yöntemlerindendir. Bu yöntemlerin çoğu, kural tabanını belirli uygulamalarda deneme yanılma yoluyla belirlemeye dayalı, tasarımları yoğun çaba gerektiren yaklaşımlardır. Genel olarak, bulanık kural tabanını tasarlama ve basitleştirmek için sistematik bir prosedür öneren hiçbir çalışma yoktur. Önceki çalışmaların çoğu, gerçek zamanlı uygulamalar için empirik prosedürlere dayalı belirli

bulanık kuralların sayısını azaltmaya odaklanmıştır. Ancak farklı kural boyutları ve farklı uygulamalar için bulanık kural tabanını tasarlamak ve potansiyel olarak basitleştirmek için kullanılabilecek hiçbir sistemik yaklaşım önerilmemiştir.

Bu araştırmada, bulanık kural tabanını tasarlamak ve basitleştirmek için yeni bir sistematik yöntem önerilmiştir. Buna göre; Faz-Düzlem Yörunge yöntemi yardımıyla kontrol edilen sistemin genel zaman tepkisine dayalı olarak bulanık kural tabanı oluşturulabilir ve basitleştirilebilir. Kural azaltma yaklaşımı hız performansının bir miktar düşürülmesini gerektirmiştir. Geniş hız aralığında çalışma işlemleri ayrıntılı araştırması hala tam olarak keşfedilememiştir.

Özel olarak IM sürücü sistemine veya genel olarak herhangi bir sürece kendi kendini ayarlayan FLC yöntemlerinin uygulanması, sabit parametrelî FLC veya geleneksel PI denetleyicisine kıyasla sistem performansının artırılmasına etkili bir şekilde katkıda bulunur. Kendi kendini ayarlama teknikleri, sistemde meydana gelen herhangi bir değişikliğe yanıt olarak kontrolör parametrelerini çevrimiçi olarak güncelliyerek, sistemi parametre değişimine ve yük bozulmasına karşı dayanıklı hale getirir. Bununla birlikte, kendi kendini ayarlayan FLC, hesaplama yükü ve sistem karmaşıklığı açısından bazı dezavantajlar içerir. IM sürücü sistemindeki en kritik sorun, modelleme ve ölçümleri zorlaştıran, dolayısıyla hatalı performansa yol açan karmaşıklıklardır. Sisteme kendi kendini ayarlayan bir algoritma eklemek, özellikle donanım uygulamasında sistem karmaşıklığını ve hesaplama yükünü artırabilir. Örneğin, temel FLC'nin parametrelerini ayarlamak için başka bir FLC eklemek, sistemin hesaplama süresini büyük ölçüde artıracaktır. Benzer şekilde temel denetleyici parametrelerini ayarlamak için karmaşık bir kendi kendini ayarlama algoritmasının kullanılması, sistem karmaşıklığını artıracak ve performansı düşürecektir. Çünkü karmaşık sistem, doğru seçilmediği takdirde sistemi etkileyebilecek birçok parametre içerir. Bu araştımanın ana odak noktalarından biri, sabit parametrelî bulanık mantık hız denetleyicisine kendi kendini ayarlayabilen uyarlanabilir bir mekanizma eklemek için daha az hesaplama yükü sağlayan bulanık kural seçimine yönelik bir metodolojik yaklaşım sunmaktadır. Yani çalışma, senkron motor sürücüsü için sabit parametrelî FLC'de model referans uyarlamalı kontrol kullanarak kolay ve etkili kendi kendini ayarlayan bulanık hız denetimi geliştirmeye odaklanmaktadır. Kendi kendini ayarlama teknikleriyle ilgili birincil zorluk, donanıma önemli bir hesaplama yükünün eklenmesidir. Ek olarak, bulanık çıkış ölçeklendirme faktörünün sistem performansı üzerinde önemli bir etkisi olduğu için, tüm bulanık parametreleri değiştirmek gereklî değildir. Bu araştırmada önerilen yaklaşım, bulanık mantık denetleyicisinin çıkış

ölçekleme faktörünü basit ve sağlam bir ayarlama mekanizması kullanarak ayarlamaktır. Yöntem, bulanık denetleyiciye girilen hız hatasındaki değişikliğe dayalı olarak bulanık çıkış parametresini ayarlayarak, motor sürücü sisteme uygulanan herhangi bir bozulmayı veya yükü telafi eder. Böylece bulanık çıkış kazancı, motor sürücü sistemine uygulanan herhangi bir bozulmayı veya yükü telafi etmek için çevrimiçi olarak ayarlanır. Büyük kural sayısı ile ilişkili hesaplama yükü, bulanık mantık hız denetleyicisinin kurallarını azaltmak için önerilen metodolojik bir tekniğin yanı sıra kendi kendini ayarlama ve model referans uyarlamalı kontrol için basit bir mekanizma sunarak hafifletilir. Çalışmada, basitleştirilmiş kural seçimi yaklaşımının netliğini ve basitleştirilmiş kurallar yönteminin tüm motor çalışma bölgelerinde gerçek zamanlı uygulama için nasıl avantajlı olduğunu gösteren FLC geliştirilmiştir. Faz düzlemi yörüngesi kullanılarak, teknik yeteneklere ve kontrollü sistemin davranışsal özelliklerinin anlaşılması adına dayalı olarak FLC kuralları oluşturulur. FLC kural tabanlarını tasarlamak için, sürecin genel dinamik davranışını kural tabanına bağlayan bir çerçeve önerilmiştir.

Sonuç olarak bu araştırma, kontrollü sürecin genel adım yanıtının faz düzlemi yörüngesine dayalı bulanık kuralları tasarlamanın ve basitleştirmek için daha sistematik bir yaklaşım sağladı. Bu yaklaşım sırasıyla 9, 25 ve 49 kurallı FLC'leri oluşturmak ve 5, 7 ve 9 kurallı FLC'lere basitleştirmek için kullanıldı. Ek olarak Kendi Kendini Ayarlayan FLC (ST-FLC), sabit parametreli bir FLC ile ilgili sorunların üstesinden gelmek ve motor sürücüsünün performans düşüşünü önlemek için geliştirilmiş bir FLC denetleyicisidir. ST-FLC, parametrelerini sürücü sisteminde meydana gelebilecek herhangi bir değişime, değişikliğe veya bozulmaya göre güncelleyebilir.

3. MATERİYAL VE YÖNTEM

3.1. Bulanık Mantık Tarihi

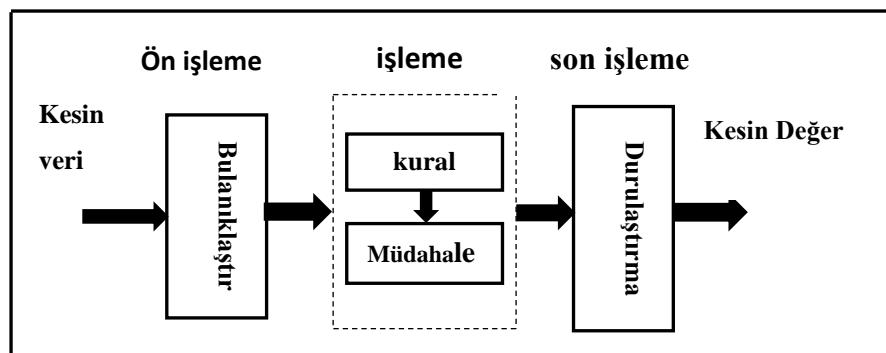
Bulanık Mantık ilk olarak 1970'lerin başında bulanık kümelerin temellerini öneren Lotfi A. Zadeh (Zadeh, 1973) tarafından tanıtıldı. Bu buluş bulanık mantığın insanın karar verme sürecini taklit ettiği kontrol sisteminde büyük ilerlemelere yol açtı. Daha sonra 1975 yılında Ebrahim Mamdani, uzman insan operatörlerine dayalı dilsel sentez kontrol kuralları kullanarak bir buhar makinesini kontrol etmek için bulanık çıkarım sistemini tanıtmıştır (Mamdani ve Assilian, 1975). Mamdani yaklaşımı, halen kullanılan bulanık mantık sisteminin temelini oluşturmaktadır. Bu yaklaşım, kesin çıktı değişkenlerini türetmek için kesin girdi değişkenlerinin bulanıklaştırılmasını ve durulaştırılmasını içerir. Mamdani tarafından önerilen bulanık arayüz sistemi yaygın kabul görmüştür ve halen güncel uygulamalarda kullanılmaktadır (Farah ve ark., 2018'a). On yıl sonra Takagi-Sugeno, doğrusal veya sabit olması gereken çıkış üyelik fonksiyonu dışında Mamdani yöntemine benzer şekilde çalışan yeni bir bulanık arayüz sistemi tanıttı (Takagi ve Sugeno, 1985). Önerilen yöntem Mamdani tipinin aksine, çevrimdışı bir tablo oluşturabilen sabit veya doğrusal çıkış MF'lerini kullandığından kompakt ve hesaplama açısından verimlidir (Sugeno, 1985). Ancak çevrimdışı bir tablo oluşturmak zaman alıcıdır ve doğruluğu sistem performansını düşürebilir. Hem Mamdani hem de Takagi-Sugeno yöntemleri çeşitli disiplinlerde yaygın ilgi görmektedir (Sabri ve ark., 2013). Son kırk yılda, Mamdani veya Takagi Sugeno bulanık arayüz sistemlerine dayalı FLC, motor sürücüler, güç dönüştürücüler (Hannan ve ark., 2019), güç sistemleri (Ghasemi ve ark., 2008) ve daha birçok endüstriyel uygulamalarda yaygınlaşmıştır (Singh ve ark., 2013). Bulanık mantıkla ilgili yukarıda belirtilen teoriler, sistem uzmanlarına göre kesin olarak seçilen iki boyutlu MF'lere sahip tip-1 bulanık kümeler olarak kabul edilir (Azar, 2012). Bununla birlikte tip-2 bulanık küme adı verilen başka bir küme türü, kendileri de bulanık olan üç boyutlu MF'leri kullanır (Liang ve Mendel, 2000). Bunlar ilk olarak (Zadeh, 1975) tarafından daha önce tanıtılan tip-1 bulanık kümelerin bir uzantısı olarak önerilmiştir. Bu tür bulanık kümeler, MF'leri kesin olmayan sistemler için uygundur (Mendel ve Liu, 2013).

Son zamanlarda tip-2 bulanık kümeler, bulanık kuralları işlededeki uyarlanabilir yapıları nedeniyle motor sürücü uygulamalarında çok fazla ilgi kazanmıştır (Ramesh ve ark., 2015), (Ontiveros-Robles ve ark., 2017).

Özetle bulanık mantık sistemlerinin gelişimi, kontrol sistemi uygulamalarında büyük gelişmelere yol açmıştır (Almaraashi ve ark., 2016). Bulanık sistemlerin insan karar verme süreçlerini taklit etme yeteneği, onu çeşitli endüstriyel uygulamalarda tercih edilen bir denetleyici haline getirmiştir. Çünkü sistem belirsizliklerini, dış parazitleri ve parametre değişikliklerini idare edebilmektedir. Farklı bulanık sistemlerin geliştirilmesiyle Mamdani tip-1 bulanık küme arayüz sistemi, Takagi-Sugeno arayüz sistemine kıyasla tasarım basılığı ve performans doğruluğu ve tip-2 bulanık kümelerle kıyasla daha düşük hesaplama gereksinimleri nedeniyle en popüler ve yaygın olarak kullanılan bulanık sistemdir.

3.2. Bulanık Mantık Denetleyicisi

Bulanık Mantık Denetleyicisi (FLC), sistemleri veya prosesleri kontrol etmede insan muhakemesine benzeyen bir yapay zekâ denetleyicisidir. Mamdani bulanık kümelerine dayanan FLC, ön işleme, işleme ve son işleme olmak üzere üç ana aşamadan oluşur. Ön işleme aşamasında kesin girdiler bulanıklaştırılır ve bulanık değişkenlere dönüştürülür. İşleme aşamasında, bulanık çıktıları üretmek için tasarlanan bulanık MF'ler ve kurallara dayalı olarak bulanık girdiler işlenir. İşlem sonrası son aşamada, bulanık çıktılar durulaştırılır ve kontrol sinyalleri olarak kullanılmak üzere yeniden kesin değerlere dönüştürülür. Üç aşamayı gösteren genel FLC blok diyagramı Şekil 3.1.'de gösterilmektedir.



Şekil 3.1. FLC işlem aşamaları blok diyagramı.

Şekil 3.1.'deki blok diyagramı, FLC işlemlerinin genel şeklini göstermektedir. Ancak kural tabanı ve MF'lerin tasarımını, kontrol edilecek sistemin doğasına bağlıdır. İlerleyen bölümlerde FLC tasarımını ve sadeleştirme yaklaşımı incelenmektedir.

Daha önce bahsedildiği gibi, üç farklı tipte FLC sistemi vardır. Bunlar; Lotfi A. Zadeh (Zadeh, 1975), (Goguen, 1973) tarafından ortaya atılan saf bulanık sistem, Takagi ve Sugeno tarafından önerilen Takagi-Sugeno (TS) bulanık sistemi (Takagi ve Sugeno, 1985) ve Mamdani tarafından önerilen Mamdani bulanık sistemidir. (Mamdani ve Assilian, 1975). Saf bulanık sistem, bulanık mantık konseptine dayalı bir bulanık arayüz motoru aracılığıyla sistemin girdilerini ve çıktılarını ilişkilendiren bulanık kuralların bir kombinasyonudur. Saf bulanık sistemin girdileri ve çıktıları bulanık kümelerdir. Bununla birlikte, çoğu mühendislik sisteminin girdileri ve çıktıları, bu tür uygulamalarda saf bulanık sistemin uygulanmasını zorlaştıran kesin değerlerdir. Saf bulanık sistemlerin sınırlamalarının üstesinden gelmek için gerçek veya kesin girdi ve çıktılara sahip Takagi-Sugeno (TS) sistemi önerilmiştir. TS çıktıları basit bir matematiksel formülle elde edilir. Ancak, TS sisteminin çıktıları matematiksel bir formül olduğundan, insan bilgisinin doğal bir temsilini sağlamak mümkün değildir ve bu da bulanık mantıktaki çeşitli ilkeleri uygulamak için birçok kısıtlamaya neden olabilir. Bu nedenle TS bulanık sistemler, uyarlanabilirlik açısından daha elverişlidir. FLC tipleri arasındaki farklar (Smith ve Shen, 1998)'de vurgulanmıştır, farklı FLC tiplerinin matematiksel fonksiyonları temel alınırsa, Mamdani tipi bulanık mantık denetleyiciler en çok mühendislik sistemlerinde kullanılmaktır ve donanım uygulamaları için de daha uygundır. Mamdani tipi FLC, Şekil 3.1.'de gösterildiği gibi standart FLC olarak da bilinir. Bu araştırma, Mamdani FLC tipine dayalı olarak bulanık mantığı incelemektedir.

3.2.1. FLC Tasarımı

FLC'nin bileşenlerini araştırmak için geleneksel bir kapalı döngü kontrol sistemi kullanılmıştır. Kapalı döngü kontrol sistemlerinde operatör, bir referans kontrol hedefi ile gerçek kontrol çıktıları arasındaki karşılaştırma bileşkesi olan hatayla (E) ilgilenmektedir (Heber ve ark., 1997). Bu nedenle birçok FLC'nin giriş değişkenleri olarak sistem hatası (E) ve hata değişimini (ΔE) kullanılmaktadır. Bulanık sistemler doğası gereği belirsiz veya bulanık olan insan muhakemesini taklit eder. Bu nedenle FLC, giriş değişken değerlerini kısmi üyelik kümelerine veya üyelik derecelerine atar. Bir değişkenin değer aralığı, geleneksel mantıkta olduğu gibi 0 veya 1 olmak yerine 0 ile 1 arasındaki tüm değerlerdir. Bulanık değişkenler, dilsel değişkenleri tanımlamak için kullanılan doğal dil sözcükleridir. Bu kelimeler söylem evreninde MF'lerle tanımlanır (Zadeh, 1975). Bulanık sistemlerde kullanılmak üzere tanımlanan üçgen, yamuk, gauss, sigmoid ve singleton MF'ler gibi birçok farklı MF şekli vardır.

Basitlikleri ve hesaplama etkinlikleri nedeniyle en basit ve en sık kullanılan üçgen MF'lerdir. Şekil 3.1.'de gösterilen FLC'nin işleyişi, dilsel giriş değişkenlerinin uygun MF'lerle bulanık kümelere dönüştürülmesine atıfta bulunan bulanıklaşmadır. Bu MF'ler genellikle kontrol edilecek sistemin fiziksel davranışının kapsamlı bir şekilde anlaşılmasına dayalı olarak seçilir (Uddin ve ark., 2002), (Masiala ve ark., 2008). Bulanık kural tabanı, girdiler ve çıktı değişkenleri arasındaki ilişkiyi dilbilimsel terimlerle açıklamak için (IF-THEN) şeklinde tanımlanır. Bir arayüz motoru kural tabanındaki her bir bulanık kuralın katkısına dayalı olarak bulanık kontrol çıktısının toplam değerini hesaplar. Son olarak arayüz motorundan gelen bulanık çıktı kümesini tek bir kümeye dönüştüren durulaştırma uygulanır. Bulanık kurallar basitliği, yaygın kabulü ve hesaplama etkinliği nedeniyle genellikle IF-THEN şeklinde temsil edilir. Bulanık kuralların sayısı sistemde kullanılan dilsel değişkenlerin toplam sayısına bağlıdır. Örneğin, iki giriş ve bir çıkış dilsel değişkenli asenkron motor sürücülerinin kapalı çevrim hız kontrolünde, MF sayısına bağlı olarak standart bir 9, 25 veya 49 kuralı kullanılır. FLC için çeşitli kural tabanlı tasarımlar geliştirilmiştir. Ancak, bulanık kuralları oluşturmak için yaygın olarak kullanılan iki popüler yöntem vardır. Mamdani tarafından tanıtılan ilk yöntem; "Sezgisel Yöntem" olarak anılır ve kontrol mühendisliği bilgisinden ve operatör davranış modellemesinden yararlanır (Takagi ve Sugeno, 1985). Takagi-Sugeno tarafından önerilen ve deterministik yöntem olarak adlandırılan bir diğer yöntem ise bulanık modelleme ve kendi kendine öğrenen bulanık denetleyiciyi kullanır (Mamdani ve Assilian, 1999). Sezgisel Yöntem, bulanık kural tabanlı mühendis bilgisi ve uzman bir operatör oluşturmak için yaygın olarak kullanılır. Çünkü sistem bilgisinden çok, mühendislik becerisi ve sistem işletim deneyimi gerektirir (Lee, 1990), (Eker ve Torun, 2006). Kapalı çevrim için bir sistemde IF- THEN formundaki kural tabanı aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

Rule₁ : IF E is A₁ and ΔE is B₁, THEN ΔU is C₁

$$\begin{array}{cccc} \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow \\ \downarrow & \downarrow & \downarrow & \downarrow \end{array}$$

Rule_n : IF E is A_n and ΔE is B_n, THEN ΔU is C_n

Burada (Kural_n) n'inci bulanık kuralı, n ise bulanık kuralların sayısını ifade eder.

Ayrıca; (E) ve (ΔE) sırasıyla hata ve hata değişiminin giriş dilsel değişkenleridir ve (ΔU) çıkış değişkenidir. İfadede verilen (A_n , B_n), giriş değişkenleri (E veya ΔE) için giriş dilsel değerlerdir, (C_n) ise çıkış değişkeninin (ΔU) dilsel çıkış değerleridir. FLC'nin kural tabanı, uzman sistem çalışmasına dayalı Sezgisel Yöntem kullanılarak ve sistemin matematiksel modellemesi olmadan oluşturulabilmektedir (Uddin ve ark., 2002). Örneğin, IM hız kontrolünde, motor hızının adım yanıtı kullanılarak FLC kural tabanı oluşturulabilir. Kurallar referans (istenen) bir hızı takip etmek için motor hızını artırmak veya azaltmak için seçilebilir (Masiala ve ark., 2008). Bu yöntem birçok araştırmacı tarafından uygulanmıştır (Abdelkarim ve ark., 2012). FLC için bir kural tabanı oluştururken, kural tabanı sistemin karşılaşabileceği tüm olası durumları kapsamalı ve kurallar arasında çelişki olmamalıdır (Farah ve ark., 2018'a). Başka bir deyişle, FLC için tasarlanan herhangi bir kural tabanı aşağıda açıklandığı gibi bütünlük, tutarlılık ve süreklilik özelliklerine bağlı kalmalıdır (Jiang ve ark., 2015).

- i. Büyünlük: Giriş uzayındaki herhangi bir noktada en az bir aktif kural varsa, FLC kural tabanı tamamlanmış demektir (Gonzalez ve Perez, 1998).
- ii. Tutarlılık: FLC kural tabanı, benzer IF kümelerine sahip kurallar yoksa, ancak farklı THEN kümelerine sahipse tutarlıdır (Lee, 1990).
- iii. Süreklik: FLC kural tabanı, boş bir kesişme ile kümelenen komşu kurallar yoksa sürekli dir (Smith ve Shen, 1998; Ibrahim ve Levi, 2002).

Sezgisel Yöntem ile bulanık kural tabanı oluşturmak için birçok farklı teknik mevcuttur (Nozaki ve ark., 1997). Yaygın olarak kullanılan tekniklerden biri (King ve Mamdani, 1977)'de tanıtılan "Faz- Düzlem Yörünge" yöntemidir. Bu yöntemle kurallar, faz düzlemindeki kapalı döngü yörüngesine göre gerekçelendirilir.

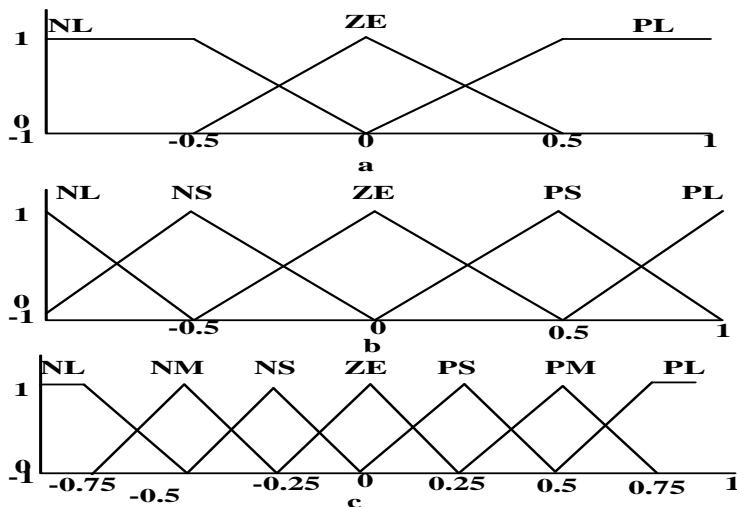
Bu yöntem kontrollü sistemler için bulanık kurallar oluşturmak amacıyla çeşitli alanlarda uygulanmıştır (Wen-June ve Hwan-Rong, 1998). "Faz- Düzlem Yörünge" yöntemine dayalı bulanık kural tasarımının ayrıntılı bir uygulaması (Han-Xiong ve Gatland, 1995) tarafından yapılmıştır. Bu araştırmada "Faz- Düzlem Yörünge" yöntemine dayalı olarak FLC tasarlama için yeni bir prosedür önerilmiştir (Chen ve ark., 2018). Bu çalışmada, faz düzlemi zaman yanıtı ve kural tabanı arasındaki boşluğu kapatmak için kullanılmıştır. Daha sonra kural tabanı, sürecin genel dinamikleri kullanılarak kolayca oluşturulabilmektedir. Ek olarak FLC kurallarını tasarlama için pratik bir rehber (Zheng, 1992)'de önerilmiştir.

Bu araştırmada kurallar tablosu farklı işlevlere göre kategorize edilmiştir. Her kümedeki kuralların işlevi, baskın veya önemli kurallar bulunarak belirlenmiştir. IM sürücüler için 49 kural tabanı göz önüne alındığında, Faz-Düzlem Yörüngé yöntemine (Zheng, 1992) dayalı olarak, kurallar tablosunun bölgeleri ve değişen rotaları belirlenebilir. Burada; Bölge 1'in sistem kararlılığından sorumlu olduğu, Bölge 2 ve 4'ün sistemin yanıt verme hızından sorumlu olduğu ve Bölge 3 ve 5'in sistem tarafından nadiren tetiklendiği beş bölge vardır. Kural tabanı oluşturmaya yönelik başka bir yaklaşım, "Deterministik Yöntem"dir. Bu yöntemde kurallar, sürecin bulanık bir modeline veya kendi kendine öğrenen bulanıklığa dayalı olarak oluşturulur. Bulanık kuralların kendi kendine öğrenme mekanizmasına dayalı olarak elde edilmesi Deterministik Yöntem olarak adlandırılır, çünkü denetleyicinin kendisi kuralları bulur. Bu yöntem (Kammouh ve ark., 2018) tarafından farklı uygulamalarda kullanılmıştır. Takagi ve Sugeno (Liu ve Gegov, 2016) tarafından önerilen bulanık tanımlama, THEN'in giriş değişkeninin bir polinomu olduğu deterministik bir bulanık kurallar yöntemi sunmuştur. Ek olarak (Pomares ve ark., 2000) kendi kendine bulanık kurallar ve bir bulanık kurallar tablosu üreten sistematik bir tasarım önermiştir.

Deterministik kural tabanlı yöntemin temel zorluğu, bulanık kuralın THEN kısmının insan bilgisini temsil etmek için doğal bir matematiksel formülünün olmamasıdır (Masiala ve ark., 2008). Ek olarak kendi kendini oluşturan kurallar tablosunun karmaşıklığı, sistemin hesaplama gereksinimlerini artırabilir (Masiala, 2010). FLC'nin diğer temel unsurları, MF'ler ve "Ölçeklendirme Faktörleri"dir (SF'ler). FLC'de genel olarak iki giriş MF'si ve bir çıkış MF'si kullanılmaktadır (Farah ve ark., 2018b). FLC'de farklı şekil ve boyutta MF'ler kullanılabilir, Şekil 3.2.'de üç farklı boyutta (3x3, 5x5 ve 7x7) MF'li üçgen MF'ler örnek verilmiştir. Ek olarak ölçeklendirme faktörleri, genel sistem performansı üzerindeki kritik etkileri nedeniyle FLC'nin en önemli parametrelerinden biridir.

FLC'de hata ve hata değişimi için iki giriş ölçeklendirme faktörü (Scaling Factor, SF) Ge, Gce tanımlanmalı ve bulanık çıkış için ise bir çıkış ölçekleme faktörü Gcu tanımlanır. IM sürücü tabanlı FLC hız kontrol sisteminde iyi bir performans elde etmek için SF'lerin değerleri uygun seçilmelidir. Özet olarak bulanık kural tabanlı tablolar oluşturmak için farklı yaklaşımlar mevcuttur. Bununla birlikte Mamdani FLC tipine (özellikle faz düzlemi yörüngesine) dayalı bulușsal yöntemler en yaygın kullanılan yöntemdir ve donanım uygulaması için de en uygundur.

Bunun nedeni insan bilgisini temsil etmek için doğal bir çerçeve sağlama ve bulanık sistemin çok yönlülüğünü göstermesidir (dos Reis ve ark., 2015).



Şekil 3.2. Farklı üçgen MF'ler, (a) 3x3, (b) 5x5 ve (c) 7x7.

3.2.2. Bulanık Mantık Denetleyicisi (FLC) Basitleştirilmesi

FLC kuralları, sistem karmaşıklığını ve hesaplama yükünü azaltmanın yanı sıra sistem performansını artırmak için de basitleştirilebilir. Bu araştırmada, FLC kurallarının basitleştirilmesi ele alınmış, MF'lerin tasarımcının tercihine bağlı olduğu varsayılmış ve Mamdani tipi FLC kullanıldığı farz edilmiştir. Kural basitleştirme, performansı korurken veya geliştirirken belirli bir sistem için bulanık kuralların sayısını azaltma sürecini ifade etmektedir. Çeşitli araştırmacılar farklı uygulamalar için farklı yapıda bulanık kural indirgeme önermişlerdir (Sivapragasam ve ark., 2007).

IM sürücüler, Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (PMSM) sürücüler ve DC motor sürücüler gibi motor sürücülerinde, FLC genellikle iki giriş değişkeni ve bir çıkış değişkeni ile hız kontrolörü olarak kullanılır (Elbarbary ve ark., 2018). Kural sayısı kullanılan MF sayısına bağlıdır, burada 7x7 MF'ler için 49 kural, 5x5 MF'ler için 25 kural ve 3x3 MF'ler için 9 kural kullanılmaktadır (Talib ve ark., 2017). Çok sayıda bulanık kural, sürücü sistemlerinin performansını artırabilir. Ancak bu, sisteme büyük bir hesaplama yükü getirmektedir (Masiala ve ark., 2008). Büyük hesaplama gereksinimleri, donanım uygulamasının karmaşıklığını ve maliyetini artırır (Farah ve ark., 2018b).

Bu sorunların üstesinden gelmek için, tahrik sisteminin performansını korurken bulanık kuralları azaltan veya basitleştiren farklı yaklaşım önerilmiştir (Farah ve ark., 2018b). MF sayısını azaltarak kuralları basitleştirme, bulanık kuralları azaltmak için kullanılan yaklaşımlardan biridir. (Salleh ve ark., 2017)'de önerildiği gibi 7x7 MF'ler 3x3 MF'lere düşürülmüş, dolayısıyla bulanık kuralların sayısı 49'dan mümkün olan minimum kural sayısı olan 9'a düşürülmüştür (Ibrahim ve ark., 2013).

Çevrimiçi uygulama için hesaplama yüklerini azaltmak amacıyla giriş ve çıkış değişkenleri için yamuk veya üçgen MF'ler kullanılır. Bazı uygulamalarda hesaplama yükünün azaltılması amacıyla sadece hız hatası bulanık giriş olarak kullanılarak, hesaplama yükü artışına kıyasla sürücü performansı üzerinde önemli bir etkisi olmadığı için hız değişimi hatası ihmali edilebilmektedir. Bu yaklaşımda, FLC uygulamalarında hesaplama yükünü azaltmakta ve FLC kural sayısını önemli ölçüde basitleştirmektedir. Ancak, diğer uygulamalar için takip edilebilecek sistemik bir teknik önerilmemiştir. Bu yöntemin dezavantajı, daha az sayıda MF nedeniyle kontrolün çıktı doğruluğunu azaltmasıdır (Betin ve ark., 2000). Diğer bir yaklaşım ise, baskın kuralları seçip zayıf olanları ortadan kaldırılmaktır (Bolognani ve Zigliotto, 1998). İlk olarak 1992'de Zheng tarafından önerilen bu yöntem (Zheng, 1992), her bölgenin kuralları için özel işlevlere sahip beş bölgeye ayrılmış 49 kural tabanını kullanır. Bölge 1, 2 ve 4'teki kuralların sistem için önemli olduğu, Bölge 3 ve 5'teki kuralların sistem tarafından nadiren kullanıldığı sonucuna varılmıştır. Son olarak, 49 kuraldan 7'si baskın kural olarak seçilirken, diğer kurallar sistem tarafından etkin olmadığı veya nadiren kullanıldığı için elenmiştir. Bu yöntem diğer araştırmacılar tarafından PMSM sürücüler (Ibrahim ve ark., 2013; Talib ve ark., 2014) ve 5x5 MF'li IM sürücüler (Talib ve ark., 2014; Talib ve ark., 2018) için doğrulanmıştır.

Bu kural sadeleştirme yöntemiyle ilgili temel sorun, sistem performansının düşük ve ters çalışma hızlarında düşmesidir (Shill ve ark., 2015).

Motor sürücüler için farklı basitleştirilmiş bulanık kural yöntemleri de önerilmiştir. (ASGHARPOUR ve ark., 2016)'daki çalışmalarında, IM sürücüler için farklı MF değerleri ve girişler (hız hatası ve hız hata değişimi) için basitleştirilmiş bir bulanık kurallar yapısı önerilmiştir. Bu yöntemin dezavantajları, kural tabanı seçiminin deneme yanılma yoluyla belirlenmesi, bununda zaman alıcı olması ve uygun olmayan veya eksik kuralların seçilmesine yol açabilmesidir. Ayrıca sistemde çok yavaş bir geçici yanıt oluşturmaktadır.

Benzer şekilde (Uddin ve ark., 2002)'deki çalışmalarında; hız hatası ve hız hata değişimi girişleri için 5×3 asimetrik trapezoidal ve üçgen MF'ler önerilmiştir. Gerçek zamanlı uygulamanın hesaplama yükünü azaltmak için, deneme yanılma yoluyla belirlenmiş 15 kuraldan sadece 7'si kullanılmıştır. IPMSM sürücüsünün hızını kontrol etmek için basitleştirilmiş 4 kuralın kullanıldığı diğer bir bulanık kural sadeleştirme yöntemi (Hossain ve ark., 2011)'de önerilmiştir. Ayrıca, sürücünün hız performansı yalnızca ileri çalışmada araştırılmıştır ve geri yönde çalışmayı dikkate almamaktadır. (Zaky ve Metwaly, 2016)'daki çalışmada yazarlar, IM sürücülerinin hızını kontrol etmek için 3×3 üçgen MF'ler önerdiler. Kural tabanı için 9 bulanık kuraldan sadece 6 tanesi seçilmiş ancak kullanılan sadeleştirme yönteminin detaylı açıklamasına çalışmada yer verilmemiştir.

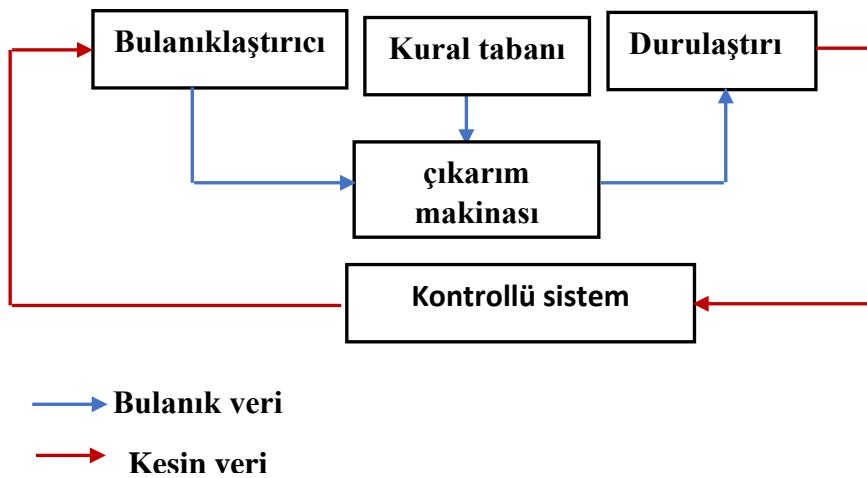
IM sürücülerinin hızını kontrol etmek için 49 bulanık kurala sahip 7×7 MF'lerin kullanıldığı (Ibrahim ve Levi, 2002)'de daha fazla kural indirgeme yaklaşımı önerilmiştir. Bununla birlikte, önerilen yöntem hem uzun işlem süreleri hem de büyük hesaplama süreleri gerektirmektedir. İşlem süresini azaltmak ve gerekli örnekleme sıklığını karşılamak için kural tabanının 20 kurala indirilmesi gerekmıştır. Orta pozitif, orta negatif ve büyük negatif hız hatalarıyla ilişkili kuralların ortadan kaldırılmasıyla kural azaltma sağlanmış, bu kuralların ortadan kaldırılmasının, tahrik sisteminin genel geçici yanıtı üzerinde küçük etkileri olmuştur. Önerilen bu kural azaltma yöntemi, gerçek zamanlı bir sürücü sisteminde uygulanmıştır. Ancak, diğer tahrik uygulamalarına dahil edilebilecek hiçbir metodolojik prosedür izlenmemiştir.

3.3. Bulanık Mantık Denetleyicisinin Bileşenleri

Bulanık denetleyici, Şekil 3.3.'te gösterilen temel bileşenlerden oluşur:

1. Bulanıklaştırma alt sistemi, girdilerin kesin değerini kısmi MF'ler kümesine dönüştüren ilk bileşendir.
2. Girdilerin durumuna göre çıktı eylemlerini belirleyen bir kurallar dizisi olan kural tabanlı alt sistem. Sistemin bilgisini elinde bulundurduğu için en önemli kısımdır.
3. Çıkarım mekanizması, her seferinde hangi kuralın tetiklendiğini değerlendirir. Kural tabanlı alt sisteme atıfta bulunur ve ona bağlıdır.
4. Durulaştırma alt sistemi, çıkış mekanizmasını tesise iletilen nihai bir değere dönüştürür.

Bulanık denetleyici genellikle, girdilerin istenen çıktı ile gerçek çıktı arasındaki fark olan hata (e) ve hatanın değişim hızı (Δe) ve çıkış kontrol sinyalinin (Δu) değişimi olduğu iki girişli tek çıkışlı bir denetleyicidir. Kontrol sinyalinin değişimi daha sonra kontrol sinyalinin önceki değerine eklenir ($u=u+\Delta u$) ve çıkışa gönderilir.



Şekil 3.3. Bulanık mantık denetleyicisinin bileşeni.

3.3.1. Bulanıklaştırma

Bulanıklaştırma, bulanık kontrolün ilk aşamasıdır. Kontrolörün giriş ve çıkış sinyallerini bir bulanık üyelik fonksiyonu kümese dönüştürür. Bu işlem, üyelik fonksiyonu sayısını belirleyerek başlayan birkaç adım izlenerek yapılmaktadır. Aynı zamanda girdilerin ve çıktıların durumlarına ve koşullarına bağlıdır. Ancak ne kadar çok MFs kullanılırsa, sistem o kadar karmaşık hale gelecektir.

Üyelik fonksiyonu "Pozitif, Sıfır, Negatif" gibi dilsel değerlerle tanımlanabilir. Bir sonraki adım, girdi ve çıktı kümesi fonksiyonlarını temsil edecek uygun tipte bir üyelik fonksiyonu seçmektir. Üyelik fonksiyonu 0 ile 1 arasında olmalıdır. Sigmoid, yamuk, genelleştirilmiş çan eğrisi ve üçgen gibi birçok MF tipi vardır. Üçgen çoğunlukla Mamdani tipi bulanıklaştırma işlemlerinde kullanılırken, Senguo tipinde genelleştirilmiş çan eğrisi şekli kullanılır. Son adım, girişlerin veya çıkışların aralığını belirlemek ve MF'lerin genişliklerini ve merkez noktalarını belirlemektir.

3.3.2. Kurallara Dayalı Tasarım Bilgisi

Bulanık denetleyici tasarımının en önemli kısmı, bulanık kural tabanının belirlenmesidir. Kuralları türetmek için kullanılan dört yol vardır:

1. Deneyim ve kontrol bilgisine dayalıdır.
2. Sistemin davranışına göre (giriş-çıkış verileri).
3. Tesisin dinamik karakteristik modeline göre.
4. Öğrenmeye dayalı.

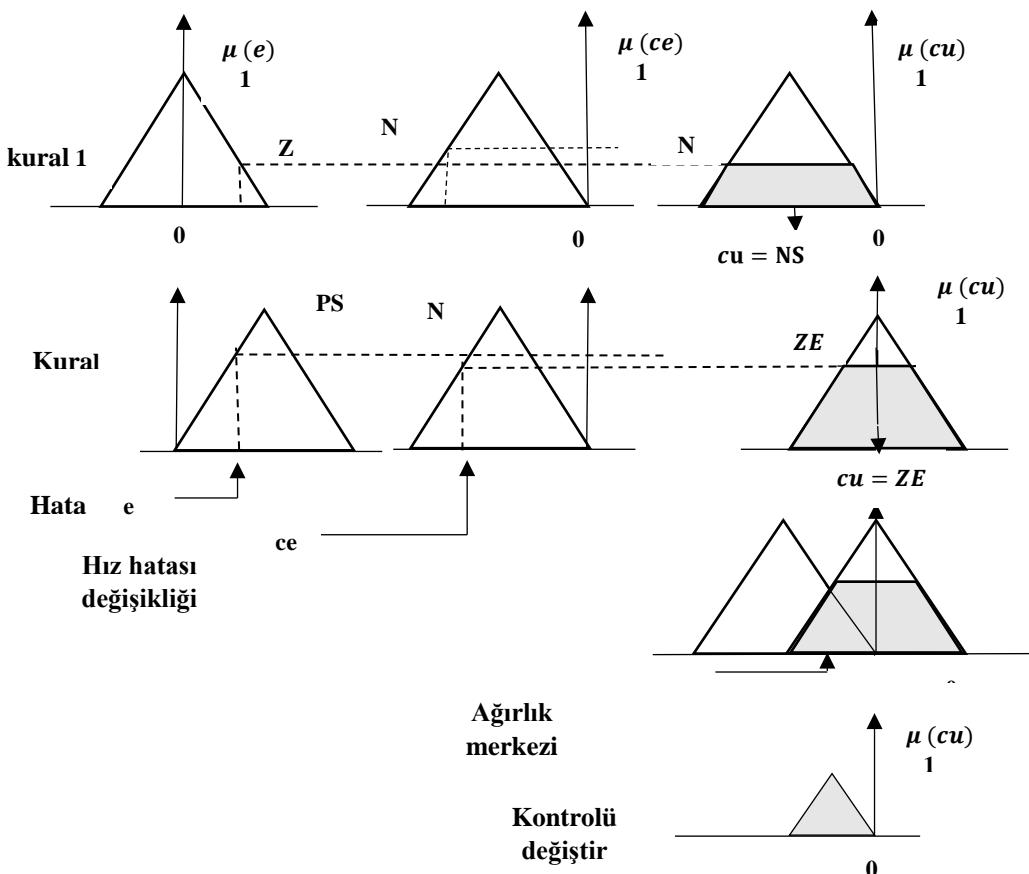
Kural tabanı bilgisi, aşağıdaki biçimde yazılabileceği IF-THEN kural yapısına bağlıdır:

(Öncüller)	(Sonuç)
IF X ve Y	THEN Z

Burada iki girdi x ve y değişkenleridir, z değişkeni ise çıktıdır.

3.3.3. Çıkarım Mekanizması

Çıkarım mekanizması, uygun kuralları tetiklemek için kullanılan mekanizmadır.



Şekil 3.4. Mamdani yöntemini kullanarak bulanık çıkarım.

Çıkarım mekanizması için kullanılan çeşitli yöntemler vardır, ancak ünlü iki yöntem maksimum-minimum bileşim (Mamdani yöntemi) ve maksimum-(cebirsel) çarpım bileşimidir (Sugeno yöntemi). Şekil 3.4 max-min kompozisyonunun bir örneğini göstermektedir. Çıkarım mekanizması, ilk olarak, her bir kuralın etkisini ve çıktı üzerindeki tetikleme gücünü ayrı ayrı belirleyecektir. Ardından, genel kontrol çıktısının bulanık değerini elde edecektir.

3.3.4. Durulaştırma

Durulaştırma, bulanık kontrolün son aşamasıdır. Çıkarım mekanizmasından elde edilen nihai bulanık kümeyi kesin bir değere dönüştürecektir. Bu önemli bir aşamadır çünkü çoğu prosese bulanık küme ile baş edemez ve kesin bir değer gerektirir. Nihai bulanık kümeyi durulaştırmanın birkaç yolu vardır. En çok kullanılan dört yöntem Maksimum yöntemi, Ağırlık merkezi yöntemi, Ağırlık ortalama yöntemi ve Ortalama-maksimum yöntemidir.

3.4. Adaptif Kontrol Mekanizması

Uyarlanabilir kontrol mekanizması, gerçek uygulamada denetleyiciyi otomatik olarak ayarlayan bir grup yöntem ve yaklaşımından oluşur.

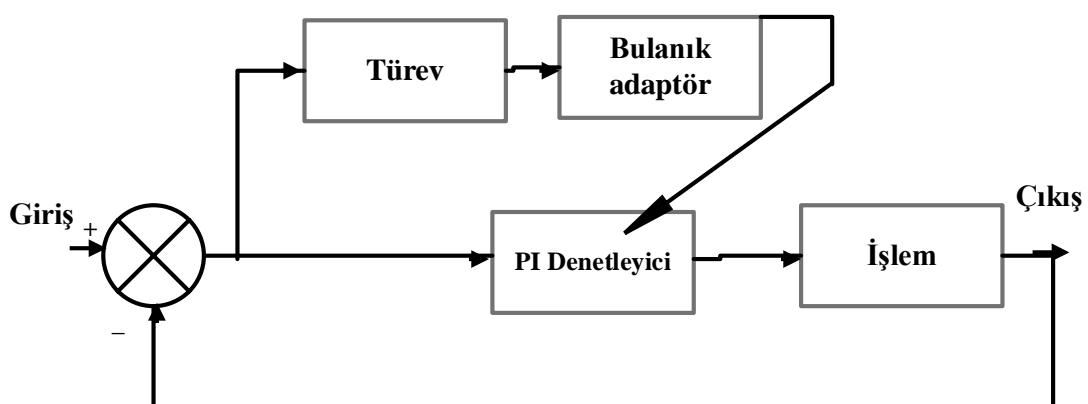
Mekanizma proses veya tesis parametreleri bilinmediğinde veya parametreler zamanla değiştiğinde kontrolörlerin davranışını koruyabilir.

Uyarlanabilir kontrol özellikle motor parametreleri değişiklikleri ve hız referansı değişimi ile ilgili işlemler sırasında sabit parametre denetleyicisi ile ilgili sorunları ortadan kaldırır. Bu tekniklere dayalı olarak, motor tahrik sisteminin optimum performansını elde etmek için çeşitli çalışmalar yapılmıştır (Elbuluk ve arak., 1998, Khan ve Taylor, 1999, Szabat ve arak., 2009). Çalışmaların çoğu, hız değişimlerini ve tahrik sisteminin bilinmeyen parametrelerini ayarlamak için kazanç ayarlama yöntemleri üzerinde durmaktadır.

Bir denetleyici tasarlamanın en önemli adımı, denetleyici kazanç değerlerinin belirlenmesidir. Örneğin; PI denetleyicinin kazanç ayarı, kontrol performansı açısından önemlidir. Sabit parametreli PI denetleyici, yalnızca belirli hız aralığı koşulunda sistemi kararlı tutabilmektedir (Demirbaş, 2017). Bu denetleyici, daha geniş hızlı çalışma

koşullarında tatmin edici performans sağlayamamaktadır. Dolayısıyla, bu koşullar altında hız çalışmasını sürdürmek için çeşitli PI denetleyici kazanç değerlerine ihtiyaç vardır. Kazanç programlama tekniği, anlık hataya dayalı olarak PI denetleyici kazançlarını otomatik olarak ayarlamak için kullanılır (Bousserhane ve arak., 2007, A. Hazzab ve arak., 2006). Farklı çalışmalar, motorun atalet değişimini göz önünde bulundurarak kazanç programlama PI denetleyicisine odaklanmıştır (Syed ve arak., 2009). Lokriti (2013) tarafından yapılan bir çalışmada, kendini ayarlayabilen Oransal-Integral (PI) denetleyici ile motor hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Burada; kazanç değerlerini güncellemek için bir FLC denetleyici kullanılmıştır. Önerilen kontrolör, yalnızca küçük bir hız yükü değişimi ile düşük hızlı çalışmada iyi performans göstermiştir. Genel olarak, tüm PI tabanlı kontrolörler, parametre değişimlerine ve yük bozulmasına karşı hassastır.

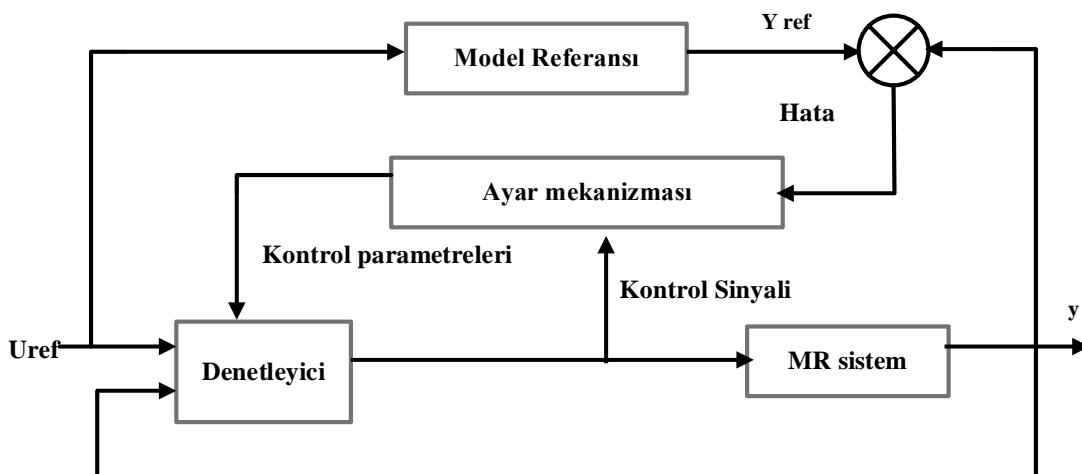
Günümüzde bulanık mantık denetleyicide kullanılan otomatik ayarlama yöntemleri, basit bir tasarım sürecine ve motor parametrelerine dayandırılmaktadır (Lokriti ve arak., 2013, Kriauciunas ve arak., 2014). Kontrolör tamamen hataya ve hız hatasının değişmesine dayanır. Çevrimiçi iletişim yoluyla PI denetleyici kazançlarını ayarlamak için bulanık mantık denetleyici kullanılabilir. FLC kuralları, PI denetleyicinin oransal ve integral kazançlarını gerçek zamanlı olarak ayarlamak için tasarlanmıştır. Bulanık ayarlama yöntemi, uygun PI kazanç değerini buna göre güncellemek için sistemin nitel bilgisine göre tasarlanmıştır. PI denetleyici kazançlarının bulanık kazanç programlaması veya bulanık ayarı Şekil 3.5.'te gösterilmektedir (A. Hazzab ve arak., 2006).



Şekil 3.5. PI denetleyicisinin bulanık kazanç programlaması.

Model Referans Uyarlanabilir Kontrol (MRAC), dolaylı uyarlanabilir kontrol tekniklerinin örneklerinden biri olarak kabul edilir (Chen ve arak., 2016). Bu teknik sensörsüz ve kendi kendini ayarlayan sürücü sistemlerinde motorun parametrelerini

tahmin etmek veya belirlemek için geri besleme döngüsünde kullanılır (Goodwin ve Mayne, 1987, Johnson, 1980). MRAC'ta gerçek sistem modeline dayalı olarak bir referans model tasarlanır, böylece sistem referans modeli takip etmeye zorlanır. Normal olarak MRAC, sistemin referans modeli takip etmesi için kontrolör parametrelerini ayarlamak üzere kendi kendini ayarlama yöntemi veya uyarlanabilir kontrol ile birleştirilir. Şekil 3.6.'da MRAC yapısının bir örneği, referans modeli ve uyarlanabilir mekanizmayı içeren yapı sunulmaktadır (Devadhas, 2012). Tork, akı ve reaktif güç tabanlı kontrol gibi farklı MRAC mekanizması türleri önerilmiştir (Grüne, 2014). Bu yöntemler büyük ölçüde hız tahmini için parametre belirlemeye bağlıdır (Rui ve arak., 2011). Genel olarak (Teja ve arak., 2012) tarafından bildirildiği gibi, MRAC hız kontrol sistemi, özellikle düşük hızlı çalışmada, çatırdama sorunları nedeniyle daha iyi performans elde etmez. Diğer bir uyarlanabilir kontrol teknigi, hız ve servo sürücüler gibi hız ve konum kontrolörü olarak uygulanan Kayan Mod Kontrolü'dür (SMC). Bu tip kontrolör, kontrollsüz dinamiklere kıyasla daha iyi davranış, parametre değişikliklerine karşı daha az hassasiyet, yük bozucu reddetme yetenekleri ve hızlı tepki sağlamaktadır (Parida, 2009). Bunun dışında SMC'nin kararlı durum cevabında çatırdama ve çıkış salınımıyla ilgili bazı sorunları vardır. Çatırtı sorunu sürekli kontrol sinyalinin bir sonucu olarak ortaya çıkar (Wai, 2007).



Şekil 3.6. MRAC yapılandırması.

Çatırtı sorununu en aza indirmek için, SMC çevresinde bir sınır katmanı ve dengeleme kontrolörleri önerilir. Bunun dışında gerçek uygulamada bir bilinmeyenin üst sınırını belirlemek kolay değildir ve izleme performansının istikrarsız olmasına neden olabilir (Yu ve Kaynak, 2009). Ayrıca donanım uygulamasında sensör ve aktüatörün parazitik tepkisi, çatırtı sorununu daha da kötüleştirmektedir (Utkin ve Lee, 2006). SMC ile ilgili aşırı cevap sorunu birçok araştırmacıyı endişelendirmiştir. SMC'deki çatırtı

problemini ortadan kaldıracak yöntem ve çözümlere yönelik çeşitli çalışmalar yapılmıştır (Kumar, 2016; Chang, 2012; Balamurugan ve arak., 2017). IM sürücüsü için daha yüksek belirsizlik sınırı, kontrolün değişken konfigürasyonuna uyarlanabilir kayan kazanç uygulanarak belirlenir. Bu yöntem denetleyicinin kazandığı telafi için anahtarlama görevi için yörunge referansını kullanır. Yumuşatma işlevini dahil ederek çatırı sorunun üstesinden gelmek için ek geliştirme uygulanabilir. Şu anda birçok araştırmacı, optimum performans elde etmek için FLC ve SMC kombinasyonu hakkında çok fazla çalışmaya ihtiyaç duymaktadır (Allaoua ve Laoufi, 2013; Ahmed ve Rajoriya, 2017).

Genel olarak geleneksel adaptif kontrol mekanizması, kontrol edilen sistemin matematiksel modeline göre uygulanır. Bu tür teknikler esasen çoğu durumda sabit değerler olan sistem parametrelerine bağlıdır. Donanım uygulaması sırasında, sistem parametreleri sıcaklık ve yük etkilerine göre değişir. Kontrolör parametre değişimine ve yük bozulmasına duyarlı olduğundan sistem performansı düşer. Karmaşık bir uyarlanabilir kontrol mekanizması tasarlamak, büyük hesaplama yüküne neden olabilir ve dolayısıyla sistemin genel performansını düşürmektedir (Cao ve arak., 2012).

3.5. Üç Fazlı İndüksiyon Motorunun Kontrol Stratejileri

Asenkron motorlar, güvenilirlikleri, basit ve sağlam yapıları nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Birçok araştırmacı ve endüstri personeli, daha iyi kontrol mekanizması ile daha iyi performans sağlamaya büyük önem vermiştir. İlk zamanlarda IM, sabit hızlı uygulamalarla sınırlıydı. Aynı yıllarda, yüksek performanslı uygulamalar için DC motorlardan yararlanılmıştır. Güç elektronikindeki hızlı ilerlemeyle IM, FOC ve DTC gibi vektör kontrol yöntemleri kullanılarak yüksek performanslı sürücülerle çalıştırılabilmektektir (Bossò ve ark., 2020). Vektör kontrollü sürücülerin performansları artık günümüzde DC motor sürücü performanslarını yakalamıştır. Şu anda, vektör kontrol sürücüler, verimli kontrol yöntemleri, uygun maliyetleri ve sağlam yapıları nedeniyle endüstriyel uygulamalarda çok popüler hale gelmiştir. IM iletken metal çubuklardan oluşan sincap kafesli rotoru sayesinde bakımı kolay ve sağlamdır. IM, yüksek hızda çalışabilir ve ağır yük uygulamasıyla başa çıkmaktadır. Kayma bileziği ve karbon fırçası olmadığı için IM için DC motora kıyasla daha az bakım gereklidir. Ayrıca, IM'de stator voltajı rotor sargasını indüklemektedir, bu nedenle ek besleme voltajı gerektirmemektedir (Amézquita-Brooks ve ark., 2018). IM'nin harika özelliklerine rağmen, statordan indüklenen rotor alan voltajı

nedeniyle kayma oluşmakta, asenkron motor olarak çalışmaktadır. IM maksimum hızı her zaman senkron hızdan düşüktür ve kayma da bazı kayıplara neden olmaktadır (Pan ve Zhu, 2022). Asenkron motorun hız kontrolü, etkin kontrol mekanizması ile motorun hızı veya torku ayarlanarak yapılabilir. Geçmişte IM hızı, motorun sabit durum modeline göre skaler kontrol tekniği ile yapılmaktaydı (Travieso-Torres ve ark., 2020). Gerilim ve frekans (V/F) arasındaki sabit oran, gerilim ve frekans kontrolü gibi bireysel parametre kontrolüne göre doyma sorununu ortadan kaldırır. Skaler yöntem, besleme voltajının ve frekansının buna göre değiştiği sabit hava aralığı akı oranını koruyarak motorun hızını ve torkunu bağımsız olarak kontrol eder. Skaler kontrol yöntemi, sabit akış sağlamak için basit kontrol yapısı sağlar (Swami ve Jain, 2021). Kontrol doğruluğunun ana husus olmadığı durumlarda düşük performanslı uygulama için skaler kontrol yöntemi kullanılabilir. IM'ye yük uygulandığında hız düşüşü yaşanabilir.

Açık çevrim skaler kontrol yöntemiyle ilişkili kayma regülasyonu probleminin üstesinden gelmek için, kapalı çevrim skaler kontrol yöntem tanıtılmıştır (Smith ve ark., 2013). Sürücüye yük torku uygulanması, hızın sürekli olarak düşmesine neden olacaktır. Kapalı döngü kontrolü, hız orijinal durumuna geri dönene kadar frekansı yükseltecektir. Hız kontrol döngülerine rağmen, akı kontrollsüz bırakıldığı için sürücü hala kayma ve hat voltajı sorunuyla karşı karşıyadır. Bu problemlerin üstesinden gelmek için, çeşitli oransal ve yapay zeka kontrolörler kullanılarak akı ve torkun kapalı çevrim kontrolü önerilmiştir. Ancak skaler kontrol yöntemi, sürücünün dinamik davranışını sürekli olarak kötüleştiği için yapay zeka hız ve tork denetleyicisi kullanılmasına rağmen yine de istenen sürücü performansını elde edememektedir (Kohlrusz ve Fodor, 2011). Skaler kontrolün dezavantajları ve sınırlamaları, dinamik yanıt iyileştirme için vektör kontrolün icadına yol açar (Mohan ve ark., 2018). Vektör kontrol, skaler kontrolden çok daha karmaşıktır. Ancak sürücü sisteminin genel performansını artırır. Popüler vektör kontrol yöntemlerinden biri, bir vektör tarafından temsil edilen stator akımlarını kontrol eden FOC'dır. İlk FOC yöntemi, 70'lerin başında F.Blackie tarafından alan yönlendirme yöntemi olarak geliştirilmiştir (Asutkar ve ark.). FOC, tork ve akının ayrılması sağlar ve akı büyüklüğünü ve rotor akı açısı konumunu ölçmek için hava boşluğununa yerleştirilmiş Hall Etkisi transdüserini kullanır. Hava aralığı akı büyülüğu, kontrol bölümüne geri beslenir ve stator akımının tork üreten bileşenini akı üreten bileşenden ayırmak için kullanılır. Bu tip FOC, geri bildirim mekanizmasını kullanır ve kontrol değişkenini doğrudan algılar. Alan yönelimli kontrol, motorun parametre değişimine çok daha az duyarlıdır. Bunun dışında sensörlerin akımı etkin bir şekilde ölçememesi

nedeniyle bu yöntem düşük hızlı çalışmada bazı sorunlarla karşılaşmaktadır (Devanshu ve ark., 2019).

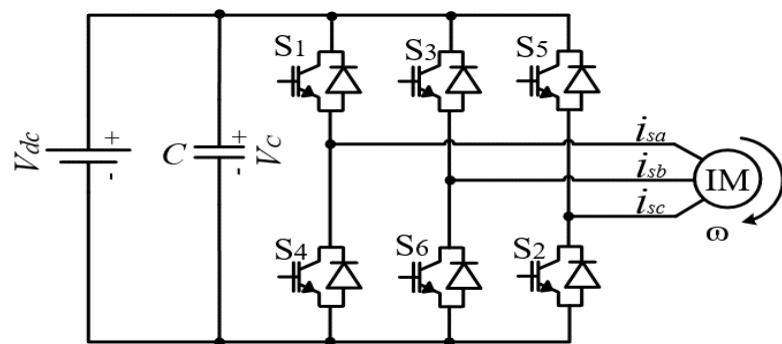
Dolaylı Alan Yönelimli Kontrol (IFOC), FOC'nin vektör kontrolünün başka bir yöntemidir. Bu yöntemde, kayma frekansı rotor dinamik tepkisinden tahmin edilir. Beklenen değer, akı oryantasyonunu gerçekleştirmek için tork ve akı kontrolörü için kullanılır. IFOC, basit uygulama sağlar ve doğrudan FOC'ye kıyasla daha düşük maliyetlidir. IFOC, durmadan nominal motor hızına kadar geniş bir hız aralığında daha iyi işlenebilirliğe sahiptir. Bu yöntemde akı sensörü gerekli değildir çünkü rotor akısının açısal konumu dolaylı olarak belirlenir.

Akı ve tork bileşenleri arasında daha iyi bağlantı, rotorun direnci, endüktansı ve miknatışlanma endüktansı gibi rotor parametreleri hakkında etkin bilgiye sahip olunarak elde edilebilir. Bununla birlikte, motor çalışması sırasında rotor zaman sabiti, sıcaklık ve akı nedeniyle değişecektir.

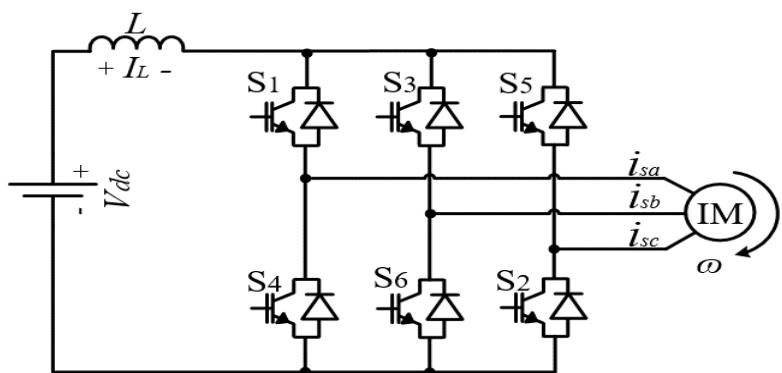
3.6. Tahrik Sistemi için Sürücü Topolojisi

Doğru akımı (DC) alternatif akıma (AC) dönüştürme işlemine inverter denir ve bir ac motoru değişken hızda sürmek için kullanılan dc kaynağından ac değişken frekans çıkışını oluşturan inverterdir (Liu ve ark., 2021). Uygun kontrolör, anahtarlama veya transformatörler kullanılarak istenilen ac gerilim ve frekans oluşturulabilir. Endüstride çeşitli invertör türleri mevcuttur; voltaj kaynaklı invertör (VSI) ve akım kaynaklı invertör (CSI), endüstride yaygın olarak kullanılan iki tür geleneksel invertördür. Gerilim kaynaklı evirici (VSI) Şekil 3.7.'de gösterildiği gibi dc kaynak gerilimi arasına büyük kapasitör bağlanarak tasarlanmış ve üç fazlı köprü evirici devresi altı anahtardan oluşmaktadır. Altı anahtarın her biri, çift yönlü akım akışı ve ters voltaj engelleme yeteneği sağlamak için bir güç transistörü ve bir anti-paralel diyottan oluşmaktadır (Jahan ve ark., 2021). Üç fazlı köprü eviricilerdeki "dc-link" voltajı sabittir, bu nedenle ac çıkış voltajı yükün tipine bağlı değildir. VSI, "dc'den" "ac'ye" dönüşüm için bir buck inverter (düşürücü inverter) olarak çalışır ve "ac'den" "dc'ye" dönüşüm için bir boost dönüştürücü (Step-up inverter) olarak çalışmaktadır. Öte yandan, Şekil 3.8.'de gösterilen Akım kaynaklı evirici (CSI), dc gerilim kaynağı ile üç fazlı köprü evirici devresi arasına dc indüktörün seri bağlanmasıyla tasarlanmıştır ve altı anahtardan oluşur. Her bir anahtar, tipik olarak, tek yönlü akım akışı ve çift yönlü voltaj engelleme sağlamak için bir seri diyon ile ters blok yeteneğine sahip bir yarı iletken anahtarlama elemanından oluşur. Doğru akım CSI'da muhafaza edilecek

ve akım akışı uygun bir değerde kontrol edilecektir. CSI, "dc'den" "ac'ye" dönüşüm için boost invertör (yükseltici invertör) ve "ac'den" "dc'ye" dönüşüm için bir buck invertör (düşürücü invertör) görevi görür. Geleneksel olarak VSI ve CSI, ayarlanabilir hızlı sürücüler için motor sürücü sistemi gibi endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Akım kontrolörü, motorun statoru boyunca akım akışını düzenleyerek motoru sürmek için kullanılır. Akım kontrolörleri, evirici için geçit sinyalleri oluşturmak amacıyla kullanılır. İvertör cihazlarının doğru seçimi ve kontrol tekniğinin uygun seçimi, sürücünün etkinliğini garanti edecektir. Buna rağmen, bu dönüştürücülerin ac çıkış volajı seviyesi açısından kullanımını sınırlayan bazı dezavantajları vardır.



Şekil 3.7. Gerilim Kaynağı İnvörterü (VSI).



Şekil 3.8. Geçerli Kaynak İnvörterü (CSI).

AC çıkış gerilimi, düşük dahili empedans nedeniyle dc geriliminin altında sınırlıdır; burada VSI için, evricideki dc bağlantı gerilimi yükteki değişikliklerle büyük ölçüde sabit kalır, bu nedenle ac çıkış gerilimi yük tipine bağlı değildir, sınırlıdır ve dc-link voltaj seviyesini aşmaz. Bu nedenle tek motorlu sürücüler ve çok motorlu kararsız sürücüler için uygundur (Yang ve ark., 2022). Bu nedenle, herhangi bir motorda yükteki bir değişiklik, çok motorlu bir sürücünde uygulandığında diğer motorları etkiler. Bu nedenle, CSI çok motorlu sürücüler için uygun değildir. Aşırı sürücü veya yetersiz dc gerilim

seviyesi gibi uygulamalarda sürücünün çalışması büyük önem taşır ve sistemin sürekli çalışması sağlanmalıdır. Geleneksel evirici genellikle beklenmeyen arızalara maruz kaldığı için bu durum faz ve hat gerilimlerini düşürecektir (Duong ve ark., 2022). Bu, motorun hızında ve torkunda azalmaya yol açacaktır. Bunun üstesinden gelmek için, değişken hızlı sürücü (VSD) için istenen ac çıkışlı elde etmenin yanı sıra akım akışını stabilize etmek için ek bir yükseltici veya dönüştürücü aşaması gereklidir. Ancak ek bir güç dönüştürücü, sistem boyutunu, kayıpları artıracak ve verimliliği düşürecektir (Faravani ve ark., 2018).

VSI'da aynı bacağın üst ve alt anahtarları aynı anda AÇIK konuma getirilemezken, CSI'da aynı bacağın üst ve alt anahtarlarından en az biri AÇIK olmalıdır. Sonuç olarak, VSI durumunda, düşük iç empedansı nedeniyle kısa devre boyunca hızla akım yükselir. CSI durumunda, elektromanyetik parazitler EMI gürültüsü gibi istenmeyen durumlar nedeniyle, açık devre boyunca büyük bir voltaj düşüşüne neden olabilir. Bu invertör devresine zarar verebilir ve güvenilirliğini azaltabilir. Kısa devre olmasını önlemek için, ölü zaman kullanılır ve açık devre sorunu için, anahtarların güvenli akım komütasyonu için örtüşme süresine ihtiyaç vardır. Bununla birlikte, anahtarların komütasyonları arasındaki ölü zaman ve örtüşme süresi, çıkış gerilimi dalga biçiminde bozulmaya neden olur. Bu nedenle, sinüzoidal bir voltaj sağlamak ve voltaj bozulmasını azaltmak için ek bir LCfiltresi gereklidir, bu kontrol karmaşıklığı ve ek güç kayıpları yaratacaktır. Konvansiyonel invertörlerde yukarıdaki sınırlamaya dayanarak, geniş voltaj aralığına sahip yeni bir topoloji geliştirmek için bir iyileştirme yapılması beklenmektedir, böylece ek yükseltici konvertör ortadan kaldırılabilir. Buck-boost invertör olarak çalışabilme özelliğine sahip olmalı ve kısa veya açık devreye dayanabilmelidir. Bu, güvenilirliği ve sistem esnekliğini artıracaktır.

3.7. Darbe Genişliği Modülasyonu (PWM) Anahtarlama Teknikleri

PWM elektronik bir uygulamayı kontrol etmek için kullanılan dijital sinyaldir. Diğer bir deyişle, sırasıyla düşük ve yüksek bir sinyal vererek bir cihazı açıp kapatmak için kullanılan bir darbe sinyalidir. Bir PWM sinyali; frekans ve görev döngüsü olan iki önemli parametreden oluşur. Görev döngüsü, sinyalin açık veya kapalı durumunu tamamlama süresini tanımlayacağı PWM sinyalinin davranışını tanımlarken, frekans ise PWM sinyalinin bir döngüye ulaşması için gereken süreyi belirler (Holtz, 1992,

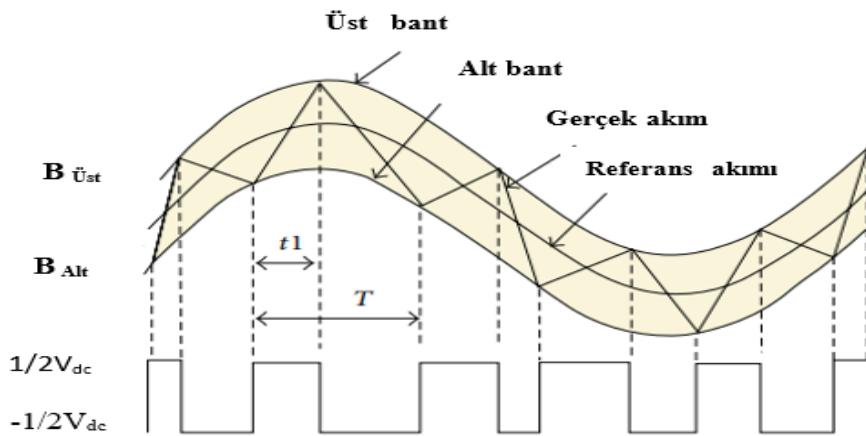
Trzynadlowski ve Trzynadlowski ve arak., 1994). PWM, güç dönüştürücüler ve motor sürücülerini gibi birçok kontrol uygulamasında görselleştirilebilir.

PWM kontrol yönteminin basitliği ve etkinliği, onu çeşitli güç elektroniki uygulamalarında kullanılmak üzere tercih edilen bir aday haline getirir. Güç elektroniki evirici, PWM anahtarlama tekniklerini uygulayan en iyi örneklerden biridir. Eviricinin çalışma prensibi istenen bir çıkıştı elde etmek için geçiş sırasında açılıp kapatılan güç anahtarları setlerinden oluşur.

Sürücüler motor kontrol uygulamasında önemli bir bileşendir. Dolayısıyla PWM, sürücü için kontrol darbeleri sağlayabilen motor, sürücü sisteminin bir parçasıdır. PWM anahtarlama darbeleri, Histerisiz Akım Denetleyicisi (HCC), Sinüzoidal PWM (SPWM) veya Uzay Vektörü PWM (SVPWM) gibi farklı yöntemlerle üretilabilir (Bose, 1990; H. Stemmler, 1994, Shivakumar ve arak., 2002).

3.7.1. Histerisiz Akım Kontrolü (HCC)

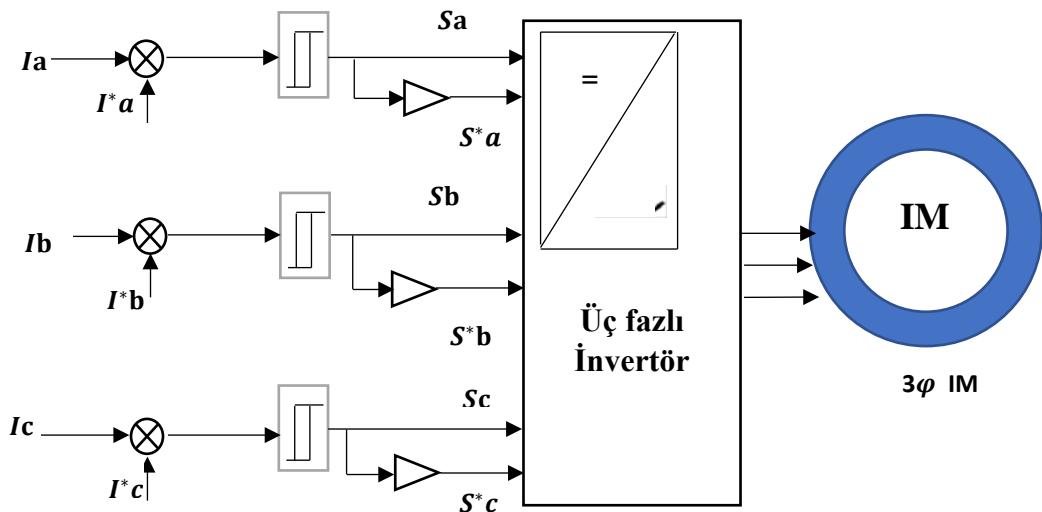
Güç elektroniki cihazları, anahtarlarına HCC tarafından uygulanan PWM sinyali ile kontrol edilir. HCC, basitliği ve etkinliği nedeniyle güç elektroniki uygulamalarında yaygın olarak kullanılan çok iyi bilinen bir PWM kontrol yöntemidir. HCC, çevrimiçi optimizasyonlu doğrusal olmayan bir denetleyici olarak kabul edilir. Yük parametreleri hakkında bilgi gerektirmez ve buna karşın daha iyi yanıt verir (Mohapatra ve Babu, 2010). HCC PWM, çıkışın tanımlanmış histerezis bandı ile salınım yapmasına izin verilen anahtarlama yöntemi olarak adlandırılır. Şekil 3.9., HCC'nin bir blok diyagramını göstermektedir. Histerezis bandı, çıkışın düşük veya yüksek olarak tanınacağı darbeleri belirler. Anahtarlama dalga formunun görev döngüsü, kontrol sinyali histerezis bantlarından birine ulaştığında çıkış durumlarının değiştiği histerezisin bir fonksiyonudur.



Şekil 3.9. Histerezis kontrol blok diyagramı.

HCC'nin bir avantajı, yük bozulmasına ve geçici yanita hızlı tepki verme yeteneğidir. Ayrıca uygulama kolaylığı ve maliyetinin düşük olması nedeniyle bu yöntem etkilidir ve daha iyi performans sağlar (Poulsen ve Andersen, 2005, Ho ve arak., 2009, Kömürcügil ve arak., 2017).

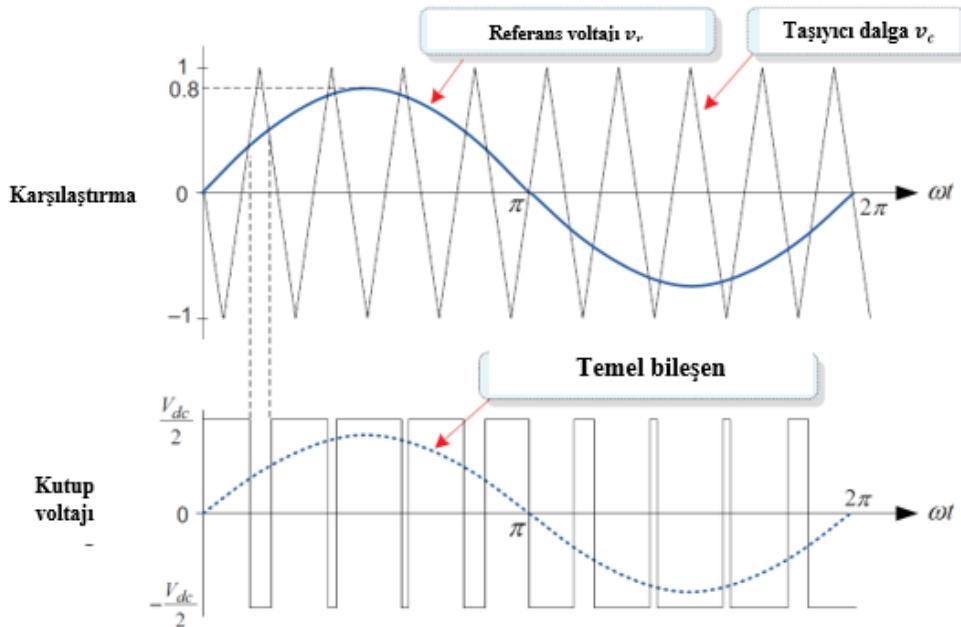
HCC, sabit histerezis bandı ve değişken anahtarlama frekansı ile sunulur. Bu tür HCC, IM sürücüler gibi çeşitli uygulamalarda VSI'yi kontrol etmek için yaygın olarak kullanılır. Uygulama gereksinimlerine göre, istenilen histerezis bandını belirleyerek çalışan basit bir yöntemdir. Bu yöntem kontrol sinyali elde etmek için gerçek akımın referans akımla karşılaştırılmasıyla çalıştırılır. Bunun dışında, bu yöntem faz akım arayüzünden olumsuz etkilenir. Bu nedenle normalde 3 fazlı ağı için uygundur. IM sürücülerinde, tasarım ve uygulamadaki basitliği nedeniyle üç fazlı invertörü kontrol etmek için HCC kullanılır. IM sürücülerinde histerezis akım kontrolünün çalışma konsepti, motordan alınan üç fazlı akım değeri dikkate alınarak görselleştirilebilir ve bunları geri besleme kontrol cihazından üretilen referans akımlarla karşılaştırır. Karşılaştırma çıkışları, sürücüye uygulanan anahtarlama darbelerini üretmek için HCC'ye uygulanır (Talib ve Isa, 2016; Ramchand ve arak., 2010). Sabit histerezis akım kontrolörün yapısı, Şekil 3.10'da gösterilmektedir. Genel olarak IM sürücünde HCC kullanımı mevcut kontrol bloğunu ortadan kaldırır ve genel sürücü yapısını basitleştirir.



Şekil 3.10. VSI'nin histerezis akım kontrolü (Kalyanraj ve Lenin Prakash, 2014).

3.7.2. Sinüzoidal Darbe Genişliği Modülasyonu (SPWM)

Sinüzoidal Darbe Genişliği Modülasyonu (SPWM), VSI'nin yaygın bir PWM anahtarlama tekniğidir. SPWM VSI, basitleştirilmiş konfigürasyonu ve güçlü kontrol yöntemi nedeniyle uzun yillardır güç elektronikinde en iyi seçim olmuştur (Ismail ve arak., 2006). SPWM, çıkış darbelerini elde etmek için önceden tanımlanmış modülasyon sinyali ile taşıyıcı tabanlı bir modülasyon tekniğidir. SPWM'de, modülasyon sinyali, taşıyıcı sinyalin tepe değerinden sürekli olarak daha düşük bir tepe değeri ile sinüzoidaldır. VSI'nin kontrolünde PWM darbelerini elde etmek için, bir referans sinüzoidal sinyali ile bir taşıyıcı sinyal karşılaştırılarak çalışır. Bu, Şekil 3.11.'de gösterildiği gibi SPWM'nin basit ve anlaşılır bir uygulamasıdır (Gole, 2000, Islam ve arak., 2013). SPWM yöntemi, sinüzoidal fonksiyona göre çıkış gerilimi ve frekansını doğrudan değiştirerek eviriciyi kontrol etmek için kullanılabilir (Rashid, 2007). SPWM ve invertöre dayalı histerezis denetleyicisi karşılaştırılırsa, her iki denetleyicinin de farklı çıkış koşullarında aynı harmonik içeriğine sahip olduğu görülür. Ancak histerezis daha yüksek frekansta çok fazla gürültüye sahiptir (Tam ve Anwari, 2007).



Şekil 3.11. SPWM teknigi prensibi (Ismail ve arak., 2006).

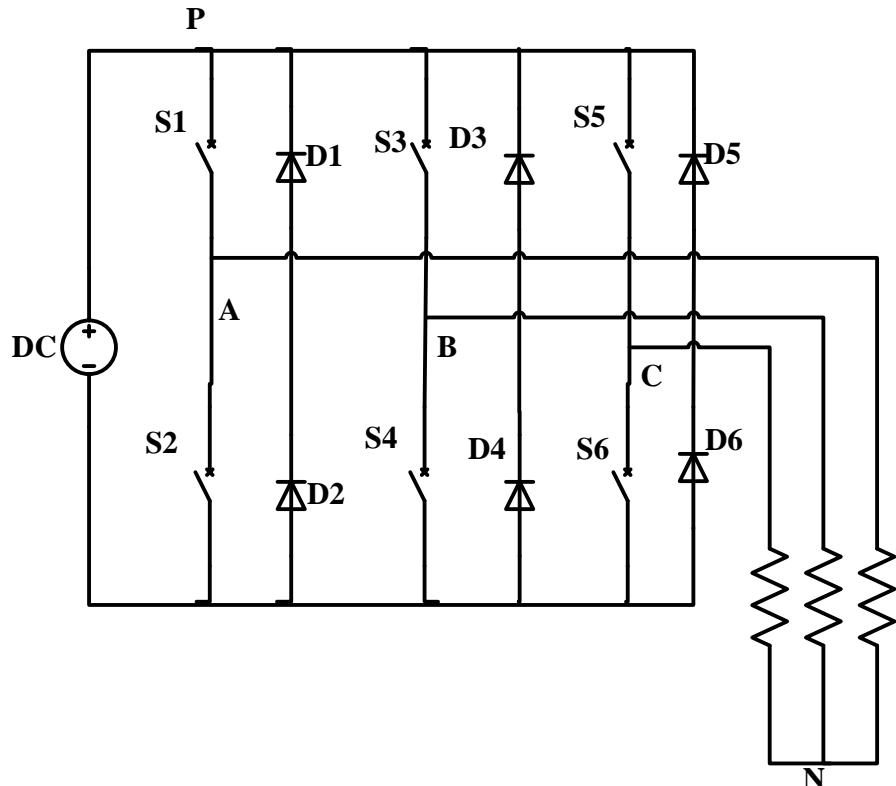
IM sürücü sisteminde, PWM evirici SPWM veya histerezis denetleyicisi ile kullanılabilir ve kontrol edilebilir, herhangi bir PWM tekniğinin seçimi çeşitli faktörlere bağlıdır (Pattnaik ve arak., 2014). Harmonik azaltma, anahtarlama kayıpları ve devre basılılığı, VSI'yi sürmek için uygun PWM tekniklerinin seçilmesinde en çok dikkate alınan faktörlerden bazılarıdır. Histerezis kontrolün basılığine rağmen, SPWM daha az harmonik içerir ve daha az anahtarlama kayıpları üretir ve çeşitli evirici işlemlerinde yaygın olarak kullanılır.

SPWM'nin vektör kontrol sisteminde uygulanması, akı ve tork akımı bileşenleri için ek akım kontrolleri gerektirir. Bu yapı, sistemin karmaşıklığını arttırmır.

3.7.3. Uzay Vektör Darbe Genişliği Modülasyonu (SVPWM)

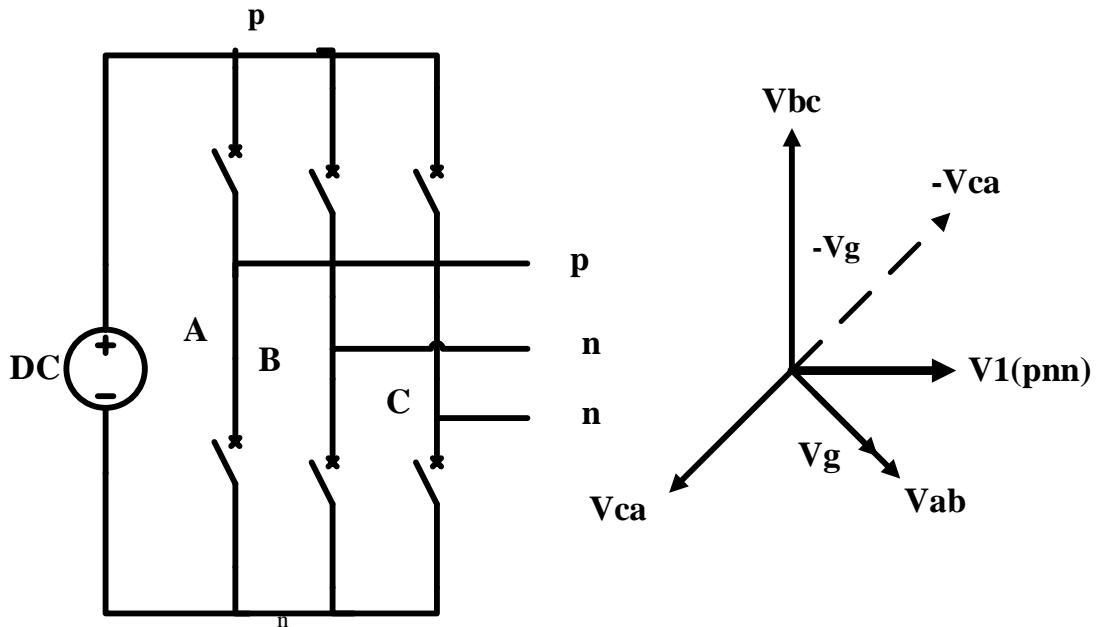
Uzay vektörü PWM yöntemi, gelişmiş bir yoğun hesaplamalı kontrol yöntemidir ve ayarlanabilir frekans uygulaması için PWM teknikleri arasında en iyi yöntemdir. Üstün performansı nedeniyle SVPWM, geniş bir uygulama yelpazesinde yaygın olarak kullanılmaktadır. SVPWM anahtarlama yöntemini diğer PWM teknikleri ile karşılaştırıldığında, SVPWM'nin en iyi ve en verimli PWM olduğu görülmektedir (Ting, 2015). Ayrıca SVPWM, harmonik içerikleri düşürür ve yüksek frekanslarda anahtarlama kayıplarını azaltır (Fizatul ve arak., 2011, Ramana ve arak., 2013, Ahmed ve Ali, 2013). Şekil 3.12.'de VSI konfigürasyonu, altı anahtarlama kombinasyonu ile sunulmaktadır.

Sekiz kombinasyondan altısı, sıfır olmayan anahtarlama durumları olarak da tanınan aktif sıfır olmayan bir çıkış volajı üretirken, geri kalan iki kombinasyon, sıfır anahtarlama darbesi olarak bilinen sıfır çıkış volajı üretir.



Şekil 3.12. Üç fazlı VSI yapılandırması.

3 fazlı VSI için SVPWM, üç fazlı niceliklerin iki boyutlu d-q düzleminde vektörel olarak temsiline dayanır. Sabit referans vektörü V_I , referans üç fazlı voltajın d-q düzlemine dönüştürülmesiyle elde edilebilir. Şekil 3.13'de görüldüğü gibi, referans vektör d-q düzleminde döndüğünde dengeli bir üç fazlı sinüzoidal sinyal üretilir (Shama ve arak., 2015). SVPWM'nin karmaşıklığına rağmen IM sürücüler gibi birçok farklı uygulamada kullanılır. Daha iyi performans, daha az harmonik içeriği ve daha az anahtarlama kayıpları sağlar (Reddy ve Somasekhar, 2016; Deshpande ve arak., 2009). Bununla birlikte, SVPWM'nin uygulanması, SPWM yapısına benzer iki ek akım kontrolörü gerektirir. Ayrıca SVPWM yöntemi, SPWM ve HCC'ye kıyasla daha yüksek hesaplama süresi gerektirir.



Şekil 3.13. Topolojinin vektör gösterimi.

3.8. Üç Fazlı İndüksiyon Motor Hız Kontrol Sistemleri

Hız kontrol sisteminin sürücü performansı üzerinde büyük etkileri vardır ve etkin hız kontrolü motor performansını, sağlamlığını ve verimliliğini artırabilir (Li ve Zhong, 2015, Ahmed ve arak., 2017). Gelişmiş bir hız kontrol sisteminin uygulanması, temel olarak sürücü sistemi karmaşıklığını ve hesaplama yükünü etkiler. Bu nedenle, simülasyon veya donanım uygulamasında yüksek performanslı denetleyici uygularken kritik tasarım dikkate alınmalıdır. Sistem karmaşıklığının artması, işlem süresinin artmasına ve sürücü sisteminin genel performansının düşmesine neden olacaktır. Yüksek performanslı uygulamalarda, hızlı yanıt ve daha iyi hız özellikleri gereklidir. Ek olarak, tahrik sistemi yük bozukluğu, parametre değişimleri ve çeşitli hız çalışma talepleriyle başa çıkabilmelidir (Zbede ve arak., 2016, Jain ve arak., 2017, Lokriti ve arak., 2013). Aşağıdaki bölümlerde, farklı hız kontrolörleri tartışılmaktadır. Orantılı integral (PI), FLC ve self-tuning (kendini ayarlayan) kontrolörler incelenecaktır.

3.8.1. Oransal İntegral (PI) Hız Kontrol Sistemi

Oransal İntegral (PI) Denetleyici, yüksek performanslı asenkron motor sürücülerini gibi çeşitli endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır (Tripathi ve arak., 2017, Lim ve arak., 2013).

FOC yönteminde, PI kontrolörü, stator akımının tork bileşenini (I_q) ve akı bileşenini (I_d) kontrol edebilir. IM sürücü sisteminin çıkış performansı, PI denetleyicisinin kazanç parametrelerine bağlıdır. PI denetleyici, yüksek aşma tepkisi ve küçük sabit durum hatası ile karakterize edilir. PI denetleyicilerde oluşan aşırı çıkış durumları, sınırlayıcı integratör ve doyum sınırlayıcı uygulanarak çözülebilir. Ne yazık ki bu çözümler daha fazla aşima neden olabilen, oturma süresini artıran ve sistemi kararsız hale getiren birikme hatası yaratır (Zhang ve ark., 2006, Espina ve ark., 2009). PI denetleyicilerin basit yapısı nedeniyle hem yazılım hem de donanımda uygulanması kolaydır. Daha az karmaşık yapısı nedeniyle donanıma daha az hesaplama yükü üretir.

PI denetleyici kazançları uygun şekilde ayarlanırsa, sistem için optimum performans elde edilebilir. PI denetleyici parametreleri, Bulanık Mantık (Hernández-Guzmán ve Santibáñez, 2012, Zaky, 2015, Rahman ve ark., 2006) gibi yapay zekâ yöntemleri kullanılarak çevrimiçi ayarlanabilir. PI denetleyicinin üstün avantajlarına rağmen, IM sürücü uygulamasında PI denetleyicinin karşılaştığı bazı sorunlar ve sınırlamalar vardır. PI denetleyiciler lineer yapılarından dolayı, motor parametre varyasyonlarına karşı hassasiyet ve yük bozuklukları konularında yetersiz kalmaktadır. PI denetleyicinin eksikliklerinin üstesinden gelmek için FLC'ler gibi yapay zekâ tabanlı denetleyiciler uygulanmaktadır. Yapay zekâ tabanlı denetleyici, parametre değişimlerine ve yük bozulmasına karşı daha az duyarlıdır (Rebeiro ve Uddin, 2012; İbrahim ve Levi, 2002).

3.8.2. Bulanık Mantık (FL) Hız Kontrol Sistemi

FLC, motor sürücülerinde hız performansını artırma açısından büyük avantajlar sunmaktadır. Aynı zamanda, büyük bir hesaplama yüküne neden olur ve büyük bir bellek kullanımı gerektirir. FLC'yi kullanan önceki çalışmaların çoğu, temel olarak simülasyon veya prototip uygulamasıyla ilgilidir (Chitra ve Prabhakar, 2006). Yüksek hesaplama yükü, FLC'nin simülasyon ve donanım uygulamasındaki en büyük dezavantajlarından biridir (Kumar ve ark., 2012). FLC, çevrimiçi arayüz oluşturma veya çevrimdışı arama tablosu olmak üzere iki potansiyel süreçten yararlanır (Zhang, 2010). Arama tablosunun işlevi, bulanık çıktıyı çevrimdışı olarak hesaplamaktır (Kumar ve ark., 2019). Bu tür bulanık uygulama, çeşitli endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır (El Daoudi ve ark., 2021). Çevrimdışı arama tablosu, bulanık dilsel kurallara ve bulanık girdi niceleme düzeyine dayalı olarak oluşturulur. Kontrol algoritması, karşılık gelen arama tablosundaki değerlerle sınırlıdır.

Bu nedenle, kontrol teknikleri çevrimiçi arayüz yöntemine göre daha hızlı hale gelir ve daha kısa sürede çalışır. Küçük örnekleme zamanında çalıştırılabilen çevrimdışı arama tablosu ile daha hızlı yürütme süresi elde edilir. Bu yaklaşım, sürücüde yüksek hız performansı elde etmek için uygundur. Bunun dışında, bulanık mantık uygulama yönteminin çevrimdışı arama tablosuyla ilgili bazı dezavantajlar vardır (Farah ve ark., 2019).

Çıktı etkinliğini artırmak için çok daha doğru arama tablosuna ihtiyaç vardır. Ancak bu, büyük bellek kullanımını ve yüksek hesaplama yükü ile sistemi daha karmaşık hale getirir. Çevrimdışı arama tablosu tekniğinin avantajlarından biri, daha kısa örnekleme süresi elde edilmesidir ki bu durum yüksek performanslı sürücülerde tercih edilir. Ancak giriş ve çıkış parametrelerindeki düşük çözümürlük, kontrol çıkışında daha az doğrulukla sonuçlanır. Ayrıca, çevrimdışı arama tablolarının oluşturulması zaman alıcı olabilir ve hatalı arama tablosu değerleri performansın düşmesine neden olabilir. Ayrıca, çevrimdışı arama tablosunun kullanılması, FLC'lerin uyarlanması sınırlamaktadır (TARBOSH ve ark., 2020).

Bu nedenle bu araştırmada, bulanık mantık sisteme çevrimdışı arama tablosu yöntemi uygulamamaktadır. Bu tezde bulanık mantık uygulamasında çevrimiçi arayüz sistemi, bulanık mantık kontrol aracı ve dSPACE DS 1104 yardımıyla uygulanmıştır. Bu yaklaşım, gerçek zamanlı yürütme ve adaptif kontrolde iyi sonuçlar vermektedir.

Bulanık mantık sürecinde karar verme, bulanık kural kümeleri içinde gerçekleşir. Bulanıklaştırılan girişlere göre, çıkışı elde etmek için dilsel kurallardan yararlanılır. Bu yapıdaki bulanık mantık, donanımda daha yüksek hesaplama yüküne neden olur. Bu hesaplama yükü, kural sayısına veya sistemin karmaşıklığına bağlı olarak artabilir (Farah ve ark., 2021).

3.8.3. ANFIS Tabanlı Hız Kontrol Sistemi

Üyelik fonksiyonlarının, bunların aralıklarının ve parametrelerinin belirlenmesi, bulanık mantık sistem tasarımının en zor aşamalarından biridir. Bununla uğraşma beceri ve deneyim gerektirmesine rağmen, en iyi üyelik fonksiyonu tipini belirlemek için sistematik bir prosedür yoktur. Sonuçta araştırmacılar en iyi performansı belirlemek için sıklıkla deneme yanılma yöntemini kullanırlar (Kılıç ve ark., 2015). Bulanık mantığın uzman kişileri taklit etme yeteneği son derece yararlı olsa da kapsamlı deneme yanılma ihtiyacını ortadan kaldıracak uyarlama yeteneğinden yoksundur (Masood ve ark., 2012).

Bu nedenle bulanık denetleyici tasarlamak önemli miktarda zaman ve çaba gerektirmektedir. Çözüm olarak araştırmacılar, tasarım zamanını azaltmak ve üyelik fonksiyonlarının türünü belirlemek için sıkılıkla sinir ağlarını ve bulanık mantığı birleştirmektedir (Sujitha ve ark., 2022). Jang'ın 1993 yılında uyarlanabilir nöro-bulanıklığı tanıtmasından bu yana, çeşitli uygulamalarda kullanımı üzerine birçok çalışma yapılmıştır (Jang, 1993). Sinir ağları ve bulanık kontrol birleştirerek uyarlanabilir nöro-bulanık çıkarm sistem (ANFIS) olarak bilinen yeni bir kontrol algoritması oluşturulmuştur.

ANFIS, bir dizi giriş-çıkış verisinden öğrenebilmesi ve insanların nasıl karar verdiği taklit etmesi açısından her iki sistemin avantajlarına sahiptir. Giriş-çıkış verileri, kontrolörün kurallarını belirlemenin yanı sıra aralıkları ve parametreleri de dahil olmak üzere üyelik fonksiyonlarını da ayarlamak için kullanılmaktadır. Giriş-Çıkış verileri diğer yüksek performanslı denetleyicilerden toplanabilir. Öğrenme yeteneklerinden dolayı sinir ağları, zamanla değişen veya sistem modelinin sadece kısmen bilindiği tesislerin kontrolünde yaygın bir kullanım alanı bulmuştur. ANFIS'in ana özellikleri yapısal esneklik, uyarlanabilirlik ve basit matematiksel gösterimdir.

ANFIS kontrol sürecinin çeşitli aşamalarında hem "Alan Yönelimli Kontrol" hem de "Doğrudan Tork Kontrol" sürücülerde kullanılmıştır (Areed ve ark., 2010). Bununla birlikte, en yaygın uygulama modelleme, parametre tahmini ve hız, tork ve akı kontrolü olmuştur. ANFIS, motor parametrelerinin modellenmesinde son derece doğru olduğunu kanıtlamış ve modelin çok çeşitli çalışma koşullarını içermesine izin vermiştir. ANFIS denetleyicilerinin, hız kontrolünde hassas hız takibi ile mükemmel geçici yanıt sağladığı gösterilmiştir.

ANFIS tabanlı tork ve akı kontrolörleri, tork dalgalanmasını önemli ölçüde azaltmış, düzgün akı yörüngeleri üretmiş ve stator akım bozulmasını azaltmıştır (Joshi ve Pius, 2020). Vektör kontrol için en iyi YSA eğitim algoritmalarını belirlemek amacıyla kapsamlı araştırmalar yürütülmüştür. İki seviyeli eviricilerde ANFIS kullanılmasının, özellikle değişken frekanslı sürücülerin kontrolünde en etkili kontrol seçeneği olarak görülmektedir.

3.8.4. Kendi Kendini Ayarlayan Bulanık Mantık (Adaptif FL) Hız Kontrol Sistemi

Bu başlığın ana odak noktası, bulanık mantığa dayalı kendi kendini ayarlayan FLC hız denetleyicisidir.

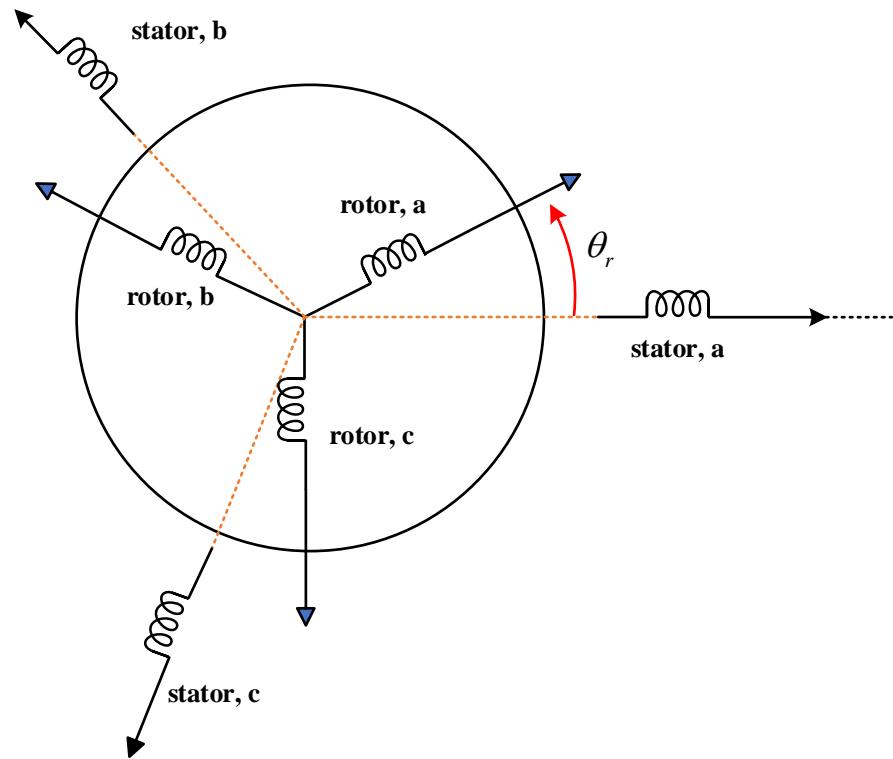
Sabit parametreli FLC, sürücü sistemini stabil durumda verimli bir şekilde kontrol edebilir. Bununla birlikte, parametre değişiklikleri ve yük bozukluğu sürücü sisteminin performansını etkiler. Bu durum motor sürücü performansını artırmak için kendi kendini ayarlayan FLC'nin geliştirilmesine yol açan en önemli nedenlerden biridir.

Ayrıca sabit parametreli FLC, nominal şartlar için tasarlanmıştır ve farklı hızlarda optimum performans elde edilemeyebilir (Hameed ve arak., 2008, Milotid ve arak., 2004, Masiala, 2008). Tasarım noktası dışında çalıştırıldığında veya parametre değişikliğinde hızın davranışları bozulacaktır. Kendini ayarlayan mekanizmalı FLC, çalışma sırasında değişkenlerinden birini veya tümünü çevrimiçi olarak güncelleyebilme özelliğine sahiptir (Melba Mary ve Marimuthu, 2009, Mokrani ve Abdessemed, 2003, Betin ve arak., 1999).

Kendi kendini ayarlayan FLC, FLC parametresini çevrimiçi olarak otomatik olarak ayarladığı için kendi kendini düzenleyen olarak da adlandırılabilir. FLC'de geniş hız aralığında, yük değişimlerinde ve parametre değişikliklerinde gelişmiş performans sağlamak için kendi kendini ayarlama yöntemi istenir. Kendi kendini ayarlayan FLC'ler, uzman bilgisi olmadan yük veya parametre değişimi meydana geldiğinde daha iyi motor sürücü performansı sağlamak için tasarlanmıştır. Diğer uyarlanabilir kontrolörlerle karşılaştırıldığında, ST-FLC çok daha verimlidir ve uygulanması kolaydır. Tasarım yapılarında bazı farklılıklar bulunan çeşitli kendi kendini ayarlayan FLC konfigürasyonları vardır. MRAS, FLC hız kontrol sistemi parametrelerini çevrimiçi güncellemek için referans modeli ve uyardılama tekniğini içeren bir tür ST-FLC yöntemidir.

3.9. IM Sürücüsünün Modellenmesi ve Sistem Tasarımı

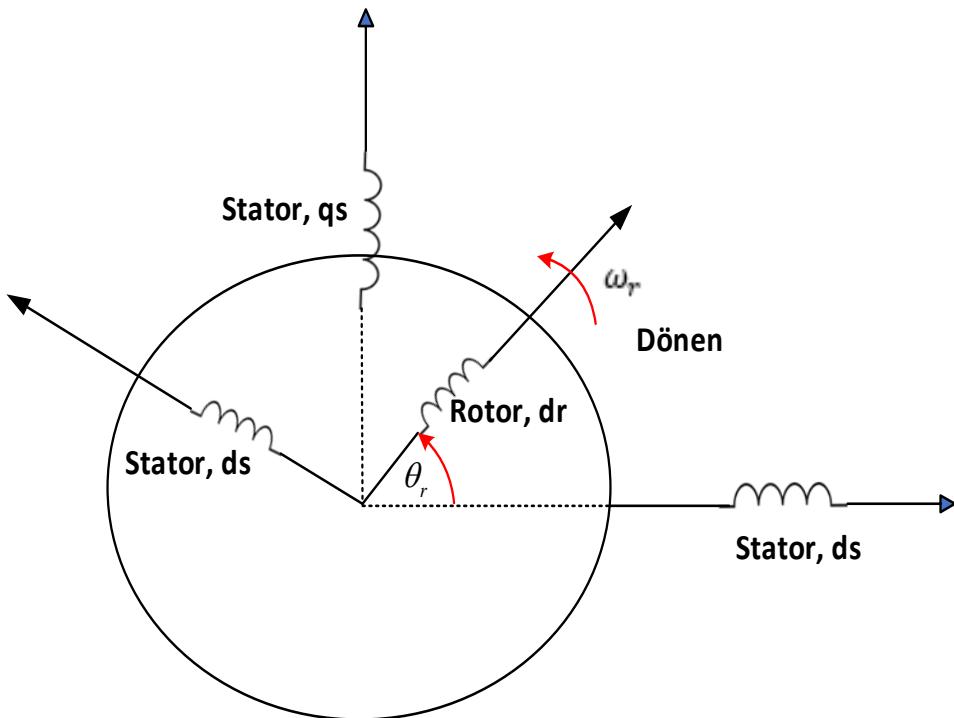
Etkili bir tahrik sistemine sahip olmak için uygun bir asenkron motor modeli elde etmek gereklidir. IM'nin matematiksel modeli, gerçek tahrik sisteminin gerçek bir temsilini elde etmek için çok önemlidir. İndüksiyon motorlarda matematiksel model, d ve q eksenini olmak üzere iki eksenli ideal bir AC makine konseptine dayanmaktadır. Bir AC makinenin dinamik performansı biraz karmaşıktır çünkü Şekil 3.14.'te gösterildiği gibi üç fazlı rotor sargası üç fazlı stator sargasına göre hareket eder.



Şekil 3.14. Üç fazlı eşdeğer fazör diyagramı.

Temel olarak, stator ve rotor fazları arasındaki kuplaj katsayısının rotor pozisyonunun değişmesiyle sürekli değişmesi, hareketli sekonderli bir transformatör olarak temsil edilebilir. Üç fazlı bir makine, Şekil 3.15'te görüldüğü gibi eşdeğer iki fazlı makine ile temsil edilebilmektedir; burada d_s ve q_s stator direkt ve karesel eksenlerine ve d_r and q_r rotor direkt ve karesel eksenine karşılık gelmektedir. Asenkron motorun dinamik modelini türetmek için aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır (Krishnan,2001).

- i. Düzgün dağılmış hava aralığı,
- ii. Sinüzoidal dağıtılmış mmf ile dengeli rotor ve stator sargıları,
- iii. Rotor pozisyonuna karşı endüktans sinüzoidaldır,
- iv. Doygunluk ve parametre değişiklikleri ihmal edilmiştir.



Şekil 3.15. İki fazlı eşdeğer fazör diyagramı.

Asenkron motorların kararlı durum modeli (faz başına eşdeğer devresi), makinenin kararlı durum davranışını tanımlar. Bu model, makinenin geçici durumunu modellemek için kullanılamaz. Bir IM'nin dinamik veya geçici davranışını tanımlamak için kullanılabilen model, FOC gibi yüksek performanslı sürücü sistemleri için kontrol stratejileri geliştirmek amacıyla gereklidir. Şekil 3.16., induksiyon motorun iki fazlı eşdeğer d-q devresini göstermektedir. IM'nin dinamik modeli, karmaşık uzay vektör veya uzay fazör denklemlerine dayanmaktadır. Uzay fazörü, üç faz değişkeninden (akımlar, gerilimler veya akıllar) herhangi birini hem sabit durum hem de geçici işlemler için geçerli olan uzayda dönen tek bir vektörle temsil etmenin bir yoludur.

Genel olarak x_a , x_b ve x_c üç fazlı büyüklükler ise, üç fazlı sistemin uzay fazörü olarak tanımlanır:

$$\bar{x} = \frac{2}{3}(x_a + \bar{a}x_b + \bar{a}^2x_c) \quad (3.1)$$

2/3 kesri, uzay fazörün güç dışı değişmezi veya genlik değişmezi tanımına karşılık gelir, \bar{x} bir stator üç faz niceliğidir ve sabit $\bar{a}=e^{(j120^\circ)}$ olarak ifade edilir.

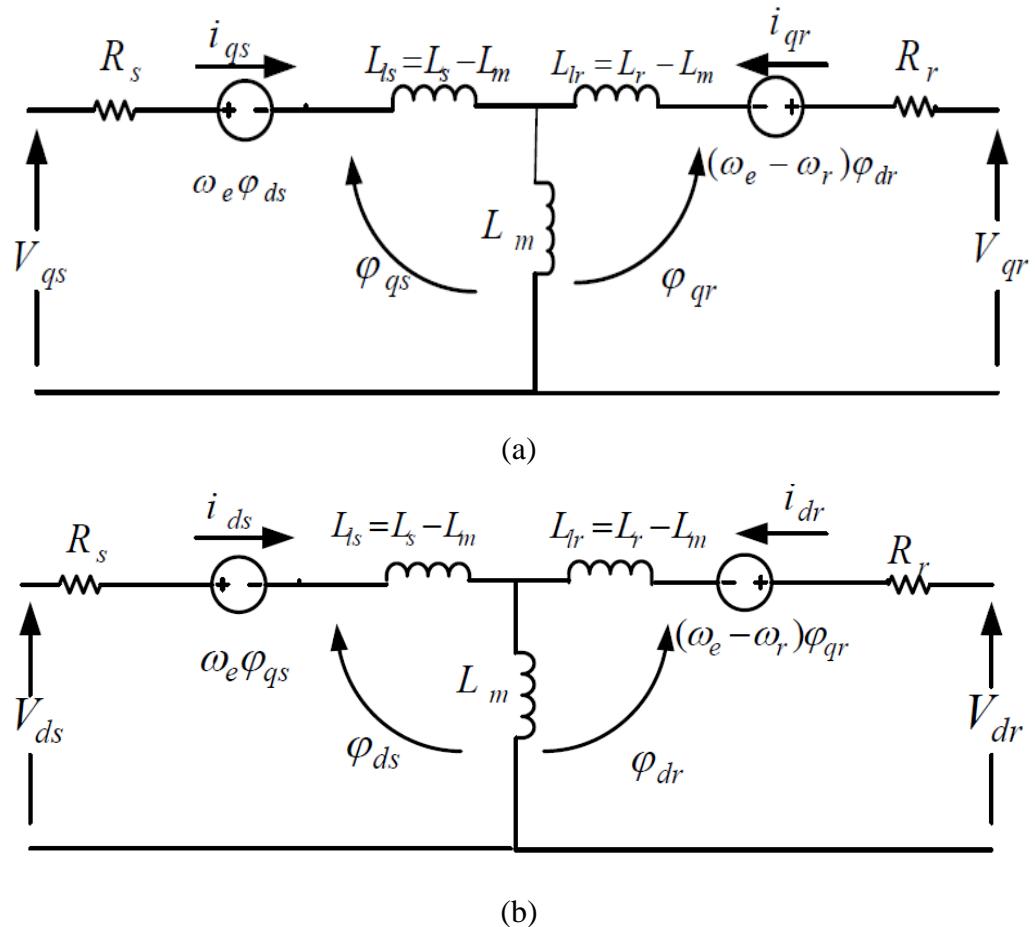
Akim vektörleri, voltaj veya akı vektörleri ile ve ayrıca rotor büyüklükleri ile ikame edilebilir. Dikdörtgen formda a ve a2 sabiti şu şekilde ifade edilebilir;

$$a = e^{j120^\circ} = \cos 120^\circ + j \sin 120^\circ = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.2)$$

$$a^2 = e^{j240^\circ} = \cos 240^\circ + j \sin 240^\circ = -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.3)$$

d-q ekseni açısından, uzay fazörü aşağıdaki gibi denklem (3.4) ile ifade edilebilir:

$$\bar{x} = x_d + jx_q \quad (3.4)$$



Şekil 3.16. IM'nin dinamik veya d-q eşdeğer devresi; (a) q ekseni devresi (b) d ekseni devresi.

A sabitini (3.2) ve (3.3) denklemlerindeki değeriyle değiştirerek, denklem 3.4, üç fazlı stator miktarlarının gerçek ve hayali eksenlerde temsil edildiği 3.5'te gösterilen denklem haline gelir.

$$\bar{x} = \frac{2}{3} \left(x_a - \frac{1}{2} x_b + j \frac{\sqrt{3}}{2} x_b - \frac{1}{2} x_c - j \frac{\sqrt{3}}{2} x_c \right) \quad (3.5)$$

Vektör fazör (e) ile not edilen senkron referans çerçevesinde temsil edilirse, gerilim denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \quad (3.6)$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{\varphi}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \quad (3.7)$$

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \quad (3.8)$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} \quad (3.9)$$

Akı denklemleri aşağıdaki gibi yazılabılır.

$$\varphi_{sd} = L_{ls} I_{sd} + L_m I_{rd} \quad (3.10)$$

$$\varphi_{sq} = L_{ls} I_{sq} + L_m I_{rq} \quad (3.11)$$

$$\varphi_{rd} = L_m I_{sd} + L_{lr} I_{rd} \quad (3.12)$$

$$\varphi_{rq} = L_m I_{sq} + L_{lr} I_{rq} \quad (3.13)$$

$$\varphi_{rq} = L_m I_{sq} + L_{lr} I_{rq} \quad (3.14)$$

Burada V_{sd} , \bar{V}_{sq} statora uygulanan voltajlardır ve I_{sd} , I_{sq} , I_{rd} , I_{rq} karşılık gelen d ve q ekseni stator akımı ve rotor akımlarıdır. φ_{sd} , φ_{sq} , φ_{rd} , φ_{rq} stator ve rotor akı bileşenidir. R_s , R_r stator ve rotor dirençleridir. L_{ls} , L_{lr} sırasıyla stator ve rotor endüktanslarını belirtirken, L_m karşılıklı endüktanştır. Akı denklemini 3.10, 3.11, 3.12 ve 3.13 ile birleştiren elektriksel geçici model, gerilim ve akım açısından matris biçiminde şu şekilde temsil edilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \\ V_{qr} \\ V_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \rho L_s & L_s \omega_s & \rho L_m & L_m \omega_s \\ -L_s \omega_s & R_s + \rho L_s & -L_m \omega_s & \rho L_m \\ \rho L_m & L_m (\omega_r - \omega_s) & R_r + \rho L_r & L_r (\omega_r - \omega_s) \\ -L_m (\omega_s - \omega_r) & \rho L_m & -L_r (\omega_s - \omega_r) & R_r + \rho L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Burada ρ , Laplace operatöründür. Sincap kafes motor gibi tek beslemeli bir makine için $V_{rd} = V_{rq} = 0$ olacaktır. Matris formundaki ω hızı normalde bir sabit olarak ele alınamaz. Tork ile şu şekilde ilişkilendirilebilir,

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} = T_L + \frac{2}{P} J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.16)$$

Burada T_L ; yük torku, J ; rotor ataleti ve ω_m ; mekanik hızdır.

3.10. IM Sürücülerinin FOC Modellemesi

IM'nin matematiksel modeli, tasarımcının gerçek tahrik sisteminin gerçek bir temsilini elde etmesini sağlar. Motorun tahrik sistemi, gerçek modeli temsil eden tüm sistem bileşenlerini içeren bir vektör kontrol sistemini içerir. IM matematiksel modeli, faz dönüştürme koordinasyonu, PWM üretimi, hız kontrolörü, VSI ve hız tahminini içerir. IM sürücüsünde, referans akı sabitlenir ve burada I_{ds}^* , motorun yüksüz testi gerçekleştirilerek elde edilen yüksüz akım olan 2,9 değerine ayarlanır. Motorun gerçek hızı bir referans hızla karşılaştırılır. Karşılaştırma, hız kontrol cihazı için bir girdi haline gelen bir hata üretir. Hız kontrol cihazının çıkışları, tork referans bileşeni I_{qs}^* 'dır. Çıkış tork referansı I_{qs}^* ve akı I_{ds}^* , ters park dönüşümü kullanılarak iki ortogonal çerçeveye (I_α, I_β) dönüştürülür. Ortaya çıkan (I_α, I_β) üç faz niceliğine ((I_a, I_b, I_c) dönüştürülür. Üç fazlı referans akımlar, histerezis PWM kullanılarak üç fazlı motor akımlarıyla karşılaştırılır.

Karşılaştırma, üç fazlı VSI'yi kontrol etmek için bir anahtarlama sinyali üretir. İndüksiyon motoru herhangi bir referans hızda sürmek için VSI tarafından üç fazlı voltajlar (V_a, V_b, V_c) üretilir. Tahrik sistemine genel bir bakış özetle aşağıda sunulmuştur.

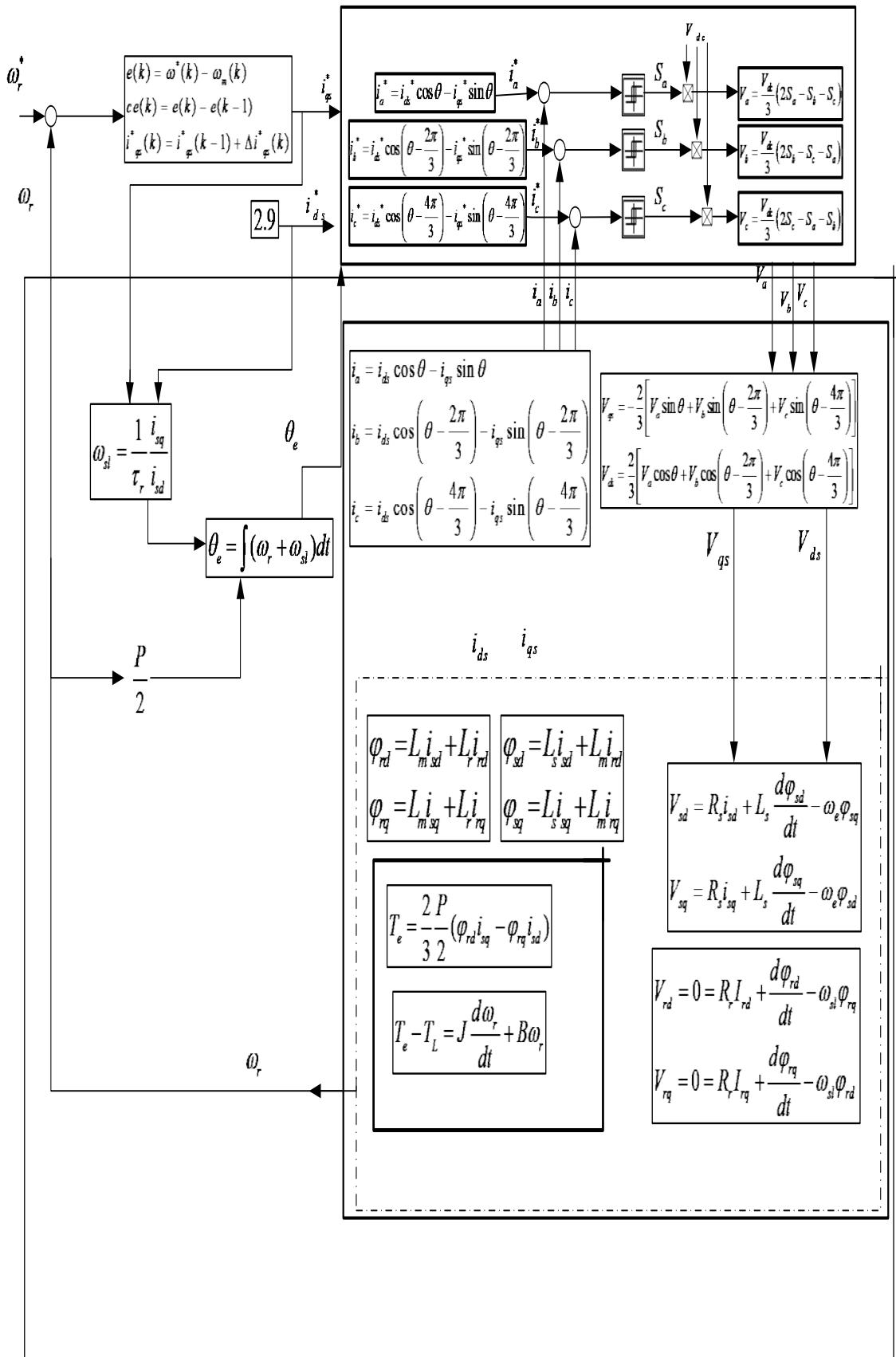
- (I) Hız Denetleyicisi: Hız, motorun hızını kontrol eden "Bulanık Mantık Denetleyicisi" (FLC) kullanılarak tasarlanmıştır.
- (II) Üç Fazlı İnverter: Üç fazlı invertör, motora üç fazlı voltaj beslemesi üretir. Evinicinin girişi, DC gerilimi ve altı anahtarlama sinyalinden oluşur. Bu sinyaller Histerezis Akım Kontrolörü (HCC) kullanılarak üretilir. Üç fazlı referans akımları (i_a^*, i_b^*, i_c^*) ile üç fazlı motor akımlarını (i_a, i_b, i_c). karşılaştırılan HCC çok basit ve uygulaması kolaydır.

- (III) IM Modeli: Matematiksel model, senkronize referans çerçevesinde ifade edilen d-q çerçevesine dayalı olarak tasarlanmıştır. Tüm parametreler, yüksüz test altında motor özelliklerine göre belirlenir.
- (IV) Geliştirilmiş Elektromanyetik Tork: Elektromanyetik tork çıkışlı, makinenin hızını belirlemek için hesaplanır. Bu tork, makine matris denkleminden elde edilir.
- (V) Faz dönüşümü: Clarke ve Park dönüşümü, üç fazlı referans çerçevesinden (A, B, C) iki fazlı ortogonal durağan referans çerçevesine (α, β) dönüştürmek için kullanılır. Daha sonra (α, β)'yı d-q referans çerçevesine dönüştürür. Öte yandan, ters Clarke ve Park dönüşümü, d-q referans çerçevesini ters olarak (α, β) referans çerçevesine dönüştürür. Ardından, (α, β) üç fazlı referans çerçevesine (A, B, C) dönüştürülür.
- (VI) Theta hesaplaması (θ): rotor hızı (ω_r), tork referans akımı (i_q^*) ve akı referans akımı (i_d^*), faz dönüşümü için gereken açıyı hesaplamak için kullanılır.
- (VII) Kayma hesaplayıcı: Bir IM indüksiyon motorunun kayma hızı, dönen manyetik alanın senkron hızı ile rotorun gerçek hızı arasındaki küçük bir farktır ve genellikle RPM cinsinden ölçülür. Aradaki farkın yüz ile çarpılıp senkron hız'a bölünmesine kayma yüzdesi denir. Şekil 3.17, asenkron motor sürücülerü için HCC inverter tarafından beslenen FOC'nin d-q matematiksel modelini sunar.

3.11. Dolaylı Alan Yönelimli Kontrol (FOC)

Değişken olarak kabul edilen iki bileşeni, yani armatür ve alan akımları tarafından bağımsız olarak kontrol edildiği, ayrı uyarılmış dc motor sürücüsü kavramını kullanarak indüksiyon motorunu kontrol etmeyi amaçlar. FOC, üç fazlı zamanla değişimyen ve hız'a bağlı sistemin DC motor prensibine benzer şekilde iki koordinatlı, d-q zamanla değişimyen sisteme dönüştürüldüğü projeksiyonlara dayanmaktadır. Alan yönelimli kontrol yapısı, anlık elektriksel büyüklüklerle ilgilenir. Bu kontrol yapısı, kararlı durum veya geçici durum fark etmez, tüm çalışma işlemlerinde kesindir. FOC, referans olarak q ekseninde temsil edilen tork bileşeni ve d ekseninde temsil edilen akı bileşeni olmak üzere iki kontrol girişinden oluşur. Bunlar; dönen senkron referans çerçevesinde IM modelini temsil ederek, i_{qs} ile temsil edilen tork bileşeni ve i_{ds} ile temsil edilen akı bileşenidir.

Dolayısıyla voltaj denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilir. Alan yönelimli kontrol yöntemi kavramını anlamak için, armatür ve alan sargıları ayrı olarak uyarılmış bir doğru akım (DC) motoru düşünün. FOC, tork ve akının bağımsız.



Şekil 3.17. Vektör kontrollü IM sürücüsünde hız kontrolü konfigürasyonu.

$$\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} \quad (3.17)$$

$$\frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} \quad (3.18)$$

Burada; $\varphi_{rq} = 0$ ve $\varphi_{rd} = \varphi_r$ rotor akısı d eksenine kilitlendiğinde, dolayısıyla yeni ifadeyi aşağıdaki gibi verir.

$$\varphi_r = \frac{L_m}{\tau_r s + 1} I_{sd} \quad (3.19)$$

$$(\omega_s - \omega_r) = \omega_{sl} = \frac{L_m I_{sq}}{\tau_r \varphi_r} \quad (3.20)$$

Burada; $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ ile rotor zaman sabitidir. Denkleme göre rotor akısının değeri φ_r stator akısı doğrudan eksen akımı I_d tarafından sürürlür. Motorun elektriksel torku, aşağıdaki denklemde ifade edildiği gibi, rotor akısı ve akımı I_q arasındaki arayüz ile gösterilebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \Psi_{rd} I_{sq} \quad (3.21)$$

3.12. Faz Dönüşüm Teknikleri (Park ve Clark Dönüşümü)

Park ve Clark dönüşümü, FOC'de üç fazlı nicelikleri iki fazlı niceliklere dönüştürmek için kullanılır ve bunun tersi de geçerlidir. Clarke dönüşümü kullanılarak, iki ortogonal stator eksenin I_α ve I_β akımı; I_a , I_b ve I_c üç fazlı akımlardan elde edilebilir. Park dönüşümü, bu iki akımı (I_α , I_β) (d, q) çerçevesinde I_d ve I_q akım bileşenlerine dönüştürmek için kullanılabilir (Janaszek, 2016).

Clarke dönüşüm denklemleri, üç fazlı niceliklerden iki fazlı niceliğin elde edildiği aşağıdaki matris biçiminde ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Clarke Dönüşümü, iki fazlı niceliği, aşağıdaki denklemlerde ifade edildiği gibi ters Clarke dönüşümü olarak adlandırılan üç fazlı niceliğe dönüştürmek için tersine çevrilebilir.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Durağan α - β çerçevesinden, açısal uyarma hızında dönen d-q çerçevesine dönüşüm, Park Dönüşümü olarak anılan denklem (3.24) ile ifade edilir.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

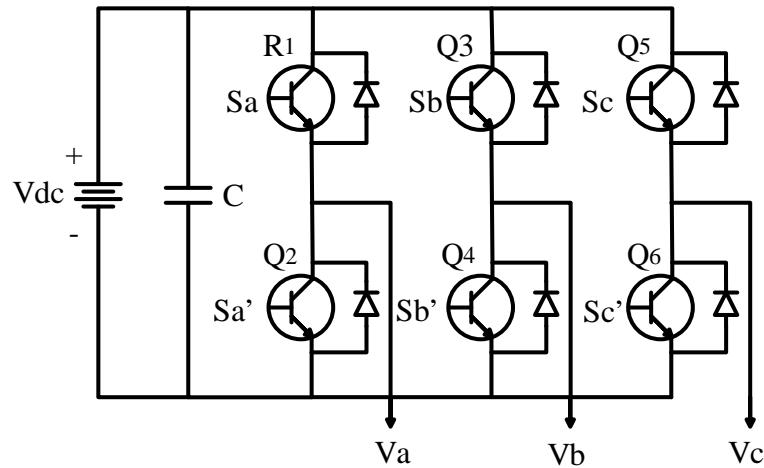
Ters Park dönüşümü, dönen d-q çerçevesini durağan α - β çerçevesine dönüştürmek için kullanılır (3.25'teki gibi ifade edilebilir):

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

3.13. Histerezis Akım Kontrollü (HCC) Gerilim Kaynağı İ invertörü

Evirici devreler, bir DC volajı beslemesini istenen büyülüklük ve frekansta simetrik bir AC çıkış volajına dönüştürür. Giriş DC gerilimi değiştirilerek değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. DC giriş gerilimi sabitse, çıkışın değişimini normalde inverter içindeki darbe genişlik modülasyonu (PWM) kontrolü ile sağlanır. Üç fazlı inverter, bir DC gerilim kaynağına bağlı altı güç anahtarından oluşur. Bu anahtarlar, histerezis denetleyicisinden üretilen sinyal ile kontrol edilir. Voltaj Kaynağı İ invertörü (VSI), bir DC kaynağını AC motora beslenen değişken frekans ve büyülüklükteki bir AC volajına dönüştüren cihazdır. Akım akışı, motorun statoru aracılığıyla düzenlenir. Histerezis Akım kontrolörleri, invertörün anahtar durumlarını kontrol eden darbeleri üretmek için kullanılır. Çıkış volajı, sabit veya değişken bir frekansta sabit veya değişken olabilir. Giriş DC gerilimi değiştirilerek ve eviricinin kazancı sabit tutularak değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Şekil 3.18, altı güç anahtarı, altı diyon ve bir DC bağlantı kondansatöründen oluşan üç fazlı VSI'yi göstermektedir. V_a , V_b ve V_c çıkış volajları bir

motorun stator sargılarına uygulanır. Çıkış, altı IGBT tarafından üretilmektedir. Altı güç transistörü Q_1, Q_2, Q_3, RQ_4, Q_5 ve Q_6 olarak etiketlenmiştir. Güç transistörlerinin tetiklenmesi için altı sinyal kullanılır. Temel işlem, anahtarlama fonksiyonları kavramını uygulayan üç fazlı VSI devresinde DC bara gerilimi için sabit bir değer varsayılarak anlaşılabilir. Her invertör faz ayağı bağımsız olarak çalıştırılır. Üç invertör ayağının anahtarlama fonksiyonları S_a, S_b ve S_c olarak gösterilir.



Şekil 3.18. Üç fazlı Gerilim Kaynağı İnvörterü.

Her anahtarlama fonksiyonu, üst anahtar "AÇIK" ise "1" değerini ve alt anahtar "AÇIK" ise "0" değerini alır. Bacak voltajları, V_a , V_b ve V_c böylece her bir bacağın orta noktasına atıfta bulunur. Anahtarlama değişkenleri Tablo 3.1.'de gösterildiği gibi tanımlanır.

Tablo 3.1. VSI'nin Anahtarlama İşlevleri.

Switch Function	Status	On	Off	Switch Function	Status	On	Off
Sa	1	Q1	Q2	Sa'	0	Q1	Q2
	0	Q2	Q1		1	Q2	Q1
Sb	1	Q3	Q4	Sb'	0	Q3	Q4
	0	Q4	Q3		1	Q4	Q3
Sc	1	Q5	Q6	Sc'	0	Q5	Q6
	0	Q6	Q5		1	Q6	Q5

Hat gerilimleri aşağıdaki gibi faz gerilimlerinden elde edilebilir.

$$V_{ab} = V_{dc} (S_a - S_b) \quad (3.26)$$

$$V_{bc} = V_{dc} (S_b - S_c) \quad (3.27)$$

$$V_{ca} = V_{dc} (S_c - S_a) \quad (3.28)$$

Burada V_{ab} , V_{bc} ve V_{ca} hat gerilimleridir. V_{dc} besleme voltajıdır. Yukarıdaki denklemden, faz voltajı, sistemin faz akımının toplamı şeklinde dengelendiği ve voltajın sıfırda eşit olduğu varsayılarak elde edilebilir. Faz gerilimleri hat gerilimleri cinsinden aşağıdaki gibidir.

$$V_{an} = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \quad (3.29)$$

$$V_{bn} = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \quad (3.30)$$

$$V_{cn} = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \quad (3.31)$$

Denklem 3.29, 3.30 ve 3.31, denklem 3.26, 3.27 ve 3.28 ile değiştirilerek, yükün faz-nötr gerilimleri aşağıdaki gibi verilir.

$$V_{an} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \quad (3.32)$$

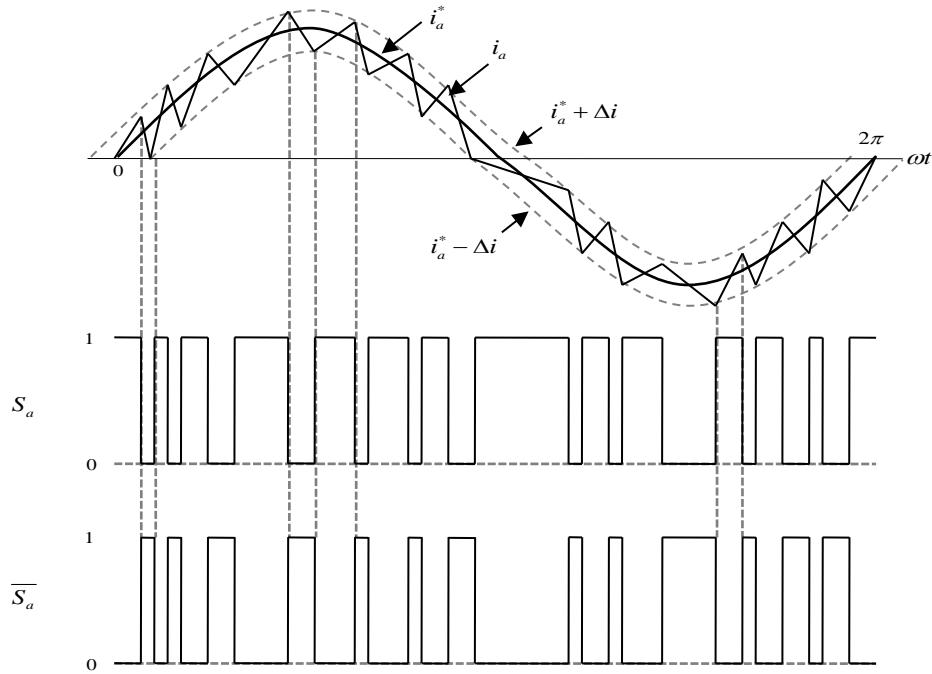
$$V_{bn} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_b - S_c - S_a) \quad (3.33)$$

$$V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_c - S_a - S_b) \quad (3.34)$$

Histerezis Akım Denetleyici ile, gerçek akımların (i_a, i_b, i_c) referans akımları (i_a^*, i_b^*, i_c^*) bir Histerezis Bant Genişliği (HB) içinde sürekli olarak izlediği bir anlık akım kontrolü sağlanmaktadır.

Stator sargı akımları, referans değerlerine göre değişen frekans ve büyülüklükte bir sinüs dalgası formunda düzenlenir. Faz akımları sabit durumda yaklaşık olarak sinüzoidal olduğundan, daha küçük olan HB, sinüzoidal dalgaya daha çok benzeyen faz akımını üretir. Ayrıca, daha küçük HB, yüksek anahtarlama frekansı üretir ve dalgalanmayı azaltır. Bununla birlikte, yüksek anahtarlama frekansı, evirici kayıplarının arttığı anlamına gelir ve güç yarı iletken aygıtının pratik sınırlamasıyla ilgilidir. Bu nedenle, evirici anahtarlama frekansının aşılmamasını sağlamak için bir deneme yanılma yöntemi benimsenebilir. Ayrıca, isteğe göre harmonik dalgalanma ve anahtarlama kaybı arasında denge sağlamak için optimum bir bant belirlenmelidir. Motora akan faz akımlarının gerçek değerleri, ideal Hall etkili akım sensörleri kullanılarak ölçülür.

Şekil 3.19'daki gibi VSI'nin ilk ayağını göz önünde bulundurursak, histerezis akım kontrol şeması, referans akımı i_a^* ve diğer iki akım eğrisini, $i_a^* + \Delta i$ ve $i_a^* - \Delta i$ gösteren Şekil 3.19'deki gibi açıklanır. Burada; Δi 'nin miktarı HB ile tanımlanır.



Şekil 3.19. VSI'nin ilk ayağı için histerezis akım kontrolü.

Simülasyon testlerinde kullanılan HB aralığı, donanım testleri için uygun olmamaktadır. HB değeri çok küçük seçilirse yüksek dalgalanmalar üretilmektedir. Ayrıca HB değeri çok büyükte olamaz, dolayısıyla bu çalışma için seçilen HB değeri 0,2A seçilmiştir. Histerezis denetleyicisi, gerçek akım i_a 'nın HB içinde kalmasına izin verir. Eviricinin ilk ayağı için anahtarlama mantığı Tablo 3.2'de verilmiştir.

Tablo 3.2. Birinci ayak invertörü için histerezis akım kontrolörü.

Eğer i_a	Q_1	Q_2	S_a 'nın değeri	i_a 'nın değeri
$i_a > (i_a^* + \Delta i)$	KAPALI	AÇIK	0	AZALMAK
$i_a < (i_a^* - \Delta i)$	AÇIK	KAPALI	1	ARTTIRMAK

Gerçek akım i_a üst HB'yi aşarsa, üst anahtar (Q_1) KAPALI konuma getirilir ve alt anahtar (Q_2) AÇIK konuma getirilir, bu da i_a 'yı düşürme eğilimindedir. Daha sonra i_a , alt HB limitini geçene kadar azalmaya başlar, alt anahtar (Q_2) KAPALI konuma getirilir

ve üst anahtar (Q_1) AÇIK konuma getirilir, bu da i_a 'yı artırma eğilimindedir (Şekil 3.19). i_b ve i_c benzer şekilde sırasıyla S_b ve S_c anahtarlama sinyalleri ile kontrol edilir.

4. KONTROL SİSTEMİ TASARIMI VE MODELLEMESİ

4.1. Hız Kontrol Sistemi Tasarımı

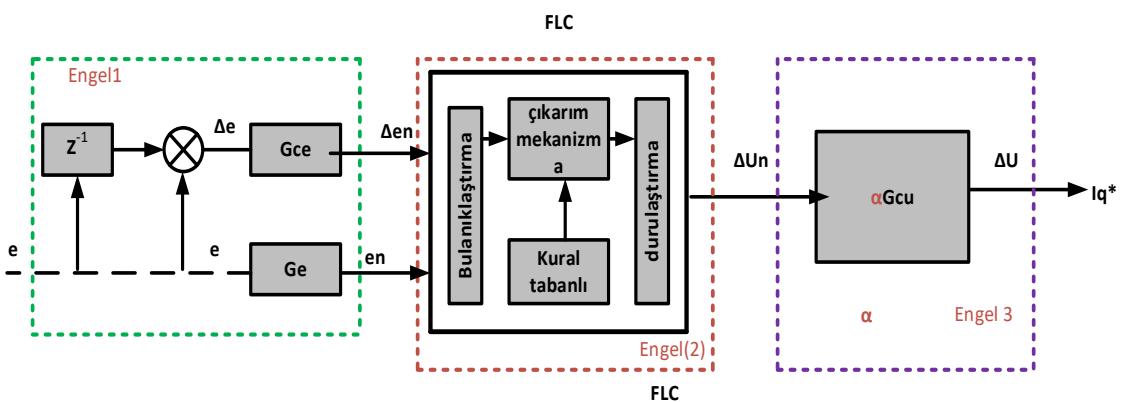
Bu araştırmanın temel amacı, genel olarak AC motor ve özel olarak IM sürücü performansını iyileştirebilen yeni bir basitleştirilmiş kural tabanlı bulanık mantık hız denetleyicisi (SR-FLSC) geliştirmektir. IM sürücü donanım uygulamasını pratik olarak gerçekleştirmek için, Bulanık denetleyicinin kural sayısını azaltmak amacıyla basitleştirilmiş bulanık kurallar yaklaşımı sunulmuştur. Bunun nedeni, araştırmanın amaçlarından birinin, daha az karmaşık ve daha az hesaplama yükü ile vektör kontrollü bir IM sürücüsü geliştirmek olmasıdır. Bu bölüm, dinamik adım yanıtına ve IM sürücü sistemlerinin ikinci dereceden temsilinin faz düzlemi yörüngesine dayalı IM sürücülerini için FLC kural tabanını tasarlamaya ve basitleştirmeye yönelik önerilen metodolojik yaklaşımı tanıtmaktadır. Önerilen yöntem, kontrollü sistemin genel dinamik adım yanıtına dayalı olarak FLC kural tabanının tasarlanması için rehberlik etmektedir. Önerilen yöntem prosedürleri uygulanarak 9, 25, 49 kural boyutunda tasarlanmış FLC, sadeleştirilerek 5, 7, 9 kural boyutuna indirgenmiştir. Çalışmada geleneksel olarak tasarlanan standart 49, 25, 9 kurallı FLC ile, basitleştirilmiş 9, 7, 5 kurallı FLC karşılaştırılmıştır.

Bulanık kuralların sayısının sistemin hesaplama yükü ile yakından ilişkili olduğu kanıtlanmıştır. Karşılaştırma ve doğrulama amacıyla, önerilen bulanık mantık hız denetleyicisinin mevcut hız denetleyicileri üzerindeki etkinliğini göstermek için, sabit parametrelerle standart bulanık mantık hız denetleyicisi (FLSC) ve uyarlamalı kendi kendini ayarlayan bulanık mantık hız denetleyicisi (ST- FLSC) tasarlanmıştır.

Bu bölümde sabit parametrelî FLC ve uyarlanabilir ST- FLSC hız kontrolörleri ele alınmış, sistematik tasarım prosedürleri sunulmuştur. Ayrıca ANFIS hız kontrolcüsü, standart sabit parametrelî FLC'den elde edilen verilerin standart ve basitleştirilmiş bulanık kurallara göre eğitilmesi temel alınarak tasarlanmıştır. Sürücü performansını iyileştirmek ve önerilen basitleştirilmiş (Simplified Rule FLC, SR-FLSC)'nin etkinliğini göstermek için, ANFIS tabanlı bir hız denetleyici tasarlanmış ve endüksiyon motorun dolaylı alan yönelikli sensörsüz hız kontrolünde kullanılmıştır.

4.2. Standart Sabit Parametreli FLC Tasarımı

FLC, motor sürücülerinde motor hızını kontrol etmek için kullanılabilen akıllı bir kontrolördür. Denetleyici formunda tasarlanabilecek iki farklı bulanık mantık yaklaşımı mevcuttur. Bunlar; Mamdani tipi bulanık denetleyici ve Takagi Sugeno tipi bulanık denetleyicidir (Masiala, 2008). Mamdani tipi bulanık denetleyici, başta kapalı çevrim sistemler olmak üzere birçok endüstriyel süreçte en yaygın kullanılan yöntemdir (Zhao ve Bose, 2002). Mamdani tipi bulanık sistem, gerçek kesin giriş ve çıkış değeri sunar. Sabit parametreli Mamdani tipi FLC blok diyagramı Şekil 4.1.'de gösterilmektedir.



Şekil 4.1. Sabit parametreli FLC'nin blok diyagramı.

FLC blok şeması üç bölüme ayrılmıştır; ön işleme, FLC arayüz motoru ve son işleme. Ön işlemede, bulanık denetleyici giriş değişkenleri hız hatası "e" ve hız hata değişimi "Δe", sırasıyla Ge ve Gce katsayıları ile ölçeklendirilmektedir. Buna ölçeklendirilmiş değerler denklem 4.1 ve 4.2'de aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$e(k) = G_e(\omega_r^*(k)) - \omega_r(k) \quad (4.1)$$

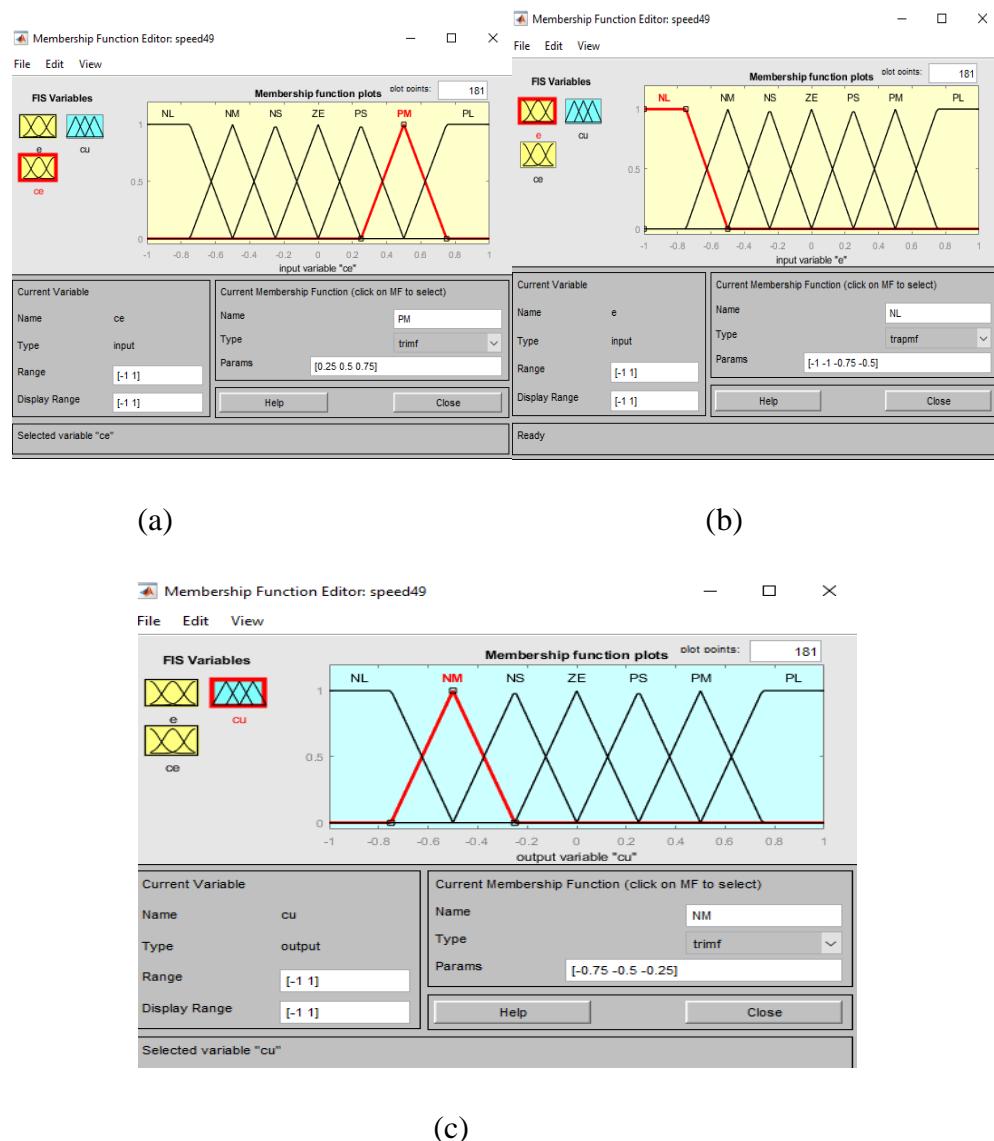
$$\Delta e(n) = G_{ce} \frac{(e(k) - e(k-1))}{T_{samp}} \quad (4.2)$$

Burada ω_r^* ve ω_r , sırasıyla referans hızı ve gerçek hızı temsil ederken, k ve $k-1$, hız hatası değişikliğini elde etmek için şu anki ve bir önceki geçmiş sistem durumunu temsil eder.

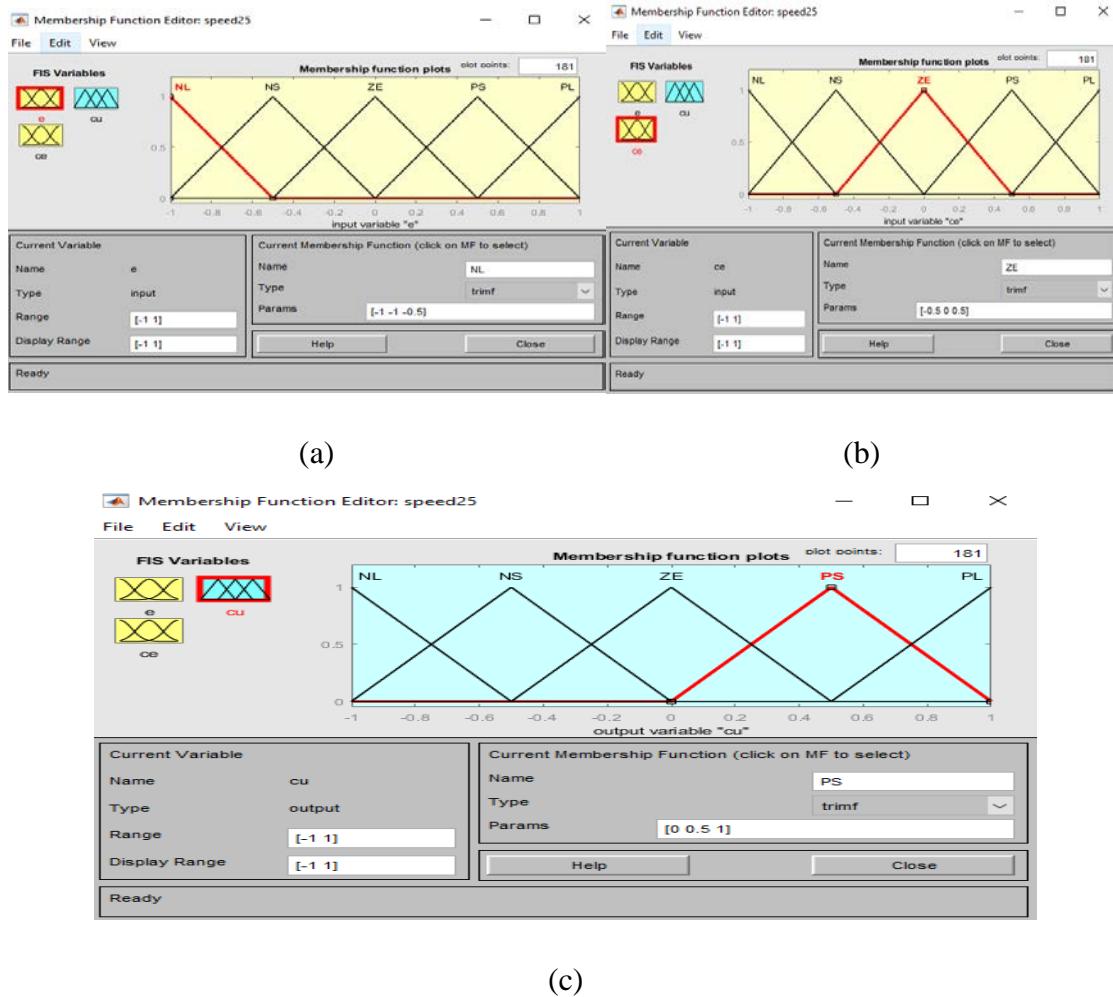
T_{samp} örneklemme zamanıdır. Bulanık giriş değişkenleri, bulanık küme bölgesinde sunulan MF'ler ile dilsel değerlere bulanıklaştırılır.

4.2.1. Üyelik Fonksiyonları (MF'ler)

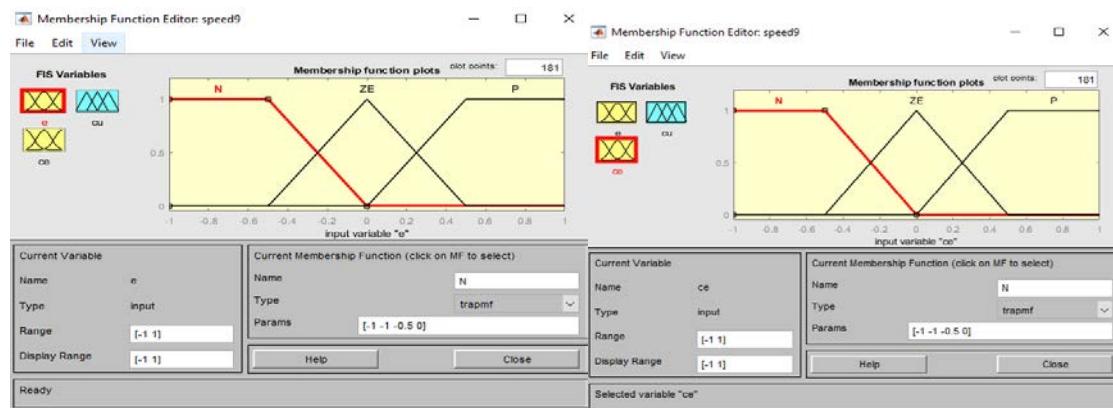
FLC'yi tasarlamak için farklı tipte MF'ler kullanılabilir. Bununla birlikte, en yaygın kullanılan MF tipi, üçgen ve yamuk şekilleridir. Bunlar, diğer MF türlerine kıyasla daha az hesaplama yükü üretirler (Zhao ve Bose, 2002; Chameau ve Santamarina, 1987). Çalışmada MF'ler için notasyon, Negatif için N, Sıfır için Z ve Pozitif için P olarak temsil edilmiştir. Bu araştırmada üçgen ve yamuk MF'ler kullanılmıştır. Burada ölçeklendirme faktörleriyle normalize edildikten sonra hız hata aralığı olan (-1 ile 1) aralığına sahip 3x3 MF'ler, 5x5 MF'ler ve 7x7 MF'lere bir örnek verilmiştir. MF'ler, Şekil 4.2, 4.3. ve 4.4.'te gösterildiği gibi Matlab yazılımındaki bulanık araç kutusu kullanılarak tasarlanabilir. Bununla birlikte, Şekil 4.5, 3x3 ANFIS MF'lerin tasarımını göstermektedir.



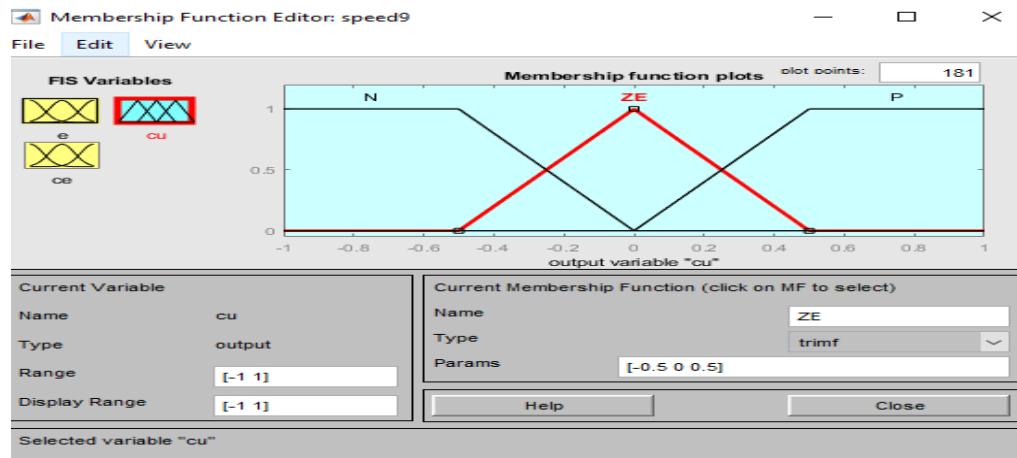
Şekil 4.2. MATLAB/SIMULINK'te 7x7 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.



Şekil 4.3. MATLAB/SIMULINK'te 5x5 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.

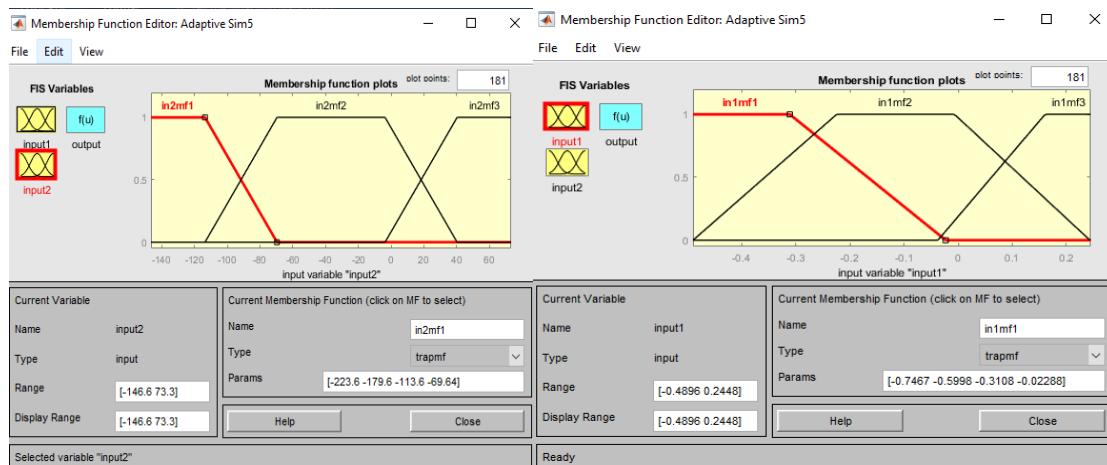


(a) (b)



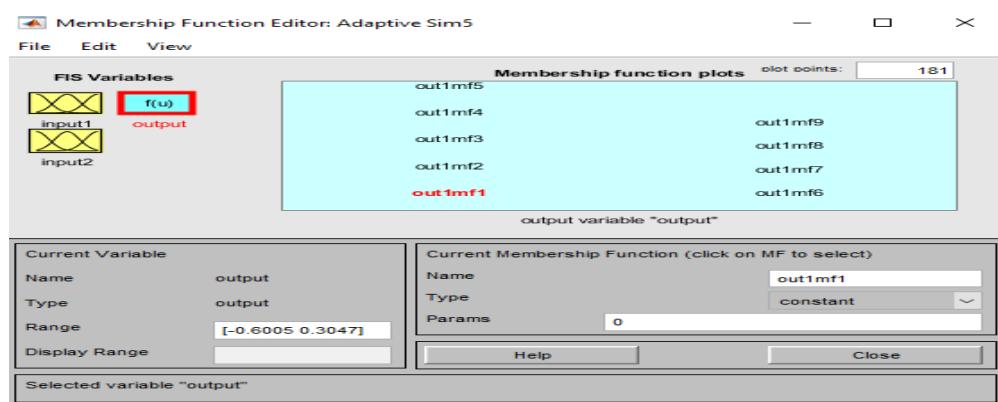
(c)

Şekil 4.4. MATLAB/SIMULINK'te 3x3 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.



(a)

(b)

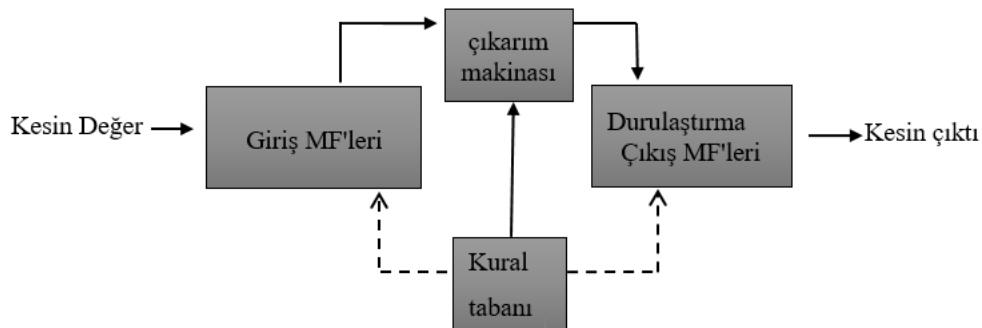


(c)

Şekil 4.5. MATLAB/SIMULINK'te 3x3 ANFIS MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.

4.2.2. Önerilen FLC Kural Tasarımı

FLC mimarisi, Şekil 4.6.'da gösterildiği gibi bulanıklaştırma, kural tabanı, arayüz motoru ve durulaştırma işlemlerini içerir.



Şekil 4.6. FLC mimarisi.

FLC sisteminin süreçlerini göstermek için, FLC'nin geri beslemeli hız denetleyicisi olduğu varsayılmıştır.Çoğu geri besleme kontrol sistemi, gerçek sistem çıktıları ile istenen referans çıktı arasındaki karşılaştırmanın ürettiği hata E ile ilgilenir.Çoğu FLC sistemi için giriş değişkenleri, hata e ve hız hata değişimi ΔE ' dir (Piasekki, 2014). FLC için çıkış değişkeni, bulanık artış u 'dur. Her bir bulanık değişken, bir dizi bulanık bölgeye ayrılmalıdır. Bu kümeler etiket adı verilen niteliksel değerlerle tanımlanır (Betin ve ark., 2000). En yaygın kullanılan etiketler şunlardır; Pozitif Büyük (PB), Pozitif Orta (PM), Pozitif Küçük (PS), Sıfır (ZE), Negatif Küçük (NS), Negatif Orta (NM) ve Negatif Büyük (NB). Her etiketin derecesi bir bulanık küme ile tanımlanır. Derece ile değişkeni ilişkilendiren fonksiyon, Üyelik Fonksiyonu (MF) olarak adlandırılır. Bir dilsel değişkenin bulanıklık derecesi, esasen o değişken için MF'lerin etiketinin belirsizliğine dayanır.

Giriş değişkeni hatası (E) aşağıdaki etiket setine sahiptir:

$$L(E) = (NB, NS, ZE, PS, PB) \quad (4.3)$$

Bu etiketlerin her biri aşağıdaki gibi evren söylemiyle sınırlıdır.

$$U_E = [-2A, 2A] \quad (4.5)$$

Her etiketin derecesi UoD söylem evrenindeki bulanık bir kümeyle aşağıdaki gibi temsil edilir.

$$F_i(E) = \int \mu_i(E)/E \quad (i = NB, NS, ZE, PS, PB) \quad (4.6)$$

Dolayısıyla, MF'ler aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$F_i(E) = F^l_i(E) + F^r_i(E)$$

$$i = NS, ZE, PS$$

$$F_i(E) = F^l_i(E), \quad i = NB \quad (4.7)$$

$$F_i(E) = F^r_i(E), \quad i = PB$$

$F^l_i(E)$ ve $F^r_i(E)$, sırasıyla her etiket için MF'nin sol ve sağ tarafını temsil eder.

Dilsel değişkenleri MF etiketiyle temsil etme işlemine bulanıklaştırma işlemi denir. Bu, dilsel girdilerin UoD 'deki MF'lerin etiketi tarafından tanımlanan bulanık değişkenlere bulanıklaştırılmasını içeren ilk FLC işlemidir. FLC'nin ikinci süreci, bulanık girdi ve çıktı değişkenleri arasındaki ilişkiyi açıklamak için kurallar oluşturmayı içeren kural tabanıdır.

Bulanık kurallar popüler (IF-THEN) şeklinde ifade edilebilir. FLC ile donatılmış jenerik kapalı çevrim sistemleri göz önünde bulundurarak, iki girdi ($E, \Delta E$) ve bir çıktıının (ΔU) bulanık kuralları şu şekilde ifade edilebilir:

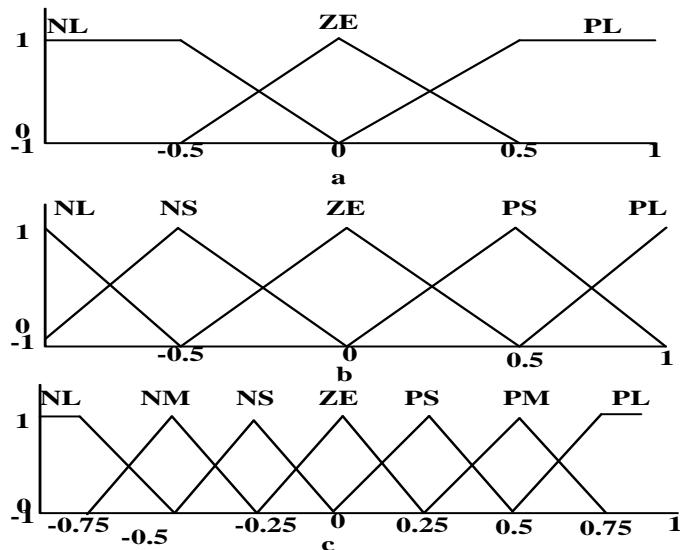
IF { E Büyük ve ΔE Küçük} THEN ΔU Orta'dır.

İki girişli ve bir çıkışlı FLC'deki olası bulanık kural sayısı, her giriş değişkeni için UoD 'de tanımlanan bulanık kümelerin (MF'ler) sayısına bağlıdır. (A) ve (B) MF'lere sahip bir FLC giriş değişkeni, aşağıda denklemde ifade edildiği gibi olası (N) bulanık kurallar üretebilir.

$$\text{Kural Sayısı (N)} = E \text{ MFs (A)} \times \Delta E \text{ MFs (B)} \quad (4.8)$$

Ek olarak, MF'lerin FLC çıktı değişkenleri, herhangi bir girdi değişkeninin en yüksek MF'lerine eşit olmalıdır (Angalaeswari ve ark., 2017). Örneğin, $UoD \pm 1$ 'de tanımlanan 5 bulanık kümeye sahip giriş hatası (E) ve $UoD \pm 1$ 'de tanımlanmış 3 bulanık küme sahip hatanın değişimi (ΔE) girişlerine sahip FLC, çıkışı (ΔU) 15 bulanık kural (5×3) ile tanımlar, çıkış içinse $UoD \pm 1$ 'de tanımlanan 5 bulanık küme (MF) tanımlanır

(Farah ve ark., 2018). Şekil 4.7, olası 15 bulanık kuralın üretilebildiği $UoD \pm 1$ 'de tanımlanan girdi ve çıktı MF'lerini göstermektedir (ASGHARPOUR ve ark., 2016). Bu teknigue dayalı bulanık kuralların oluşturulması, standart FLC tasarımı olarak kabul edilir. Ancak, farklı FLC tasarım teknikleri de mevcuttur ve elde edilen bulanık kural sayısı bu sonuçlarla uyuşmayabilir (Sambariya ve Prasad, 2017). (3×5) 'lik bir girdi değişkeni ÇF'leri toplam 15 kuraldan yalnızca 9'unu (Sambariya ve Prasad, 2017) ve (5×5) girdi ÇF'leri toplam 25 kuralın 11'ini verebilir (Yamakawa, 2015).



Şekil 4.7. Girişler ve çıkışlar MF'ler, Hata (E), hata değişikliği (ΔE) ve çıkış kontrolü (ΔU).

FLC kuralları, sırasıyla Ebrahim H. Mamdani (Mamdani, 1977) ve Takagi & Sugeno (Chen ve ark., 2014) tarafından önerilen "Sezgisel ve Deterministik Yöntemler" gibi farklı yaklaşımlar kullanılarak oluşturulabilir. "Sezgisel Yöntem" ile mühendislik bilgisine ve davranışsal modellemeye dayalı olarak bulanık kurallar oluşturulur. "Deterministik Yöntem" ile kurallar, sürecin bulanık bir modeline veya kendine öğrenme yeteneğine dayalı olarak oluşturulur (Lee, 1990). Bu bölümde Mamdani FLC'ye dayalı sezgisel yöntem ve ANFIS'in deterministik yöntemi ele alınacaktır. Genel olarak FLC, sistemin dinamik modeline bağlı değildir. Bununla birlikte, FLC kural tabanlı tasarım, esasen mühendislik bilgisine ve kontrollü sistemin deneyimli çalışmasına bağlıdır (Sambariya ve Prasad, 2017).

IM sürücü sistemleri gibi uygulamalar için bir kural tabanı oluşturmak üzere farklı çalışmalar literatürde verilmektedir. Ancak hiçbir ayrıntılı çalışma, FLC kural tabanını tasarlamak için metodolojik bir yaklaşım önermemiştir.

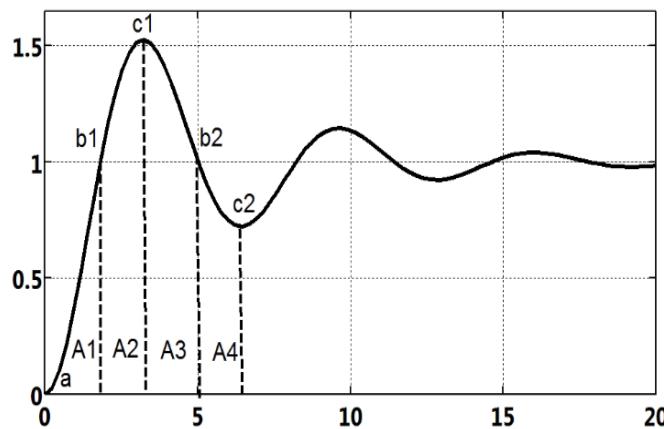
Bu araştırma, kontrollü sistemin genel basamak yanıtına dayalı FLC kural tabanını tasarlamak için sistemik bir yöntem önermektedir. Önerilen yöntem öncelikle, IM sürücüsünün genel adım yanıtını kullanılarak FLC hız kontrol sisteminin kural tabanının oluşturulabildiği IM sürücüler için geçerlidir (Farah ve ark., 2019). IM sürücü sistemi, IM adım yanıtının varsayılan özelliklerine dayanan ikinci dereceden bir transfer fonksiyonu ile temsil edilebilir (Masiala ve ark., 2008). Dolayısıyla, bu ikinci dereceden transfer fonksiyonunun adım yanımı, FLC hız kontrolünün kural tabanını tasarlamak için kullanılabilir (Sugimoto ve Ohno, 1983). Bu yöntem, IM sürücü sistemlerine ve ayrıca aşağıda denklem (4.9) gibi ikinci dereceden bir aktarım işleviyle temsil edilebilen herhangi bir sistem veya işleme uygulanabilir:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.9)$$

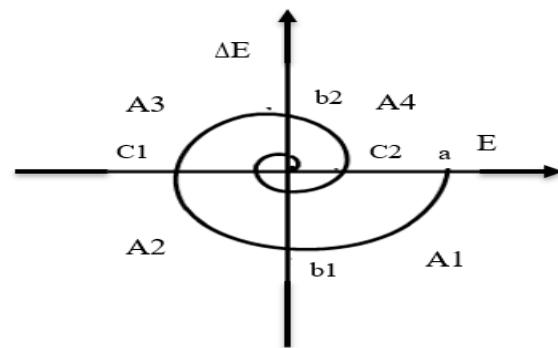
Burada ω_n doğal frekans ve ζ sönümleme oranıdır. İkinci dereceden bir transfer fonksiyonu sisteminin genel adım yanımı Şekil 4.8.(a)'da gösterilmektedir. Yanıt dört alana (A1-A4), iki geçiş noktasına (b1, b2) ve iki tepe-vadi noktasına (c1, c2) ayrılabilir. Yanımı hataya (E) ve hatanın değişimine (ΔE) göre haritalamak, aşama planı şemasını oluşturur.

Genel olarak, ikinci dereceden transfer fonksiyonu için standart denklem için Şekil 4.8 (b)'de gösterilen faz-düzlem yörüngे eşlemesi oluşturulabilir. Faz düzlem yörüngesi için müdahale alanı Tablo 4.1'e göre haritalanmıştır.

Şekil 4.8(b)'deki faz düzlemi yörüngे haritasından da görülebileceği gibi, sistem tepkisi, sistemin denge noktası olan faz düzleminin orijinine doğru hareket eder (Li ve Gatland, 1996). Bu noktada sistem kararlıdır ve hata (E) ile hatanın değişimi (ΔE) sıfırdır (Wang ve Liu, 2010).



(a)



(b)

Şekil 4.8. (a) İkinci dereceden sistemin adım yanıtı, (b) Faz düzlemini yörünge eşlemesi.

Tablo 4.1. Yanıt alanı eşlemesi.

Koşul	Alan
$E > 0$ ve $\Delta E < 0$	A1
$E < 0$ ve $\Delta E < 0$	A2
$E < 0$ ve $\Delta E > 0$	A3
$E > 0$ ve $\Delta E > 0$	A4
$E > 0 \rightarrow E < 0$ ve $\Delta E < 0$	b1
$E < 0 \rightarrow E > 0$ ve $\Delta E > 0$	b2
$E < 0$ ve $\Delta E = 0$	C1
$E > 0$ ve $\Delta E = 0$	C2

Kural tabanı tablosu, Tablo 4.2'de gösterildiği gibi tüm olası adım yanıtlarını içeren faz düzleminin alan ve noktalarından oluşturulabilir.

Tablo 4.2. Kural tabanı oluşturma çerçevesi.

E ΔE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PL			b2				
PM	A3				A4		
PS				ZE	C2		
ZE	C1				A1		
NS	A2			b1			
NM							
NL							

Kural tabanı aşağıdaki kriterlere göre belirlenebilir (Li ve Gatland, 1995);

- i. Denge noktasındaki kontrol kuralları, referans akım çıkışını (Iq^*) sabit tutmalıdır. Buna göre, E ve ΔE sıfırdır, dolayısıyla ΔU sıfırdır. Bu (IF-THEN) şeklinde şu şekilde ifade edilebilir.

$$Kural_1 \text{ IF}\{E \text{ is ZE} \text{ AND } \Delta E \text{ is ZE}\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is ZE}$$

- ii. E hatası negatif olduğunda ve ΔE tam tersi pozitif ise ΔU sıfır olmalıdır, bu koşul aşağıdaki kurallarla karşılanır.

1. (3x3), (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

$$Kural_2 \text{ IF}\{E \text{ is NL} \text{ ve } \Delta E \text{ is PL}\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is ZE}$$

$$Kural_3 \text{ IF}\{E \text{ is PL} \text{ ve } \Delta E \text{ is NL}\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is ZE}$$

2. Yalnızca (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

$$Rule_4 \text{ IF}\{E \text{ is NS} \text{ ve } \Delta E \text{ is PS}\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is ZE}$$

Rule₅ IF{E is PS ve ΔE is NS} THEN ΔU is ZE

3. Yalnızca (7x7) MF'ler için:

Kural₆ IF{E is NM ve ΔE is PM} THEN ΔU is ZE

Kural₇ IF{E is PM ve ΔE is NM} THEN ΔU is ZE

- iii. Geçiş noktaları alanındaki kontrol kuralları (b1, b2) şu şekilde tanımlanır. Bu kurallar, A2 ve A4 alanlarındaki aşımı azaltacak şekilde seçilmelidir. Hata E bu alanda sıfır olduğundan, çıkış kontrolü ΔU hata ΔE değişimini takip eder. Buna göre;

1. (3x3), (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₈ İF {E is ZE ve ΔE is PL} THEN ΔU is PL

Kural₉ İF {E is ZE ve ΔE is NL} THEN ΔU is NL

2. Yalnızca (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₁₀ İF {E is ZE ve ΔE is PS} THEN ΔU is PS

Kural₁₁ İF {E is ZE ve ΔE is NS} THEN ΔU is NS

3. Yalnızca (7x7) MF'ler için:

Kural₁₂ İF {E is ZE ve ΔE is PM} THEN ΔU is PM

Kural₁₃ İF {E is ZE ve ΔE is NM} THEN ΔU is NM

- iv. Zirve-vadi noktalarının alanı için kontrol kuralları (C1, C2), yanıtı hızlandıracak şekilde seçilmelidir. Bu alanda ΔE sıfır olduğu için çıkış kontrolü ΔU, E girişini takip edecektir.

1. Yalnızca (3x3), (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₁₄ İF {E is PL ve ΔE is ZE} THEN ΔU is PL

Kural₁₅ İF {E is NL ve ΔE is ZE} THEN ΔU is NL

2. Yalnızca (5x5) and (7x7) MF'ler için

Kural₁₆ İF {E is PS ve ΔE is ZE} THEN ΔU is PS

Kural₁₇ İF {E is NS ve ΔE is ZE} THEN ΔU is NS

3. Yalnızca (7x7) MF'ler için:

Kural₁₈ İF {E is PM ve ΔE is ZE} THEN ΔU is PM

Kural₁₉ İF {E is NM ve ΔE is ZE} THEN ΔU is NM

- v. A1 Alanı için kontrol kuralları, bu alanda E pozitif, ΔE ise negatiftir. E'nin değerine bağlı olarak, bu kurallar daha hızlı yükselme süresi elde etmek ve komşu bölgede daha yüksek aşımı önlemek için seçilir. Böylece;

1. Yalnızca (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₂₀ İF {E is PL ve ΔE is NS} THEN ΔU is PS

Kural₂₁ İF {E is PS ve ΔE is NL} THEN ΔU is NS

2. Yalnızca (7x7) MF'ler için:

Kural₂₂ İF {E is PL ve ΔE is NM} THEN ΔU is PS

Kural₂₃ İF {E is PM ve ΔE is NL} THEN ΔU is NS

Kural₂₄ İF {E is PM ve ΔE is NS} THEN ΔU is PS

Kural₂₅ İF {E is PS ve ΔE is NM} THEN ΔU is NS

- vi. Bu alandaki Alan A2, E ve ΔE için kontrol kurallarının her ikisi de negatiftir, dolayısıyla kurallar A2'de yüksek aşımı önlemek ve azaltmak için seçilmelidir. Kurallar aşağıdaki gibidir:

1. Yalnızca (3x3), (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₂₆ İF {E is NL ve ΔE is NL} THEN ΔU is NL

2. Yalnızca (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₂₇ İF {E is NL ve ΔE is NS} THEN ΔU is NL

Kural₂₈ İF {E is NS ve ΔE is NL} THEN ΔU is NL

Kural₂₉ İF {E is NS ve ΔE is NS} THEN ΔU is NS

3. Yalnızca (7x7) MF'ler için:

Kural₃₀ İF {E is NL ve ΔE is NM} THEN ΔU is NL

Kural₃₁ İF {E is NM ve ΔE is NL} THEN ΔU is NL

Kural₃₂ İF {E is NM ve ΔE is NM} THEN ΔU is NL

Kural₃₃ İF {E is NM ve ΔE is NS} THEN ΔU is NL

Kural₃₄ İF {E is NS ve ΔE is NM} THEN ΔU is NL

vii. A3 Alanı için kontrol kuralları, bu alanda E negatifken, ΔE pozitiftir, dolayısıyla bu alana ilişkin kurallar yanıtı hızlandırmalı ve komşu alanda yüksek aşımı önlemelidir:

1. Yalnızca (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₃₅ İF {E is NL ve ΔE is PS} THEN ΔU is NS

Kural₃₆ İF {E is NS ve ΔE is PL} THEN ΔU is PS

2. Yalnızca (7x7) MF'ler için:

Kural₃₇ İF {E is NL ve ΔE is PM} THEN ΔU is NS

Kural₃₈ İF {E is NM ve ΔE is PL} THEN ΔU is PS

Kural₃₉ İF {E is NM ve ΔE is PS} THEN ΔU is NS

Kural₄₀ İF {E is NS ve ΔE is PM} THEN ΔU is PS

viii. A4 Alanı için kontrol kuralları, bu alanda hem E hem de ΔE pozitiftir; bu nedenle, vadide çevresinde yüksek hedefin altında kalmayı önlemek için kurallar seçilmelidir:

1. Yalnızca (3x3), (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₄₁ İF {E is PL ve ΔE is PL} THEN ΔU is PL

2. Yalnızca (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

Kural₄₂ İF{E is PL ve ΔE is PS} THEN ΔU is PL

Kural₄₃ İF {E is PS ve ΔE is PL} THEN ΔU is PL

Kural₄₄ İF {E is PS ve ΔE is PS} THEN ΔU is PS

3. Yalnızca (7x7) MF'ler için:

Kural₄₅ İF {E is PL ve ΔE is PM} THEN ΔU is PL

Kural₄₆ İF {E is PM ve ΔE is PL} THEN ΔU is PL

Kural₄₇ İF {E is PM ve ΔE is PM} THEN ΔU is PL

Kural₄₈ İF {E is PM ve ΔE is PS} THEN ΔU is PL

Kural₄₉ İF {E is NS ve ΔE is PM} THEN ΔU is PL

Bu prosedürleri takip ederek, sırasıyla (3x3), (5x5) veya (7x7) MF'lerden toplam 9, 25 veya 49 kural üretilebilir. (3x3), (5x5) veya (7x7) MF'ler için kural tabanlı tablo, (3x3) MF'lerin kırmızı (NL, ZE, PL) ile işaretlendiği ve (5x5) MF'lerin kalın olarak gösterildiği Tablo 4.3'te sunulmaktadır. Tablo bir bütün olarak (7x7) MF'leri (NL, NM, NS, ZE, PS, PM, PL) temsil eder.

Tablo 4.3. (3x3), (5x5) veya (7x7) MF'ler için kural tabanı.

E ΔE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PL	ZE	PS	PS	PL	PL	PL	PL
PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PS	NS	NS	ZE	PS	PS	PL	PL
ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NS	NL	NL	NS	NS	ZE	PS	PS
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NL	NL	NL	NL	NL	NS	NS	ZE

Özetlemek gerekirse, IM sürücülerinin veya herhangi bir benzer ikinci dereceden sistemin bulanık kontrol kuralları, sistemin genel dinamik adım yanıtından belirlenebilir.

Sistem basamak cevabından, sistem davranışları yönleri tahmin edilebilir ve faz düzlemi yörüngesi haritalanabilir. Ardından, yukarıdaki metodolojik prosedürler izlenerek kural tabanı belirlenebilir. Böylece, IM sürücü sistemleri için eksiksiz, tutarlı ve sürekli bir kural tabanı oluşturulur. Sistemin adım cevabının yörünge haritalamasında (Şekil 4.8 (b)), kural rotası faz düzleminin dış alanından başlar ve sürekli olarak hatanın (E) ve hatanın değişiminin (ΔE) sıfır olduğu denge noktasına doğru hareket eder.

Uzun kural rotası genellikle, (A1-A4) yanıt alanlarından tüm adımlı, iki geçiş noktasından (b_1, b_2) ve iki zirve-vadi noktasından (c_1, c_2) geçerek oluşturur. Ancak kurallar denge noktasına daha kısa yoldan gittiği için sistem kararlılığı artar. Kural rotasını kısaltmak, gereklili kural sayısını azaltır. Faz düzlemi eşleme ile kurallar, adım yanıtının dış alanlarından geçerek daha uzun bir yol izler. Ancak, bu alanlar göz ardı edilebilir ve kural, sistemin sıfır hata (E) ve hata değişimi (ΔE) ile kararlı hale geldiği denge noktasına ulaşmak için rotasını kısaltabilir. (3x3) MF'lerin kuralları, faz düzleminin başlangıcındaki sabit noktaya ulaşmak için daha kısa bir yol izleyebilir. Bu nedenle, denge noktasından uzakta bulunan kurallar göz ardı edilebilir ve sadece kararlı noktaya daha kısa bir yol oluşturan kurallar dikkate alınır. Bu nedenle, (3x3) MF'ler için 5 kural dikkate alınırken, 4 kural göz ardı edilerek bulanık sistemin gerektirdiği çevrimiçi hesaplama azaltılır (Tablo 4.4).

Tablo 4.4. (3x3) MF'lerin basitleştirilmiş 5 kuralı.

$\Delta E \backslash E$	NL	ZE	PL	* Simplified rules:
PL	ZE	PL	PL	1. IF{E is NL and ΔE is ZE}THEN ΔU is NL 2. IF{E is ZE and ΔE is PL}THEN ΔU is PL 3. IF{E is ZE and ΔE is ZE}THEN ΔU is ZE 4. IF{E is ZE and ΔE is NL}THEN ΔU is NL 5. IF{E is PL and ΔE is NL}THEN ΔU is NL
ZE	NL	ZE	PL	
NL	NL	NL	ZE	

Benzer şekilde, (5x5) MF'lerin kural rotası, sabit noktaya hızla ulaşırken gereken kural sayısını en aza indirmek için kısaltılabilir (Tablo 4.5). Seçilen kuralların vurgulandığı ve diğer kuralların ihmal edildiği Tablo 4.5.'te gösterildiği gibi, kuralın rotası azaltılarak kural sayısı 25'ten 7'ye düşürülür. Kural sayısı zaten önemli ölçüde azaltıldığı için, bu bulanık sistemin hesaplama gereksinimini etkili bir şekilde azaltır.

Tablo 4.5. (5x5) MF'lerin basitleştirilmiş 7 kuralı.

ΔE	NL	NS	ZE	PS	PL
ΔE	NL	NS	ZE	PS	PL
PL	ZE	PS	PL	PL	PL
PS	NS	ZE	PS	PL	PL
ZE	NL	NS	ZE	PL	PL
NS	NL	NS	NS	PS	PS
NL	NL	NL	NL	ZE	ZE

* Simplified rules:

1. $IF\{E \text{ is } NL \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } NL$
2. $IF\{E \text{ is } NS \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } NS$
3. $IF\{E \text{ is } ZE \text{ and } \Delta E \text{ is } PS\} THEN \Delta U \text{ is } PS$
4. $IF\{E \text{ is } ZE \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } ZE$
5. $IF\{E \text{ is } ZE \text{ and } \Delta E \text{ is } NS\} THEN \Delta U \text{ is } NS$
6. $IF\{E \text{ is } PS \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } PL$
7. $IF\{E \text{ is } PL \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } PL$

(7x7) MF'lerin 49 kuralı, yalnızca denge noktasına giden en kısa yolu oluşturan kurallar seçilerek azaltılabilir. 49 kuraldan dokuzu, hatanın (E) ve hata değişiminin (ΔE) sıfır olduğu denge noktasına kısa bir yol oluşturur. Basitleştirilmiş 9 kural, seçilen kuralların vurgulandığı Tablo 4.6.'da sunulmaktadır. (7x7) MF'lerin FLC'si çok yüksek bir çıktı doğruluğuna sahiptir, ancak bulanık sistemin çevrimiçi hesaplamasını ve/veya donanım maliyetini artıran 49 kural kullanır. Bu basitleştirilmiş kural yönteminde sadece 9 kural dikkate alınırken kalan 40 kural silinir. Bu, bulanık sistemin gerektirdiği hesaplama yeteneklerini azaltır. Böylece, sistem donanımı, FLC'nin yüksek çıktı doğruluğu ile ve ek işleme yetenekleri gerektirmeden oluşturulabilir.

Bu şekilde, FLC kural tabanını tasarlamak ve basitleştirmek için sistematik ve sıralı bir yöntem önerilmiştir. Yöntem, alanlara ve noktalara bölünmüş, ardından bir faz düzlemi yörungesine eşlenmiş olan IM sürücü sisteminin genel dinamik adım yanıtına dayanır. Faz düzlemi eşlemeye dayalı olarak, adım yanıtının tüm potansiyel alanlarını kapsayacak şekilde kontrol kuralları seçilmektedir. Ayrıca tasarlanan kural tabanı, sadece denge noktasına en kısa yolu oluşturabilecek kurallar dikkate alınacak şekilde

sadeleştirilmiştir. Bu yöntem (3x3), (5x5) ve (7x7) MF'lerin tasarım kurallarına uygulanmış ve kural sayısı 9, 25 ve 49'dan sırasıyla 5, 7 ve 9'a düşürülmüştür.

Tablo 4.6. (7x7) MFS'nin basitleştirilmiş 9 kuralı.

$E \backslash \Delta E$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PL	ZE	PS	PS	PL	PL	PL	PL
PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PS	NS	NS	ZE	PS	PS	PL	PL
ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NS	NL	NL	NS	NS	ZE	PS	PS
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NL	NL	NL	NL	NL	NS	NS	ZE

* Simplified rules:

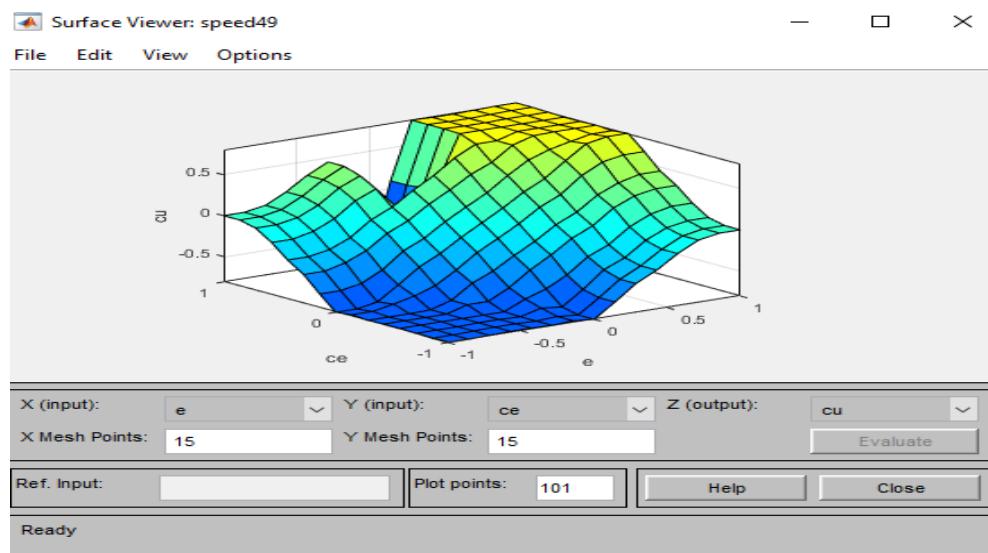
1. $IF\{E \text{ is } NL \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } NL$
2. $IF\{E \text{ is } NM \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } NM$
3. $IF\{E \text{ is } NS \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } NS$
4. $IF\{E \text{ is } ZE \text{ and } \Delta E \text{ is } PS\} THEN \Delta U \text{ is } PS$
5. $IF\{E \text{ is } ZE \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } ZE$
6. $IF\{E \text{ is } ZE \text{ and } \Delta E \text{ is } NS\} THEN \Delta U \text{ is } NS$
7. $IF\{E \text{ is } PS \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } PS$
8. $IF\{E \text{ is } PM \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } PM$
9. $IF\{E \text{ is } PL \text{ and } \Delta E \text{ is } ZE\} THEN \Delta U \text{ is } PL$

Bu yöntem, daha önce literatürde verilenlerden daha fazla sistematik bir yol sunmakta ve test edilen tüm MF'lerin kural sayısını önemli ölçüde azaltır, böylece hesaplama yükünde ve/veya donanım maliyetlerinde önemli bir artış olmaksızın yüksek çıktı doğruluğuna sahip FLC'nin uygulanmasına izin verir. IM sürücü sisteminde önerilen FLC tasarımının ve basitleştirilmiş kuralların simülasyon doğrulaması sonraki bölümde verilmektedir. Çıkış sinyali değişimi ΔIq , ölçeklendirme faktörüyle çarpılarak FLC sistemi için aşağıda verildiği gibi elde edilir.

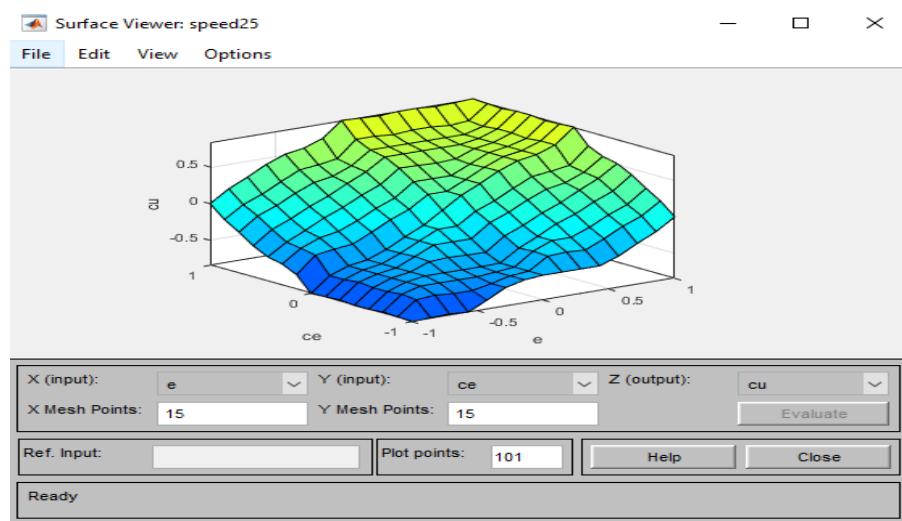
$$i^*_{sq}(n) = i^*_{sq}(n-1) + G_{cu}(\Delta i^*_{sq}(n)) \quad (4.10)$$

Faz düzlemi yörünge yöntemi, bulanık kuralları tasarlamak için popüler bir yöntemdir. Bu yaklaşım, sistemin genel dinamik performansını bulanık bilgi tabanıyla ilişkilendirmek için basit ve sistemik bir yöntem sağlar.

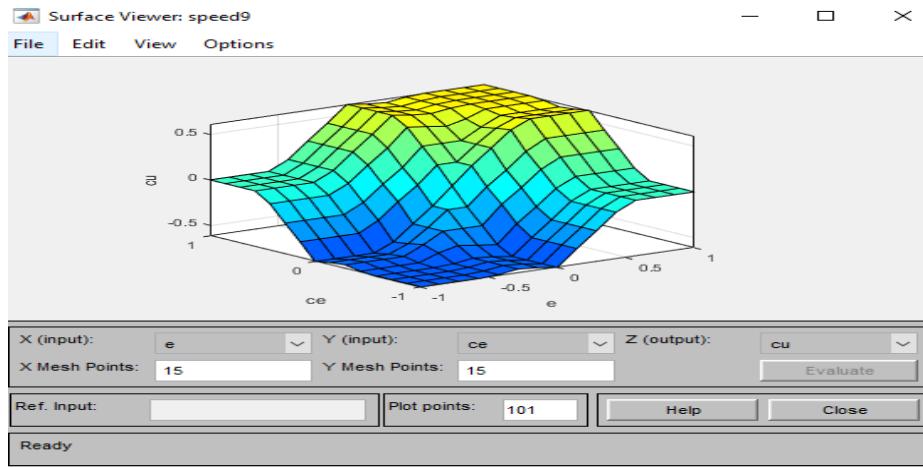
Ayrıca metodoloji daha geniş bir çalışma hızı aralığı sağlar. Bu model, 3x3, 5x5 ve 7x7 MF'leri kullanan kural tasarlama sürecini belirlemek için kullanılır. Şekil 4.9 ve 4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.14, 4.15 ve 4.16 sırasıyla 9, 25 ve 49 kurallı bir FLC'nin 3 boyutlu yüzey görüntüleyicisini ve kural görüntüleyicisini göstermektedir.



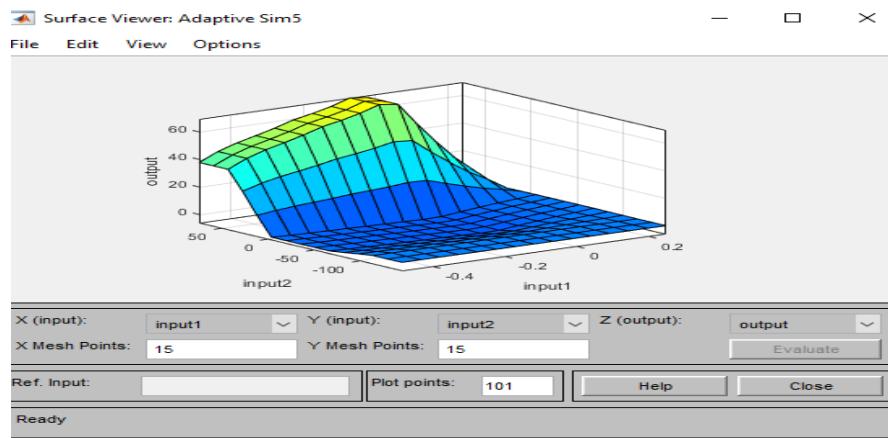
Şekil 4.9. 49 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.



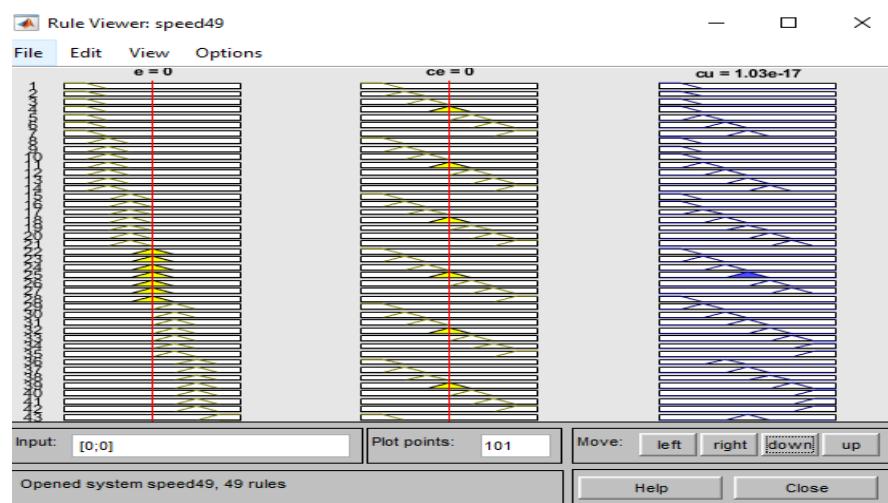
Şekil 4.10. 25 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.



Şekil 4.11. 9 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.



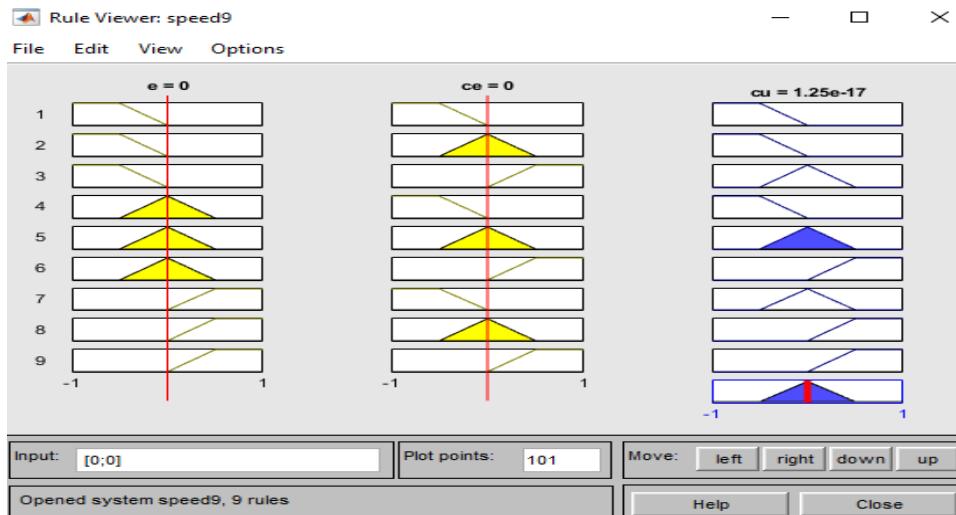
Şekil 4.12. 9 kural ANFIS denetleyicisinin 3B yüzey görüntüleyicisi.



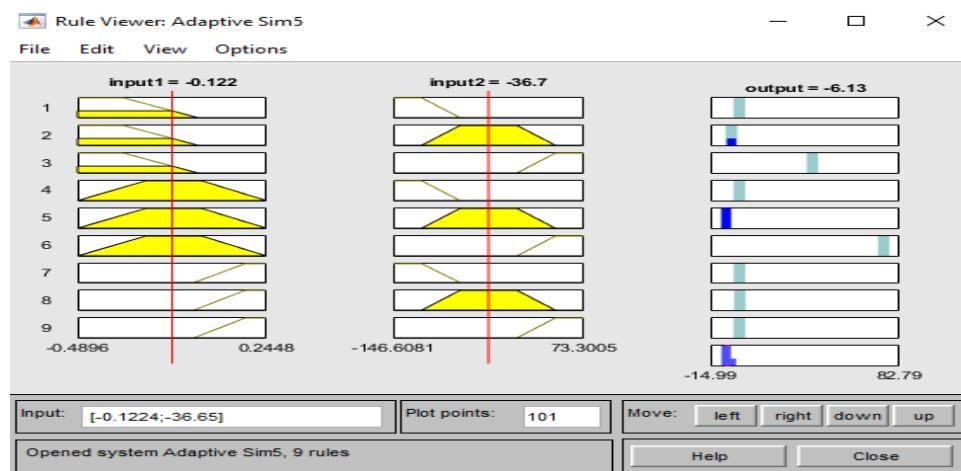
Şekil 4.13. 49 kural FLC'nin kural görünümü.



Şekil 4.14. 25 kural FLC'nin kural görünümü.



Şekil 4.15. 9 kural FLC'nin kural görünümü.



Şekil 4.16. 9 kural ANFIS denetleyicisinin kural görünümü.

4.2.3. Ölçeklendirme Faktörleri

Genel sistem performansı üzerindeki kritik etkileri nedeniyle, ölçeklendirme faktörleri en önemli FLC parametrelerinden biridir. FLC ölçeklendirme faktörleri başlangıçta, motor nominal hızda çalışırken referans hızın maksimum değeri kullanılarak hesaplanır. Giriş bulanık hız hatası için ölçekleme faktörünü hesaplamak için aşağıdaki denklem kullanılabilir. Motor parametreleri ekte gösterilmiştir.

$$G_e = \frac{1}{|2\omega_{e max}|} \quad (4.11)$$

Burada $\omega_{e max}$, motor nominal hızında çalışırken maksimum hız hatasıdır. Sabit katsayı 2, ileri ve geri hızlı çalışma sırasında maksimum aralıkların korunmasını sağlamak için kullanılır.

Örneğin uygulamada kullandığımız asenkron motorun anma hızı 149,7 rad/s olarak verilmektedir, bu durumda hız hatasının giriş ölçekleme faktörü denklem 3.38 kullanılarak hesaplanabilir, burada $\omega_{e max} = 149.7 \text{ rad/s}$.

$$G_e = \frac{1}{|2 \times 149.7|} = 0.00334 \quad (4.12)$$

Ayrıca, elektrik ve mekanik tork denklemleri, Gce hız hatası değişimi için ölçeklendirme faktörünü hesaplamak için kullanılabilir. Maksimum tork, aşağıdaki denklem kullanılarak ifade edilebilir:

$$T_{max} = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{sd}^{max} \cdot i_{sq}^{max} \quad (4.13)$$

Burada i_{sq}^{max} , maksimum tork akımı bileşenidir ve i_{sq}^{max} , yüksüz çalışmada referans akı akım bileşenidir. Maksimum tork akımının nominal akımın iki katı olması bekendiğinden, maksimum tork aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$T_{max} = \frac{3}{2} \cdot \frac{4}{2} \cdot \left(\frac{0.3117^2}{0.3525} \right) (2.07)(2 \times 4.6) = 17.14 \text{ Nm} \quad (4.14)$$

Harici yük ve sürtünme göz ardı edilirse, aşağıdaki denklemde gösterildiği gibi, maksimum torkun hız hatasındaki değişiklikle doğrudan bir ilişkisi vardır:

$$T_{max} = \frac{2}{p} \cdot \frac{2J(\Delta\omega_{max})}{T_{st}} \quad (4.15)$$

Burada T_{st} , enkoder örneklemeye süresine göre sistem örneklemeye süresidir, J toplam motor ataletidir ve P , motor kutuplarının sayısıdır. $\Delta\omega_{max}$, denklem 3.42'yi aşağıdaki gibi yeniden düzenleyerek elde edilir:

$$\Delta\omega_{max} = \frac{P(T_{max})(T_{st})}{2J} = \frac{4 \times 17.14 \times 1.5 \text{ m}}{2 \times 0.002} = 2.571 \quad (4.17)$$

Bu nedenle, hız hatasının son değişimi G_{ce} aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$G_{ce} = \frac{1}{\Delta\omega_{max}} = \frac{1}{2.571} = 0.389 \quad (4.18)$$

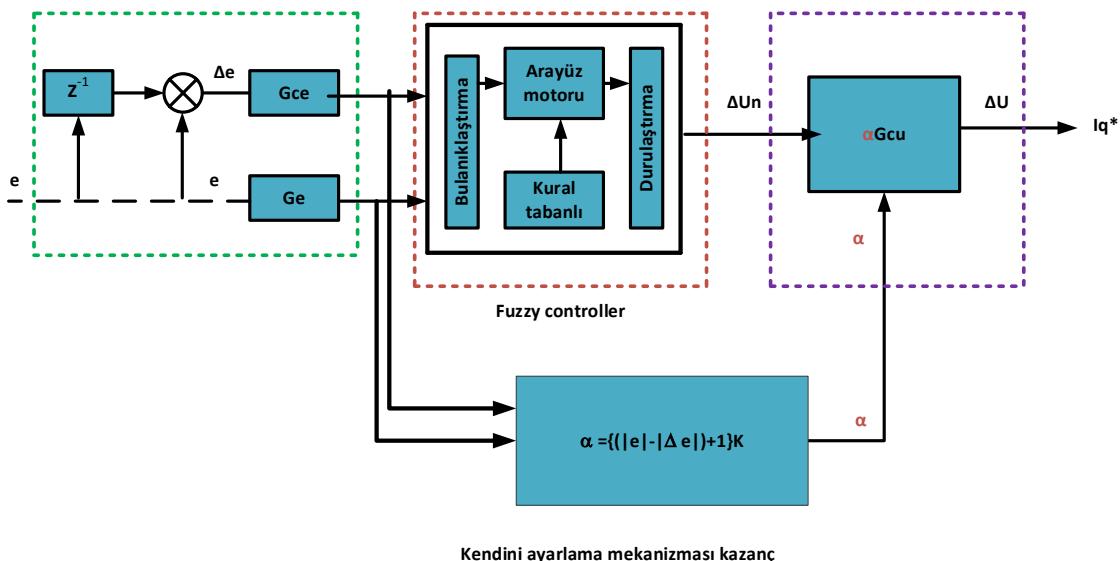
Sabit parametrelere dayalı olarak, değişiklik giriş hatası G_{ce} ve çıkışın ölçeklendirme faktörleri elde edilir. Giriş hatası değişikliğinin ölçeklendirme faktörü, gerçekleştirilen birkaç simülasyon adımına göre 0,389 olarak belirlenir. Ancak çıkış bulanık ölçeklendirme faktörü G_{cu} 1 olarak tutulur. FLC ve ST-FLC tasarılandığında ölçeklendirme faktörünün sürücü sistemi üzerinde bir etkisi vardır.

4.3. Kendi Kendini Ayarlayan Modifiye FLC

Sabit parametrelere sahip geleneksel FLC, genel sistem performansı üzerinde büyük etkisi olan üç farklı parametre grubuna sahiptir. Bunlar; örneklemeye faktörleri, MF'ler ve bulanık kurallardır. Sistem performansı tamamen bu parametrelerin uygun şekilde ayarlanması ve hesaplanmasına bağlıdır. Birçok araştırmacı, sistem kontrol performansını iyileştirmek için FLC parametrelerini ayarlamaya odaklanmıştır. Ancak, bu tasarım yaklaşımı sadece optimum hız performansı sağlamayı amaçlamaktadır. Sistem tasarım parametreleri değiştiğinde veya yük kesintisi ugradığında, performans düşer. Bu sorunların üstesinden gelmek için, bulanık parametreleri herhangi bir sistem değişikliğine göre çevrimiçi olarak ayarlamak için kendi kendini ayarlama (ST) yaklaşımı uygulanır. ST-FLC, ana FLC'yi otomatik olarak ayarlayabilmektedir (Fang ve arak., 2008, Uddin ve arak., 2002; Masiala, 2008).

Önceklemeye faktörlerinin sistem performansı üzerinde büyük etkisi vardır. Bu çalışmada, temel FLC kontrol sisteminin çıkış ölçeklendirme faktörü G_{cu} 'yu otomatik olarak ayarlamak için bir ST-FLC yöntemi geliştirilmiştir. Önerilen ST yöntemi, hız e hatasına ve hız hatası Δe 'deki değişikliklere yanıt olarak çıktı Ölçeklemeye Faktörünün (G_{cu}) çevrimiçi olarak ayarlanması dayanır. Şekil 4.17, önerilen ST- FLC blok diyagramını göstermektedir.

Kendi kendini ayarlayan ST-FLC sisteminde, çıkış ölçekte parametresini belirlemek için şekilde görüldüğü gibi hata ve hata değişimine bağlı bir α tanımlanır. Böylece sistem performansını düşürmeden herhangi bir parametre değişimi veya yük bozulması otomatik olarak düzeltilmeye çalışılır. Önerilen ST-FLC, sistem karmaşıklığını ve hesaplama yükünü azaltmak için basit bir hesaplama algoritması kullanır.



Şekil 4.17. Önerilen ST-FLC'nin blok diyagramı.

Böylece dolaylı olarak klasik FLC'de çıkış SF otomatik olarak güncellenmektedir. ST-FLC, FLC girişleri (e , Δe) ile FLC çıkışı SF (Şekil 4.17.) arasındaki ilişkiye dayanan basit bir matematiksel algoritmadır. FLC çıkışı SF'nin güncelleme kazancı α dikkate alındığında, çıkış bulanık kontrolü (u) şu şekilde yazılabilir.

$$\Delta u = (G_{cu} \times \alpha) \Delta u_n \quad (4.19)$$

Burada, Δu bulanık çıkış değişim değeri, G_{cu} FLC çıkışı için ölçekte parametresi, α çıkış ölçekte parametresi güncelleme kazancı ve Δu_n ise FLC çıkışıdır. e ve Δe girişlerine bağlı olarak istenen güncelleme kazancı α değerini elde etmek için denetleyiciye bir hesaplama algoritması eklenir. Güncelleme kazancı α hesaplama modelini geliştirmek için, FLC girişleri hız hatası (e) ile hız hata değişimi (Δe) ve FLC

çıkışı SF arasındaki ilişkinin davranışsal yönlerine ilişkin bilgilere dayalı olarak α kazancının araştırılması gereklidir. Bunun için aşağıdaki gibi bir analiz yapılabilir;

- i. Sürücü sistemi geçici yanıt: Hız hatası (e) büyük (pozitif veya negatif) olduğunda ve hız hatası değişimi (Δe) sıfır olduğunda, bu nedenle FLC çıkışı SF kazancı α , daha hızlı yükselme süresi (Tr) sağlamak için çok büyük olmalıdır.
- ii. Tahrık sistemi geçici yanıtının aşılması: Hız hatası (e) küçük (pozitif veya negatif) olduğunda ve hız hatası değişimi (Δe) sıfır olduğunda, daha hızlı yerleşme süresi (Ts) ve daha düşük FLC çıkışı sağlamak için SF kazancı α büyük olmalıdır.
- iii. Hem hız hatası (e) hem de hız hatası değişimi (Δe) sıfır olduğunda, daha düşük veya sıfır kazançtan kaynaklanan salınımı önlemek için FLC çıkışı SF kazancı α 'nın orta olması gereklidir, böylece sürücü sisteminin sabit durumunun kararlılığını korur.

Bu ilişkilere dayanarak, FLC çıkışı SF kazancı α aşağıdaki gibi matematiksel biçimde ifade edilebilir.

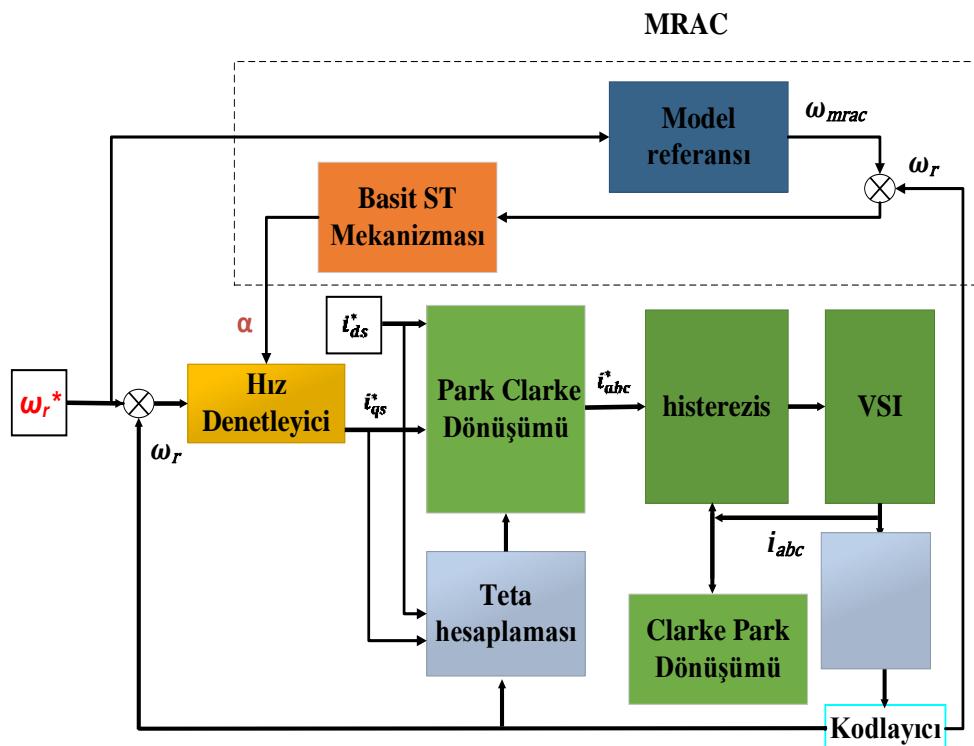
$$\alpha = [(|e| - |\Delta e| + 1)K] \quad (4.20)$$

Burada; $|e|$ hız hatasının mutlak değeri, $|\Delta e|$ hız hatası değişiminin mutlak değeridir. K ise α üzerinde gerekli değişimi yapmak için kullanılan bir sabittir ve e ve Δe 'nin her ikisinin de sıfır olması durumunda α 'nın orta değerini sağlamak için 1 terimi kullanılır. K değeri, birkaç ayarlama işlemeye dayalı olarak belirlenir ve bu çalışmada mümkün olan en iyi sürücü performansını sağlayan değer 1,5 olarak bulunmuştur

4.4. MRAC Tabanlı Kendi Kendini Ayarlayan Modifiye FLC

FLC kontrol sistemlerinde, hız referansı değiştiğinde, parametreler değiştiğinde veya sisteme bir yük bozulması uygulandığında performans etkilenebilir. Bu sorunu çözmek, bu değişikliklere uyum sağlamak için kendi kendini ayarlayan mekanizmalar kullanılır. Bu başlık altında üç farklı kontrol yaklaşımı birleştirilmiştir. Bunlar; FLC, MRAC ve basit ST mekanizmasıdır. Sistem temelde MRAC ilkesine göre çalışır ve FLC denetleyici parametrelerini günceller. Bu teknik (Masiala ve arak., 2008)'de önerilen ST tekniğinin geliştirilmiş halidir.

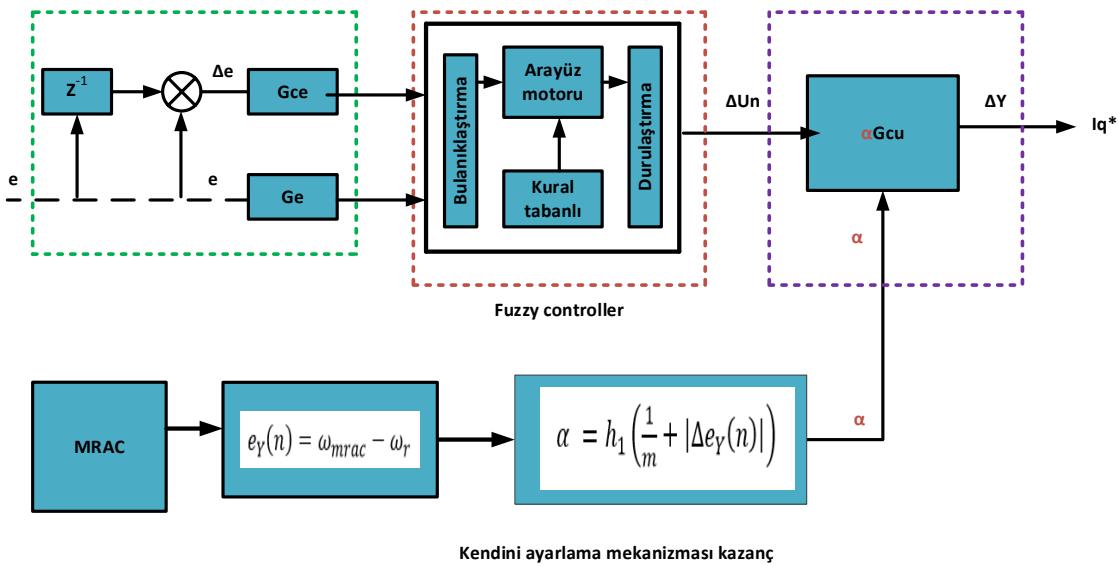
MRAC, sistemi referansı takip etmeye ve herhangi bir sistem değişikliğini parametre değişimlerine ve bozulmalara yanıt olarak uyarlamaya zorlar. Önerilen ST-MRAC'ın konfigürasyonu Şekil 4.18.'de gösterilmiştir.



Şekil 4.18. (IFOC) blok şemasının ST-MRAC.

Önerilen ST-MRAC, IM'nin kapalı çevrim hız kontrolü için kullanılmıştır. Hız denetleyici FLC, temel olarak aynı kontrolör tasarımını ve parametre ayarını kullanan sabit parametreli FLC ile aynıdır. Burada, FLC parametreleri MRAC sayesinde parametrelerini sürekli güncellemeye bilmektedir.

Şekil 4.19.'da gösterildiği gibi Model referans ve ST bloğu, FLC hız denetleyici parametreleri için bir ayarlama mekanizması olarak ek kontrol şemalarıdır. Aynı zamanda bu ek kontrol şemasının birincil işlevi, herhangi bir hata sapması meydana gelirse FLC için ayarlayıcı olarak hareket etmektir. Şekil 4.19, ST-MRAC ayarlayıcısındaki ayrıntılı bileşenleri göstermektedir.



Şekil 4.19. ST-MRAC'ın blok şeması.

ST-MRAC, model referans hızı (ω_{mrac}) ile gerçek hız (ω_r) arasındaki fark değerinden elde edilen hata girişi ile çalışır. Hızın fark değeri, bu hataya dayalı olarak sistemi kontrol eden ayarlama mekanizmasını besler. ST ayarlayıcının girişleri olarak hız hatası $e_Y(n)$ ve hata değişimi $\Delta e_Y(n)$ kullanılır. ST ayarlayıcının çıkış değeri FLC'yi ayarlamak için kullanılır. Bunun yanı sıra, α 'dan oluşan tuner de aşağıdaki denklemler kullanılarak üretilir.

$$e_Y(n) = \omega_{mrac} - \omega_r \quad (4.21)$$

$$\Delta e_Y(n) = \frac{[e_Y(n) - e_Y(n-1)]}{T_{samp}} \quad (4.22)$$

Burada α katsayı yani $\alpha > 0$

$$\alpha = h_1 \left(\frac{1}{m} + |\Delta e_Y(n)| \right) \quad (4.23)$$

$$\alpha = 4 \left(\frac{1}{0.1} + |\Delta e_Y(n)| \right) \quad (4.24)$$

$$\Delta U(\text{output}) = (G_{cu}) \times (\alpha) \quad (4.25)$$

Burada $e_Y(n)$, MRAC'ın hata çıkışıdır. Bu arada (n) şimdiki ve $(n - 1)$ bir önceki durumunu temsil eder.

h_1 ise ayarlama işlemi yoluyla α 'nın optimum sonucunu vermek için sabit bir katsayıdır. Burada h_1 değeri 4 olarak belirlenmiştir ve denklemden görüldüğü gibi α değerini hesaplamak için kullanılır. Ayrıca, i_{qs}^* , ana FLC'nin çıktısıdır. Kazancın daha düşük bir şekilde çarpılması, kararlı durumda çalışma sırasında salınıma ve kararlı olmayan duruma neden olabilmektedir. Dolayısıyla, α değeri, $\Delta e_Y(n)$ çok küçük olduğunda daha düşük kazanç çarpımından (G_{cu}) kaçınmak için Δe 'ye $(\frac{1}{m})$ kesri ekleyerek bu kararsızlıktan kaçınılır. α ana FLC için girdi olarak kullanılan ve sistem performansında herhangi bir önemli bozulma etkisi olmadan herhangi bir varyasyonu veya yük bozukluğunu ortadan kaldırmak için ayarlayabilen tarayıcının çıktısıdır.

4.4.1. Referans Model

MRAC'ın en önemli kısmı, referans modelin sistemin istenen dinamik tepkisini tanımlamasıdır. Referans model, sürücüden elde edilecek performansa göre seçilir ve aşırı kontrol eyleminin önlenmesine yardımcı olur. Genel olarak, asenkron motor lineer olmayan bir sistemdir ve asenkron motor için bir transfer fonksiyonu türetmek çok zordur, literatürde türetilen asenkron motor modelleri oldukça karmaşıktır ve gerçek IM dinamik davranışını doğru şekilde temsil etmemektedir (Farah ve arak., 2019). Çeşitli araştırmalara göre IM dinamik davranışını, ikinci dereceden bir transfer fonksiyonu ile kabaca temsil edilebilir (Febin Daya ve arak., 2013). Bundan dolayı, referans model denklem (4.26) ifade edildiği gibi ikinci dereceden bir transfer fonksiyonu olarak tanımlanabilir (Farah ve arak., 2017).

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.26)$$

Burada; ω_n , sistemin sönümzsüz salınım frekansı olan doğal frekanstır. ξ sönümleme oranıdır. Sönüm oranı, bir sistemdeki salınımların bir bozulmadan sonra nasıl azaldığını açıklayan boyutsuz bir ölçütür. Kararlı bir sistemde salınımların ortadan kaybolma süresi aşağıdaki gibi yerleşme zamanı ile bulunabilir.

$$T_s = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (4.27)$$

Denklem (4.27), yerleşme süresi, T_s sönümleme oranı, ξ ve doğal frekans, ω_n arasında ilişki kurar. Yerleşme zamanı örneğin $T_s = 0.1453s$ ise, optimum çalışmada FLC sabit parametrelerinin hız yanıtının yerleşme süresine atıfta bulunur. Sönüm oranının değeri aşağıdaki denklem kullanılarak elde edilebilir.

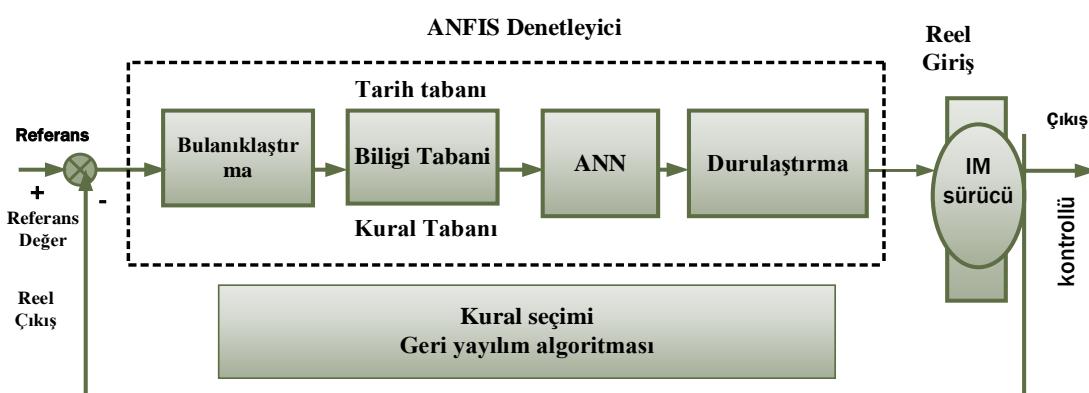
$$\xi = \frac{-\ln(\%OS)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(\%OS)}} \quad (4.28)$$

Denklem 4.28 kullanılarak, OS% = 0.000213 için $\xi = 0.9723$ olarak hesaplanır. Denklem (4.27) kullanılarak $T_s = 0.1453s$ için $\omega_n = 28.284$ olarak elde edilebilir. Daha sonra, bu parametrelerle ve genel ikinci dereceden transfer fonksiyonuna dayalı olarak, tam referans model transfer fonksiyonu denklem 4.29'daki gibi ifade edilir.

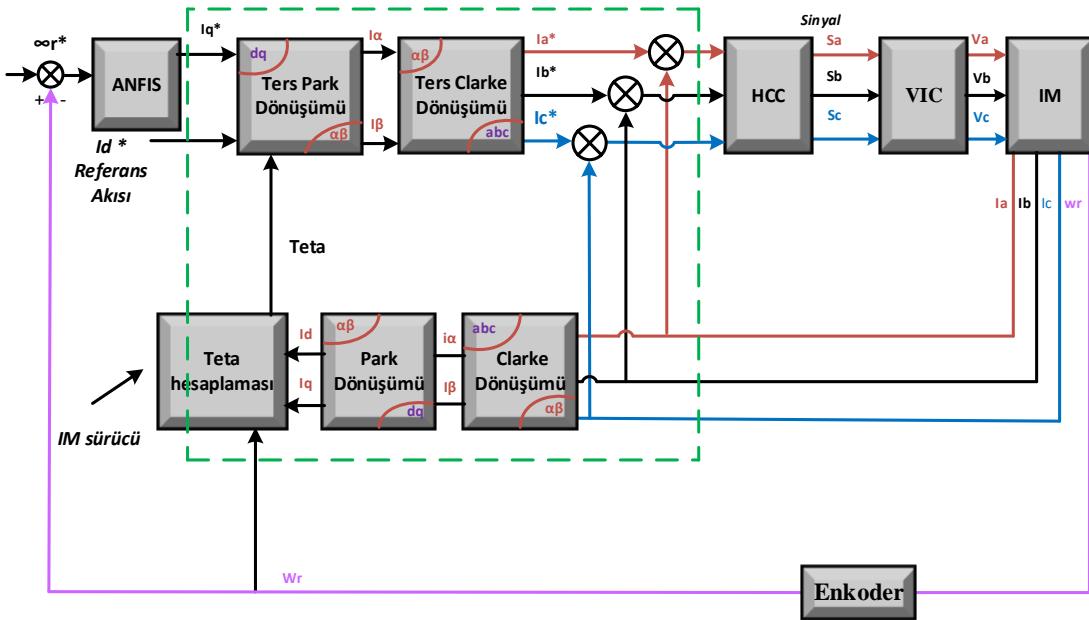
$$G(s) = \frac{800}{s^2 + 55s + 800} \quad (4.29)$$

4.5. ANFIS Denetleyici Tasarımı

Uyarlanabilir Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS), bir tür derin öğrenme algoritmasıdır. ANFIS, uyarlanabilir kontrol teknigi, yapay sinir ağı ve bulanık sistemin yapay sinir ağı kullanılarak eğitildiği bulanık çıkarım sistemini birleştirir. Bulanık çıkarım sistemini optimize etmek için sinir ağları ile birlikte kullanılır. ANFIS yapısında eğitim verileri, bir Sugeno bulanık çıkarım sistemi (FIS) çıktısı oluşturur ve sistem parametrelerini ayarlar. Belirtilen giriş/çıkış eğitim verilerini kullanarak sistem parametrelerini ayarlayan iki tamamlayıcı tekniğin avantajlarını birleştirme olağlığı sağlar. ANFIS denetleyicisi, Sugeno tipi Fuzzy ile aynı tasarıma sahiptir, bu nedenle çıkışı sabit veya doğrusal olacaktır. ANFIS, öngörülen girdi-çıktı çiftlerini üretmek için uygun MF'lerle bir dizi bulanık IF- THEN kuralı oluşturur. Şekil 4.20, IM'nin "Hız Kontrolü" için "ANFIS Kontrol Şemasının Blok Diyagramını" gösterir ve Şekil 4.21, IM sürücüsünün "Dolaylı Alan Yönelimli Kontrolü" için ANFIS kontrol yapısını gösterir.



Şekil 4.20. IM sürücülü ANFIS hız kontrol cihazının önerilen blok diyagramı.



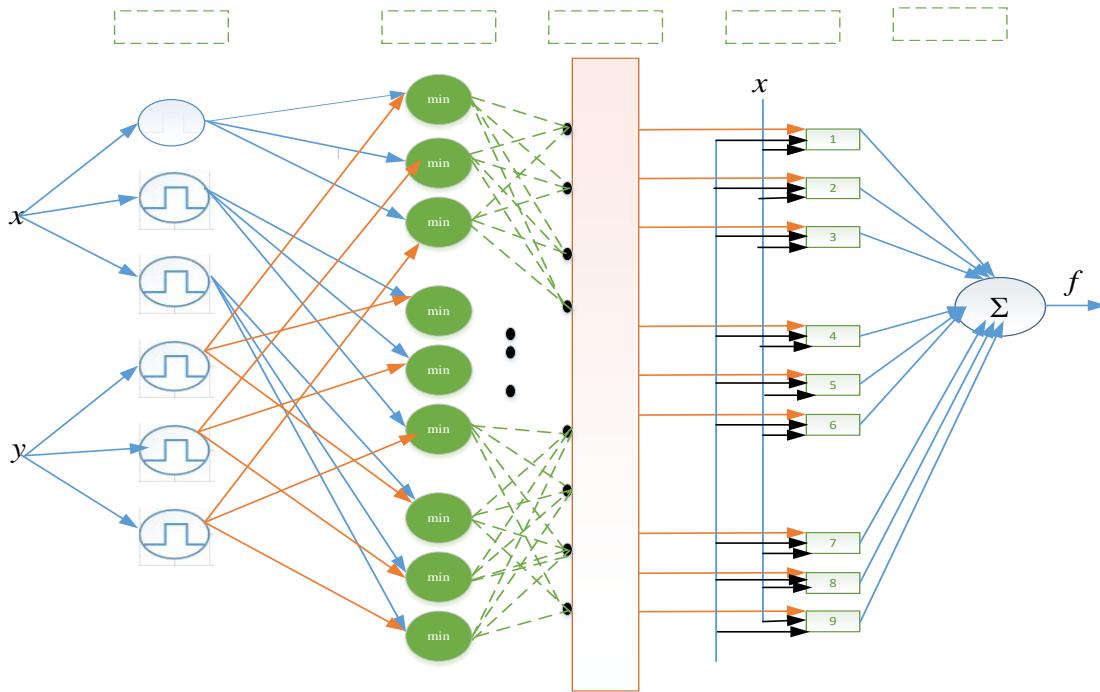
Şekil 4.21. IM sürücüsünün IFOC'si için önerilen ANFIS denetleyicisi.

ANFIS denetleyicisini MATLAB'de uygulamak için aşağıdaki adımlar izlenmelidir.

- 1- ANFIS denetleyicisinin eğitimi için giriş-çıkış verilerinin toplanması gereklidir.
- 2- ANFIS GUI'ye eğitim için veriler yüklenir ve test ve kontrol için ekstra verilere ihtiyaç vardır.
- 3- Giriş MF'lerinin ve çıkışın tasarımını belirlemek için ilk FIS yapısının oluşturulması.
- 4- İlk FIS yapısı oluşturulduktan sonra ANFIS'in yapısı görüntülenebilir.
- 5- Genellikle Hibrit olan optimizasyon yönteminin seçilmesi (geriye yayılım ve en küçük kareler tahmini arasındaki kombinasyon).
- 6- Eğitim iterasyon sayısı veya eğitim hata toleransı tanımlanır.
- 7- Kuralları ve MF'leri ayarlamak için FIS modeli eğitilir.

ANFIS denetleyicisini tasarlanmanın ilk adımı, verilerin toplanmasıdır. Verileri toplamanın birkaç yolu vardır. Yanlış veri sistemin kontrol edilememesine veya kötü performansa neden olacağından veri toplama çok kritik bir aşamadır. Bunun nedeni, verilerin MF'leri ve bunların giriş ve çıkış parametrelerini ayarlamak için kullanılmasıdır. Ayrıca denetleyicide kuralı belirlemek için kullanılacaktır. Çalışmada tasarlanan ANFIS modeli aşağıdaki gibi elde edilmiştir. Şekil 4.22, ANFIS yapısını göstermektedir. Bu, beş

işlevsel bloktan (kural tabanı, veri tabanı, karar birimi, bulanıklık arabirimleri ve bulanıklık çözümleme arabirimleri) oluşur, bunlar beş ağ katmanı kullanılarak oluşturulur.



Şekil 4.22. ANFIS yapısı.

4.6. İndüksiyon Motorun MRAS Tabanlı Sensörsüz Kontrolü

IFOC, referans olarak q ekseninde temsil edilen tork bileşeni ve d ekseninde temsil edilen akı bileşeni olan iki kontrol girişinden oluşur. Bunlar: i_{qs} ile temsil edilen tork bileşeni ve i_{ds} ile temsil edilen akı bileşenidir. Dolayısıyla voltaj denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r}\varphi_{rd} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{rq} + \frac{L_m}{\tau_r}I_{sd} \quad (4.30)$$

$$\frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r}\varphi_{rq} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{rd} + \frac{L_m}{\tau_r}I_{sq} \quad (4.31)$$

Rotor akısı d eksenine kilitlendiğinde $\varphi_{rq} = 0$ ve $\varphi_{rd} = \varphi_r$ olur, dolayısıyla yeni ifade aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\varphi_r = \frac{L_m}{\tau_{rs+1}} I_{sd} \quad (4.32)$$

$$(\omega_s - \omega_r) = \omega_{sl} = \frac{L_m}{\tau_r \varphi_r} I_{sq} \quad (4.33)$$

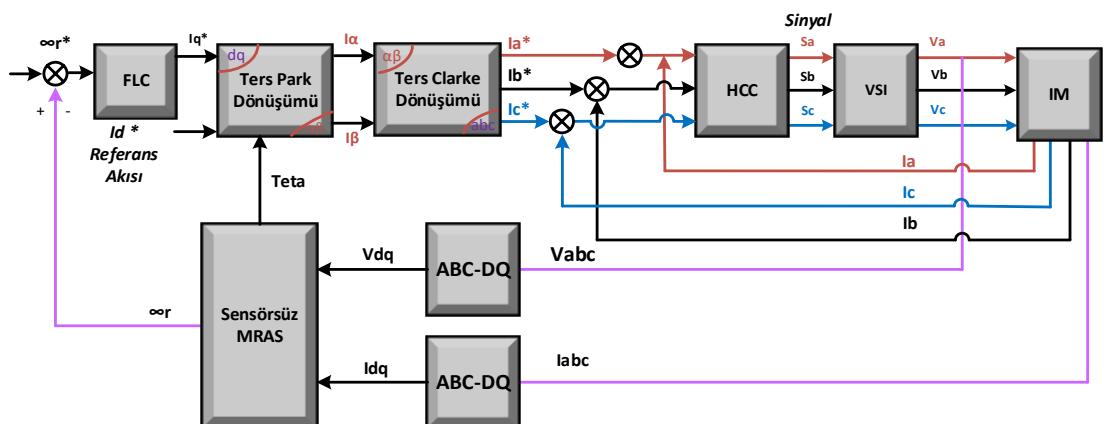
$$\theta = \int \omega_r + \omega_{sl} \quad (4.34)$$

Burada; $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ rotor zaman sabitidir, θ stator alanı için elektrik açısıdır. Denklem (4.32)'ye göre, rotor akısının değeri, φ_r stator akısı doğrudan eksen akımı I_d tarafından sürürlür. Motorun elektriksel torku, aşağıdaki denklemde ifade edildiği gibi, rotor akısı ve I_q akımı arasındaki arayüz ile gösterilebilir:

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \varphi_r I_d I_{sq} \quad (4.35)$$

Şekil 4.29'da gösterildiği gibi IM sürücü sisteme dayalı IFOC'de referans akı I_{ds}^* sabittir. Sistemde, ω_r motorun gerçek hızı ile ω_r^* referans hızı karşılaştırılır. Karşılaştırma, hız kontrol cihazı için bir girdi haline gelen bir hata üretir. Hız kontrol cihazının çıkışı, tork referans bileşeni I_{qs}^* olur. Referans akı bileşeni I_{ds}^* dönen (DQ) çerçeveli çıkış torku referansı I_{qs}^* , bir teta yardımıyla ters park dönüşümü kullanılarak iki karesel sabit frame (I_α^*, I_β^*) dönüştürülür.

Daha sonra ters Clark dönüşümleri kullanılarak iki fazlı durağan çerçeve büyülüklükleri I_α^*, I_β^* değerleri, üç fazlı referans büyülüklüklerine (I_a^*, I_b^*, I_c^*) dönüştürülür. Dönüşüm. Üç fazlı referans akımları, histerezis PWM kullanılarak üç fazlı stator akımlarıyla (I_a, I_b, I_c) karşılaştırılır. Karşılaştırma, üç fazlı "Gerilim Kaynağı Çeviricisini, VSI" kontrol etmek için anahtarlama sinyalleri üretir. Asenkron motoru herhangi bir referans hızda sürmek için üç fazlı gerilimler (V_a, V_b, V_c) üretilir. Şekil 4.23, IFOC tabanlı IM sürücü sistemini göstermektedir.



Şekil 4.23. IM sürücüsünün dolaylı alan yönelimli kontrolü.

4.6.1. Hız Sensörsüz Teknik

Bu bölüm özellikle sistem denetleyicilerinin tasarımına ve geliştirilmesine odaklanmaktadır. Burada, önerilen sensörsüz yöntemin tasarımını ve modellenmesi sunulmuştur. Ayrıca FLSC tasarımı, bulanık kurallar, üyelik fonksiyonu ve ölçeklendirme faktörlerini içerecek şekilde tartışılmıştır. Makine tahriklerindeki sensörsüz teknikler, endüstriyel uygulayıcıların yanı sıra çeşitli araştırmacıların da ilgisini çekmektedir. Bunun nedeni; enstrümanları algılamadan makine değişkenlerini dolaşarak tahmin etme yeteneğidir. Mevcut sensörsüz tekniklerin ana sorunları, düşük ve sıfır hızlı çalışmada yanlış tahmin, sistem kararsızlığı ve karmaşıklığıdır.

Tekniklerin çoğu, makine hızını ve/veya akayı tahmin etmeye odaklanır. Bu bölümde, indüksiyon motor hızını ve elektrik açısını tahmin etmek için sensörsüz MRAS yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem, rotor akışının makine denklemlerine dayalı olarak tahmin edildiği ve ardından rotor hızının tahmin edildiği MRAS akı modeline dayanmaktadır. Makinenin gerilim ve akı denklemlerinden, stator gerilimi v_s denklemleri aşağıdaki gibi yeniden ifade edilebilir.

$$v_s = R_s i_s + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \times \frac{d}{dt} i_s + \frac{L_m}{L_r} \times \frac{d}{dt} \varphi_r \quad (4.36)$$

Çözüm için $\frac{d}{dt} \varphi_r$ çekilirse;

$$\frac{d}{dt} \varphi_r = \frac{L_r}{m} (v_s - R_s i_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \times \frac{d}{dt} i_s) \quad (4.37)$$

Referans rotor akısı modelini elde etmek için kullanılacaktır. Ek olarak, (4.30) ve (4.31) denklemleri şu şekilde yeniden düzenlenerek uyarlanmalı akı modeli elde edilebilir:

$$\frac{d}{dt} \widetilde{\varphi_{rd}} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \widetilde{\varphi_{rd}} - \widetilde{\omega_r} \varphi_{rq} \quad (4.38)$$

$$\frac{d}{dt} \widetilde{\varphi_{rq}} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \widetilde{\varphi_{rq}} + \widetilde{\omega_r} \varphi_{rd} \quad (4.39)$$

Hız hatası şu şekilde hesaplanabilir.

$$e_\omega = \varphi_{rq} \widetilde{\varphi_{rd}} - \varphi_{rd} \widetilde{\varphi_{rq}} \quad (4.40)$$

PI denetleyici kullanılarak, rotor hızı şu şekilde tahmin edilebilir.

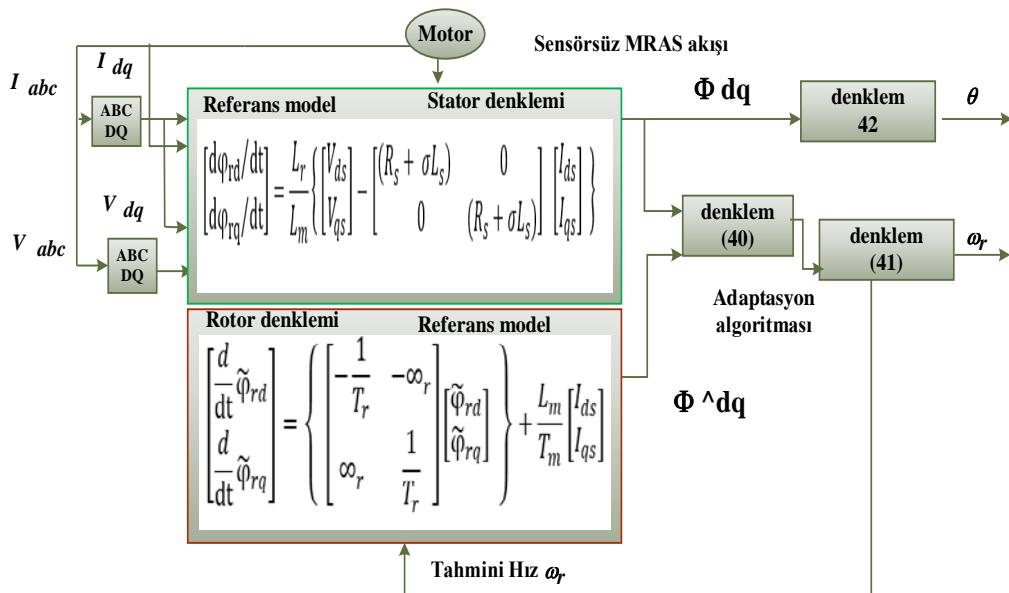
$$\tilde{\omega}_r = e_\omega \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (4.41)$$

Buradaki K_i ve K_p a denetleyicilerinin kazançlarıdır. Ayrıca, elektrik açısı θ , rotor akısı değerleri kullanılarak sensörsüz teknikte şu şekilde tahmin edilebilir.

$$\theta = \sin^{-1}\left(\frac{\varphi_{rd}}{\varphi_{rq}}\right) \quad (4.42)$$

Genel IFOC tabanlı sensörsüz MRAS akı modeli Şekil 4.30'da gösterilmektedir, burada rotor hızı ve elektrik açısı, makinenin ölçülen akımları ve gerilimlerine dayalı olarak tahmin edilmektedir. Önerilen IFOC tabanlı sensörsüz yöntem, geleneksel IFOC'ye kıyasla hız kodlayıcıyı ve teta hesaplama bloğunu ortadan kaldırır. Böylece IM sürücü karmaşıklığını ve/veya donanım maliyetini azaltır.

Ayrıca, rotor hızının uyarlamalı modele bağlı olduğunu gösteren ayrıntılı sensörsüz MRAS-akı tekniği Şekil 4.24.'de gösterilmektedir. Gerilim ve akımın makine terminalleri, rotor akısını hesaplamak için kullanılır. Rotor akısı ile tahmini rotor akısı arasındaki hata, tahmini hızı hesaplamak için kullanılan adaptasyon mekanizmasını oluşturur. Sadeliğine rağmen, sağlanan algoritmik rotor akısı tabanlı MRAS hız tahmincisi yöntemi, düşük çalışma hızlarında doğruluk gösterir.



Şekil 4.24. Önerilen sensörsüz-MRAS-akı yöntemi.

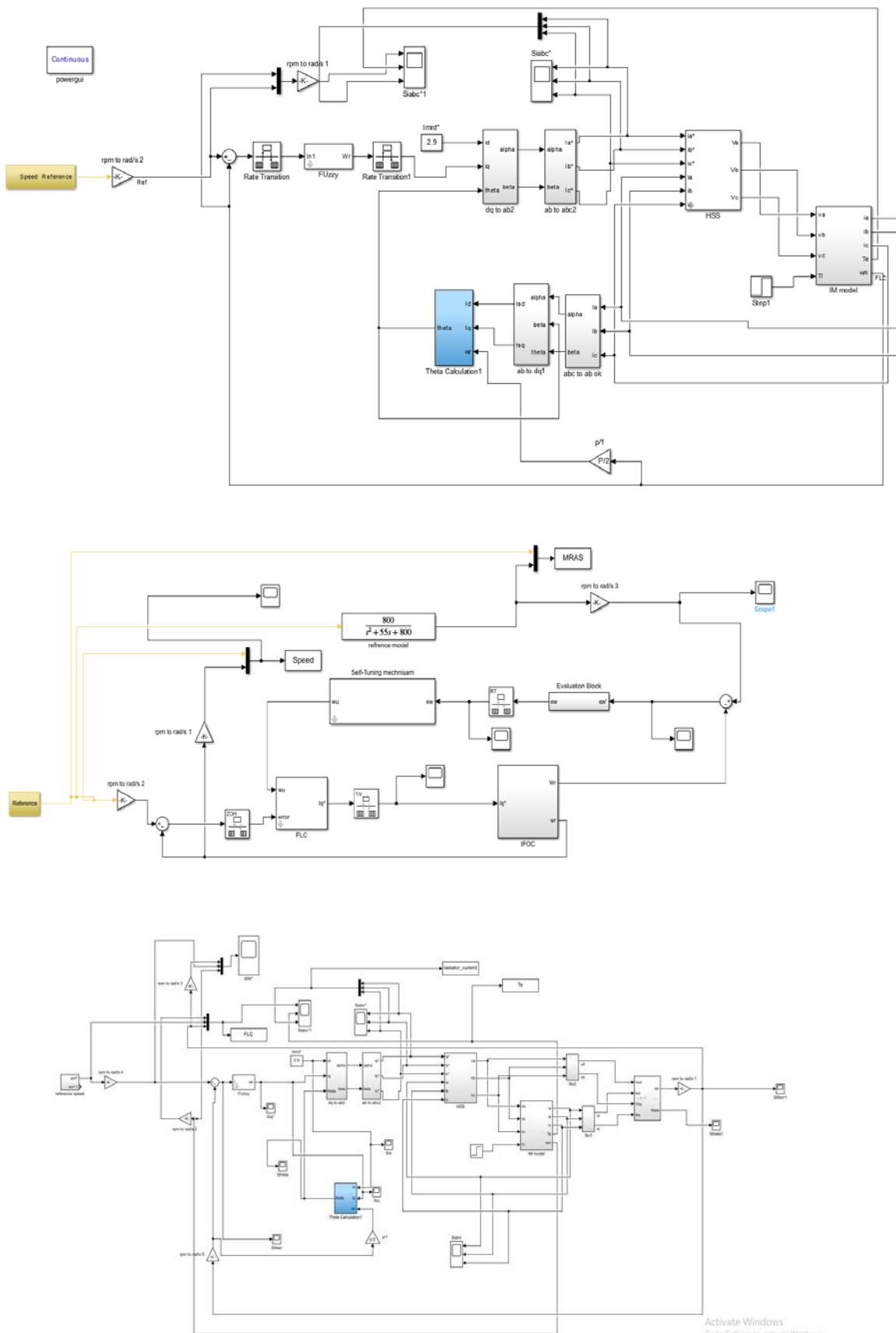
4.7. Simülasyon Uygulaması

IM sürücü sistemi, MATLAB/SIMULINK kullanılarak tasarlanmış ve simüle edilmiştir. Çalışmada sistemin her bir parçası ayrı ayrı tasarlanmış ve ardından IM sürücü sistemini üretmek için bir araya getirilmiştir. IM sürücüsünün temel bileşenleri; IM modeli, "Histerisiz Akım Kontrolörü, HCC", VSI ve bulanık mantık hız kontrolörüdür. Genel sürücü MATLAB/ SIMULINK modeli Şekil 4.25.'de sunulmaktadır ve ayrıntılı model parçaları Ek'te yer almaktadır.

FLC bloğu, motor anma parametreleri, çalışma koşulu ve adım giriş hızı komut profilinde tasarlanmış ve ayarlanmıştır. Çalışma için, Simülasyon parametreleri Tablo 4.7.'de sunulmaktadır ve 1,5Kw, 3 fazlı IM için parametreler Ek A'ya eklenmiştir. Anahtarlama sinyalleri, gerilim kaynağı invertörünün Yalıtılmış Kapı Bipolar Transistör (IGBT) modüllerini tetiklemek için kullanılan Histerezis kontrol tekniği kullanılarak üretilir. VSI Evirici, nominal hızda maksimum tork ve ince akım kontrolü ile sistem çalışması için yeterli besleme girişi sağlamak üzere 537V_{dc} ile beslenir. Referans q eksenini stator akımı 10 A ile sınırlıdır ve nominal akım 3,58 A'dır. Örnekleme süresi 50us olarak ayarlanmış ve simülasyon ve deneysel uygulama için sabit adımlı hesaplama zaman aralığı atanmıştır.

Tablo 4.7. Simülasyon parametreleri.

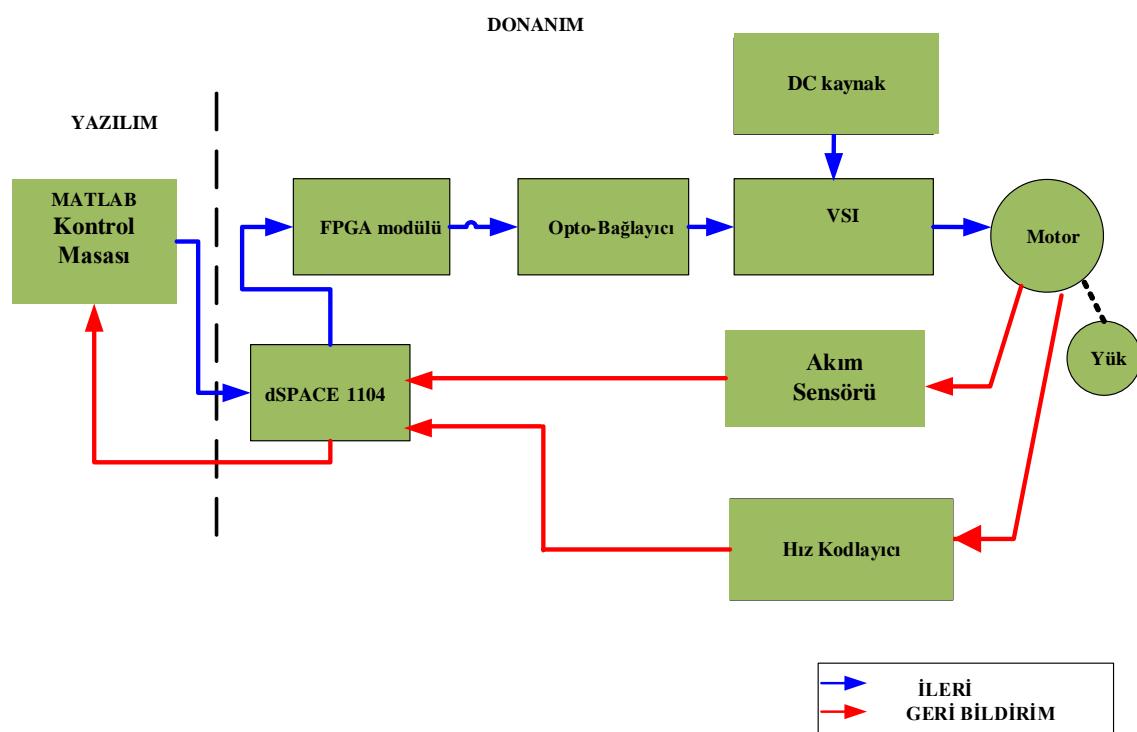
Parametre	Değerler
örnekleme zamanı	50us
Motor gücü	1.5kW(2HP)
Sıklık	50Hz
DC Gerilim	537Vdc
Ge (FLC)	0.00334
Gce (FLC)	0.050



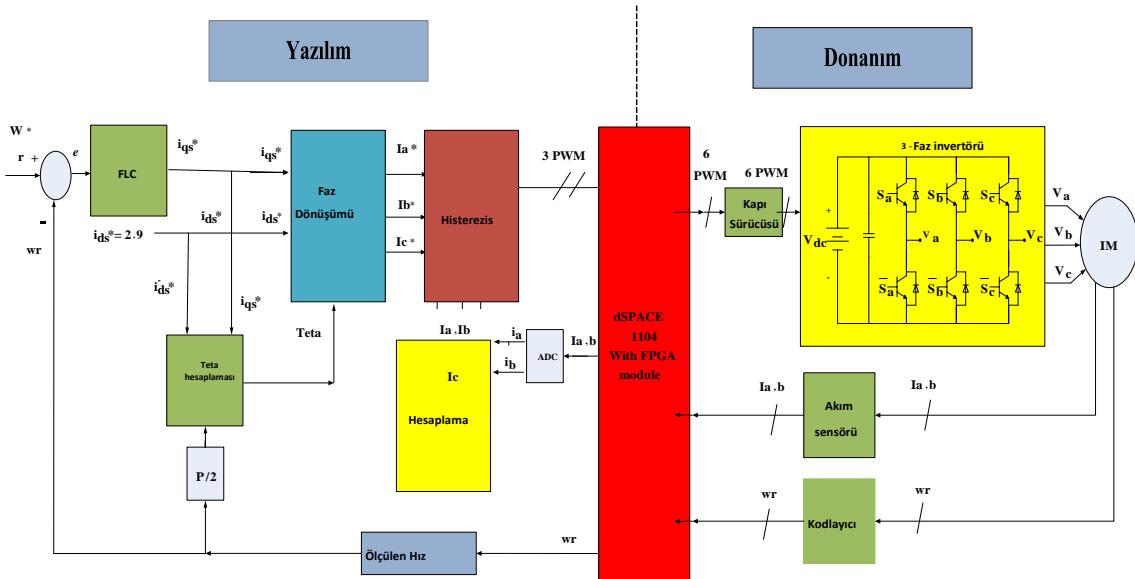
Şekil 4.25. IM sürücü sisteminin MATLAB/SIMULINK modeli.

4.8. Pratik Uygulama

Bu bölümde, MATLAB/ SIMULINK ve dSPACE DS 1104 arasındaki gerçek zamanlı arayüze dayalı deneysel bir uygulama verilmektedir. Bu deneyin yapılma amacı, IM sürücülerine yönelik vektör kontrolüne dayalı sabit parametreli FLC ve ST-FLC'nin etkinliğini doğrulamaktır. Uygulamada sürücü sistemi, yazılım ve donanım olmak üzere iki kısma ayrılmıştır. Sürücü sisteminin modellenmesi ve simülasyonu MATLAB/SIMULINK ve Control Desk kullanılarak gerçekleştirilir. Donanım, FPGA modülü dSPACE DS 1104 tabanlı bir dijital denetleyici, kapı sürücü modülleri, bir DC link kondansatörüne bağlı bir üç fazlı güç çevirici, bir üç fazlı doğrultucu, bir 415Vrms üç fazlı AC kaynağı, bir akım sensöründen oluşur. Şekil 4.26.'te gösterildiği gibi yük olarak bir üç fazlı IM ve bir DC motor kullanılmıştır. Sistemin konfigürasyonu Şekil 4.27'te görüldüğü gibi kapalı döngü bir sistemdir.



Şekil 4.26. IM sürücü sisteminin deneysel kurulumu.



Şekil 4.27. Donanımlı IM sürücü arabiriminin blok diyagramı.

Simülasyon sisteminde bir hız kontrolörü; vektör dönüşümü, histerezis akım kontrolörü, üç fazlı evirici ve IM modeli sunulmaktadır. Donanımla gerçek zamanlı arayüz oluşturmada, Şekil 4.27.'te gösterildiği gibi üç fazlı evirici ve IM modeli gibi simülasyon bloğundan çıkarılması gereken belirli bloklar vardır. MATLAB/ SIMULINK yazılımı, gerçek zamanlı arayüz araçlarından oluşur.

Pratik uygulamada, hız ve histerezis denetleyiciler doğrudan simülasyon modelinde kullanılan yapılardır. Uygulamada MATLAB/SIMULINK üzerinden dSPACE DS1104'e dijital sinyaller olarak üç anahtarlama darbesi (S_a , S_b ve S_c) gönderilecektir. Dspace bu sinyalleri, IGBT'leri tetiklemek için istenen darbeleri üretecek olan altı kapı sürücüsüne bağlanacak altı anahtarlama durumu üretmek için tamamlayıcı sinyalleri üretecek olan FPGA modülüne gönderecektir.

4.9. Kontrol Masası Arayüzü (Control Desk)

Kontrol Masası Arayüzü, kullanıcının deneyi kontrol etmesine, izlemesine ve otomatikleştirmesine ve kontrolörlerin gelişimini daha verimli bir şekilde yapılandırmamasına olanak tanıyan dSPACE tabanlı bir deney yazılımıdır. Kontrol Masası Arayüzü, MATLAB/ SIMULINK yazılımı ve dSPACE DS 1104 denetleyicisi ile arabirim oluşturur. İlk olarak, model SIMULINK'te oluşturulur, ardından üretilen gerçek zamanlı kod, adım giriş hızı komutunu belirterek veya çevrimiçi ölçeklendirme faktörlerini ayarlayarak gerçek sistem için kontrol sistemi oluşturmak üzere kontrol

masası arayüzünde kullanılabilir. Enkoder tarafından algılanan motorun hızı, Kontrol Masası Arayüzünde görüntülenebilir ve MATLAB'da analiz edilmek üzere mat dosyaları olarak kaydedilebilir. Ek olarak, hız dışında, akımlar kontrol masasında izlenebilir ve MATLAB'da çizilebilir.

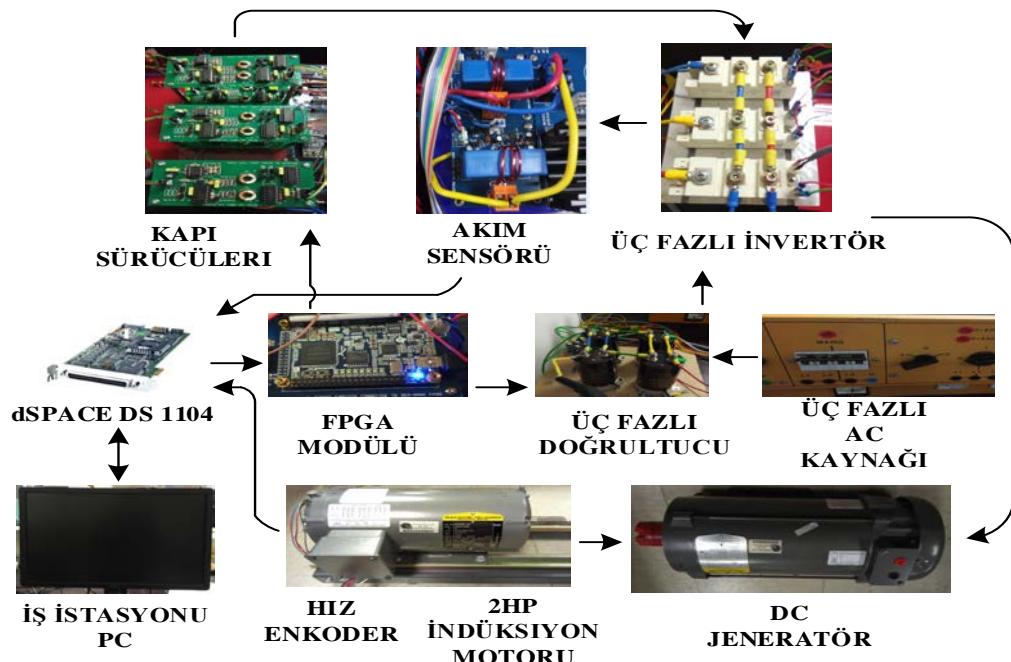
4.10. Donanım Kurulumu ve Deney Prosedürü

Deneysel kurulum, UTEM Malezya'daki Elektrikli Araç Sürücülerı Laboratuvarında yapıldı. Kontrol sisteminin donanım yapısı, dSPACE DS 1104 ve arayüz sürücü kartı olmak üzere birbirine bağlı iki modülden oluşur. dSPACE DS 1104 geri besleme akımlarını, hız kodlayıcıyı okur ve son olarak IM'yi çalıştırmak için gerekli anahtarlama sinyallerini üretir. Ayrıca bu sürücü sistemi PC, dSPACE DS 1104, FPGA modülü, kapı sürücülerı, VSI, akım sensörü, enkoder, IM ve DC makineden oluşmaktadır.

VSI, 0,2 histerezis bandına sahip üç bağımsız Histerezis akım kontrolörü (HCC) tarafından kontrol edilir. VSI girişi, motorun anma akımının 3,58 A ve maksimum akımın 5,9 A olduğu dikkate alınarak, anma hızında ve maksimum torkta iyi bir akım kontrolü ile yeterli voltajı sağlamak için 537Vdc'dir. Örneklemme süresi, kural sayısına bağlıdır. Tüm bu ayarlar, tüm deney testlerinde bu değerlerde tutulmaktadır. Sabit parametreler FLC ve ST-FLC deneysel olarak gerçekleştirilir. Deney için ölçeklendirme faktörü, motor parametrelerinin farklılığından dolayı simülasyondaki ölçekleme faktöründen farklıdır. Bu nedenle, ölçeklendirme faktörlerinin başlangıçta ince ayarı, yüksüz durumda FLC sabit parametreleri uygulanarak yapılır. Daha sonra, ST-FLC'ler daha sonra ölçekleme faktöründeki değişiklikleri dikkate alınarak test edilir. Testler, 1400 rpm anma hızına kadar adım hız komutunu, ardından yük torku uygulamasını, hız komutunda adım azaltma uygulamasını ve yüklü durumda çalışmayı içerir. Şekil 4.35, sürücü sisteminin donanım kurulumunu gösterir. Deney prosedürleri aşağıdaki gibidir.

- 1) İş istasyonu PC'si ve dSPACE DS 1104 uygulaması açılır,
- 2) Gerçek zamanlı çalışmada FLC modelinin dosyasını açılır,
- 3) Kontrol Masası Arayüzü Açıılır,
- 4) Gerçek Zamanlı Çalışmada FLC Modeli Oluşturulur,
- 5) FLC için dosya düzeni açılır,

- 6) Optokupplör, invertör, akım sensörleri için tüm beslemeler açılır,
- 7) VSI için üç fazlı besleme açılır,
- 8) Motor çalışırken Kontrol Masası Arayüzünde gerekli verileri izlenir, kontrol edilir ve kaydedilir.



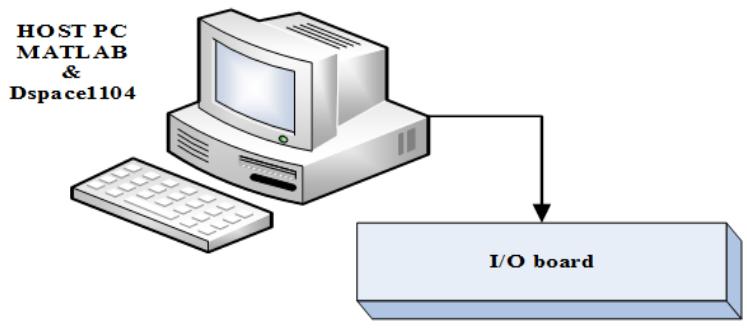
Şekil 4.28. Donanım Kurulumu.

Deneysel donanımı oluşturan dSPACE DS 1104 Kontrol platformu, FPGA Modülü, Kapı Sürücülerı, Üç Fazlı İnverter, Üç Fazlı Doğrultucu, DC Bağlantı Kondansatörü, İndüksiyon motoru, Akım Sensörü, Artımlı Optik Kodlayıcı aşağıda daha detaylı verilmiştir.

4.10.1. dSPACE DS 1104 Kontrol Platformu

DSP tabanlı kontrol kartları, günümüzde oldukça karmaşık kontrol algoritmalarını yürütme imkânı vermesi nedeniyle yüksek performanslı sürücülerin geliştirilmesi çalışmalarında yüksek talep görmektedir. Temel olarak DSP, analog sinyallerin dijital alanda işlenmesidir. Gerilimler, akımlar, hız, konum, tork, sıcaklıklar ve basınçlar gibi parametre varyasyonları, bir dijital bilgisayarın CPU'su tarafından işlenmek üzere Analog-Dijital Dönüştürücü (ADC) kullanılarak ayrık zaman aralıklarında dijital eşdeğerlerine dönüştürülür.

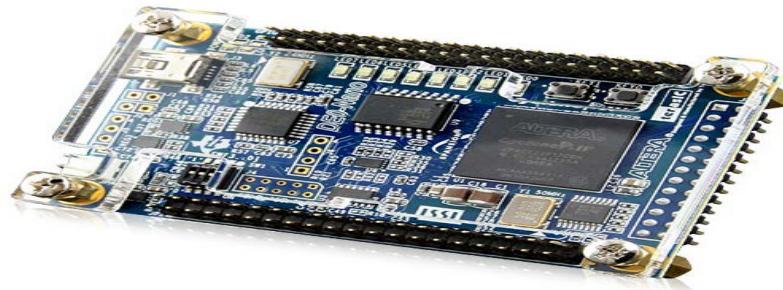
DSP'nin çıktısı, bellekte saklanan ve işlenmeye hazır sayısal değerler dizisidir. Büyük miktarda sayısal verinin yüksek hızda işlenmesini gerektiren uygulamalarda DSP kullanması gereklidir. Bu nedenle bu çalışmada donanımda sürücü uygulamasında dSPACE DS 1104 kontrol modülü kullanılmıştır. dSPACE DS 1104, Şekil 4.29.'de gösterildiği gibi sürücü sistemini geliştirmek ve oluşturmak için mükemmel bir platform görevi gören bir kontrol kartı ve bağımsız bir karttır. Bu tip DSP, dijital kontrol sistemlerinde kullanılmak üzere Analog-Dijital (ADC) ve Dijital-Analog (DAC) gibi yerleşik bir çevre birimi ile donatılmıştır.



Şekil 4.29. G/Ç kartı ile dSPACE 1104 çizimi.

4.10.2. FPGA Modülü

Bu deneysel kurulumda, VSI için tamamlayıcı anahtarlama sinyalleri üretmek amacıyla FPGA modülü kullanılmıştır. dSPACE DS 1104, inverter için yalnızca üç üst anahtarlama sinyali üretir. Evirici altı anahtarlama sinyali gerektirdiğinden, evirici için alttaki üç anahtarlama sinyalini üretmek üzere FPGA modülü kullanılır. Ayrıca FPGA, üst ve alt IGBT'lerin aynı anda açılmamasını sağlamak için üst ve alt anahtarlama sinyalleri arasında uygun ölü zamanı sağlar. Şekil 4.30, ALTERA tarafından üretilen bu projede kullanılan DEO-NANO FPGA'yı göstermektedir.



Şekil 4.30. DEO-NANO FPGA modülü.

4.10.3. Kapı Sürücülerı

Şekil 4.31. deney düzeneğinde kullanılan kapı (Gate) sürücülerini göstermektedir. Gate sürücüsünün amacı, inverter için gerekli voltaj seviyesinde anahtarlama darbeleri sağlamaktır. Bu deneyde, üç fazlı eviricinin altı IGBT'sine anahtarlama sinyalleri sağlamak için altı kapılı sürücü kullanılmıştır. FPGA'dan gelen çıkış sinyallerinin voltajı 5V olduğundan sürücü, IGBT'ye giden voltajı 15V'a yükseltecektir.



Şekil 4.31. Kapı sürücülerı.

4.10.4. Üç Fazlı İnvertör

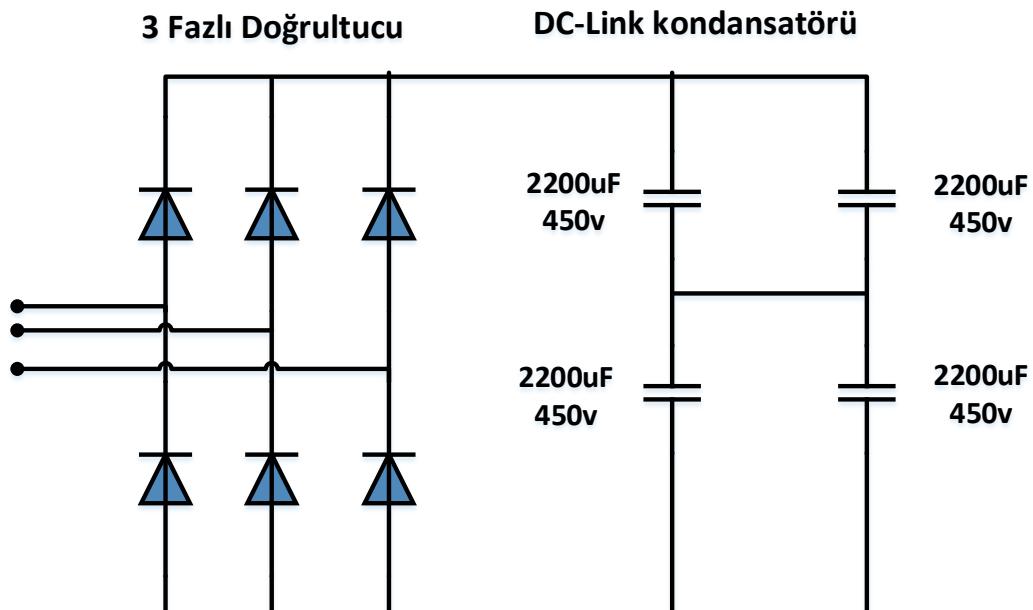
Üç fazlı inverter, Şekil 4.32'ta gösterildiği gibi SKM75GB12T4 tipi üç IGBT'den oluşan sürücünün güç devresidir. Bu, pozitif ve negatif voltaj darbeleri sağlamak için giriş voltajını değiştirerek bir AC voltaj üretir. İnvertör maksimum 46Amp'a kadar güç sağlayabilir ve 10 kHz maksimum anahtarlama frekansında çalışabilir. Üç fazlı giriş, 537V'a ayarlanan DC hat voltajına bir giriş gerçekleştirmek için doğrultucu aracılığıyla dönüştürülür.



Şekil 4.32. Üç fazlı gerilim kaynaklı invertör.

4.10.5. Üç Fazlı Doğrultucu

Şekil 4.33, güç dönüştürücü deney şemasının bağlantı detaylarını göstermektedir. Değişken üç fazlı AC besleme gerilimleri, IXYS SEMICONDUCTOR tarafından üretilen VUO62-12NO7 tipi standart bir 3 fazlı köprü doğrultucu kullanılarak doğrultulur. Doğrultucu maksimum 1200V çıkış voltajına ve maksimum 63A akıma sahiptir.



Şekil 4.33. 3 fazlı doğrultucu ve DC-Link kapasitör deney şeması.

4.10.6. DC Bağlantı Kondansatörü

VSI için DC bara gerilimi kaynağı, üç fazlı diyon köprü doğrultucu modülü ve her biri 2200 uf ve 450 V değerli dört takım alüminyum elektrolitik kapasitör aracılığıyla elde edilir.

Şekil 4.33'te gösterildiği gibi, 900V maksimum voltajda toplam 2200 uf değeri üretmek için seri ve paralel konfigürasyonda bağlanırlar. Bu kapasitörler, enerji deposu görevi görür ve DC bara gerilimindeki gerilim dalgalanmalarını ortadan kaldırır.

4.10.7. İndüksiyon motor

Bu tahrif sisteminin deney düzeneği, Şekil 4.34.'de gösterildiği gibi BALDOR tarafından üretilen 1.5Kw, 380V ve 50Hz sincap kafesli indüksiyon motorunu kullanır. IM, 0,79 güç faktörü ile 1425 rpm anma hızına sahip dört kutuplu yıldız bağlantılıdır. Tüm motor parametreleri, üretici veri sayfasından ve yüksüz test, DC testi ve blok rotor testi kullanılarak belirlenir. Motorun ayrıntılı parametreleri Ek A'da sunulmuştur.



Şekil 4.34. 2HP Baldor indüksiyon motoru.

4.10.8. Akım Sensörü

Gerçek stator motor akımları, dSPACE DS 1104 I/O kartlarına bağlı akım sensörü kullanılarak ölçülür. Daha sonra sinyaller, sisteme mevcut geri bildirimini sağlamak için Analog- Dijital Dönüştürücü (ADC) bloğu aracılığıyla dönüştürülür. Bu deneyde yarı etkili akım sensörü kullanılmıştır. Akım sensörü, doğru ve güvenilir bir akım ölçümü sağlar. Akım sensörünün devresi, çıkış için kararlı bir ölçülen akım sinyali üretmek için tasarlanmıştır. Bu deneyde kullanılan akım sensörü Şekil 4.35.'te gösterilmiştir.

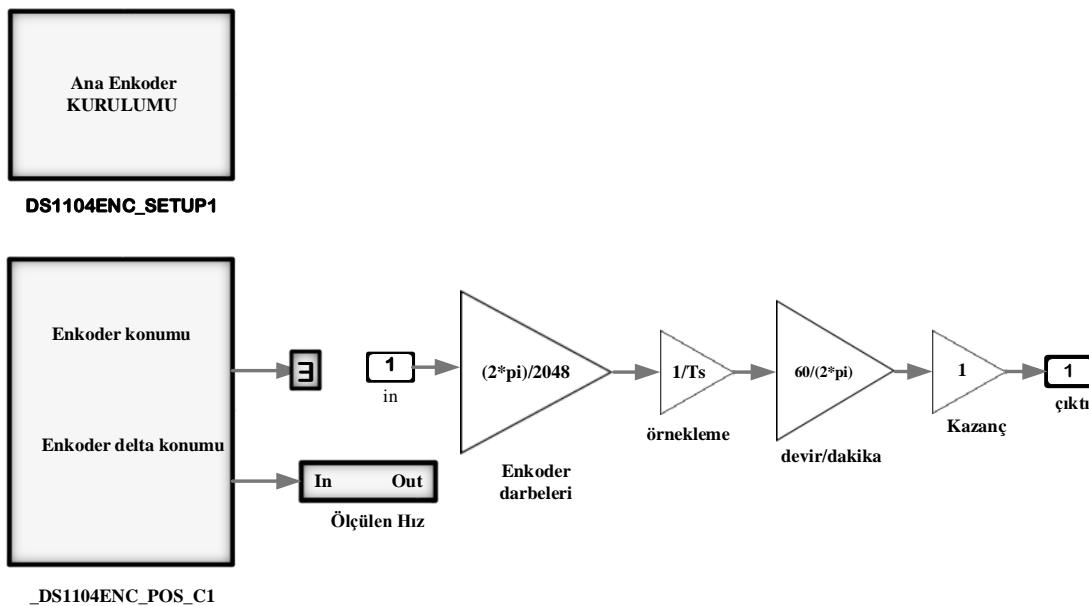


Şekil 4.35. Akım sensörü.

4.10.9. Artımlı Optik Kodlayıcı

Motorun hızı, rotor mili ucuna monte edilmiş bir optik artımlı kodlayıcı ile ölçülür. Gerçek hızın ölçümü için, yüksek çözünürlük kapasitesi, basit montajı ve sağlam vida muhafazası nedeniyle US Digital tarafından üretilen döner kodlayıcı kiti seçilmiştir. Dijital bilgi sağlamak için mevcut şafta kolayca takılıp çıkarılabilir. Bu nedenle, devir başına 2048 darbe çözünürlüğe sahip artımlı bir optik kodlayıcı, E3-2048-500-IE-H-T-B modeli kullanılır. SIMULINK/MATLAB RTI modelinde, sinyaller, Şekil 4.36'te gösterildiği gibi geri besleme için motor hızını hesaplamak üzere kodlayıcı ayar konumu modülü aracılığıyla işlenir.

Enkoder tarafından ölçülen hız rad/s cinsindendir, dolayısıyla devir başına enkoder darbesi (2048) ile çarpılması ve SIMULINK bloklarında gösterildiği gibi rpm'ye dönüştürülmesi gereklidir.



Şekil 4.36. RPM dönüştürme bloğunun Simulink modeli.

4.11. Özет

Bu bölümde araştırmayı gerçekleştirmek için kullanılan prosedürler ve metodolojiler sunulmaktadır. Senkronize referans çerçevesinde vektör kontrollü asenkron motorun matematiksel modellemesi sunulmaktadır. Hız kontrolörleri, sabit parametreli FLC ve otomatik ayarlı FLC dahil olmak üzere farklı kontrolörler verilmiştir. ANFIS kontrolörü geliştirilmiştir. Hız kontrol cihazının tasarım metodolojileri gösterilmiştir ve tartışılmıştır. Önerilen sabit parametreli FLC ve ST-FLC, geliştirme sürecini ve uygulamasını kapsayacak şekilde incelenmiştir. Sensörsüz Hız Kontrol Tabanlı MRAS geliştirilmiştir. Son olarak, simülasyon ve donanımın sistem uygulama aşamaları da bu bölümde detaylı sunulmuştur.

5. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA

5.1. Giriş

Bulanık Mantık Hız Denetleyici (FLSC) kurallarının basitleştirilmesi, yüksek performanslı AC sürücünün, azaltılmış kural tabanına sahip farklı çalışma koşullarında FLSC'nin standart kuralları kadar iyi veya neredeyse eşdeğer bir performans elde etmesini sağlamayı amaçlamaktadır. FLC kurallarının basitleştirilmesinin etkinliği, standart kurallı FLC'ler ile basitleştirilmiş kurallı FLC'lerin çeşitli çalışma koşullarında farklı simülasyon ve uygulama testleri altında karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir. Tasarlanan IM sürücüsü, çeşitli hız komutları, hız komutunda adım azaltma dahil olmak üzere çeşitli çalışma koşulları altında test edilmiştir. FLC hız kontrol performansının değerlendirilmesinde aşama, yükselme süresi, yerleşme süresi, ve hız düşüşü kullanılmıştır.

Bu bölümde, Histerezis Akım Kontrolörü (HCC); Gerilim Kaynağı Çeviricisi (VSI) tarafından beslenen asenkron motor için simülasyonlar ve deneyel sonuçlar tartışılmaktadır. Standart sabit parametrel FLC ve otomatik ayarlı FLC (ST- FLC) olmak üzere iki tip kontrol tasarlanmış ve uygulanmıştır. IM sürücüsünün hızını kontrol etmek için her iki denetleyicide de standart ve basitleştirilmiş bulanık kurallar tanımlanmış ve yürütülmüştür. Her iki kontrolörde hız, tork ve akım performansının yanı sıra yük bozulmayı reddetme yetenekleri açısından karşılaştırmalı analiz yapılmıştır. Performans ölçütlerini karşılaştırmak için yerleşme süresi, yükselme süresi ve aşama değerleri kullanılmıştır. Ek olarak, bu bölümde ayrıca basitleştirilmiş 9 bulanık kurala dayalı olarak FLC ve ST- FLC'nin karşılaştırması yapılmıştır. Ayrıca, 49 standart bulanık kurala ve 9 basitleştirilmiş bulanık kurala dayalı model referans uyarlamalı kontrole dayalı sensörsüz IFOC yöntemi tasarlanmış ve uygulanmıştır, sonuçları tartışılmıştır. Ayrıca bu bölümde, deterministik kural seçim yöntemine dayalı ANFIS denetleyicisi ile heuristik (buluşsal) kural seçim yöntemine dayalı Mamdani FLC arasındaki karşılaştırma ele alınmaktadır. Son olarak, bölümde hesaplamalı zaman analizi tartışılmıştır.

5.2. Simülasyon Sonuçları

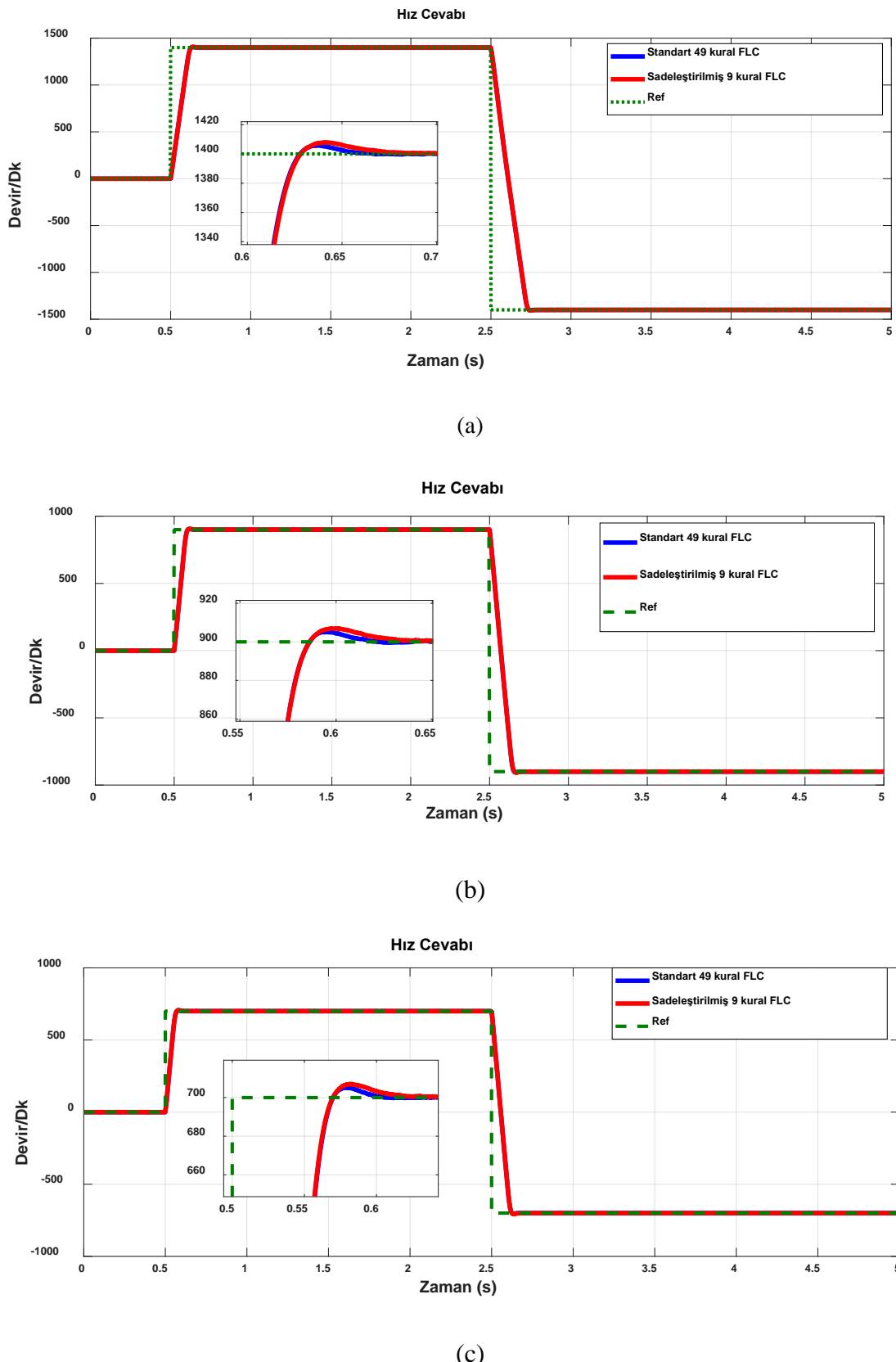
Simülasyon, MATLAB simulink programı kullanılarak gerçekleştirilir. FLC algoritmaları, vektör kontrolü ve dq motor modeli, Şekil 3.17.'de gösterilen model diyagramı kullanılarak simüle edilir. Simülasyon ve ayrıntılı Simulink modellerinde

kullanılan motor parametreleri Ek A'da verilmiştir. PWM gerilim kaynaklı invertör, 0,2A histerezis bandına sahip üç bağımsız histerezis akım kontrolörü tarafından kontrol edilir. VSI için giriş DC voltajı, nominal hız ve maksimum torkta akım kontrolü ile yeterli voltajı sağlamak için 537Vdc'dir. Referans q ekseni stator akımı 10 A ile sınırlıdır ve nominal akım 3,58 A'dır. Kullanılan simülasyon örnekleme süresi, tüm kontrolörler için 50us'dur ve IM dereceli parametrelere bağlıdır. Sabit adım hesaplama zaman aralığı atanır. Referans hız, 149,75 rad/sn (1430rpm) nominal hız'a ayarlanmıştır. Bölüm 4'te tartışılan simülasyon modeli, standart ve basitleştirilmiş bulanık kurallara dayalı hız kontrolörleri FLC ve ST- FLC için IM sürücü sisteminin sonuçlarını elde etmek için kullanılır. Ayrıca, simülasyon modeli IFOC stratejisine dayalı olarak tartışılmıştır. Mamdani ve ANFIS denetleyicileri arasında karşılaştırma yapılmıştır. Hız kontrolü, sabit FLC parametrelerini ve kendi kendini ayarlayan FLC'yi uygulamaktadır.

5.1.1 IM'nin Sabit Parametreli FLC ile Yüksüz Kontrolü

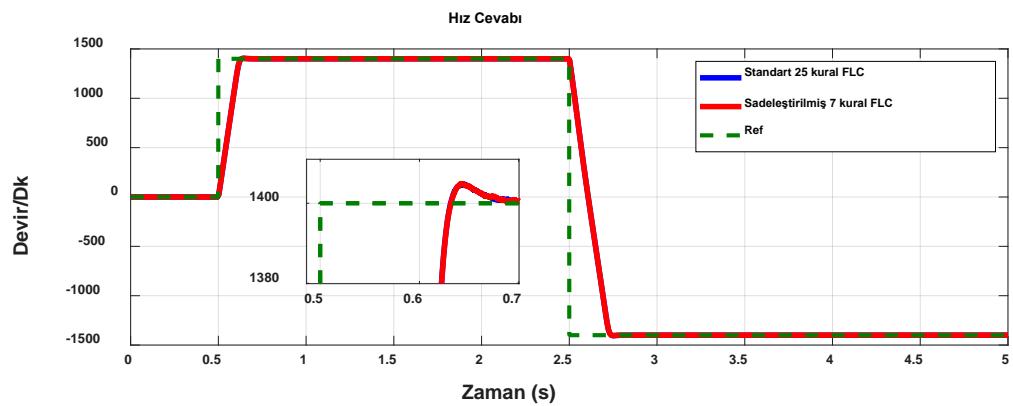
Standart sabit parametreli FLC ve basitleştirilmiş bulanık kurallı FLC kontrolün karşılaştırılmalı simülasyon analizi yapılmıştır. Burada, IM sürücü sistemi IFOC temeline dayalı olarak kontrol edilmiştir ve önerilen FLC kural tasarımı ve basitleştirilmiş kural tasarıımı yaklaşımları doğrulanmıştır. Klasik olarak tasarlanmış ve basitleştirilmiş kurallar, 2hp IM ve Ek'te gösterilen parametrelerle IM sürücüsünün hızını kontrol etmek için kullanıldı. Farklı motor hızlarında adım tepkilerini ölçmek için standart FLC kuralları ve basitleştirilmiş FLC kuralları uygulanmıştır. Standart ve basitleştirilmiş kurallar arasında yalnızca FLC kuralları farklılık gösterirken, MF'ler ve ölçeklendirme faktörleri sabit tutulmuştur. Kural sayısını en aza indirmenin sürücü performansları üzerindeki etkilerini gözlemlemek için tasarlanmış standart FLC kuralları ile basitleştirilmiş FLC kuralları arasında çeşitli çalışma hızlarında performans karşılaştırmaları yapılmıştır. FLC sistem modeli, iki giriş değişkeni, hata (E) ve hata değişimi (ΔE) ve bir çıkış değişkeni (ΔU) olarak tanımlanmıştır. Kural eliminasyonunun hız performansı üzerindeki etkilerini göstermek için standart olarak tasarlanmış 9, 25 ve 49 kuralları ile basitleştirilmiş 5, 7 ve 9 kurallarının hız adım yanıtı karşılaştırmaları yapılmıştır.

Şekil 4.32 ile verilen model yürütülerek 1400rpm, 900rpm ve 700rpm motor devirlerinde, standart 49 kurallı FLC ve indirgenmiş/basitleştirilmiş 9 kurallı FLC hız performansları gözlenmiş ve Şekil 5.1'de toplu olarak karşılaştırılmış verilmiştir.

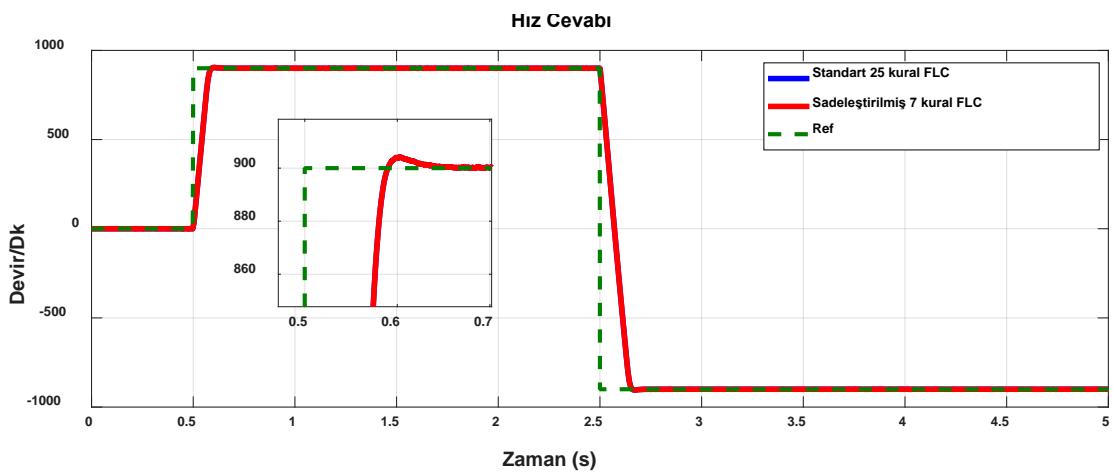


Şekil 5.1. (a) 1400 rpm, (b) 900 rpm ve (c) 700 rpm'de Standart 49 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 9 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.

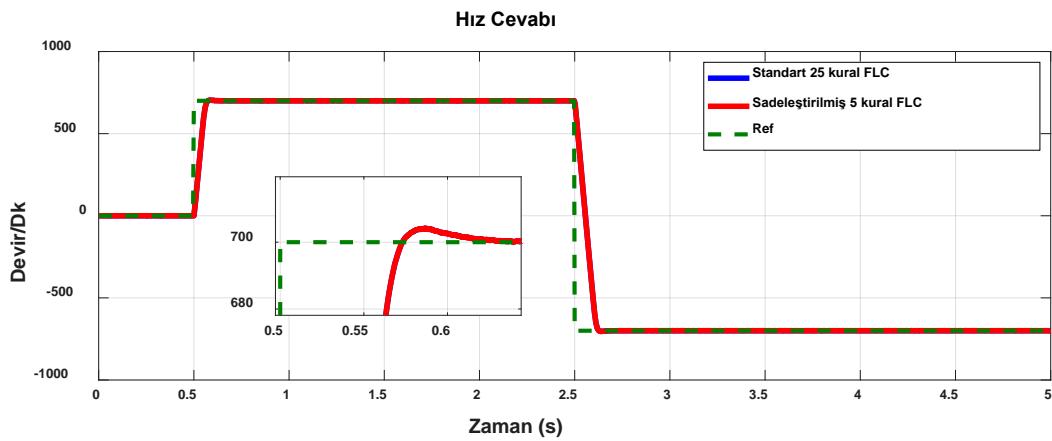
Şekil 5.2, standart 25 kuralın ve basitleştirilmiş 7 kuralın hız performansını karşılaştırır. Son olarak, Şekil 5.3, standart 9 kuralın ve basitleştirilmiş 5 kuralın 1400 rpm, 900 ve 700 rpm'deki hız performansını göstermektedir. Seçilen basitleştirilmiş kuralların doğruluğu ve önerilen basitleştirilmiş kurallar yönteminin etkinliği, basitleştirilmiş kuralların standart kurallarla aynı veya hemen hemen yaklaşık sonuçları vermesiyle kanıtlanmıştır. Ayrıca standart FLC kurallarının ve basitleştirilmiş FLC kurallarının Aşma (OS), Yerleşme süresi (Ts) ve Yükselme Süresi (Tr) açısından sayısal karşılaştırması yapılmıştır. Standart FLC kurallarının (49, 25, 9) ve basitleştirilmiş kuralların (9, 7, 5) sayısal analizi Tablo 5.1.'te özetlenmiştir.



(a)

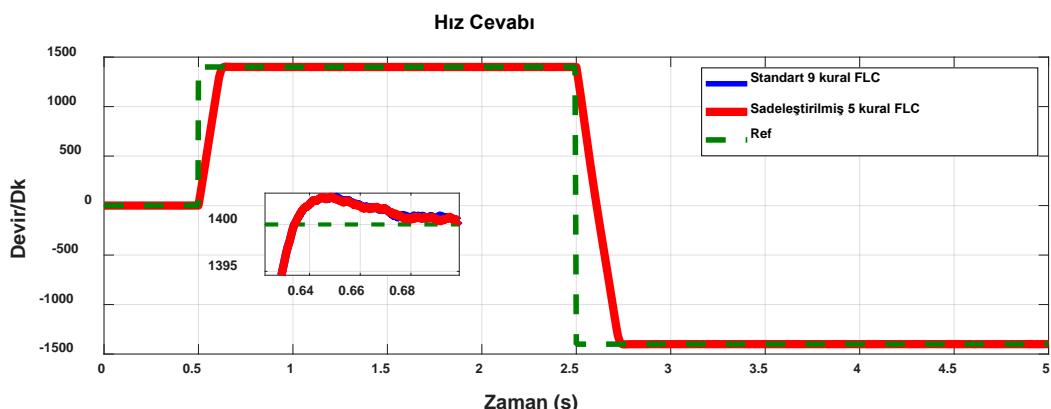


(b)

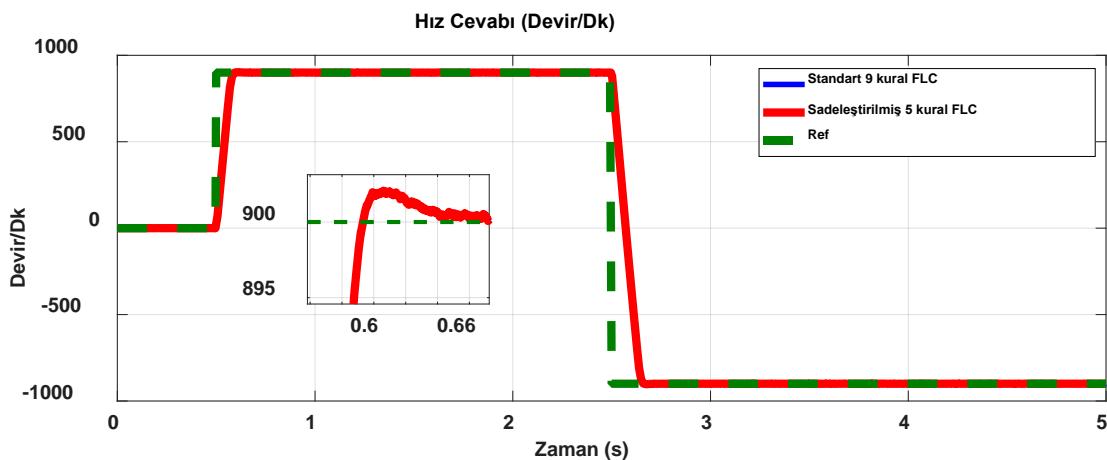


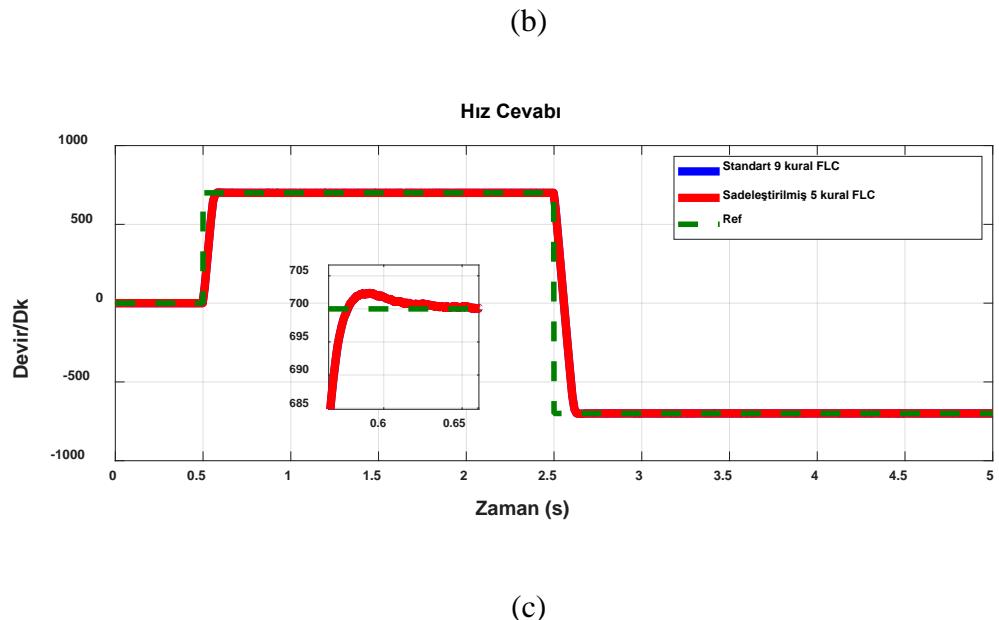
(c)

Şekil 5.2. (a) 1400 rpm, (b) 900 rpm ve (c) 700 rpm'de Standart 25 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 7 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.



(a)





Şekil 5.3. (a) 1400 dev/dak, (b) 900 dev/dak ve (c) 700 dev/dak'da Standart 9 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 5 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.

Tablo 5.1. Zaman yanıtı özellikleri.

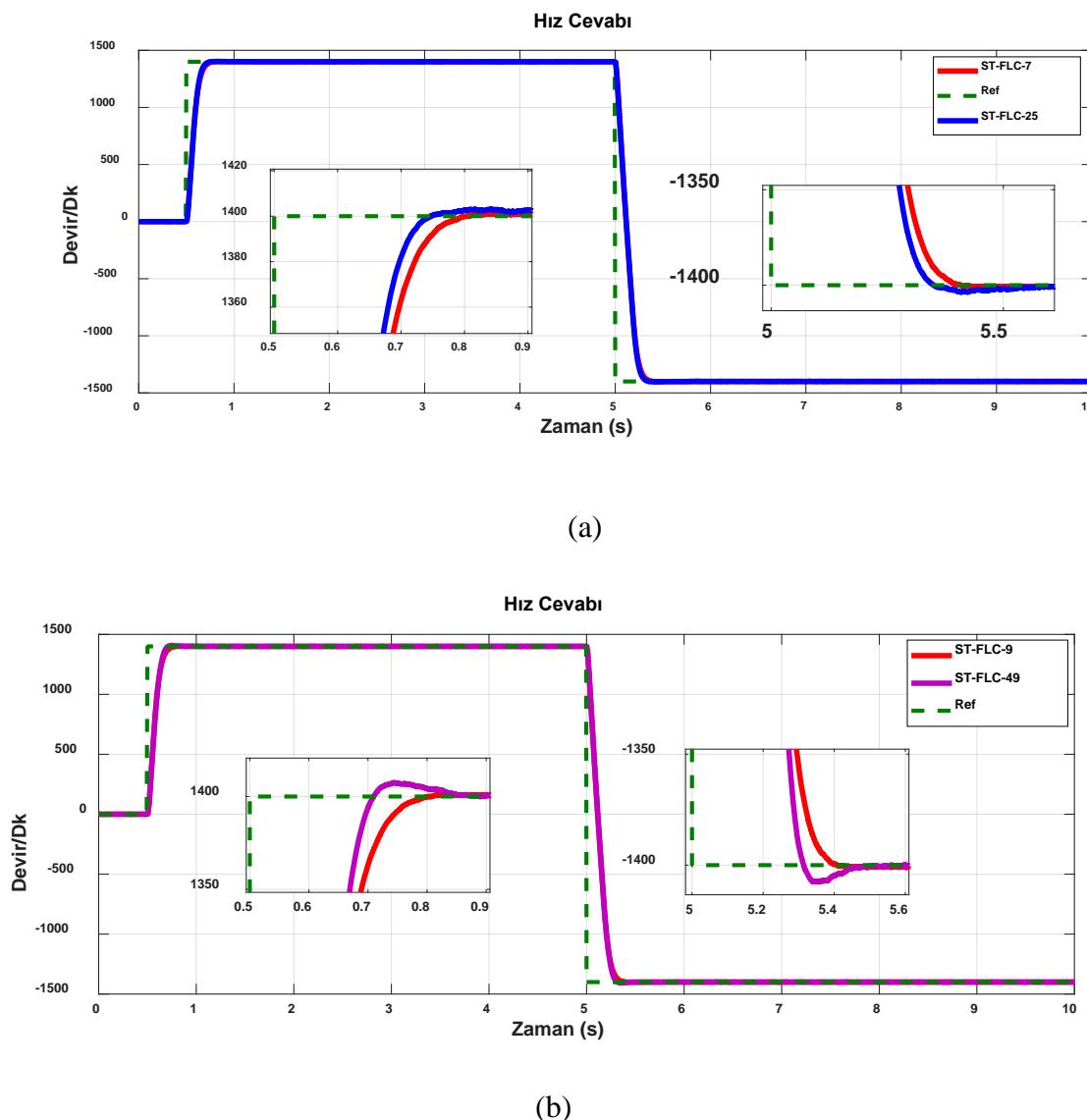
MFs	7x7		5x5		3x3	
	49- kural	9- kural	25- kural	7- kural	9- kural	5- kural
OS (%)	0.43	0.57	0.35	0.36	0.21	0.21
Ts (s)	0.16	0.18	0.17	0.18	0.18	0.18
Tr(s)	0.094	0.094	0.095	0.096	0.093	0.093

Verilen grafikler ve sayısal analizlere dayanarak, önerilen kural indirgeme/basitleştirme yaklaşımının uygun sonuçlar verdiği görülmektedir. Buda, önerilen kuralları basitleştirme/azaltma yönteminin etkinliğini doğrular. Elde edilen basitleştirilmiş kurallar, daha az bulanık kuralın sistemin hesaplama gereksinimlerini azalttığı IM sürücüsünün performansını artırabilir. Böylece IM sürücü sistemi, genel sürücü performansını artırarak daha yüksek örnekleme frekansında çalışabilir.

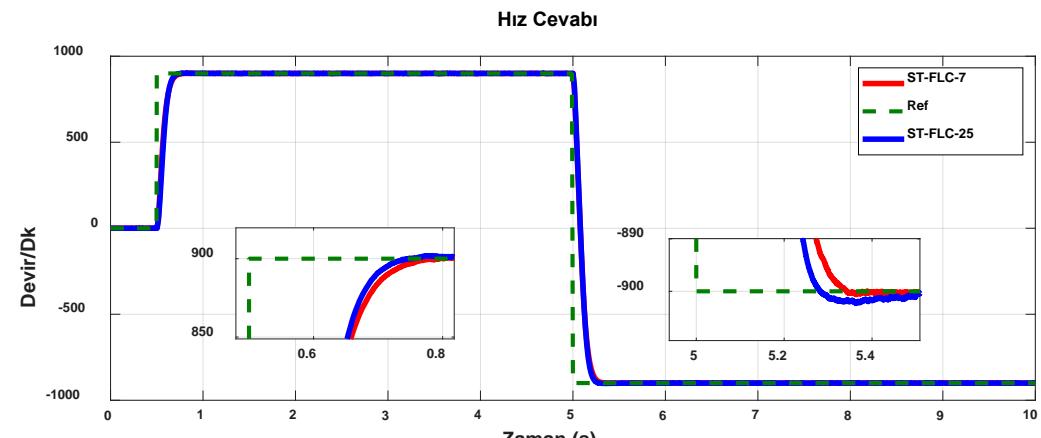
5.1.2 IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Yüksüz Kontrolü

Bu başlık altında, kendi kendini ayarlayan bulanık mantık hız denetleyicisi için standart bulanık kuralların ve basitleştirilmiş bulanık kuralların karşılaştırmalı simülasyon analizi yapıldı. Simülasyon ortamında, tasarlanan ST- FLC'nin standart ve basitleştirilmiş kural boyutlarıyla performans değerlendirmesi tartışılmıştır.

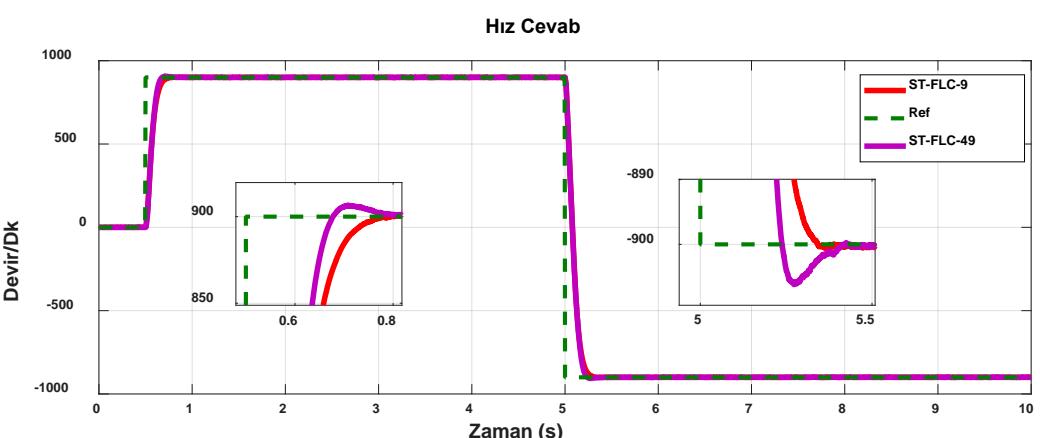
Matlab/Simulink platformu, IFOC tabanlı asenkron motor sürücü sistemi tasarlamak için kullanılmıştır. İlk olarak standart kural boyutları (25, 49) ve basitleştirilmiş kurallar (7, 9) dikkate alınarak ST- FLC ile performans karşılaştırmaları yapılmıştır. Basitleştirilmiş kurallı (7,9) FLC daha sonra standart kurallı (25, 49) FLC ile karşılaştırılır. Kural boyutlarının toplam sürücü performansını nasıl etkileyebileceğini göstermek için, çeşitli çalışma durumları altındaki sistem performansı elde edildi. Şekil 5.4, 5.5 ve 5.6'da tüm sonuçlar toplu olarak karşılaştırılmalı verilmiştir. 1400 rpm, 900 rpm ve 400 rpm'de basitleştirilmiş kural boyutlarıyla standart kuralların performansı karşılaştırıldı. 49, 25 kurallı ST-FLC, 7 kurallı ve 9 kurallı ST- FLC'ye kıyasla daha hızlı geçici ve daha iyi kararlı durum yanıtları gösterdi.



Şekil 5.4. 1400rpm'de:(a) (7,25), (b) (9,49) kurallarını kullanarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.



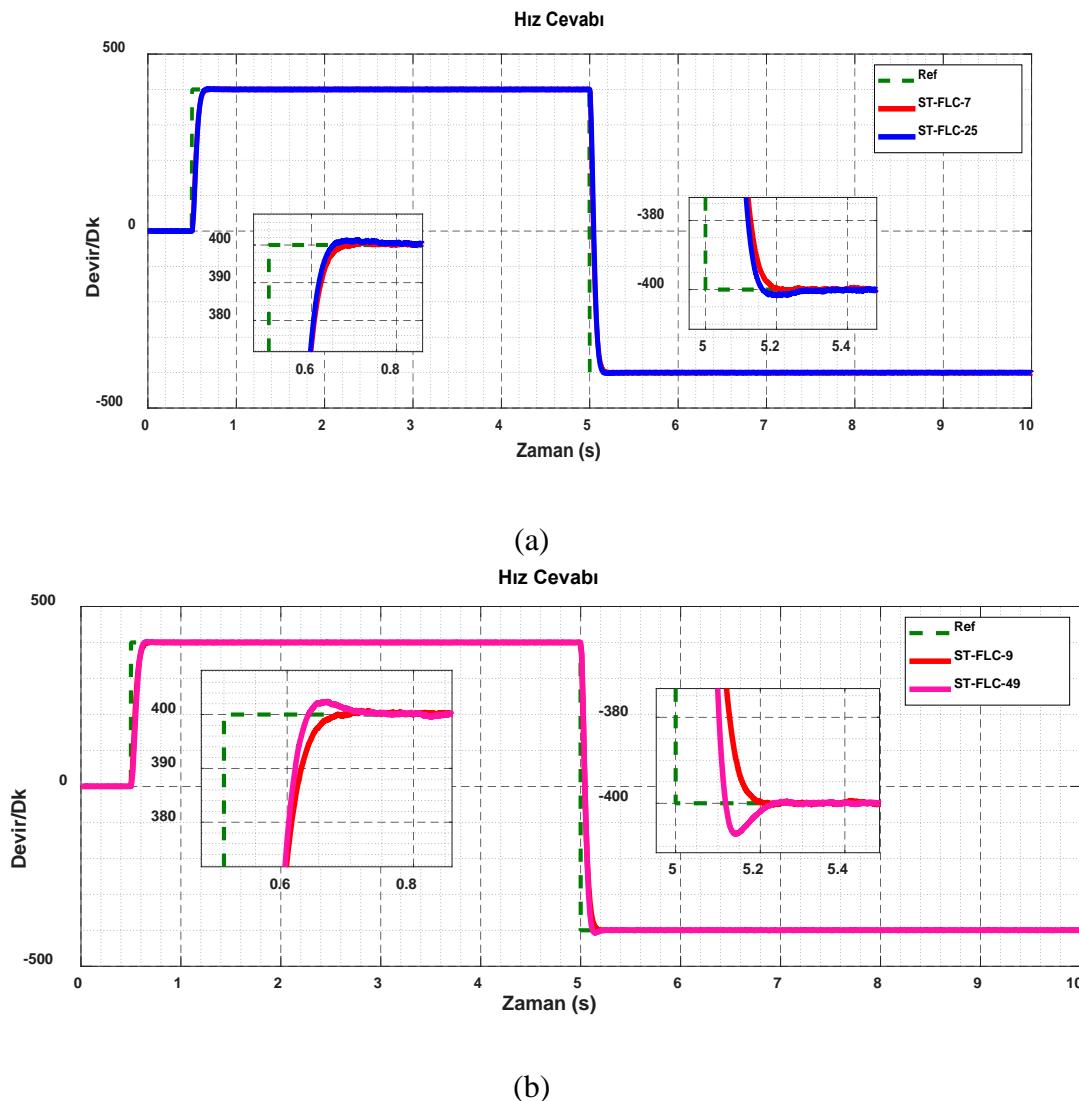
(a)



(b)

Şekil 5.5. 900rpm'de (a) kuralları (7,25), (b) kuralları (9,49) kullanılarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.

Burada, giriş değişkenlerinin kapsadığı uzayda duyarlılığını artıran ve bulanık sistemin çıkış değişkeninin kesinliğini artıran 49 ve 25 adet kural tanımı, oldukça iyi sonuçlar vermektedir. Sonuçlardan standart (49, 25) kural tabanlı ST-FLC'nin daha iyi performans sağladığını görülmektedir. Ancak basitleştirilmiş bulanık kural tabanlı ST-FLC'ninde küçük bir farkla standart bulanık kurallı sistemin performansını izlediği, bunun yanı sıra sürücü performansını da artırdığı görülmektedir.

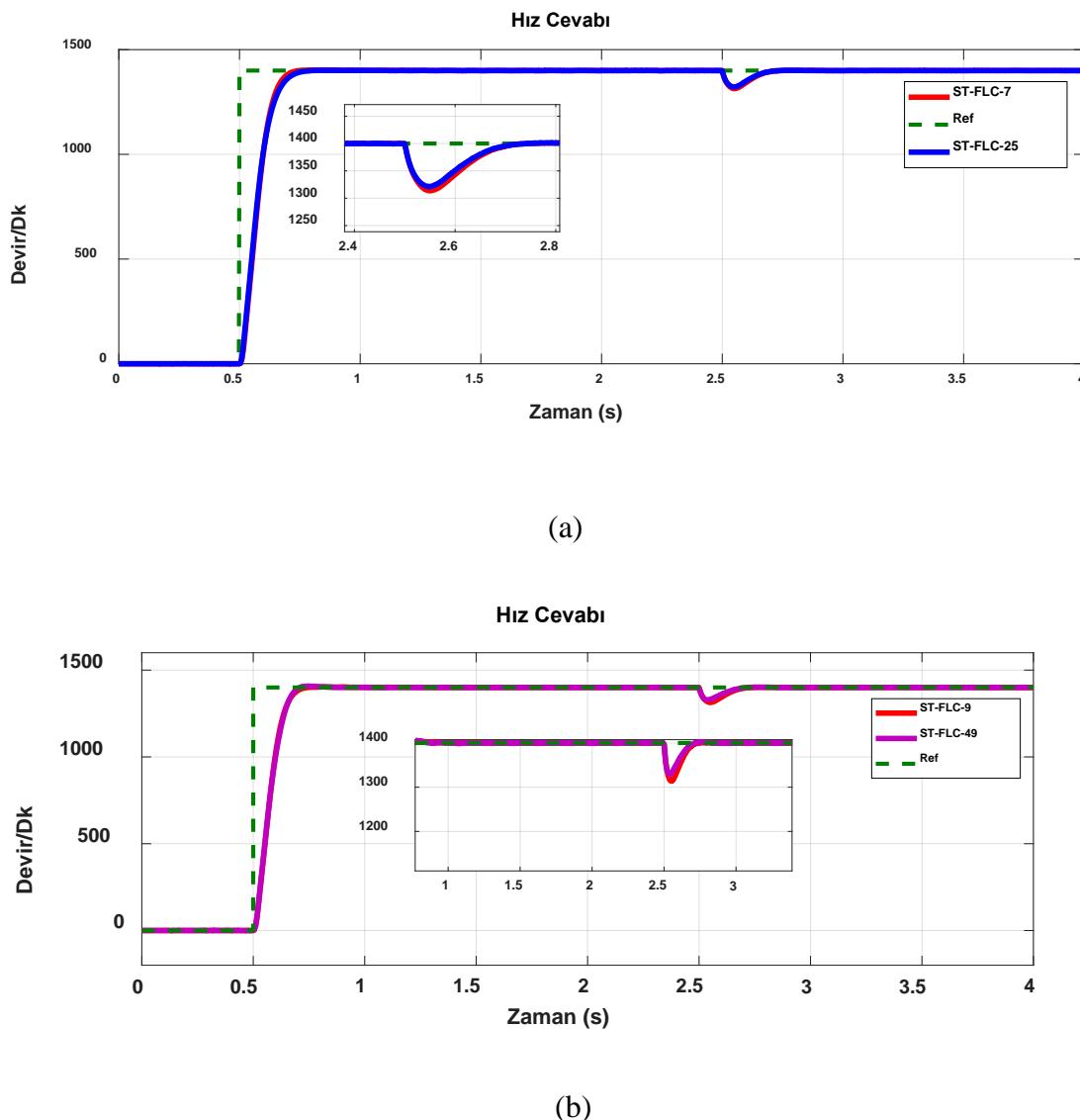


Şekil 5.6. 400'de (a) (7,25), (b) (9,49) kullanılarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.

5.1.3 Yük Bozulmalı IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Kontrolü

Hız kontrol sisteminin güvenilirliğini ve kullanımını doğrulamak için ST-FLC'nin standart bulanık kurallarının ve basitleştirilmiş bulanık kurallarının karşılaştırılmış simülasyon analizi yapıldı. Performans analizleri, sürücünün yük bozulmasına maruz bırakılmasıyla gerçekleştirilmiştir. Tahrik sistemi, 2,5 sn'de uygulanan 10 N.m ile bir yük kesintisi yaşar. Şekil 5.7, ST-FLC'nin yük bozukluğu ile nominal hızda (1400 rpm) kural boyutları (7, 9, 25) ve (9, 49) için yük bozumalarını reddedebileceğini göstermektedir. Standart ve basitleştirilmiş bulanık kurallar arasındaki

karşılaştırıma, daha fazla sayıda bulanık kurala (49,25) sahip ST-FLC'nin en düşük hızda düşüş ve en hızlı iyileşme süresi sergilediğini Şekil 5.7 ile göstermektedir.

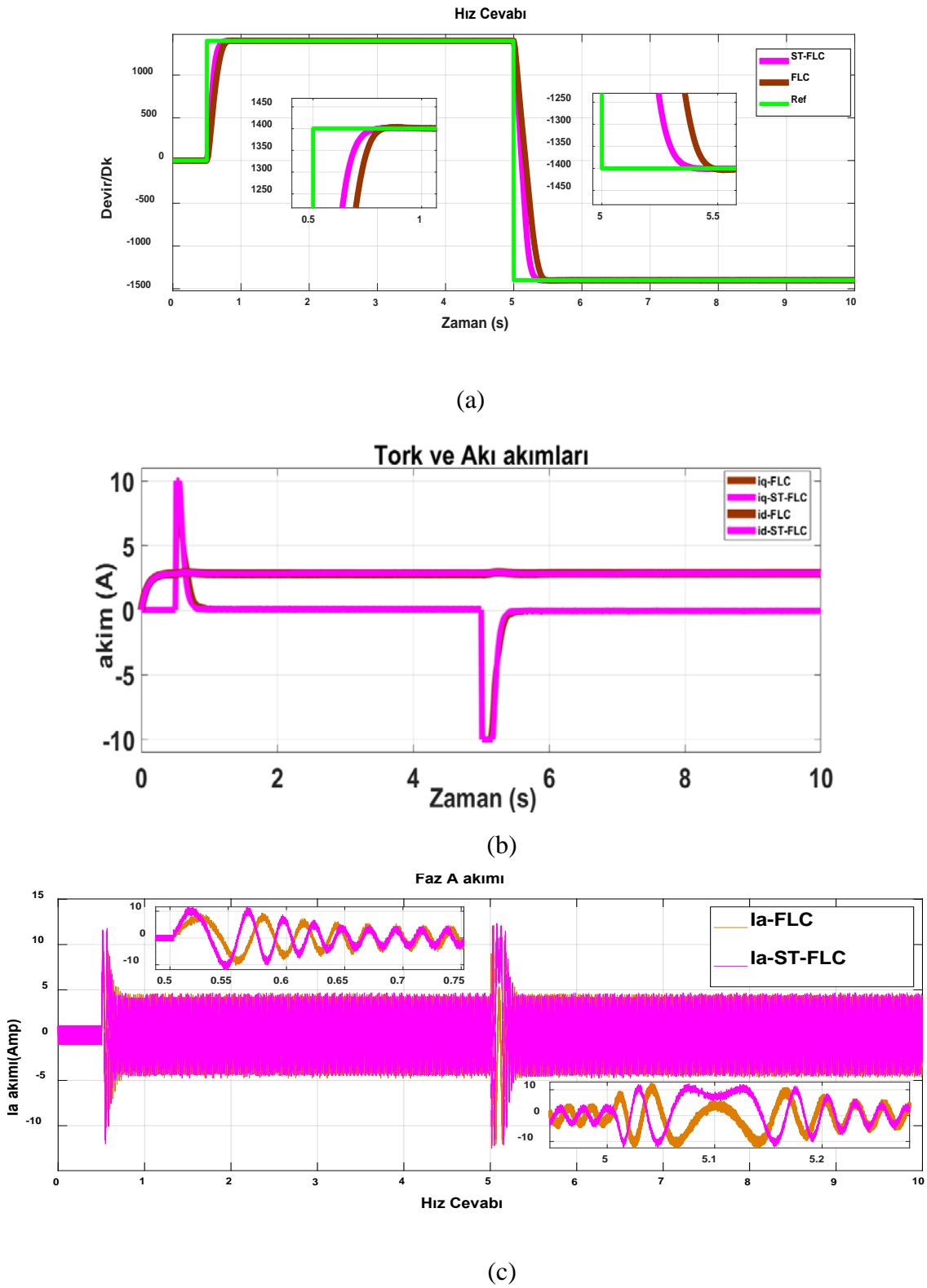


Şekil 5.7. Hız performansı ST-FLC'nin (a) kuralları (9,49), (b) kuralları (7,25) ile yük bozulmaları ile karşılaştırılması.

5.1.4 Yüksüz Çalışmada FLC ve ST-FLC'nin Karşılaştırmalı Tepkisi

Bu bölüm, yüksüz çalışmada basitleştirilmiş 9 bulanık kurala dayalı, standart FLC ve ST-FLC hız kontrol sistemi arasındaki karşılaştırmayı gösterir. Hız kontrol sistemlerinin düzgün çalışmasını sağlamak için, yüksüz koşullardaki hız performans göstergeleri çeşitli referans hızlarda gerçekleştirildi. Referans hız tam duruşta 0,5 saniye ile geri giderken 5 saniye arasında ayarlanır. Genel olarak, her iki denetleyicinin hız performansı hem ileri hem de geri yönlü çalışmalarda sabitti. Şekil 5.8, hız, akım ve tork yanıtı ve çıkış ölçeklendirme faktörünün hız ve tork davranışını önemli ölçüde

etkilediğini göstermektedir. Bu, giriş hızı ölçeklendirme faktörlerindeki değişikliklere bağlı olarak çıkış ölçeklendirme faktörünün kendi kendini ayarlama yeteneğindeki avantajı göstermektektir.



Şekil 5.8. Yüksüz hızlı işlemlerde FLC ve ST-FLC'nin performansı.

Tablo 5.2'de ve Şekil 5.8.(a)'da gösterilen iki kontrolörün hız performanslarının bir özeti sunar. Yükselme süresi ve oturma süresi açısından, ST-FLC, hız performansı açısından geleneksel veya sabit parametreli FLC'den daha iyi performans gösterdi. Neredeyse ihmali edilebilir bir aşama, aynı ayar tasarım kriterlerini kullanan her iki kontrolör tarafından elde edildi. Genel olarak, her iki denetleyicinin hız performansı hem ileri hem de geri işlemlerde sabitti.

Tablo 5.2. FLC ve ST-FLC performans ölçümleri karşılaştırması.

Operasyon	Ölçüm	FLC	ST- FLC
İleri	Yerleşme süresi (ler)	0.323	0.293
	Yükselme süresi (ler)	0.241	0.170
	Aşma (%)	0.285	0.071
Geri	Yerleşme süresi (ler)	0.432	0.335
	Yükselme süresi (ler)	0.245	0.177
	Aşma (%)	0.264	0.071

Tork akımı performansı açısından ST-FLC, sabit bir 10A tork akımı elde etmek için daha hızlı bir tork tepkisine sahip olarak FLC'den daha iyi performans göstermektedir. Motor akımının A fazı benzer davranış gördü. 10A'ya ulaştığında, motor sabit duruma girene kadar akım değişmemektedir. ST-FLC'li motor statorunun A faz akımının standart FLC'ye göre daha hızlı performans gösterdiği görülmektedir. Tüm akımlardaki performans, her iki kontrolörün hız tepkilerinin yansımasıdır.

5.1.5 Yüksüz çalışmada FLC ve ST-FLC için hız değişim yanıtı analizi

Bu bölüm, yüksüz çalışmada basitleştirilmiş 9 bulanık kurala dayalı olarak iki hız kontrol cihazı arasındaki karşılaştırmayı gösterir. Birinci kontrolör standart sabit parametreler FLC'dir ve ikinci kontrolör kendi kendini ayarlayan ST- FLC'dir. Bu kontrolörler eşit koşullarda geniş hız aralığındaki işlemlerde test edildi. 100 rpm'den 1400 rpm'ye kadar tüm hız aralığı için hız performansları hem FLC hem de ST-FLC için ölçüldü. 1400 rpm değeri, motorun anma hızı olduğu için seçilmiştir. Bununla birlikte, motorun senkron hızı 1500rpm'dir. Nominal hız veya tam yük hızı, 1400rpm'ye ayarlanmış senkron hızdan daha düşük olmalıdır.

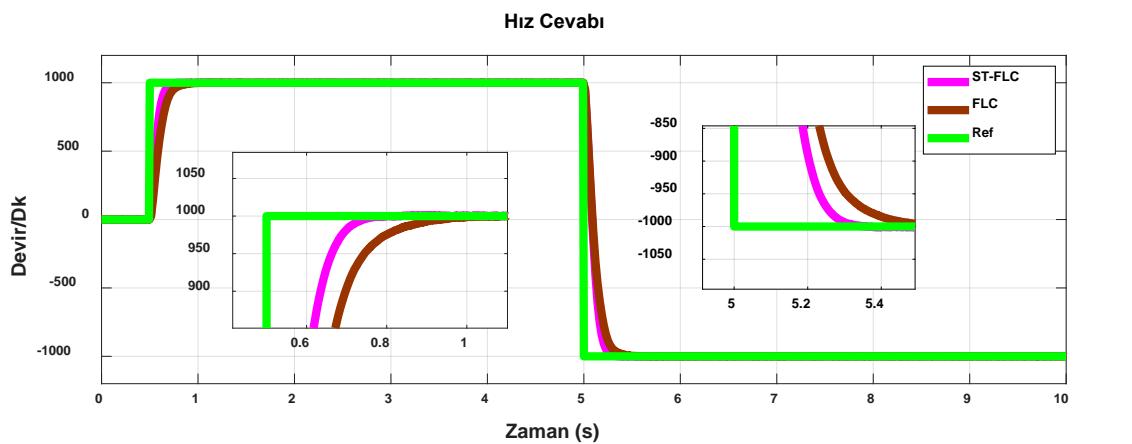
Şekil 5.10. (a), tüm hız bölgesinde FLC ve ST- FLC için aşım yüzdesinin karşılaştırılmasıyla elde edilen performansı sunar.

Şekil 5.10. (a)'da görüldüğü gibi, sürücü tasarlanan çalışma noktasından uzaktaki hızda çalışırken her iki denetleyicinin aşım yüzdesi artar. Tüm hız bölgesinin yükselme süresi ve oturma süresi, Şekil 5.10. (b) ve (c)'de gösterildiği gibi ST- FLC ve FLC için ölçüldü ve karşılaştırıldı. Hem ST- FLC hem de FLC'nin daha düşük hızlardaki çalışmada daha hızlı yükselme süresi ve yerleşme süresi ürettiği görülmektedir. ST- FLC, standart FLC'ye kıyasla üç hız ölçüsü dikkate alındığında daha iyi performans üretmektedir. Düşük, orta ve yüksek (Şekil 5.9.) için tüm hızlarda yüzde aşım, oturma süresi ve yükselme süresi açısından üstündür. 1400 rpm hızında çalışmada ST- FLC ve FLC'nin oturma süresi sırasıyla 0,293s ve 0,323s'dir. Aynı zamanda, anma hızında çalışmada ST-FLC'nin yükselme süresi sırasıyla 0,17s ve 0,24s'dir. İleri ve geri işlemlere hız değişimi Şekil 5.10. (a), (b) ve (c)'de gösterilmiştir.

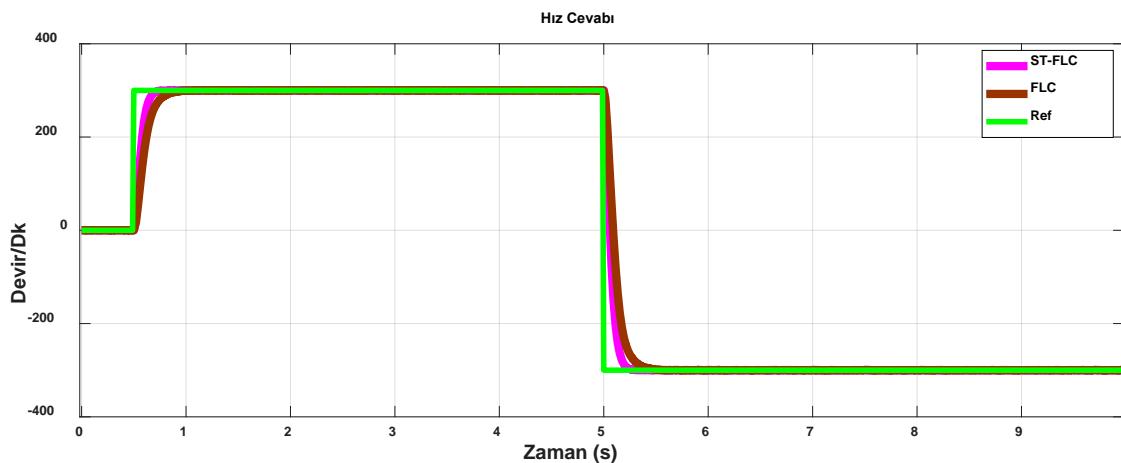
Her iki denetleyici de T_s ve Tr açısından benzer performans gösterdi. Hız, nominal hızdan (1400rpm) uzaklaştıkça, oturma ve yükselme süresi doğrudan azalır. ST- FLC ve FLC'nin en yüksek aşımı, 100 rpm için sırasıyla %1,85 ve %2,69'dur. ST- FLC, standart FLC'ye kıyasla tüm hız aralıklarında daha küçük aşmalar üretmede üstündür. Yerleşme süresi için, hız nominal hızdan düştükçe her iki kontrolör için yerleşme süresinde doğrudan azalma görülmektedir. ST-FLC, aynı hız aralığında FLC için 0,275 saniyeye kıyasla 200 dev/dak'da 0,2003 saniyelik oturma süresi üretmiştir. ST-FLC için 100 rpm'de kaydedilen 0,10094s'lik bir yükselme süresi, aynı hızda çalışmada standart FLC için 0,1425s'dir. Tablo 5.3, geniş hızlı işlemlerde ortalama değerleri göstermektedir.

Tablo 5.3. Aşma, yükselme süresi ve yerleşme süresi ortalama değerleri.

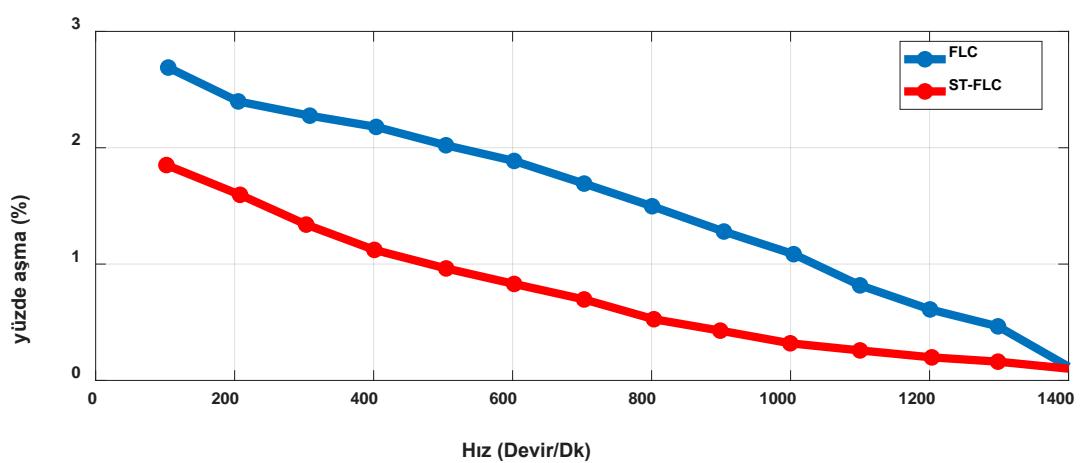
Denetleyici	FLC		ST- FLC	
	İleri	Geri	İleri	Geri
Yüzde aşımı	1.506%	1.613%	0.745%	0.849%
Yükselme Süresi (ileri)	0.196	0.212	0.135	0.146
Yerleşme Süresi (ileri)	0.317	0.328	0.241	0.246



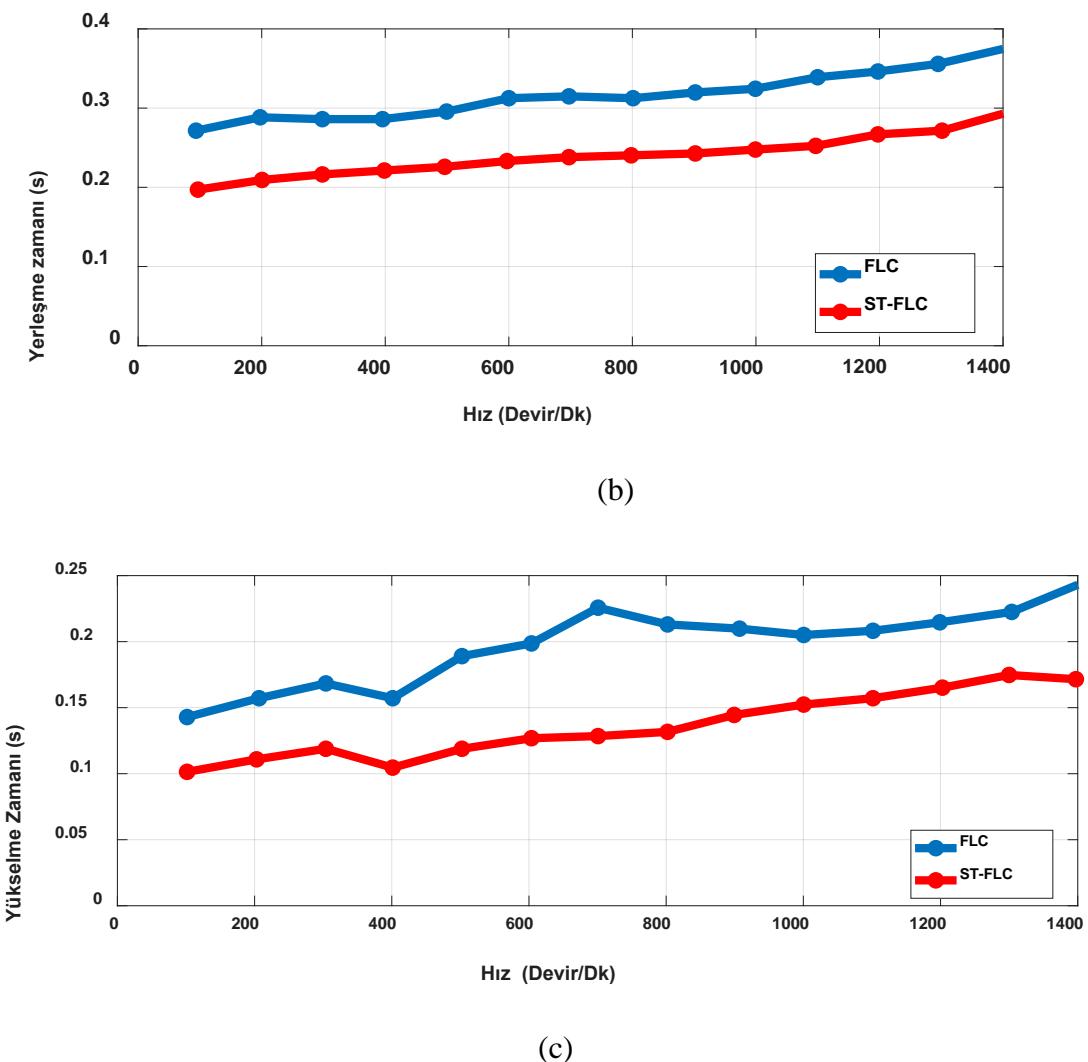
(a)



(b)

Şekil 5.9. 1000 rpm ve 300 rpm hız tepkileri.

(a)

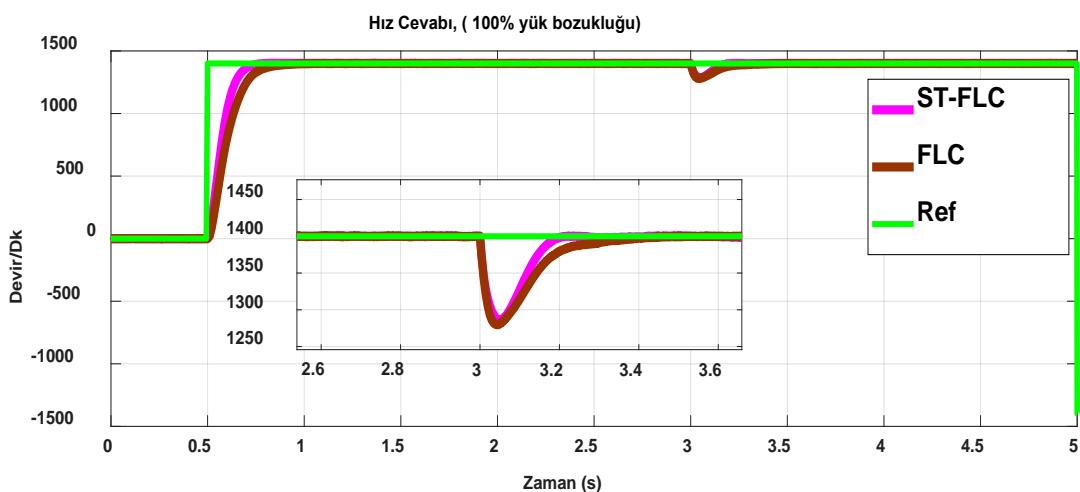


Şekil 5.10. Geniş ileri hız çalışması aralığı, (a) yüzde aşımı, (b) oturma süresi ve (c) yükselme süresi hız karşılaştırması.

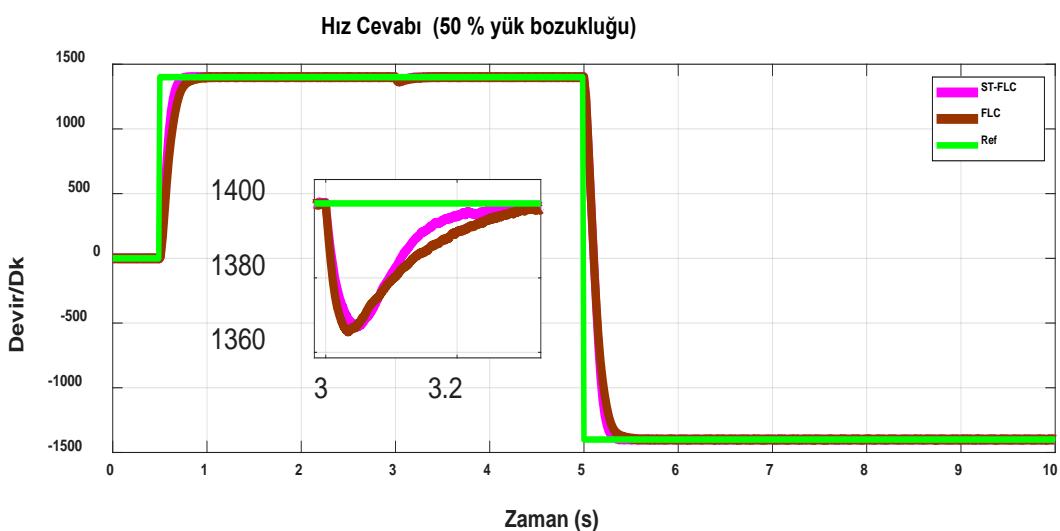
5.1.6 Yük bozukluğunda FLC ve ST- FLC'nin hız referansındaki değişime yanıtı

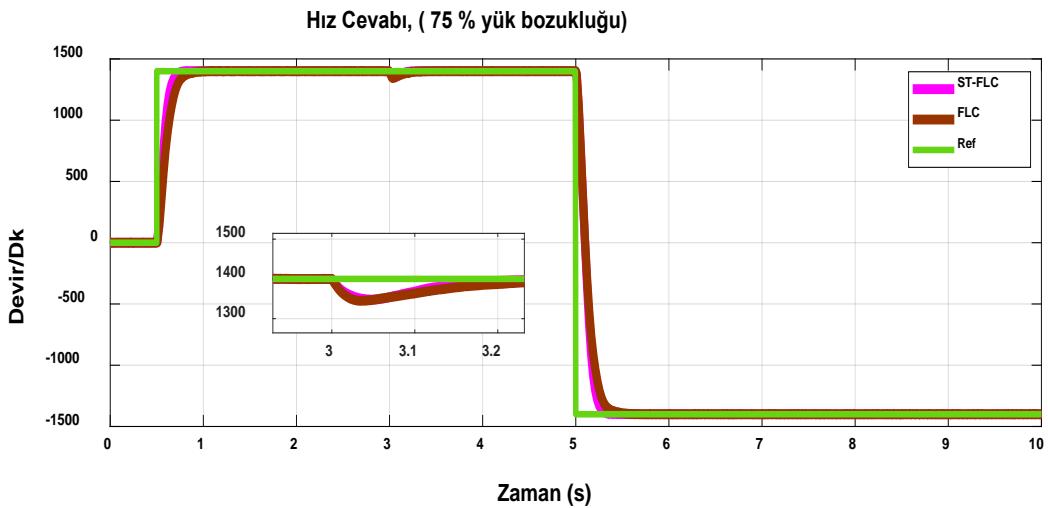
FLC ve ST- FLC'nin önceki performans analizleri, sürücüye yük bozulması uygulanmadan yapılmıştır. Önerilen hız kontrol sistemlerinin çalışabilirliğini ve sağlamlığını doğrulamak amacıyla, yük bozulmasını reddetme yeteneklerini test etmek için 3 saniyelik bir yük bozulması (5 N.m) uygulanmıştır. Şekil 5.11, 1400 rpm'de çalışırken yük koşulları altında ST- FLC ve FLC'nin performansını karşılaştırmaktadır. Aynı zamanda motorun %75 ve %50 yükteki performansı Şekil 5.12.'de gösterilmiştir. Ek olarak, yük bozulması sırasında tüm hız aralığında kontrolörlerin sağlamlığı Şekil 5.13.'te grafiksel olarak çizilmiştir. Yük bozucu çalışma sırasında 1400rpm hızlı

çalışmada FLC ve ST- FLC için sırasıyla 120 rpm ve 114 rpm'lik bir hız düşüşü meydana gelir. FLC ile karşılaştırıldığında, ST-FLC yüzde 3,5'lik bir hız düşüşüne ancak 6 rpm'lik bir iyileşmeye sahiptir. Hem ST-FLC'nin hem de FLC'nin hız düşüşü, daha düşük hız aralığında en yüksek hız düşüşünün yaşadığı hız aralığı ile doğrudan ilişkilidir. Her iki denetleyicinin hız düşüşü, düşük hızlı işlemlerde yüksek hız düşüşü ve daha yüksek hızlı işlemlerde daha düşük hız düşüşü kaydetti. 1400 rpm hızda çalışmada, ST-FLC ve FLC sırasıyla 0,201 ve 0,341 saniyelik toparlanma sürelerine sahiptir. ST-FLC, geleneksel FLC'den 0,24 saniye daha hızlı iyileşmektedir.

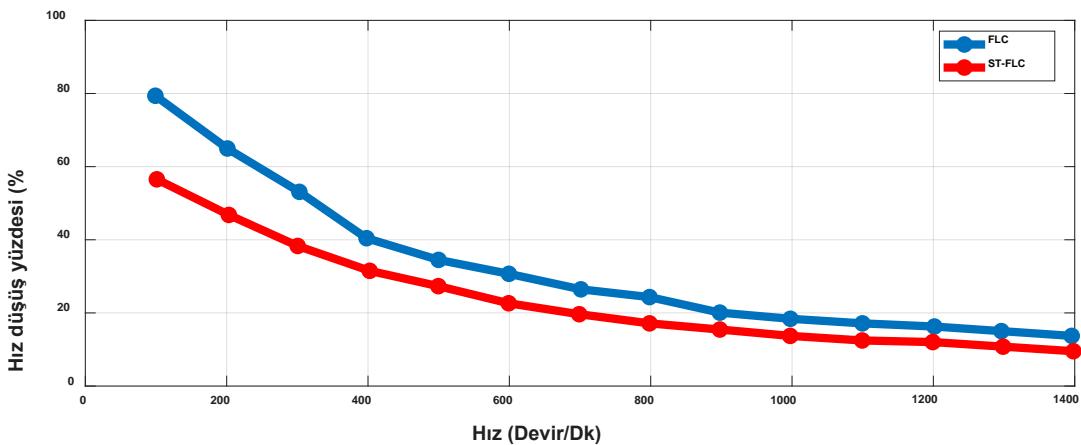


Şekil 5.11. Yük bozulma reddinin etkinliğinin karşılaştırılması (%100 yük).





Şekil 5.12. Yükün bozulmaları reddetme yeteneğinin karşılaştırılması (%50 ve %75).

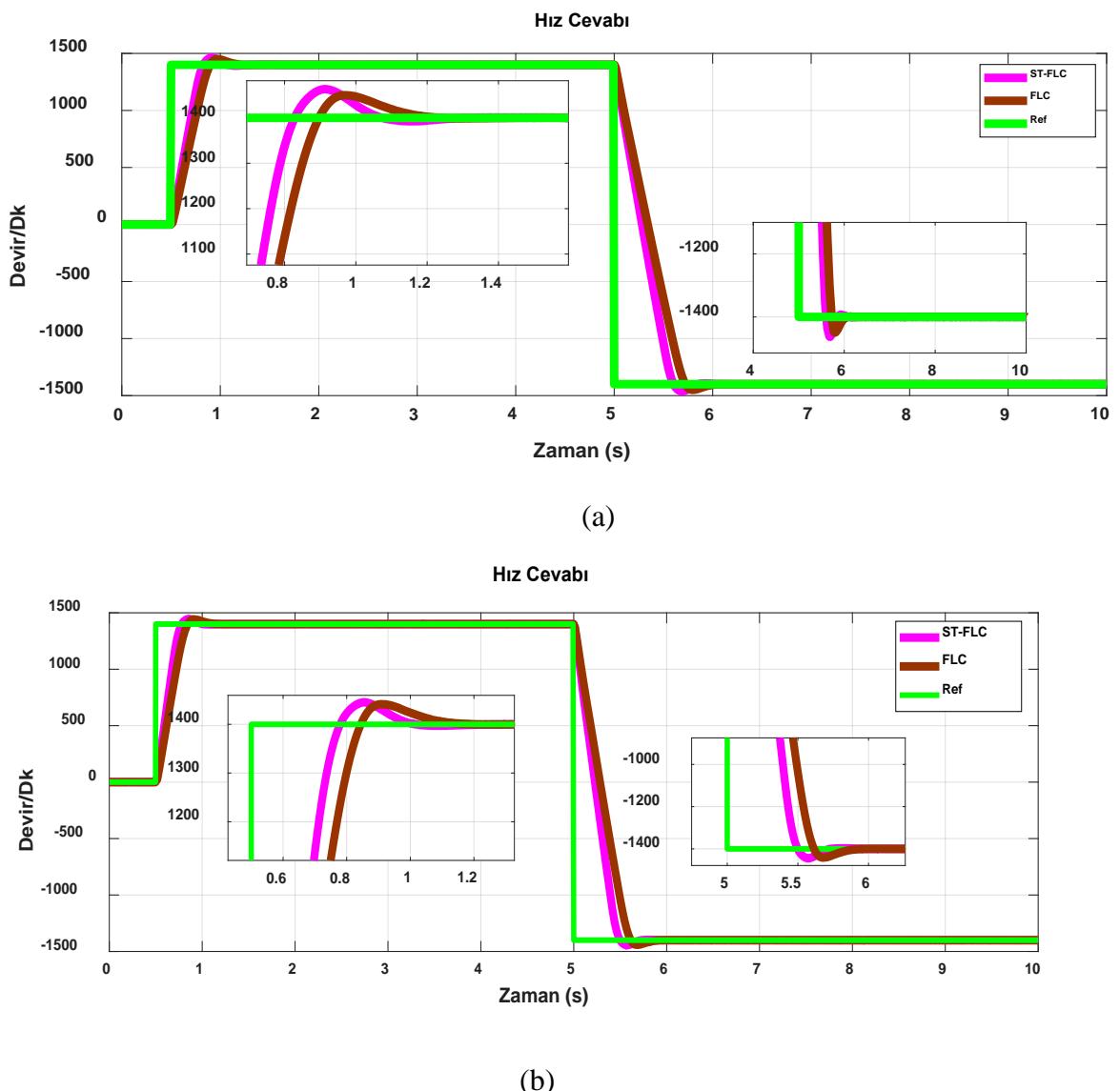


Şekil 5.13. Çeşitli çalışma hızlarında (tam yük) yük bozulmasının karşılaştırılması.

5.1.7 Yüksüz Çalışmada FLC ve ST- FLC'nin Atalet Değişimlerine Tepkisi

Bundan önceki tüm testler nominal motor eylemsizliğinde ($J=0.008\text{kgm}^2$) gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde, ST- FLC ve FLC'nin motor ataletindeki değişikliklere tepkisi araştırılacaktır. Ataletin kontrolör performansı üzerindeki etkilerini test etmek için iki farklı atalet değeri (2,5J ve 3,75J) uygulanmıştır. Motor atalet değişiminin etkisini test etmek için 1400 dev/dak nominal hız kullanılmıştır. Nominal hızda iki atalet değerinin karşılaştırma performansı Şekil 5.14.'te sunulmuştur. Her iki hız karakteristiği de motor ataletindeki artıştan etkilenmektedir.

Motor ataletindeki artışla birlikte oturma süresi, yükselme süresi ve aşma süresinde bir artış gözlenir. Aşma yüzdesi, motor atalet artışına cevap olarak dinamik olarak artar. İki farklı motor ataletiyle geri ve ileri hız çalışması gerçekleştirildi. Ek olarak Tablo 4.4, iki ST- FLC ve FLC'yi aşma, yükselme süresi ve oturma süresi için üç farklı atalet biçimini karşılaştırmaktadır. Atalet değeri arttıkça motorun performansının düşüğünü göstermiştir.



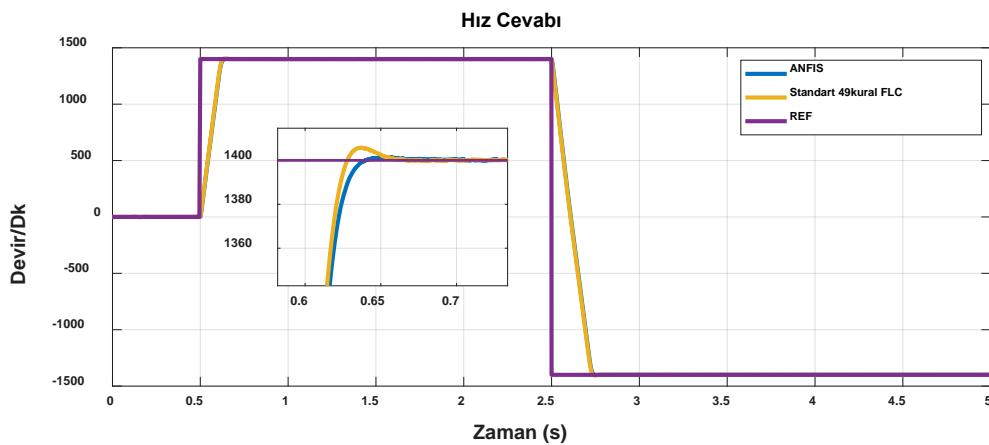
Şekil 5.14. İki farklı atalet değeri (a) 2,5J, (b) 3,75 J kullanılarak ST-FLC ve FLC'nin performans analizi.

Tablo 5.4. Atalet değişimi ile ST- FLC ve FLC'nin karşılaştırılması.

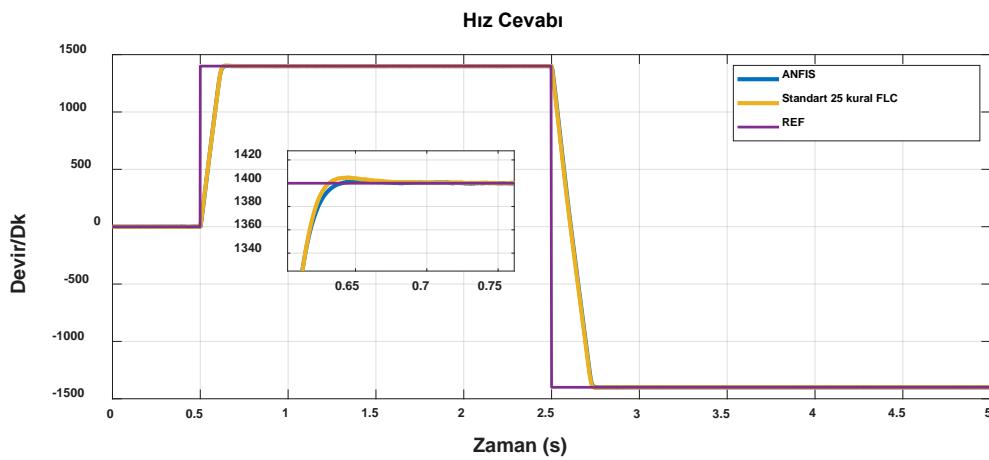
Controller		FLC			ST- FLC		
Süredurum		J	2.5J	3.75J	J	2.5J	3.75J
İleri	OS%	0.133	0.821	3.300	0.113	0.630	2.520
	Tr(s)	0.240	0.250	0.290	0.171	0.194	0.238
	Ts(s)	0.380	0.380	0.390	0.264	0.270	0.325
Geri	OS%	0.240	3.124	3.150	0.130	2.930	2.500
	Tr(s)	0.250	0.260	0.290	0.180	0.196	0.240
	Ts(s)	0.430	0.620	0.730	0.260	0.498	0.600
Not	$J=0.008kgm^2$			$2.5J= 0.02kgm^2$		$3.75J= 0.03kgm^2$	

5.1.8 ANFIS tabanlı hız kontrol sistemi performans analizi

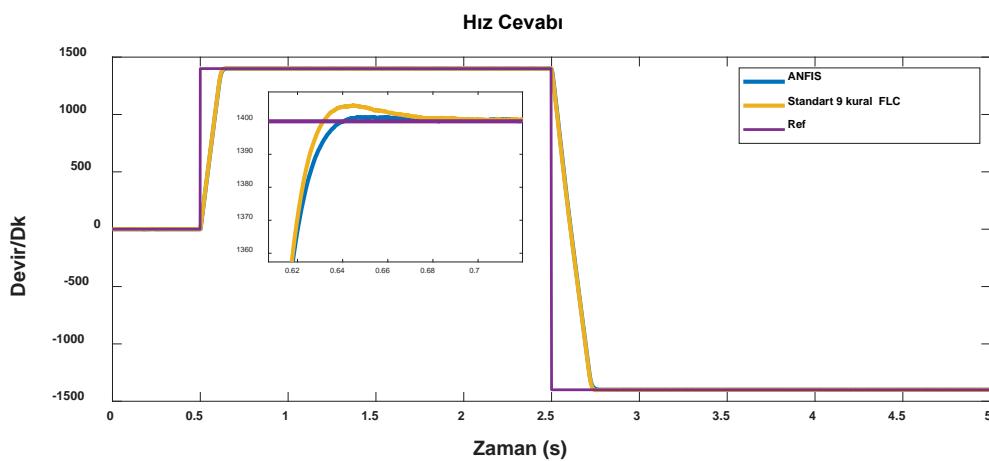
Bu aşamada bir ANFIS denetleyici ile indüksiyon motorunun hız kontrolü yapılmıştır. Şekil 5.15, 5.16 ve 5.17, 1400 rpm'de standart 49, 25, 9 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının ANFIS ile karşılaştırması gösterilmektedir. Şekillerden ANFIS denetleyicisinin oturma süresi ve yükselme süresinin FLC ile aynı olduğu ve aşımı azalladığı görülmektedir. Ek olarak, Şekil 5.18, 5.19 ve 5.20 ise 1400 rpm'de ANFIS ile karşılaştırılan basitleştirilmiş 9, 7, 5 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırmasını göstermektedir. Şekillerden ANFIS denetleyicisinin yerleşme süresinin basitleştirilmiş FLC ile aynı olduğu ve aşmanın azalığı görülmektedir. Ancak ANFIS denetleyicisinin 3×3 MF'ler ile 9 kurala indirimeye yönelik adım hız yanıtı, bu eylemin hız performansı üzerindeki etkilerini göstermektedir. ANFIS denetleyicisinin Mamdani FLC ile karşılaştırmasının 1400 rpm'de hız performansı Tablo 5.5.'te sunulmaktadır. ANFIS, sonuçları Mamdani denetleyicisinden daha iyi sonuçlar üreterek, önerilen ANFIS denetleyicisinin etkinliğini doğrulamıştır. Mamdani FLC kuralları ve ANFIS denetleyici ayrıca aşım (OS), oturma süresi (T_s) ve yükselme süresi (Tr) açısından sayısal olarak karşılaştırılmış ve sayısal analiz Tablo 5.5.'te sunulmuştur. Ancak, veriler denetleyiciyi ayarlamak için kullanıldığından, ANFIS büyük ölçüde toplanan verilere bağlıdır. Tablo 5.5, Mamdani FLC ve ANFIS tabanlı IFOC'nın adım hızı yanıtı karşılaştırmasını göstermektedir. Tablo 5.5.'te de görüleceği gibi ANFIS denetleyicisi için kural ve üyelik sayısı 3×3 MF'ler ile 9 bulanık kurala düşürülmüştür.



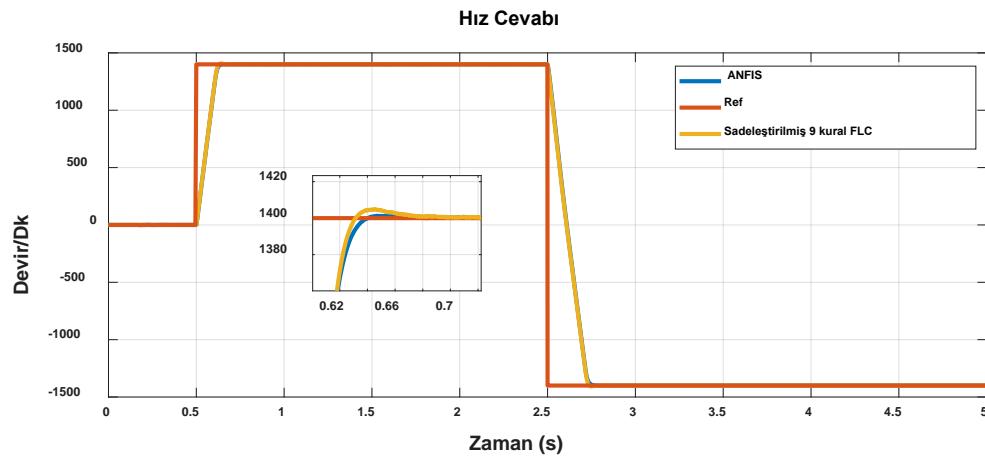
Şekil 5.15. Standart 49-rulesFLC ve ANFIS a1400 rpm'nin hız yanıtlarının karşılaştırması.



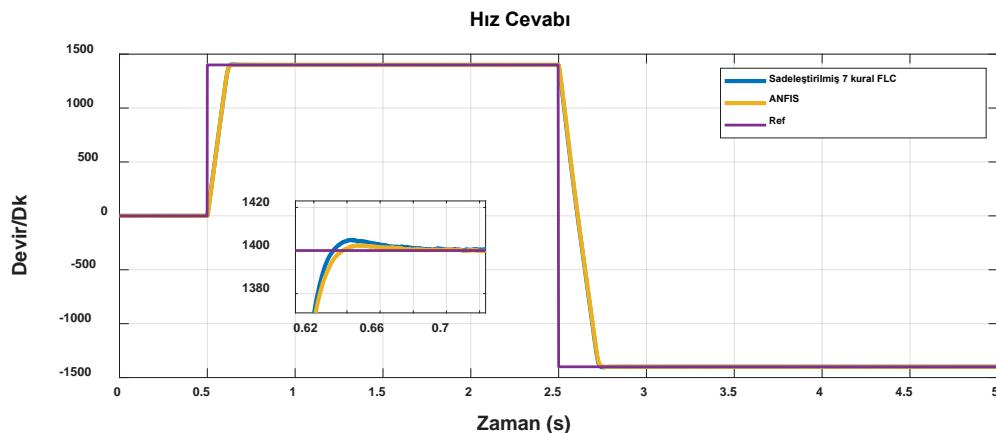
Şekil 5.16: Standart 25 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.



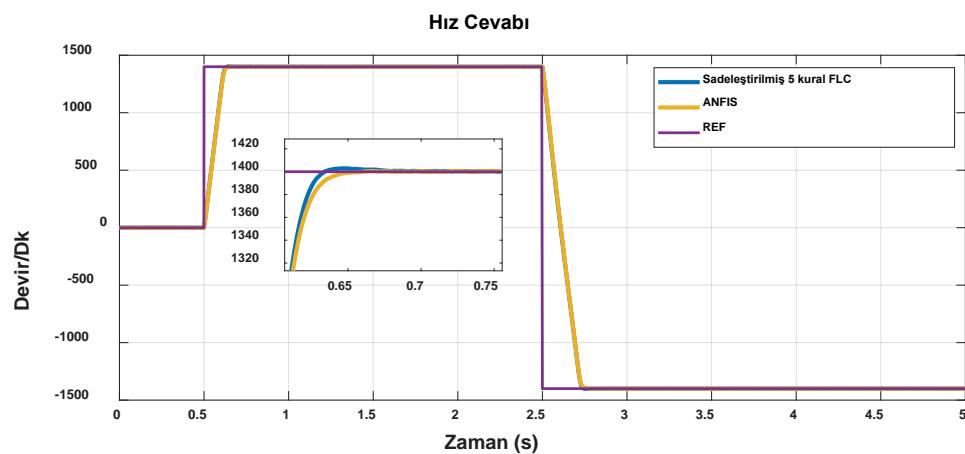
Şekil 5.17: Standart 9-kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.



Şekil 5.18. Basitleştirilmiş 9 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.



Şekil 5.19. Basitleştirilmiş 7 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.



Şekil 5.20. Basitleştirilmiş 5 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.

Tablo 5.5. FLC ve ANFIS'in adım hızı yanıtı Karşılaştırması.

MFs Öge	MANDENI KONTROLÖRÜ		ANFİS KONTROLÖRÜ	
	7X7	9 kural	3X3	9 kural
yüzde aşma (%)	0.74%	0.99%	0.15%	0.07%
Ts(s)	0.0642	0.063	0.067	0.071
Tr(s)	0.0477	0.0477	0.048	0.0494

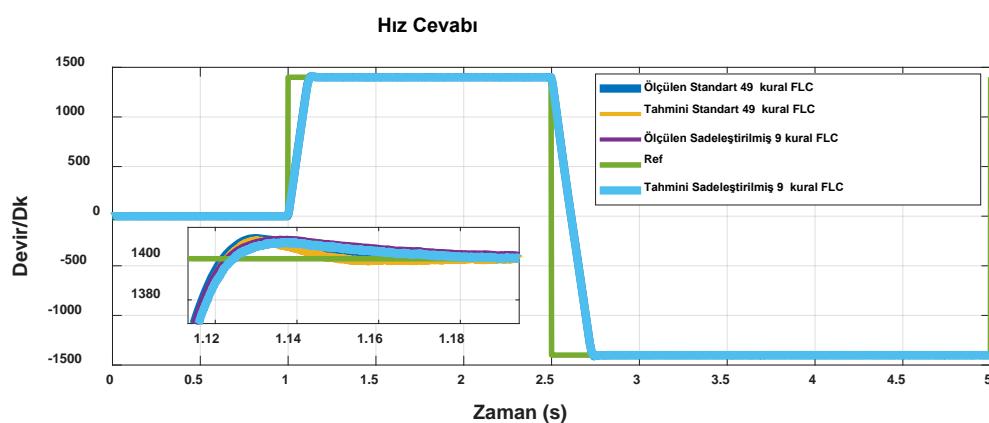
MFs Öge	MANDENI KONTROLÖRÜ		ANFİS KONTROLÖRÜ	
	5X5	7 kural	3X3	9 kural
yüzde aşma (%)	0.59%	0.69%	0.06%	0.258%
Ts(s)	0.0655	0.0755	0.0682	0.0671
Tr(s)	0.0479	0.0454	0.0477	0.0477

MFs Öge	MANDENI KONTROLÖRÜ		ANFİS KONTROLÖRÜ	
	3X3	5 kural	3X3	9 kural
yüzde aşma (%)	0.34%	0.218%	0.087%	0
Ts(s)	0.0663	0.067	0.069	0.05
Tr(s)	0.0481	0.08491	0.0484	0.0476

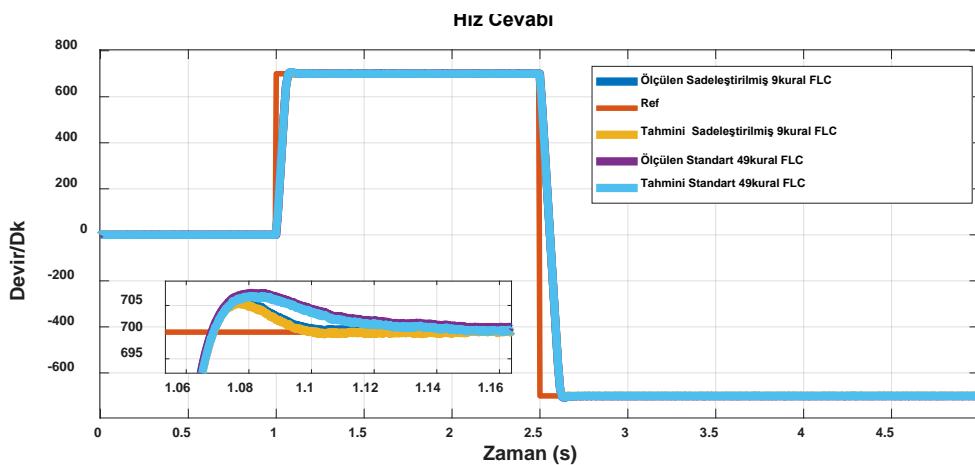
5.1.9 IM'nin Sensörsüz IFOC temeline dayalı FLC Hız Adımı Tepkisi

Burada, IFOC yaklaşımına ve sensörsüz MRAS yöntemine dayalı olarak IM sürücü sistemi Matlab/Simulink ortamında oluşturuldu. Şekil 5.21, 1400 rpm anma hızında 49 ve 9 bulanık kurallar arasındaki hız performans karşılaştırmalarını göstermektedir. Şekil 5.22, 700 rpm'de 49 ve 9 bulanık kurallar arasındaki hız performansı karşılaştırmalarını gösterirken, 300 rpm'de düşük hızda 49 ve 9 bulanık kural arasındaki hız performansı karşılaştırmaları Şekil 5.23.'te gösterilmiştir. Şekil 5.21-5.24'te de görülebileceği gibi, önerilen sensörsüz IM sürücüsünün simülasyon sonuçları, gerçek (kodlayıcı) hız ile tahmini hız (sensörsüz) arasında çok düşük bir farkla hızı etkili bir şekilde tahmin etmektedir. Ayrıca, yük bozulması sırasında sensörsüz IM sürücüler, enkoder hızı ölçümü olan IM sürücülerle hemen aynı şekilde yük bozulmasını reddeder. Buradan kodlayıcı kullanımının ortadan kaldırılabileceği, böylece sürücü

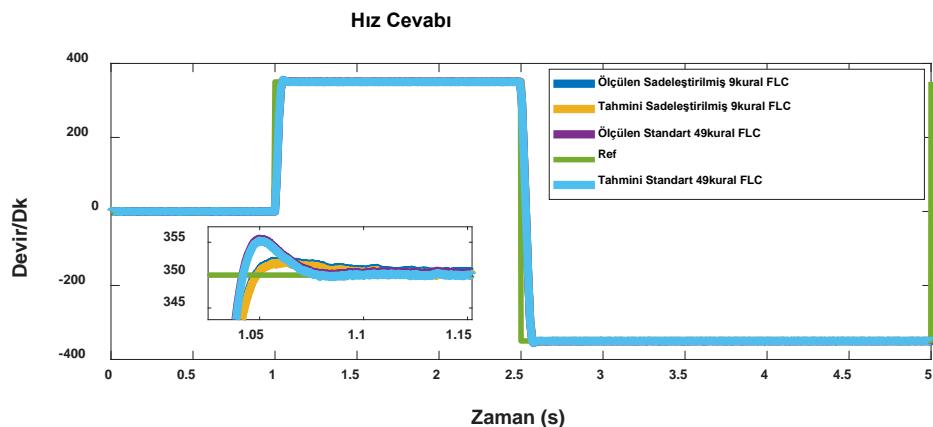
sisteminin karmaşıklığının yanı sıra donanım maliyetinin de azaltılabileceği önerilen yöntemin güvenilirliğini gösterir. Karşılaştırma analizi, önerilen basitleştirilmiş FLC kurallarının uygulanabilirliğini doğrulamak için kullanılabilir. Şekil 5.20.'de standart 49 kurallı FLC'nin performans değerlendirmesinin, yalnızca düşük hızda hız adımı yanıtı için önerilen basitleştirilmiş 9 kurallı FLC ile karşılaştırılması görülmektedir. FLC kurallarının arttırılmasının daha doğru hız kontrolüne yol açtığı açıklır. Bununla birlikte, sistemin karmaşıklığı önemli ölçüde artabilir. Bu nedenle, önerilen basitleştirilmiş 9 kurallı FLC, gerçek zamanlı uygulamalarda çok daha az karmaşık uygulama ile hız kontrolü için hemen hemen benzer performans elde etmek için tercih edilebilir. FOC'nın 1400 rpm/dak hızında, 49 kurallı FLC kullanılarak yük bozukluğu olmadan elde edilen tork profili sonucu incelenmiş, hızın 0 d/d'den 1400 d/d'ye çıkması durumunda torkun 10 Nm'ye yakın anma değerine yükseldiği görülmüştür. Hız kararlı durumdayken tork düşer ve 0 Nm'de değişir. Öte yandan, hız tersine döndüğünde tork, Şekil 5.25'te gösterildiği gibi negatiftir. Aynı test, 2 s'de 5 Nm'lik bir harici yük bozulması ile tekrarlanmıştır. Ani bir yük bozulması olmasına rağmen, hız performansı Şekil 5.26.'da gösterildiği gibi sağlam durmaktadır. 1400 rpm'de 1.5 s'de 5 Nm'lik yük bozukluğu ile bulanık kurallar 49 ve 9 arasındaki hız performansı karşılaştırmaları Şekil 5.26.'da gösterilmiştir.



Şekil 5.21. 1400 rpm'de nominal hızda bulanık kural 49 ve 9 kurallarının hız performansı karşılaştırmaları.



Şekil 5.22. 700 rpm'de bulanık kurallar 49 ve 9 arasındaki hız performansı karşılaştırmaları.



Şekil 5.23: 350 rpm'de bulanık kural 49 ve 9 kuralları arasındaki hız performansı karşılaştırmaları.

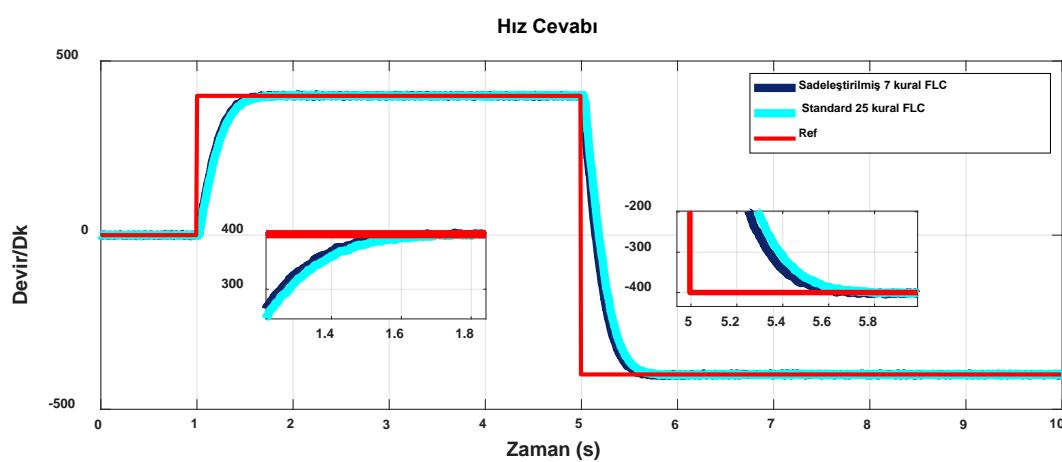
2.1 Deneysel Sonuçlar

Uygulama sisteminde kullanılan dSPACE kontrol arayüzü yardımıyla deneysel sonuçlar gözlenmiş ve kaydedilmiştir. Deney çalışmasının amacı pratik uygulamada simülasyon sonuçlarını doğrulamaktır. Pratik uygulamalarda sınırlı bellek alanı, işlemci kapasitesi ve kullanılan diğer donanım elemanlarının doğruluğu gibi donanım sınırlamaları yaygın olarak ortaya çıkar. Kontrol algoritmasının uzun ve karmaşıklığı, yetersiz işlemci hızı gibi nedenlerden dolayı farklı örneklemme frekansları uygulanır.

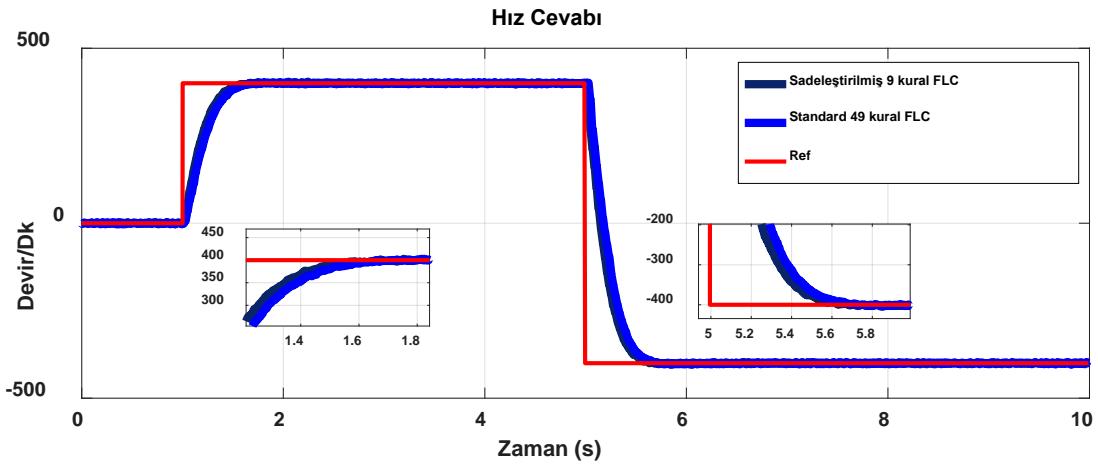
Çalışmada ilk olarak, FL hız denetleyicisi PC ortamında MATLAB (Simulink ve fuzzy Tollbox), Dspace bloksetleri, MATLAB-dSpace arayüzü kullanılarak modellendi ve simüle edildi. Daha sonra pratik uygulamada yük ve yük bozukluğu olmadığı durumlar için IM çalıştırıldı ve önerilen algoritmalar yürütüldü. Uygulamalarda adım olarak değişen hız referansları ve yük dağılımı dahil olmak üzere çeşitli çalışma şartlarında sistem çalıştırıldı ve sonuçlar elde edildi. Denetleyici olarak hem standart sabit parametreli FLC, hem de kendi kendini ayarlayan ST-FLC, standart ve basitleştirilmiş kurallar kullanılarak yürütüldü ve sonuçlar değerlendirildi. Ek olarak, basitleştirilmiş bir bulanık ST-FLC ile sabit parametreli FLC'nin yük bozulması altında performansları karşılaştırılmıştır.

5.2.1 IM'nin Sabit Parametreli FLC ile Yüksüz Kontrol Uygulaması

Bu bölümde, IM'nin yüksüz hız kontrolünde sabit parametreli FLC'de standart bulanık kurallar (49, 25) ve basitleştirilmiş bulanık kurallar (9,7) kullanılarak pratik uygulama yapılmış ve deneyel sonuçlar karşılaştırılmıştır. Şekil 5.24, 5.25 ve 5.26, hem basitleştirilmiş bulanık kurallar hem de standart bulanık kurallar için 1400 rpm, 900 rpm ve 400 rpm referans hızlarda karşılaştırmalı deneyel sonuçlar verilmektedir. Deneyel sonuçlardan önerilen basitleştirilmiş kurallı FLC'nin ne kadar iyi performans gösterdiği görülmektedir. Bu da kontrol algoritmasında azaltılmış bir hesaplama yükü demektir. Deneyel sonuçlar önerilen kural indirme yönteminin başarılı olduğunu göstermektedir. Sistemde sabit parametreli FLC kullanıldığından, girişlerdeki hız hatası ve hız hata değişimi sabit kalmaktadır. Deneylerde referans hız 400rpm, 900rpm ve 400rpm olarak ayrı ayrı uygulanmıştır.

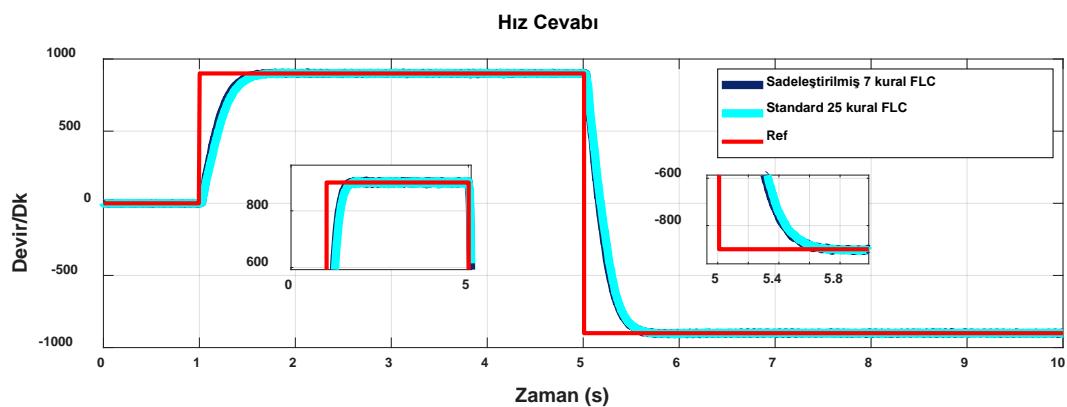


(a)

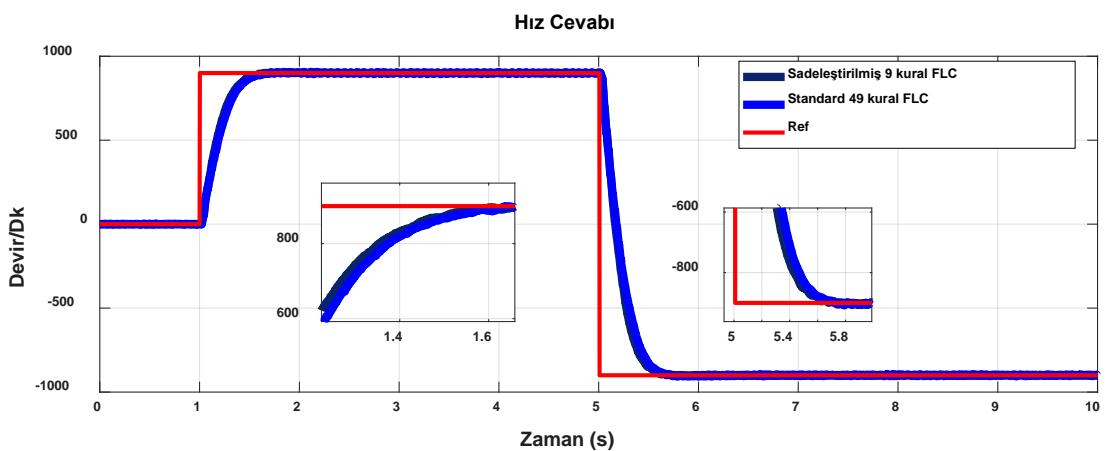


(b)

Şekil 5.24. 400rpm'de (a) (7, 25) kuralı (d) (9, 49) kuralı ile FLC'nin hız performansı karşılaştırması.

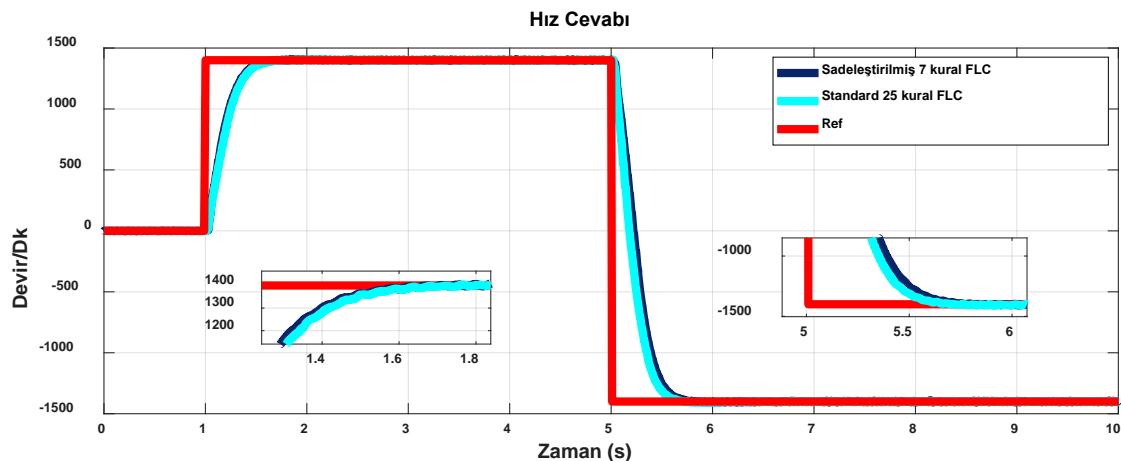


(a)

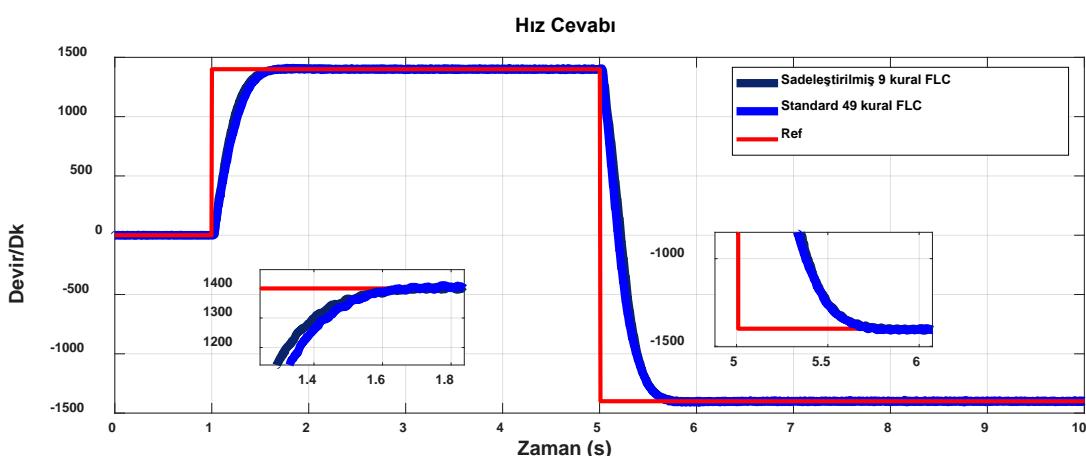


(b)

Şekil 5.25. 900rpm'de (a) (7,25) kuralı, (b) (9, 49) kuralı ile FLC'nin hız performansı karşılaştırması.



(a)



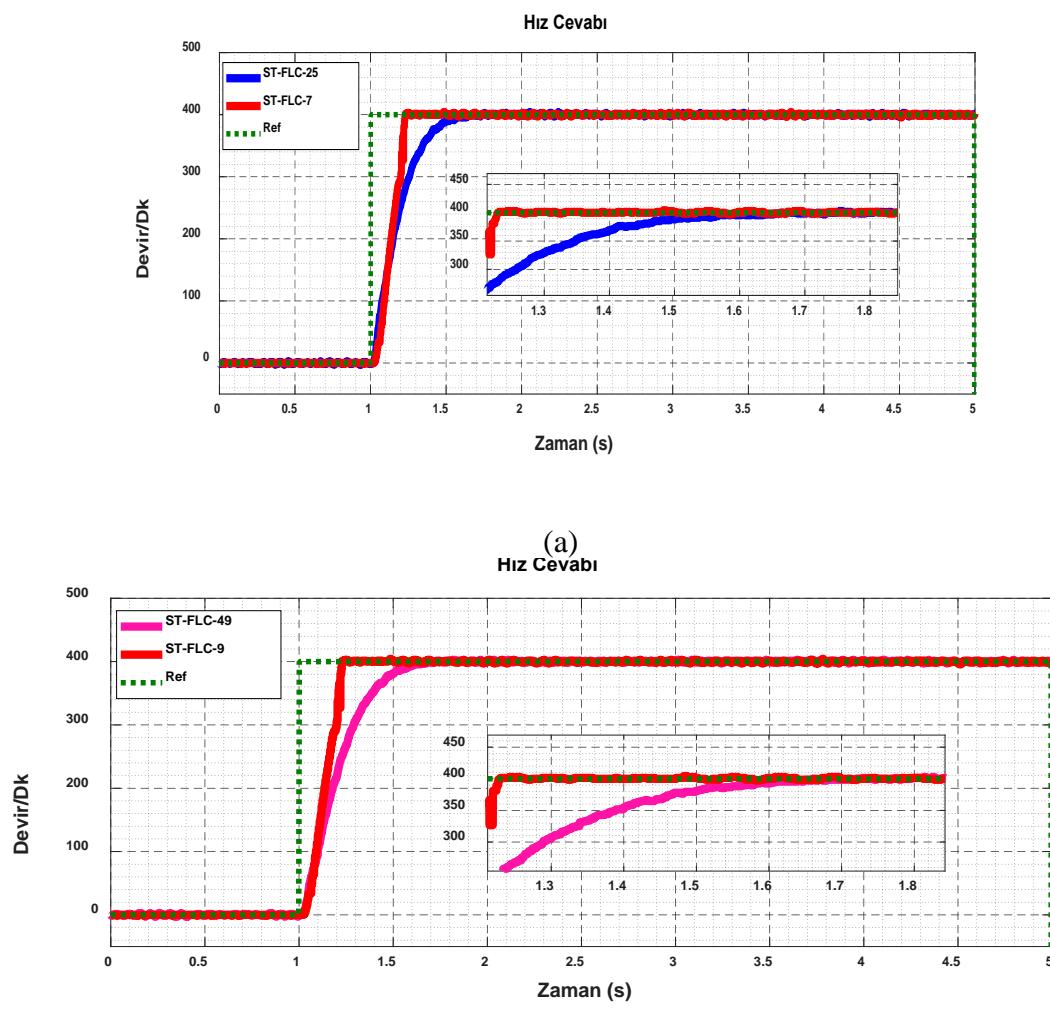
(b)

Şekil 5.26. FLC'nin (a) (7,25) kuralları, (d) (9,49) kuralı ile 1400rpm'de hız performansı karşılaştırması.

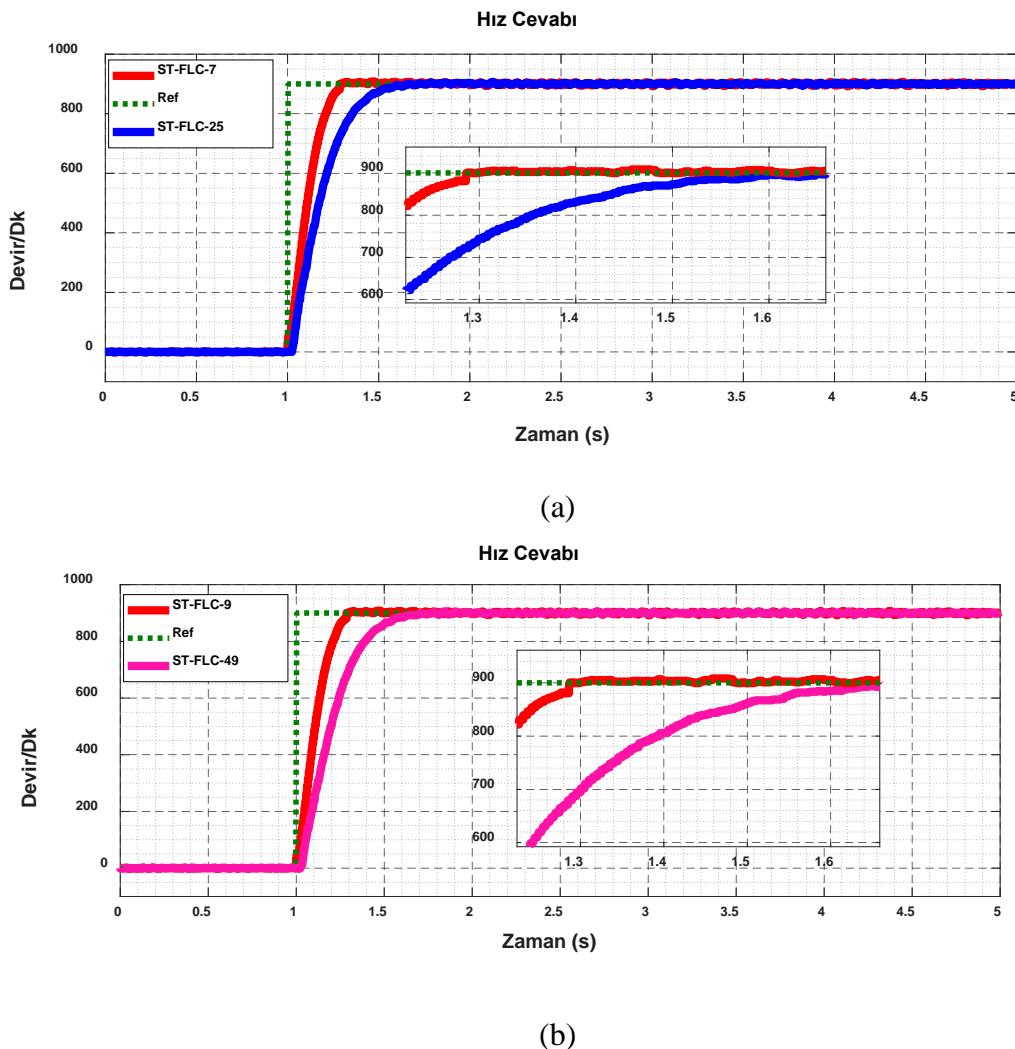
Sonuçlar, basitleştirilmiş bulanık kuralların (9, 7) geçici ve sürekli durum cevabında standart bulanık kurallara (49, 25) benzer bir performans gösterdiğini göstermektedir.

5.2.2 IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Yüksüz Kontrol Uygulaması

Bu bölümde, IM'nin ST-FLC ile yüksüz kontrolünde standart bulanık kurallar (49, 25) ve basitleştirilmiş bulanık kurallar (9, 7) kullanılarak karşılaştırma yapılmıştır. Sürücü hız yanıtını standart ve basitleştirilmiş kural boyutuyla incelemek için, referans 400rpm, 900rpm ve 1400 rpm'de ileri ve geri hızlardaki performansı, Şekil 5.27, 5.28 ve 5.29'te karşılaştırılmıştır.



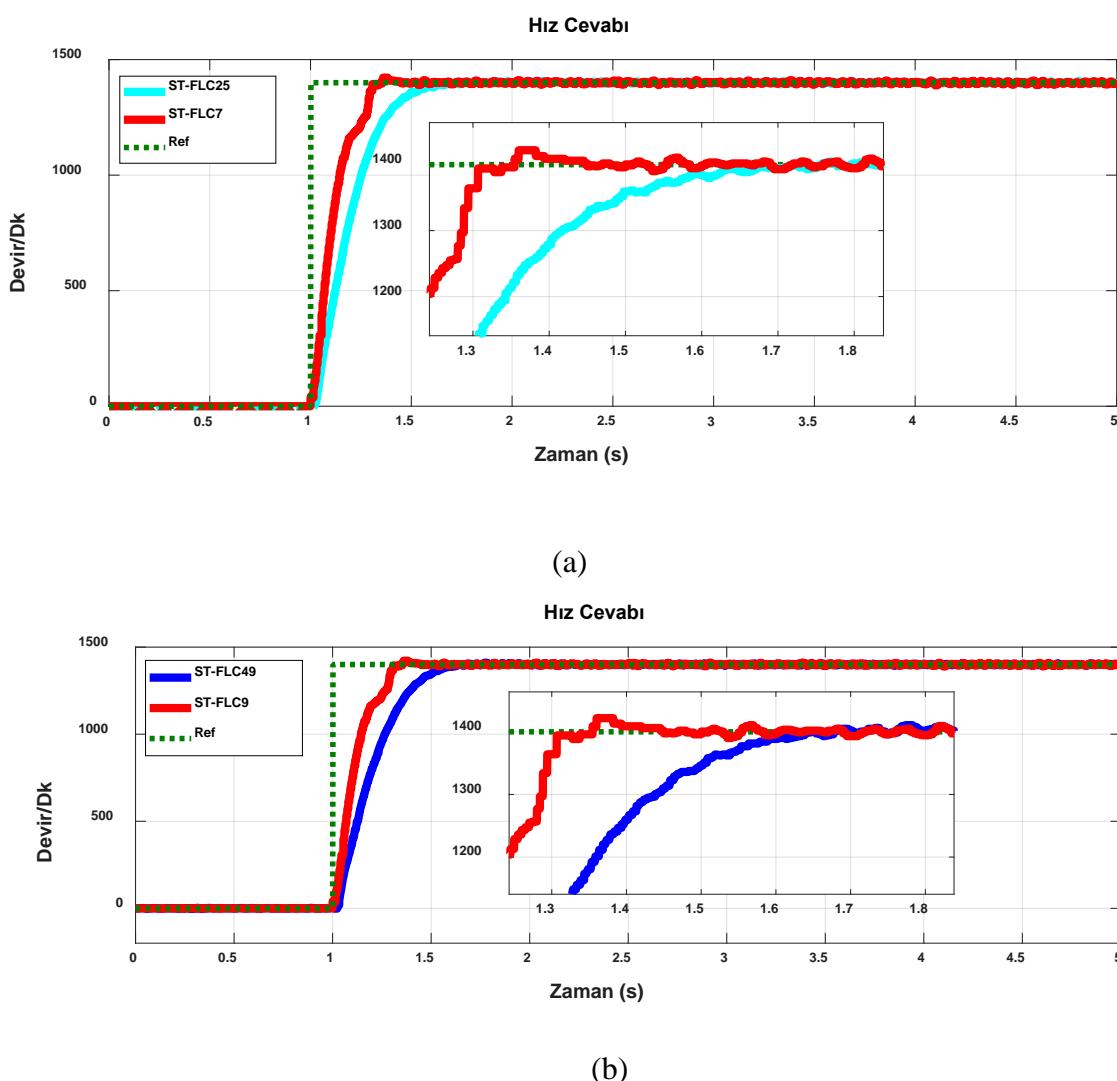
Şekil 5.27. ST-FLC'nin (a) (7,25) kuralları, (b) (9,49) 400'de hız performansı karşılaştırması.



Şekil 5.28. ST-FLC'nin hız performansının (a) kurallar (7,25), (b) kurallar, (b) kurallar (9,49) ile 900'de karşılaştırılması.

Ayrıca, denetleyicinin sağlamlığını çeşitli hızlarda test etmek için, düşük hızlarda (900rpm ve 400rpm) kural tabanının hız performansı üzerine etkisi araştırılmıştır. Sonuçlara göre basitleştirilmiş bulanık kuralların (9, 7) standart bulanık kurallar (49, 25) ile benzer performans gösterdiği açıktır. Basitleştirilmiş bulanık kurallarda da sistemin hızlı geçici durum yanıtı, çok az akım dalgalanması ve kararlı sürekli durum hatası ile çalıştığı görülmektedir. Basitleştirilmiş bulanık kurallı (9, 7) FLC'nin daha az bulanık kural kullanımı ve daha az hesaplama gerektirmesi nedeniyle işleme hızında daha iyi performans elde edilmiştir. ST- FLC, deneysel testler sırasında simülasyon testi sırasında olduğundan daha iyi bir performans göstermiştir. Sonuç olarak, 25 ve 49 bulanık kurallı FLC, deneysel testler sırasında performans üzerinde etkisi olan 9 ve 7 bulanık kurallı FLC'den daha fazla hesaplama çabası gerektirir.

ST- FLC'nin geçici yanıtına dayalı olduğu göz önüne alındığında, performansının niteliksel analizi, etkili bir karşılaştırmaya izin vermek için yeterli olmayabilir. Bu, kararlı durum yanıtına dayalı sayısal analizin yürütülmesine yol açar. Tablo 5.6, hem simülasyon hem de uygulama deneyi için 7, 9, 25 ve 49 kurallı ST-FLC için hız özelliklerini listeler. Ek olarak, pratik uygulamada hesaplama süresi açısından basitleştirilmiş kural tabanının etkinliği çok açık olarak ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle, bulanık kurallar ile sistemin hesaplama süresi arasındaki ilişki açıktır. Bu daha az bulanık kuralların, daha az hesaplama süresi ile deneysel testler sırasında sürücü performansını iyileştirebileceğini, ancak daha fazla bulanık kuralların, çok fazla hesaplama süresi gerektirdiğinden, sürücü performansını bozabileceğini göstermektedir.



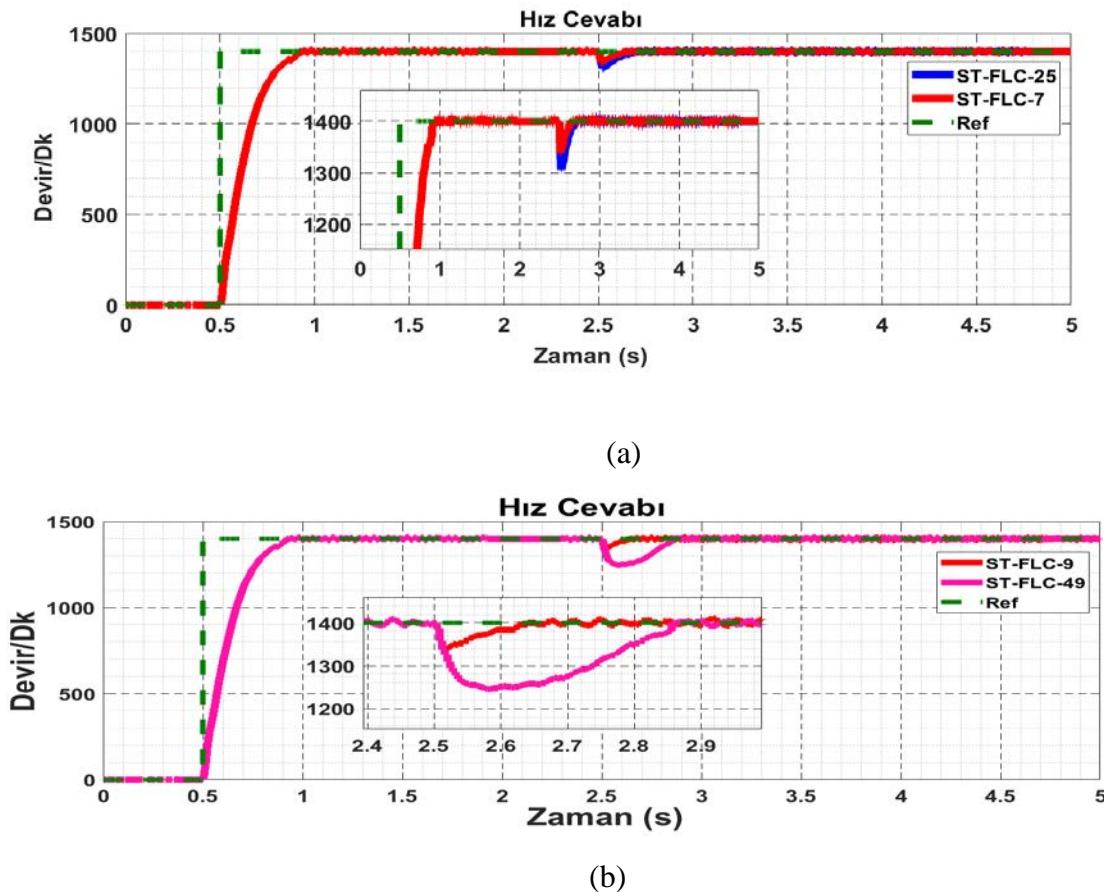
Şekil 5.29. ST-FLC'nin hız performansının (a) kurallar (7,25), (b) kurallar (9,49) ile 1400'de karşılaştırılması.

Tablo 5.6. Simülasyon ve deneyde ST-FLC (7,9, 25, 49) hız karakteristiklerinin karşılaştırılması.

Index ST-FLC	Settling time (s)		Rise time (s)		Overshoot (%)	
	Sim	Exp	Sim	Exp	Sim	Exp
ST-FLC-7	0.301	0.35	0.107	0.25	0.14%	1.5%
ST-FLC-9	0.301	0.38	0.109	0.27	0.15%	1.6%
ST-FLC-25	0.289	0.61	0.104	0.31	0.28%	0.5%
ST-FLC-49	0.279	0.65	0.102	0.34	0.64%	0.43%

5.2.3 Yük Bozulmalı IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Hız Kontrol Performansı

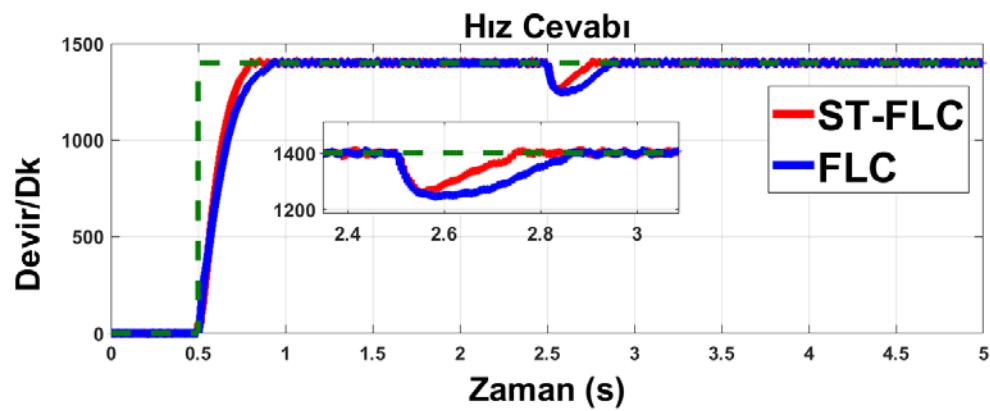
Bu bölümde, standart bulanık kurallı (49, 25) ve basitleştirilmiş bulanık kurallı (9, 7) ST-FLC kontrollü IM'nin, yük bozulması durumunda hız performansı karşılaştırılmalı olarak incelenmiştir. Deneyi gerçekleştirebilmek amacıyla, yüklü koşullar altında denetleyici performanslarını test etmek için IM bir DC jeneratör ile birleştirilmiş ve DC jeneratöre dirençli bir yük bankası bağlanmıştır. Çalışma sırasında 2.5s'de yük bozulması uygulanmış ve sistem tepkisi gözlenmiştir. Ek olarak, ST- FLC yöntemini ve oluşabilecek bozumlara reddetme kabiliyetinin ne kadar iyi olduğunu değerlendirmek için sistem yük bozulmasına tabi tutuldu. Çalışmada 2,5 saniye anında yük bozukluğu oluşturuldu ve ST- FLC hız performansı Şekil 5.34.'te gösterildiği gibi elde edildi. Basitleştirilmiş bulanık kurallı (9,7) ST-FLC'nin standart bulanık kurallı (49,25) ST-FLC'ye kıyasla, daha az hız düşüşü ve daha hızlı kurtarma süresi ile etkileyici yük bozulması reddetme yeteneği sergilediği Şekil 3.34.'te gösterilmiştir.



Şekil 5.30. ST-FLC yük çalışmasının 1400'de (a) (7,25), (b) (9, 49) kuralları ile karşılaştırılması.

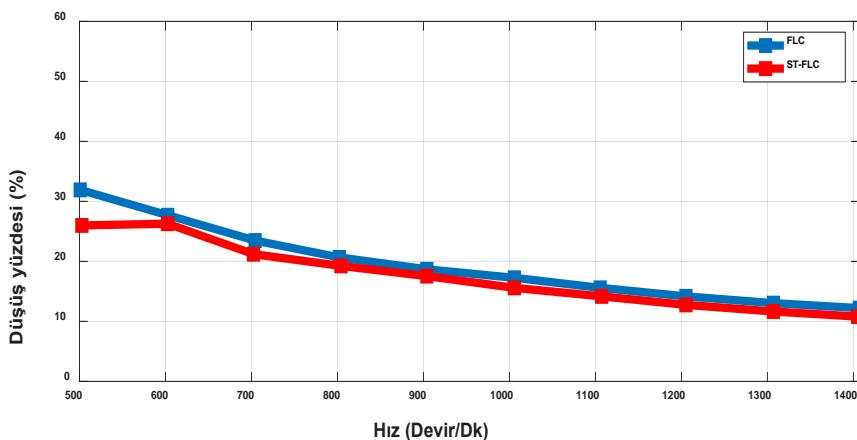
5.2.4 Yük bozukluğunda FLC ve ST-FLC'nin Karşılaştırma Tepkisi

Bu bölümde, basitleştirilmiş 9 bulanık kurallı FLC ve ST-FLC'nin yük bozulması durumunda performans karşılaştırılması incelenmiştir. Bir önceki çalışmaya benzer şekilde deneyi gerçekleştirebilmek amacıyla, yüklü koşullar altında denetleyici performanslarını test etmek için IM bir DC jeneratör ile birleştirilmiş ve DC jeneratöre dirençli bir yük bankası bağlanmıştır. Çalışma sırasında 2.5s'de yük bozulması uygulanmış ve sistem tepkisi gözlenmiştir. ST- FLC ve FLC'nin tam yükte ve 1400 rpm'deki hız performansı Şekil 5.31.'te gösterilmiştir.



Sekil 5.31. Tam yükte ve nominal hızda (1400 rpm) FLC ve ST-FLC'nin yük bozulması tepkisi karşılaştırması.

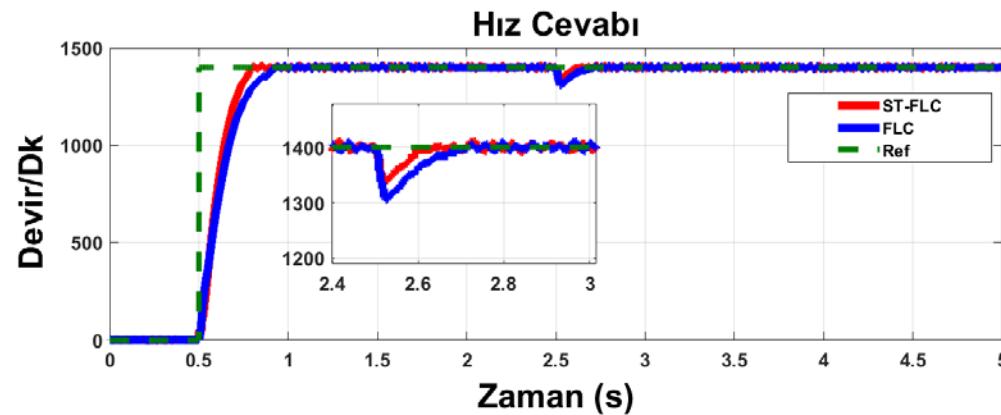
Sistemin değişken hız altındaki yük bozumlalarını reddetme yeteneği de incelendi. Burada, dirençli yük bankasının sınırlamaları nedeniyle kullanılan en düşük hız işlemi 500 rpm'dir. Çalışmada ST-FLC tarafından daha iyi yük bozulması reddetme performansı gözlendi. FLC ile karşılaşıldığında, ST-FLC daha küçük bir hız düşüşü ve daha hızlı bir toparlanma süresi kaydetmiştir. FLC, aynı hızda 0,36 saniyede toparlanırken, ST-FLC, FLC'nin toparlanma süresinden daha düşük olan nominal hızda (1400 rpm) 0,16 saniyede toparlanmıştır. ST- FLC, FLC'nin 155 rpm hız düşüşünden daha iyi olan 135 rpm'lik bir hız düşüşü kaydetmiştir. Sabit parametrelî FLC ile karşılaşıldığında, ST- FLC hız düşüşlerini 20 rpm azaltarak ve toparlanma süresini 0,16 saniye hızlandırarak sürücünün performansını iyileştirmiştir. ST- FLC'nin üstünlüklerini etkili bir şekilde araştırmak için tahrik sistemi, tam yük uygulanan çeşitli hız operasyonlarında çalıştırıldı. Şekil 5.32, ST- FLC ve FLC için çalışan geniş hız aralığı için hız düşüşü ölçümelerini karşılaştırmaktadır. Benzer davranış, hız düşüşünün hız aralığı işlemleriyle yakından ilişkili olduğu ST- FLC ve FLC tarafından da gösterilir. Hız düşükçe, hız düşüşleri keskin bir şekilde artmıştır.



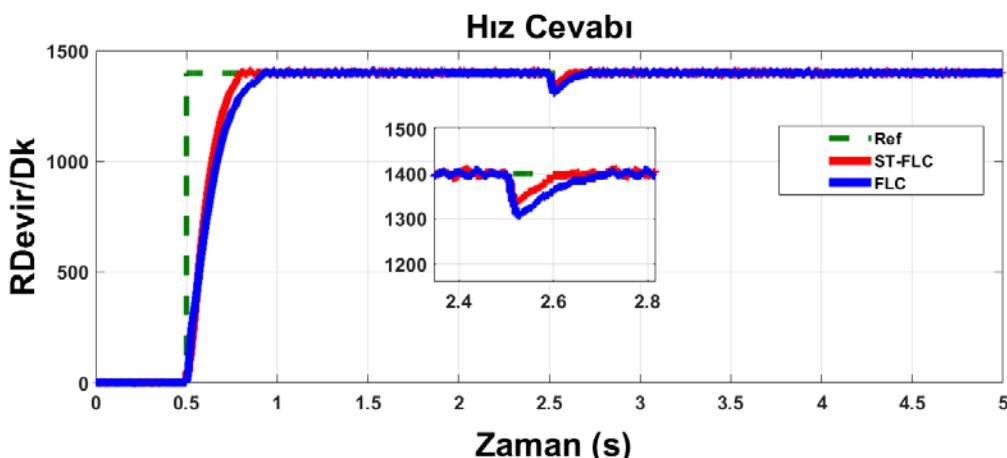
Şekil 5.32. Geniş hızlı çalışma aralığında yük bozulma karşılaştırması.

ST- FLC ve FLC için en büyük hız düşüşleri sırasıyla 600 rpm (%26,4) ve 500 rpm'de (%32,1) olmuştur. 1400 rpm'de sırasıyla ST- FLC ve FLC için hız düşüşü %11 ve %12'dir. Hız düşüşü ve toparlanma süresi açısından, ST- FLC çeşitli hız operasyonlarında standart FLC'den daha iyi performans gösterir. Ayrıca, IM sürücü sistemi farklı yük koşullarında, yani nominal yükün (%100, %75 ve %50) değerlerinde test edilmiştir. Şekil 5.33, anma hızında yüzde 75 ve yüzde 50 yükte FLC performans ölçümelerinin ST-FLC sabit parametrelerinin karşılaştırmasını göstermektedir.

Yarım yükte yaşanan küçük bir hız düşüşü ile, yük durumu azaldıkça hız düşüşü azalmıştır. Ayrıca ST- FLC, tüm yük koşullarında daha düşük hız düşüşüne ve daha hızlı toparlanma süresine sahip olduğu görülmüştür.



(a)



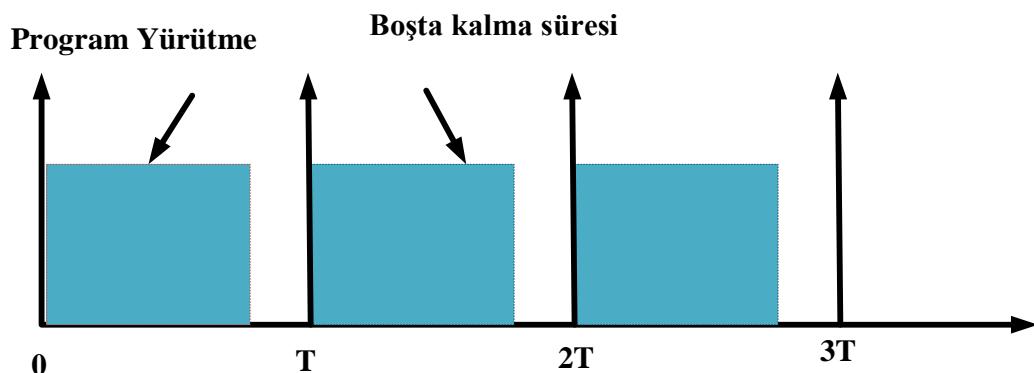
(b)

Şekil 5.33. 1400 rpm'de ST- FLC ve FLC performans karşılaştırması, (a) %75 yük, (b) %50 yük.

5.3 Kontrol Algoritması Yürütme Süresi Analizi

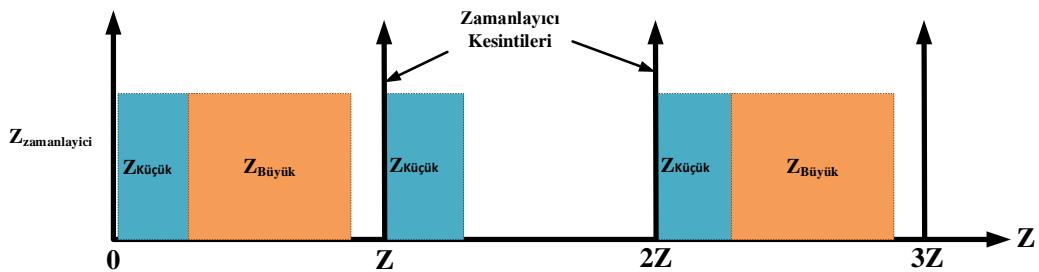
Bir kontrol işleminde kontrol algoritmasının (modelin veya görevin) yürütme süresi, her iterasyonda örnekleme süresi içinde algoritmayı gerçek zamanlı olarak yürütmek için gereken süredir. Şekil 5.38 bloğu bir modelin yürütme süresi kısımlarını göstermektedir Her adım için bir örnekleme zamanı ile aynı zaman adımlarında yürütülen bir modelin gerçek zamanlı yürütme süresinin diyagramıdır.

Örnekleme süresinin sistem performansı üzerinde çok önemli bir etkisi vardır, örnekleme süresi ne kadar hızlı olursa optimum sistem performansı elde edilir. Bunun nedeni, örnekleme süresinin yürütme süresiyle doğru orantılı olmasıdır, yürütme süresi ne kadar uzunsa, büyük bir örnekleme süresi gereklidir. Benzer hesaplama gereksinimlerine sahip görevlere sahip bir model, normalde modelin temel örnekleme süresi olan daha hızlı bir örnekleme süresiyle yürütülebilir.



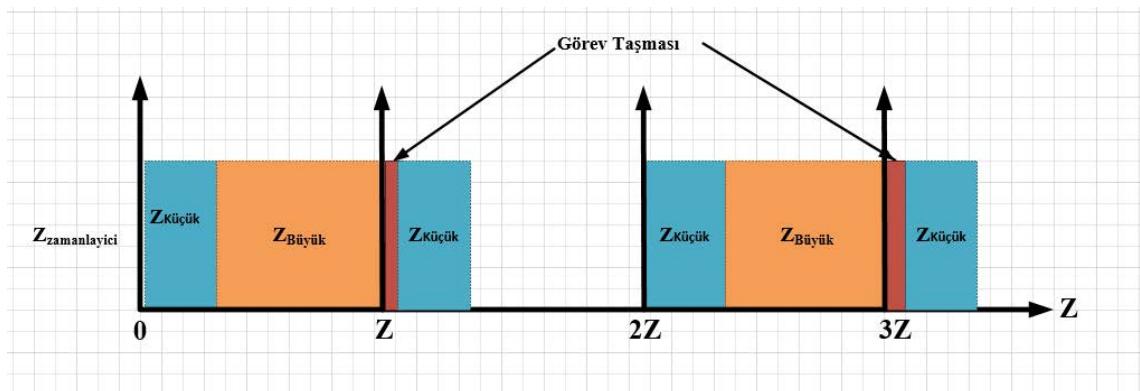
Şekil 5.34. Bir modelin gerçek zamanlı yürütme süresi (benzer görevler).

Bunun bir örneği Şekil 5.34'da gösterilmiştir. Bununla birlikte, farklı hesaplama gereksinimlerine sahip çok oranlı görevlere sahip bir model, örneğin belirli bir örnekleme zamanında bir görev yürütmemeyi bitirmiş ve yürütmemeyi yeniden başlatması gerekirkene, diğer görevin yeniden başlaması istenmiş ancak henüz tamamlanmamıştır. Bu nedenle, bu durumda, tüm model görevleri bir örnekleme zaman adımında yürütülene kadar örnekleme süresi artırılmalıdır. Örneğin, yeterli bir örnekleme süresi ile büyük hesaplama gereksinimi (T_{big}) ve küçük hesaplama gereksinimi (T_{small}) olan iki görevi olan bir model düşünüldüğünde, T_{small} her örnekleme adımında, T_{big} ise her ikinci örnekleme adımında yürütülür. Şekil 5.35'da T_{big} ve T_{small} 'a sahip bir model yürütme süresinin diyagramı sunulmuştur.



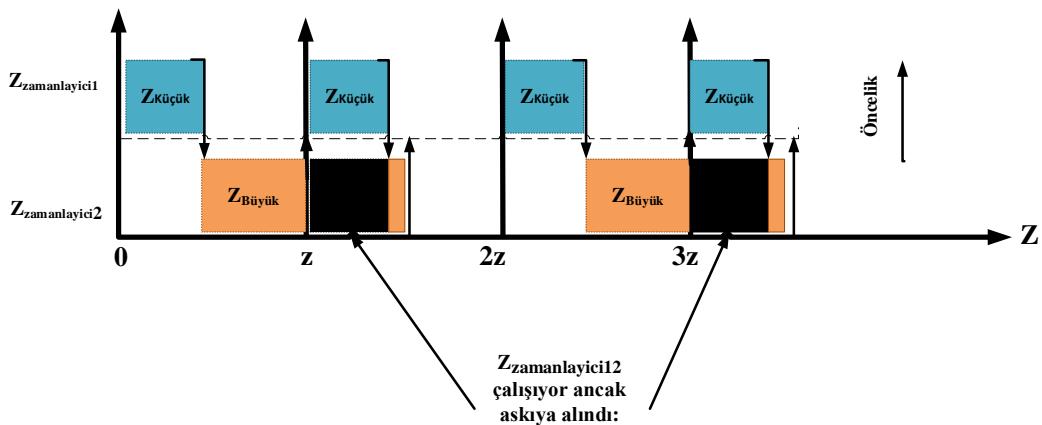
Şekil 5.39. Bir modelin gerçek zamanlı yürütme süresi (farklı görevler).

Şekil 5.35.'dan görülebileceği gibi, bir örneklemme adımında her iki görevin yürütülmesini sağlamak için daha uzun bir örneklemme süresi kullanılmıştır. Bunun nedeni, daha kısa bir örneklemme süresinin, Tsmall'ın yeni yürütme adımını başlattığı, ancak Tbig'in mevcut yürütmesini bitirmediği taşıma durumuna neden olmasıdır. Taşma koşulu meydana gelirse, model gerçek zamanlı olarak uygulanamaz, Şekil 5.36, daha kısa örneklemme süresine sahip iki farklı görevin aşım koşullarını gösterir.



Şekil 5.36. İki farklı göreve sahip bir modelin yürütme süresi (Taşma koşulu).

Örnek süresinin artmasının yanı sıra, önceki diyagramlarda olduğu gibi tek zamanlayıcı görevi kullanmak yerine çoklu zamanlayıcı görevi kullanılarak taşıma durumu önlenebilir. Çoklu görev zamanlayıcı, farklı görevler için farklı örneklemme zamanlarının kullanılmasını sağlar, böylece büyük hesaplama gereksinimleri olan görevlerin yürütülmesi, küçük hesaplama gereksinimleri (yüksek öncelikli) olan görevler için kesintiye uğrayabilir. Tbig ve Tsmall görevlerinin tek bir zamanlayıcı görevi ile yürütüldüğü düşünüldüğünde, Tsmall'ı zamanlayıcı_1'e ve Tbig'i zamanlayıcı_2'ye atayarak çoklu zamanlayıcı görevi kullanılarak yürütülebilirler, iki zamanlayıcının yürütme sırası Şekil 5.37.'de gösterildiği gibi sunulabilir.



Şekil 5.37. Farklı görevlere sahip bir modelin yürütme süresi (Çoklu zamanlayıcı görevi).

Şekil 5.41'den çoklu zamanlayıcı görevinin işlemleri şu şekilde açıklanabilir. Zamanlayıcı_1, bitene kadar yürütmeye başlar, ardından zamanlayıcı_2, zamanlayıcı_1 bir sonraki yürütme için hazır olana kadar yürütmeye başlar, ardından zamanlayıcı_2 kesilir ve bitene kadar zamanlayıcı_1 yürütülür, ardından zamanlayıcı_2 yürütmeye devam eder. Genel olarak, tüm model görevleri örnekleme zamanının zaman aralığı içinde yürütülürse, birden çok zamanlayıcı görevi olan model yürütme, tek zamanlayıcı yürütmeye benzer şekilde davranışlıdır.

Bulanık mantık sisteme sahip asenkron motor sürücüsü, bulanık mantık sistemiyle ilişkili yüksek hesaplama kapasitesi nedeniyle tek zamanlı görevde yürütülmesi için büyük bir örnekleme süresi gerektirir. Bununla birlikte, bulanık sistem bloğu için büyük örnekleme süresine sahip bir zamanlayıcının ve sistemin geri kalanı için küçük örnekleme süresine sahip başka bir zamanlayıcının kullanıldığı sistem için çoklu zamanlayıcı işlemi kullanılabilir. Böylece sistem, sürücünün daha iyi performans göstermesini sağlayan yeterli bir örnekleme süresiyle yürütülür. Bu araştırmada, IM sürücüler için standart ve basitleştirilmiş kural boyutlarına sahip önerilen bir FLC yöntemi uygulanmıştır.

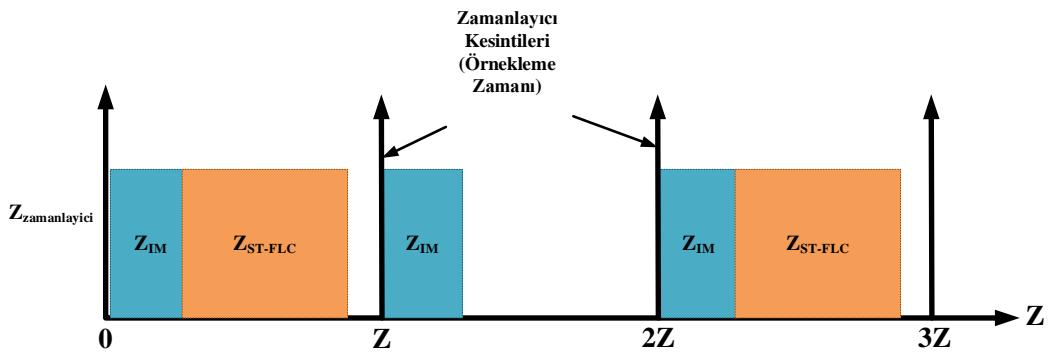
IM sürücünde FLC'nin her bir kural boyutuna ait yürütme süresi hesaplanır. Hesaplama yükünü azaltma açısından önerilen denetleyicilerin yeteneğini ve basitliğini kanıtlamak için, basitleştirilmiş kuralların yürütme süresi FLC'deki standart kural süreleriyle karşılaştırılmıştır.

Basitleştirilmiş ve standart kural boyutlarını dikkate alarak önerilen FLC yöntemi, IFOC yöntemine dayalı IM sürücülerinin hızını kontrol etmek için uygulanmıştır. dSPACE DS 1104 denetleyicisi yardımıyla, dSPACE Kontrol Masası ve simülasyon çalışmaları temel alınarak her yöntemin uygulama süresi ve olası örnekleme süresi elde edilmiştir. Tablo 5.7, farklı bulanık kural boyutuna sahip FLC'nin hesaplama sürelerini ve örnekleme sürelerini göstermektedir. Elde edilen değerler, bir modelin yürütme süresi ile ilgili yukarıdaki ilkeleri oldukça doğrulamıştır.

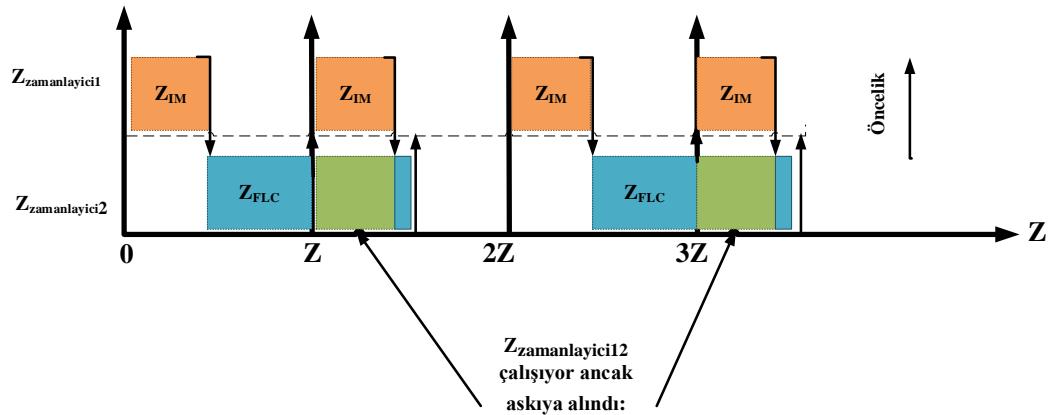
Tablo 5.7. Basitleştirilmiş ve standart bulanık kurallar FLC yöntemlerinin hesaplama süresi.

Controller	Sampling time	Computational time
FLC (kural7)	160μ	135μ
FLC (kural9)	180μ	165μ
FLC (kural25)	500μ	430μ
FLC (kural49)	900μ	875μ

Tablo 5.7'den, önerilen 9 kurallı ve 7 kurallı FLC'nin en düşük hesaplama süresine ve daha hızlı örnekleme süresine sahip olduğu görülebilir. Bunun nedeni, temel FLC'nin daha az sayıda bulanık kuralı ile önerilen basitleştirilmiş kuralların basitliği ve hesaplama verimliliğidir. Ek olarak, 25 kurallı ve 49 kurallı önerdiğimiz FLC, daha uzun örnekleme süresiyle çok büyük yürütme süresi üretti. Bunun nedeni, çok sayıda bulanık kural ve MF ile ilişkili büyük hesaplama gereksinimleridir. Ayrıca, büyük hesaplama gereksinimleri ve daha uzun örnekleme süresi olan FLC yöntemleri, etkisiz ve bozulmuş sürücü performansları üretme eğilimi yüksektir. Şekil 5.39. ve 5.39.'teki yürütme süresi şemalarına bakıldığından, IM sürücü modelindeki daha büyük hesaplama görevi, temel FLC'yi içeren hız kontrolörü iken, küçük hesaplama görevi IM sürücü sisteminin geri kalanıdır. Hız denetleyicisini bir görev olarak (basitlik için FLC ile temsil edilir) ve IM sürücü sistemini başka bir görev olarak (basitlik için IM ile temsil edilir) dikkate alarak, tek zamanlayıcı görevi ve çoklu zamanlayıcı görevi olan IM sürücülerini modelinin yürütme süresi Şekil 5.42. ve Şekil 5.43.'te gösterilmektedir.



Şekil 5.38 Tek Zamanlı IM sürücüsü Modelinin yürütme süresi.



Şekil 5.39. Birden çok zamanlayıcı Süreli IM sürücü Modeli yürütme süresi.

IM görevi (IM sürücü modelinin geri kalanı) her zaman adımında yürütülürken, FLC görevi (hız kontrol bloğu) her ikinci adımda yürütülür. Bunun nedeni, çoklu zamanlayıcı görevindeki yüksek öncelikli kesinti (IM görevi daha hızlı örnekleme süresine sahiptir) ve tek zamanlayıcı görevindeki hesaplama verimliliğidir (IM görevi daha az hesaplama yeteneği gerektirir). Bunun dışında, büyük bir hesaplama gereksinimi olan FLC yöntemleri, dSPACE DS 1104'ten daha yüksek kapasiteli işlemcilerle gerçekleştirilmişse, daha kısa örnekleme süresiyle yürütülebilir. Ancak bu, IM sürücü sisteminin donanım uygulama maliyetinin artmasına neden olacaktır. Bu nedenle, bu çalışma, dSPACE DS 1104 denetleyicisine dayalı olarak minimum hesaplama süresi ve maksimum örnekleme süresi üretebilen bir FLC yöntemi tasarlamaya odaklanmıştır.

3.1 Tartışma

Bu araştırmada, IM sürücü sisteminin ikinci dereceden temsilinin dinamik adım yanıtına ve faz düzlemi yörüngesine dayalı yeni bir FLC kural tabanı belirleme metodolojisi önerilmiştir. Önerilen tüm yaklaşımalar, yüksek performanslı bir uygulama için bir indüksiyon motorun hızını kontrol etmek için tasarlanmış ve kullanılmıştır. Basitleştirilmiş bulanık kurallar, önerilen kural indirgeme yönteminin hem doğruluğunu hem de etkinliğini gösteren standart bulanık kurallarla aynı veya hemen hemen aynı sonuçları üretmektedir. Bu araştırma, sabit parametreli FLC için standart bulanık kuralların (49, 25, 9) ve basitleştirilmiş bulanık kuralların (9, 7, 5) performansını karşılaştırmış ve sonuçlarını tartışmıştır. Adil bir karşılaştırma sağlamak için diğer parametreler (ölçeklendirme faktörü ve MF'ler) ve sistemin tamamı sabitlenmiş ve tüm işlemlerde sabit tutulmuştur. Sabit parametreli FLC'nin hız tepkisinin performans karşılaştırması aşma ve yerleşme süresine dayalıdır. Bu araştırmada ayrıca, ST- FLC'nin standart bulanık kuralları ile basitleştirilmiş bulanık kurallarının performansı da karşılaştırılmakta ve tartışılmaktadır. ST-FLSC, sistem çalışma noktalarından uzakta çalışırken motor sürücü performansının düşmesini önleyen sabit FLSC parametrelerinin dezavantajlarının üstesinden gelir. Hız tepkisi ST- FLC'nin performans karşılaştırması, aşma, oturma süresine dayalıdır. ST- FLC sürücü sistemindeki herhangi bir varyasyona, değişikliğe veya bozulmaya yanıt olarak FLC parametrelerini güncelleme yeteneğine sahiptir. Basit bir ST- FLC hız kontrol sisteminin, standart sabit parametreli FLC'ye göre üstünlüğü kanıtlanmıştır. Hız, tork ve akım tepkilerini kapsayan farklı performans ölçütleri araştırılmıştır. Simülasyon testi, hız değişimi, yük bozulması ve parametre değişimleri açısından FLC'ye kıyasla ST- FLC'nin etkinliği gösterilmiştir.

Deneysel testler, ST-FLC'nin üstünlüğünü doğrulamakta ve onaylamaktadır. Temel hız kontrol sisteminin çıkış ölçeklendirme faktörü, basit ve etkili bir mekanizma ile ayarlanır. Akım ve tork dalgalanmalarının yanı sıra hız performansı özellikleri açısından, sürücü simülasyon sonuçları deneysel sonuçlardan daha iyi performans gösterir. Bunun nedeni, gerçek ölçümler sırasında enkoder ve akım sensöründe oluşan hatadır. Simülasyon testi sırasında, sıfır hata üreten hız ve akım ölçümü için ideal geri besleme denetleyicisi kullanılır. Bu arada donanım testinde, kodlayıcı ve sensör ideal değildir, bu nedenle ölçüm doğruluklarını etkiler.

Ayrıca, indüksiyon motoru (IM) sürücüsü, bir geri besleme kontrol sistemi oluşturmak için hız ve akım ölçümleri gerektirir.

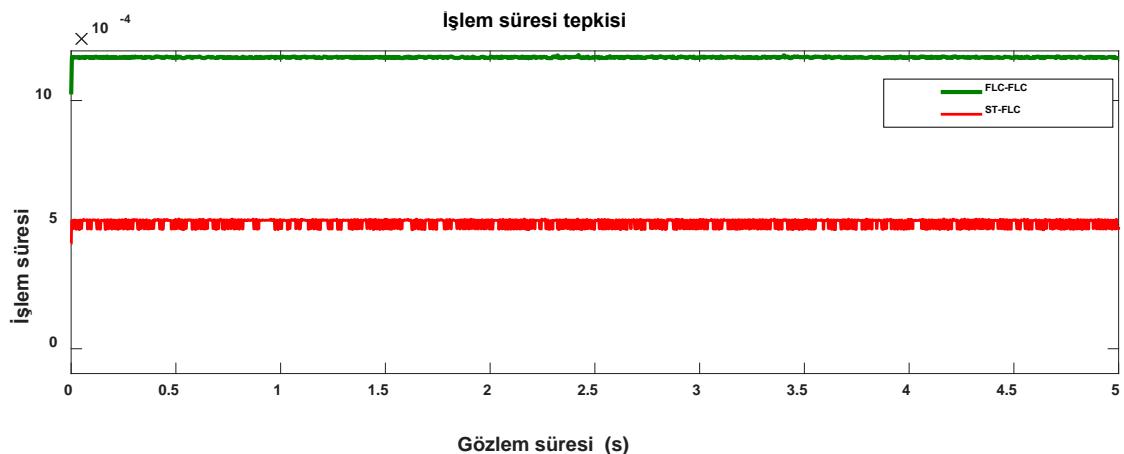
Uyarlanabilir bir kontrolör, tesisin değişiklik ve belirsizliklerine uyum sağlayabilen etkili bir kontrolördür. Bu araştırmada, model referans uyarlamalı kontrole (MRAC) sahip basit, etkili, duyarsız bir FLSC de önerilmiştir. Mevcut diğer yöntemlerden farklı olarak, önerilen yöntem daha az karmaşık bir hız tahmin yöntemi kullanır.

Bir diğer çalışma olarak, FLC'den alınan verilere dayalı olarak FLC'yi eğitmek için uyarlanabilir nöro-bulanık çıkarım sistemi (ANFIS) kullanılmıştır. Standart (49, 25, 9) kural boyutuna ve basitleştirilmiş (9, 7, 5) kural boyutuna göre ANFIS tabanlı denetleyici, standart sabit parametreli FLC ile karşılaştırılmıştır. ANFIS denetleyicisi, induksiyon motorunun hızını verimli bir şekilde kontrol edebilmektedir. Bir ANFIS denetleyicisi, sürücü performansını artıran 3x3 MF'ler ile kural ve üyelik sayısını 9 bulanık kurala indirebilir. Bu araştırma için pratik uygulama donanım kurulumunda, DC besleme ve kapı sürücü sorunları gibi birkaç sorunla karşılaşıldı. Üç fazlı evirici için gerekli DC besleme 537vdc'dir. Bununla birlikte, mevcut maksimum DC kaynağı 240Vdc'dir, bu nedenle 380Vrms AC kaynağı 537Vdc'ye dönüştürmek için üç fazlı köprü doğrultucu kullanılır. Üretilen DC voltaj yüksek dalgalanmalara sahiptir, bu nedenle DC voltajını filtrelemek için DC_link kondansatörü gerektirir. DC bağlantı kapasitörlerinin yapımı çok zaman alır ve dört adet 2200 uf kapasiteli doğru DC bağlantısı kullanılıncaya kadar birkaç IGBT'ye zarar verir. Donanım kurulumu sırasında karşılaşılan diğer bir sorun da kapı sürücüsüdür. Başlangıçta, donanım düşük hızda çalışacak şekilde yapılandırılmıştır.

Donanım uygulamasındaki bir diğer önemli konu, sistemin hesaplama yükünün artmasıdır. Sistem karmaşıklığı, sistemin hesaplama yükünü önemli ölçüde artırır. IM sürücüsünün bulanık mantık tabanlı hız kontrolü, geleneksel oransal-integral denetleyicilere kıyasla daha uzun yürütme süresine sahiptir. IM sürücü sisteminin hesaplama yükü, bulanık kuralların boyutu ve bulanık mantığın çevrimiçi arama tablosu ile artar.

Şekil 5.40, kıyaslama noktası olarak ST- FLC ve standart FLC için hesaplama süresinin karşılaştırmasını göstermektedir. Hesaplamlı yük karşılaştırma grafiğine göre FLC, ST- FLC 'den daha uzun yürütme süresine sahiptir. Bu bulanık kuralların sayısı arttıkça sistem karmaşıklığının arttığını, iki bulanık sistem kullanarak kendi kendine ayarlanmanın karmaşıklığının da sistemi etkilediğini ve hesaplama süresini artırdığını

gösterir. FLC yöntemi, önerilen ST- FLC yönteminin hesaplama süresini %140 artırmaktadır.



Şekil 5.40. ST-FLC ve FLC-FLC'nin hesaplama zaman karşılaştırması.

Bu çalışmanın deneysel uygulaması, simülasyon ortamı ile gerçek zamanlı ortam arasındaki iletişimini sayısal sinyal işleme sağlayan dSPACE DS 1104 yardımıyla yapılmıştır. Simülasyon modeli, RTI kütüphaneleri yardımıyla MATLAB/ SIMULINK'te tasarlanmıştır. Ardından modelin gerçek zamanlı kodu oluşturularak gerçek zamanlı sistemle iletişim kurmak için dSPACE DS 1104'e yüklenmiştir.

Model, Matlab işlevleri, bulanık arayüz sistemi ve diğer karmaşık bloklar gibi birkaç karmaşık blok içeriyorsa, model daha kısa örneklemeye süresiyle dSPACE DS 1104'e yüklenemez. Örneklemeye süresi daha büyük bir değere değiştirilirse, model yüklenebilir, ancak istenilen sonuçları üretmeyecektir. Bu sorunlar, simülasyon modeli yürütme süresini veya hesaplama yükünü bilmenin bir yolunu bulmamızı sağlar. Control Desk yeni nesil yazılımı yardımıyla, simülasyon modelinin yürütme süresini, modelin tamamı veya sadece bir parçası (alt sistemler) olarak ölçmeyi sağlamaktadır. Simülasyon modelini SIMULINK'te oluşturuktan sonra, model değişkenleri Control Desk yazılımına gönderilecektir. Bu değişkenlerden biri de simülasyon modelinin uygulama zamanını oluşturan geri dönüş zamanıdır. Farklı modellerin yürütme sürelerini karşılaştırırken, bir modele yapılan herhangi bir basit eklemenin, yürütme süresini artırmaya neden olacağı açıktır. Önerilen ST FLC'nin, diğer kendi kendine ayarlama yöntemine kıyasla yürütme süresinin en aza indirilmesi açısından etkinliğini doğrulamaktadır.

Yürütmeye süresini ölçmek için (Talib ve diğerleri, 2016)'da önerilen bir otomatik ayarlama yöntemi kullanılmıştır. Tüm kontrolörler için 9 kural uygulandığında, kendi kendini ayarlayan FLC-FLC'nin yürütme süresi, ST-FLC için 0,5 ms ile karşılaşıldığında 1,2 ms ile daha büyük bulunmuştur (Şekil 5.40.). Bu sistemin hesaplama yükünü azaltmak için minimum sayıda kural ve daha az denetleyici bloğu ile basit ST- FLC geliştirme konusundaki bu araştırmacıların iddiasını açıklamaktadır. Bunun dışında önerdiğimiz ST- FLC, daha az hesaplama yükü nedeniyle daha kısa örnekleme süresi ile yürütülebilir. Son olarak, bir simülasyon modelinin yürütme süresi veya hesaplama yükü, sistemin gerçek zamanlı olarak yürütülmesi için gereken süre olarak ifade edilebilir. Sistemin hesaplama yükü büyükse, performansı düşürebilecek büyük bir örnekleme süresine ihtiyaç duyacaktır.

4.1 Özет

Özet olarak, simülasyon sonucu, basitleştirilmiş FLC kurallarının tüm çalışma koşullarında tutarlı performans elde ettiğini göstermektedir. FLC standart kuralları, mükemmel yükselme süresi ve oturma süresi sağlamıştır. Basitleştirilmiş kuralların etkinliği ve doğruluğu simülasyon analizi ile doğrulanmıştır. Bu nedenle FLC, kontrollü sisteme daha az hesaplama yükü ile önerilen yönteme dayalı olarak uygulanabilir. Standart (49 ,25) bulanık kurallar, basitleştirilmiş (9 ,7) bulanık kurallara kıyasla daha hızlı geçici ve iyi kararlı durum tepkileri gösterir. Bunun nedeni, girdi değişkenlerinin kapsamını artıran ve bulanık sistemin çıktı değişkeninin doğruluğunu artıran 49 kuralla kullanılan çok sayıda MF'dir. Bu bölümde, bu çalışmada kullanılan iki hız kontrol sistemi için elde edilen sonuçlar sunulmuştur. FLC ve ST- FLC performansı hem simülasyon hem de donanım sonuçları kullanılarak çeşitli özellikler açısından karşılaştırılmıştır. Önerilen basitleştirilmiş kuralların hem sabit parametreler hem de kendi kendini ayarlayan kontrolör için etkinliğini doğrulamak için yerleşme süresi, yükselme süresi ve aşım karşılaşılır. Yüklü ve yüksüz olarak geniş ileri ve geri hız operasyonlarını kapsayan sonuçlar elde edilmiş ve karşılaşılmıştır. Moment referansı ve motor akımları araştırılmış ve analiz edilmiştir. ANFIS, FLC ile karşılaştırılmış, yerleşme süresi, yükselme süresi ve aşma, aşmada iyileşme göstererek karşılaşılır. Ayrıca, ölçülen ve tahmin edilen hızın çakıştığını gösteren FLC'ye dayalı sensörsüz IFOC tanıtıldı. Vektör kontrollü IM sürücüler üzerindeki deneysel çalışma bu bölümde açıklanmıştır. Basitleştirilmiş FLC kuralları, standart FLC kuralıyla karşılaşıldığından daha sağlamdır.

Basitleştirilmiş FLC kuralları, standart FLC kuralından daha az aşım üretmektedir. Sürücülerin yük bozulmalarını reddetme yeteneğinin araştırılması, basitleştirilmiş FLC kurallarının standart FLC kurallarına kıyasla yeterince iyi sonuçlar verdiği göstermiştir. Son olarak, sistemin donanım sırasındaki hesaplama yükü analiz edilmiştir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

6.1 Sonuçlar

Yüksek performanslı bir sürücünün, iyi bir kararlılığa, etkili kontrol özelliklerine, hızlı ve daha hassas hız yanıtına, herhangi bir bozulmayı hızlı düzeltmeye ve parametre değişimine duyarsız olmaya sahip olması gereklidir. Yüksek performanslı sürücü uygulamalarında, IM sürücülerinin vektör kontrolü yaygın olarak kullanılır. Yük bozulmaları ve parametre varyasyonlarının, vektör kontrollü IM sürücülerinin performansı üzerinde etkisi vardır. Çeşitli araştırmacılar, ayarlama etkisinin bir sonucu olarak ayarlama yöntemlerinin geliştirilmesi için önemli çabalar sarf etmiştir. Değişen bir ortamla başa çıkmada, güç elektroniği cihazlarının iyileştirilmesine ek olarak kontrol algoritmaları hayatı bir rol oynamaktadır. Doğrusal olmayan dinamik özellikleri ele alma açısından FLC, geleneksel kontrollerden daha iyi performans gösterir. FLC, insan muhakemesine dayalıdır ve uzman anlayışından türetilen bir dizi dilsel kuralı görünmez bir şekilde otomatik bir kontrol stratejisine dönüştürmesine izin veren algoritmalar içerir. Bulanık kurallar, kontrol sürecinde insanın karar vermesini taklit etmek için tasarlandığından, kesin sonuçların geliştirilmesindeki yanlışlıklarını telafi etmek için daha fazla kural geliştirilebilir.

FLC ayarının amacı, istenen performans ve sağlamlığı elde etmek için en iyi parametre değerlerini bulmaktır. Parametreler arasında ölçeklendirme faktörü, MF ve kural tabanı bulunur. Kural tabanı MF ve ölçekleme faktörü ile etkileşime girdiğinden, kural, MF veya her ikisi de kural tabanını ayarlamak için kullanılabilir. 1970'lerde keşfedilmesinden bu yana FLC, yüksek performanslı AC sürücüler de dahil olmak üzere çeşitli uygulamalarda üstel bir artış görüldü. FLC'nin insan muhakemesini taklit etme yeteneği nedeniyle, karmaşık ve geleneksel bulanık olmayan denetleyicilerle kontrol etmesi zor olan matematiksel modelleri doğrusal olmayan uygulamalarda tercih edilen bir denetleyicidir. Hız kontrolörü, motor hızının bir referans hız ile karşılaştırıldığı ve ortaya çıkan hatanın çıkış kontrol sinyalini oluşturmak için FLC'ye uygulandığı bulanık mantık konseptine dayalı olarak indüksiyon motoru kontrol etmek için kullanılır. Bu araştırmada kuralları basitleştirmeye dayalı bir Mamdani FLC kullanılmıştır.

FLC kural tabanı tasarlama için etkili bir yöntem olan "Faz- Düzlem Yörünge" yöntemi de dahil olmak üzere FLC kural tabanlı tasarım için çeşitli yaklaşımlar incelenmiştir.

Ayrıca FLC kural sadeleştirmesi, sistematik prosedürler ve uygulanabilirlik açısından değerlendirilen önerilen basitleştirme teknikleri ile literatürde sunulan çeşitli yöntemler kullanılarak düzgün bir şekilde incelenmiştir. Şimdiye kadar önerilen basitleştirilmiş kurallar FLC yaklaşımının çoğu, çeşitli uygulamalara uygulanabilecek sistematik prosedürlerden yoksundur. Sonuç olarak bu araştırma, kontrollü sistemin dinamik adım yanıtına dayalı bir FLC kural tabanlı tasarım metodolojisi önermiştir. Önerilen yöntem, IM sürücülerinin FLC hız denetleyicisinin kural tabanını elde etmek için ikinci dereceden bir transfer fonksiyonu ile gösterilen bir IM sürücüsüne uygulandı. Üç farklı kural tabanı (9, 25 ve 49) tasarlandı ve ikinci dereceden IM sürücü sisteminin adım yanıtına ve faz düzlemi yörunge eşlemesine dayalı olarak kural tabanlarına (5, 7 ve 9) basitleştirildi. Son olarak IFOC tabanlı IM sürücü sisteminin simülasyon testi hem standart (9, 25, 49) hem de basitleştirilmiş (5, 7, 9) kurallar kullanılarak gerçekleştirildi. Adım hızı hesaba katıldığında, basitleştirilmiş kurallar sürücü performansını korudu ve standart kurallara benzer şekilde davrandı. Önerilen FLC kural tabanlı tasarım ve basitlik, bir IM sürücüsünün veya herhangi bir benzer ikinci dereceden sistemin kural tabanını tasarlamaya yönelik sistematik bir yaklaşımın ana hatlarını çizer. Donanım uygulaması için gerekli bulanık kuralların sayısını azaltmak için basitleştirilmiş kural FLC yaklaşımı geliştirilmiştir. Bu araştırma, IM sürücülerinde kullanılan basitleştirilmiş kural yöntemlerini inceledi.

Önerilen yöntemlerinçoğunun ortak bir noktası vardır; FLC kural tabanlarını tasarlama için sistematik prosedürlerden yoksundular. Sonuç olarak bu araştırma, IM sürücü sistemlerinin ikinci derece temsilinin dinamik adım yanıtına ve faz düzlemi yörungesine dayalı IM sürücüler için FLC kural tabanını tasarlamaya ve basitleştirmeye metodolojik bir yaklaşım önermektedir. Önerilen yöntem kontrollü sistemin genel dinamik adım yanıtına dayalı bir FLC kural tabanı tasarlama için rehberlik sağlar. Önerilen yöntem prosedürlerini takiben, bir (9, 25, 49) kural boyutu tasarılmış ve (5, 7, 9) bir kural boyutuna sadeleştirilmiştir. FLC modelin doğrusal olmama durumunu, hız değişimlerini ve parametre değişikliklerini idare etme yeteneğine sahip olduğundan, pek çok AC makine sürücüsünde hız kontrolörü olarak FLC tercih edilir.

Ayrıca, Kendi Kendini Ayarlayan FLC (ST- FLC), sabit parametrelî bir FLC ile ilgili zorlukların üstesinden gelinmesine yardımcı olan ve motor sürücü performansının düşmesini önlemeyi başaran değiştirilmiş bir FLC denetleyicisidir.

Sürücü sistemindeki herhangi bir varyasyona, değişikliğe veya bozulmaya yanıt olarak FLC parametrelerini güncellemeye devam edebilir. Bununla birlikte, FLC sistemi, motor tahrik sisteminin genel hesaplama yükünü artıran ve düşük performansla sonuçlanabilecek çok büyük hesaplama kapasitesi gerektirir.

Bu araştırmada, ana FLC'nin hata (e) ve hata değişimi (Δe) girişlerine dayalı olarak ana FLC'nin çıkış ölçekleme faktörünü ayarlamak için basit bir ST- FLC mekanizması kullanıldı. Ayrıca, temel FLC hız kontrol yapısını ayarlamak için basit bir otomatik ayarlama mekanizması önerildi. Burada bir hesaplama süresi teknik olarak analiz edildi ve standart ve basitleştirilmiş kural boyutu için karşılaştırıldı. Deneyde, daha az sayıda kurala sahip FLC ve ST- FLC, daha yüksek kural boyutuna sahip FLC ve ST- FLC'ye kıyasla yeterince iyi bir performans, daha düşük örneklemeye ve daha düşük hesaplama süresi sağlamıştır. Ölçekleme faktörlerini otomatik olarak ayarlamak için kendi kendini ayarlama mekanizmaları tanıtılmıştır. Böylece FLC'yi daha sağlam ve uyarlanabilir hale getirmek için kendi kendine ayarlayan FLC parametreleri nedeniyle performansın düşmesi önlenir. Ayrıca, simülasyon testi sırasında, çok sayıda bulanık kurala sahip bir FLC, iyi performansla doğru sonuçlar üretebilir. Bununla birlikte, karmaşık hesaplamalar gerektirebilir ve deneysel testler sırasında performansı bozabilir.

Simülasyon sonuçlarına göre 49 ve 25 kurallı FLC, 7 ve 9 kurallı FLC'den daha iyi performans göstermiştir. Ancak deneysel testler 9 ve 7 kurallı ST- FLC'nin 25 ve 49 kurallı ST- FLC'den daha iyi performans gösterdiğini ortaya çıkardı. Bu 49 kuralın yoğun hesaplamalar gerektirdiği ve sistem üzerinde büyük hesaplama etkilerine yol açarak performansın düşmesine neden olduğu deneysel testlerde gözlenmiştir.

Hesaplama etkileri ile bulanık kuralların sayısı arasındaki ilişkiyi doğrulamak için hesaplama süresinin teknik analizi yapıldı. Bulanık kuralların sayısı arttıkça, yavaş örneklemeye zamanı gerektiren büyük bir hesaplama yükünün üretildiği bulundu. Sonuç olarak az sayıda bulanık kuralın sistem için daha az hesaplamaya dayalı olduğu, oysa çok sayıda bulanık kuralın yüksek düzeyde hesaplamaya dayalı olduğu ve bu durumun sürücü performansını düşürebileceği, daha fazla işlem belleği gerektirebileceği ve donanım maliyetlerini artırabileceği açıklır.

Test işlemlerinde değişik referans hız komutları, yük bozulmaları, hız komutunda adım azaltma ve ters yönde çalışma gibi işlemler gerçekleştirılmıştır.

Aynı zamanda, basitleştirilmiş kurallı FLC'ler, yük bozulmaları sırasında hız düşüşü ve atalet değişimi ile hızlanma açısından standart FLC'lerden daha iyi performans göstermiştir.

Vektör kontrollü IM sürücülerinde hız kontrolü için pratik deney kurulum prosedürü açıklanmıştır. Standart kurallı FLC'nin ve basitleştirilmiş kurallı FLC'nin uygulama performansı değerlendirilmiş, sürücünün bileşenleri listelenmiş ve açıklanmıştır. Deneysel inceleme, iki çalışma koşulu altında gerçekleştirildi. Bunlar; yüksüz ve yüklü durum. Çeşitli ilk adım hız komutları, adım hız azaltma komutları, yük bozulmaları, atalet ve hızın tersine çevrilmesi gibi çeşitli çalışma koşulları test edildi. Ayrıntılı simülasyon ve deneysel araştırmalardan aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir;

- 1) Simülasyon süresi boyunca, yük bozulmaları altında standart 49 ve 25 FLC'nin hız tepkisi üstündür. Sonuçlara göre, 49 kural ve 25 kural, 7 kural ve 9 kuraldan daha hızlı geçici ve iyi kararlı durum tepkilerine sahiptir. Bunun nedeni girdi değişkenlerinin kapsamını artıran ve bulanık sistemin çıktı değişkeninin doğruluğunu artıran 49 ve 25 kurallar ile kullanılan çok sayıda MF'dir.
- 2) Deneyde, (9, 7) kural boyutları, daha az hız düşüşü ve daha hızlı toparlanma süresi ile yük bozulma redi açısından (49, 25) kural boyutlarından daha iyi performans gösterdi.
- 3) Simülasyonda, oturma süresi açısından, standart FLC'ler, basitleştirilmiş FLC'lere göre hız tavsiyesindeki adım azalmalar için daha iyi hız tepkilerine sahiptir. Hız komutlarında farklı adım azalmaların varlığında benzer hız karakteristiği belirlendiği için, tüm FLC'ler tutarlı davranış sergiler. Bununla birlikte, deneysel sonuçlar açısından, basitleştirilmiş kurallar FLC'ler, standart kurallar FLC'lerden daha iyi performans gösterir.
- 4) Hem simülasyon hem de deneysel incelemede, vektör kontrollü IM sürücüler için tüm FLC'lerin genel davranışları ve performansı, farklı başlangıç adım komutları, yük bozulmaları, hız komutunda adım azaltma ve hızın tersine çevrilmesi gibi çeşitli çalışma koşulları altında tutarlıdır. Azalan kural sayısı motor sürücü performansı üzerinde bir etkiye sahiptir. Basitleştirilmiş kurallar FLC'ler, aşma açısından standart FLC'lere benzer şekilde performans gösterir, ancak yükselme ve oturma süresi açısından biraz farklılık gösterir. Bu araştırmacı IM sürücü hız kontrolü için FLC'nin tasarımasına, basitleştirilmesine ve çalıştırılmasına odaklandı.

ST-FLC ayrıca çıktı ölçekleme faktörünü ayarlamak için bu araştırmada FLC sabit parametreleriyle önerilmiş ve karşılaştırılmıştır. Her iki denetleyici de kural boyutu, MF'ler ve giriş ölçekleme faktörleri gibi benzer parametreler kullanır. Önerilen ST- FLC, giriş hatasına ve değişim değişikliğine dayalı olarak çıktı ölçeklendirme faktörünü çevrimiçi olarak ayarlamak için matematiksel bir algoritma kullanır. Çıkış Ölçeklendirme Faktörü (SF), genel sistem performansını etkiler.

Cıkış SF'nin sabit değeri, parametre hassasiyeti nedeniyle çalışma sırasında etkilenebilir. Sonuç olarak, önerilen ST- FLC, çıktı ölçekleme faktörünü optimize ederek performansı iyileştirmeyi amaçladı. Son olarak, IFOC tabanlı IM sürücü sisteminin simülasyon testi hem standart (9, 25, 49) hem de basitleştirilmiş (5, 7, 9) kurallar kullanılarak gerçekleştirildi. Adım hızı hesaba katıldığında, basitleştirilmiş kurallar sürücü performansını korudu ve standart kurallara benzer şekilde davrandı.

Araştırma yaklaşımları MATLAB/ SIMULINK yazılımı kullanılarak yürütüldü ve FLC, FLC temelinde modellendi ve test edildi. Sistem donanım yapılandırmasını geliştirmek için dSPACE DS 1104, VSI ve 2hp indüksiyon motoru da kullanıldı. Standart FLC'nin ve önerilen ST-FLC'nin performansını karşılaştırmak için simülasyon modellemesi ve donanım kurulumu başarıyla yapıldı. Önerilen ST-FLC'nin etkinliği ve kullanılabilirliği, simülasyon ve donanım sonuçları kullanılarak da doğrulandı.

Yüksüz ve yük bozucu operasyonların performansı; çeşitli hızlarda oturma süresi, aşma ve yükselme süresi açısından karşılaştırılarak değerlendirilir. Çeşitli hızlarda farklı yükler ve farklı hızlarda tam yük boyutu kullanılarak yük bozulmasını reddetme kapasitesi karşılaştırıldı. Önerilen ST- FLC, FLC ve ST- FLC'nin performans karşılaştırmasında sabit parametreler olan FLC'den daha iyi performans gösterir. Tüm hızlar için, FLC daha hızlı oturma ve yükselme süresi sağlar. Düşük, orta ve yüksek hızlarda ST- FLC, aşma açısından FLC'den daha iyi performans gösterir. ST- FLC, daha hızlı toparlanma süresi ve daha az hız düşüşü ile yük sırasında gelişmiş yük bozulma reddi gösterdi. Ayrıca, kendi kendini ayarlayan ek matematiksel model nedeniyle, ST- FLC'nin hesaplanması FLC'den daha uzun sürer. Simülasyonun performansı ve deneysel sonuçlar farklıydı. Gerçek ölçümün doğruluğu nedeniyle, donanım testi için aşım, yükselme süresi ve oturma süresi simülasyonlardan daha yükseltti. Bu araştırmanın amaçlarına, geliştirilmiş performans için basit bir kendi kendini ayarlama tabanlı bulanık mantık hız denetleyicisi geliştirilerek ulaşılmıştır.

Ayrıca basitleştirilmiş kural boyutunun etkinliği ve doğruluğu simülasyon analizi ile doğrulanmıştır. Bu nedenle FLC, kontrollü sisteme daha az hesaplama yükü ile önerilen yönteme dayalı olarak uygulanabilir. Tasarlanan kuralların yanı sıra basitleştirilmiş kuralların etkinliği ve doğruluğu, MATLAB/ Simulink ortamı kullanılarak IM sürücülerinin simülasyon analizi yapılarak doğrulanmıştır. MATLAB/ SIMULINK ve dSPACE DS 1104 denetleyicisi yardımıyla simülasyon modellemesi ve donanım uygulaması yapılmıştır. Önerilen kendi kendini ayarlayan kontrolör ayrıca simülasyon ve donanımda test edilmiş ve aynı parametreleri kullanan standart FLC ile karşılaştırılmıştır.

FLC sistemi oldukça fazla hesaplama kapasitesi gerektirir, bu da makine tahrik sisteminin genel hesaplama yükünü artırır ve potansiyel olarak düşük performansa neden olur. Bu araştırmada, model referans uyarlamalı kontrole (MRAC) dayalı dolaylı alan yönelimli kontrol (IFOC) hız kontrolörü ve etkili basitleştirilmiş kurallar bulanık mantığı geliştirilmiştir. Mevcut diğer yöntemlerin aksine bu yaklaşım, çeşitli hız işlemleri ve yük bozulmaları için MATLAB/ Simulink performans araştırmalarını içeren yüksek performanslı bir uygulama için bir IM'nin hızını kontrol etmek üzere daha az karmaşık bir hız tahmin yöntemi ve hesaplama yükü kullanır. Simülasyon sonucu önerilen sensörsüz yöntemlerin sahlamlığını, geniş hız aralığında operasyon için tatmin edici sonuçlarla birlikte göstermektedir.

Ayrıca FLC'den sağlanan verileri eğitmek için bir ANFIS denetleyicisi kullanılmıştır. Her iki denetleyicinin etkinliği ve doğruluğu, IM sürücülerinin MATLAB/ Simulink simülasyon analizi kullanılarak doğrulandı. Önerilen kontrolörlerin etkinliğini belirlemek için FLC ve ANFIS kontrolörlerinin karşılaştırmalı bir analizi yapılmıştır. Sonuçlara göre her iki kontrolör de geçici ve sabit durum koşullarında üstün performans gösterdi. ANFIS denetleyicisi aşma açısından daha iyi performans göstermiştir. Mamdani tipi bulanık mantık, çevrimiçi arama tablosu oluşturması nedeniyle büyük hesaplama yükü üretir. ANFIS çevrimiçi arama tablosu tarafından oluşturulan hesaplamayı azaltmak için çevrimdışı arama tablosu ile uygulanabilir.

6.2 Araştırma Hedeflerine Ulaşma

Bu araştırma sayesinde, birinci bölümde sunulan hedeflere başarıyla ulaşılmıştır.

İlk olarak, vektör kontrollü IM türevleri için standart kurallı FLC hız denetleyicisi başarıyla geliştirildi. Standart kurallı FLC optimum sayıda kural içerdiginden, FLC'nin basitleştirilmiş kurallar versiyonu için performans karşılaştırması olarak kullanıldı.

Ek olarak, FLC kurallarının basitleştirilmesine yönelik sistematik bir yöntem tanıtılarak, hız performansı korunurken bulanık kuralların sayısı azaltılmıştır. İndirgenmiş bulanık kural sayıları, IM sürücü sistemlerinin ikinci sıra temsilinin dinamik adım yanıtı ve faz düzlemi yörüngesine dayalı olarak 9, 7 ve 5'tir.

Ayrıca bulanık Kuralları basitleştirmede sistematik yöntem etkili bir şekilde tanıtılmıştır. Basitleştirilmiş 9, 7 ve 5 kurallı FLC, denge noktasından uzaktaki kuralların göz ardı edildiği ve dengeye kapalı olan kuralların seçildiği kavramı uygulanarak kural sayısı azaltılarak tasarlanmıştır. Dahası otomatik ayarlı FLC gibi otomatik ayarlı bulanık denetleyiciler başarıyla uygulanmış, ST- FLC'de kural indirgeme işlemi başarıyla gerçekleştirilmiştir.

6.3 Araştırma Sonuçlarının Önemi

Bu araştırmanın önemi, temel olarak bulanık mantık hız denetleyicisi parametre ayarlama süreci ile ilgilidir. Önerilen yöntem bölüm 4'te sunulan FLC hız kontrol cihazının geleneksel zahmetli deneme ve hata ayarlama yöntemiyle karşılaştırıldığında daha yapılandırılmış ve pratiktir. IM sürücü sistemlerinin ikinci dereceden gösteriminin dinamik adım yanıtına ve faz düzlemi yörüngesine dayalı IM sürücülereri için FLC kural tabanını tasarlamaya ve basitleştirmeye yönelik metodolojik yaklaşım önerilmiştir. Önerilen yöntem, kontrollü sistemin genel dinamik adım yanıtına dayalı bir FLC kural tabanı tasarlama için rehberlik sağlar. Önerilen yöntem prosedürlerinin ardından, (9, 25, 49) kural boyutu tasarılmış ve (5, 7, 9) kural boyutuna sadeleştirilmiştir. Bunun yanı sıra 49 ve 25 standart kuralının bulanık 9 ve 7 kurallarına minimizasyonu önemli ölçüde yürütme süresi boyunca daha az ateşleme kuralı nedeniyle hesaplama süresini azalttı ve aynı zamanda yük ve yüksüz çalışma altında 49 ve 25 standart kural denetleyicisiyle karşılaşılabilir hız yanıtı davranışını sürdürdü. Ayrıca donanım karmaşıklığını ve özellikle gömülü denetleyici uygulaması için büyük bellek depolaması ve yüksek işlemci gereksinimini azalttı. Simülasyon ve deneysel sonuç, önerilen yöntemlerin etkinliğini ve vektör kontrol tekniği uygulandığı sürece her tür değişken hızlı AC sürücü için geçerli olduğunu göstermiştir.

FLC'yi daha sağlam ve uyarlanabilir hale getirmek için FLC'nin sabit parametreleri nedeniyle performans düşüşünü önleyerek operasyonlar sırasında FLC parametrelerini otomatik olarak ayarlamak için yeni bir "Kendi Kendini Ayarlama" mekanizması tanıtıldı. Model referanslı uyarlanabilir kontrole (MRAC) dayalı dölaylı alan yönelikli kontrol (IFOC) hız kontrolörü ve etkili basitleştirilmiş kurallar bulanık mantığı geliştirilmiştir. Mevcut diğer yöntemlerin aksine, bu yaklaşım, yüksek performanslı bir uygulama için bir IM'nin hızını kontrol etmek için daha az karmaşık bir hız tahmin yöntemi ve hesaplama yükü kullanır. Ayrıca FLC tarafından sağlanan verileri eğitmek için bir ANFIS denetleyicisi kullanılmıştır. Her iki denetleyicinin etkinliği ve doğruluğu, IM sürücülerinin MATLAB/ Simulink simülasyon analizi kullanılarak doğrulandı. Önerilen kontrolörlerin etkinliğini belirlemek için FLC ve ANFIS kontrolörlerinin karşılaştırılmalı bir analizi yapılmıştır. ANFIS denetleyicisi, aşma açısından daha iyi performans göstermiştir.in geçerli olduğunu göstermiştir.

6.4 Öneriler

Bu araştırmada tasarlanan kuralların yanı sıra basitleştirilmiş kuralların etkinliğini ve doğruluğunu göstermek için başka bir kontrol stratejisi olan doğrudan tork denetleyicisi (DTC) IFOC ile karşılaşılacaktır. IM yüksek performanslı bir AC motor olduğundan, FLC kuralları SPMSM ve fırçasız DC motorlar gibi diğer AC motor türlerine uygulanabilir. Bulanık kural kontrol algoritmaları, "Sınır Ağları" veya "Genetik Algoritmalar" kullanılarak uygulanabilir.

FLC sadeleştirmesi son zamanlarda basit bir tasarıma sahip güçlü bir kontrol yöntemi olarak önerilen, çok değişkenli kontrol akımı-gerilim, kapasitör voltajı vb. Model Öngörülü Kontrole (MPC) dayalı olarak uygulanabilir. Hepsi tek bir maliyet fonksiyonuna dahildir. Örneğin; üç seviyeli bir invertör tarafından beslenen IM için Sonlu Kontrol Seti Modeli Öngörülü Kontrol (FCS-MPC). Maliyet fonksiyonu, dengeleme için tork, akı ve DC-link kapasitör voltajlarını içermelidir. MPC, FOC'ye kıyasla daha az kontrol döngüsü kullanır ve DTC'deki gibi anahtarlama tablosuna dayalı olarak sezgisel olarak voltaj vektörü seçmek yerine maliyet fonksiyonuna dayalı olarak en uygun voltaj vektörünü seçer. Tahmine dayalı kontrolün ana konsepti, o sistemin önceden tanımlanmış bir modeline dayalı olarak sistem değişkenlerinin gelecekteki davranışlarının tahmin edilmesidir. Bu tahminler, tahmine dayalı denetleyici tarafından önceden tanımlanmış bir optimizasyon teknüğine dayalı olarak optimum çıktı elde etmek için kullanılır.

Dikkate alınması gereken bir diğer önemli konu, makine sürücülerini için sağlam MPC'dir. Çekici bir araştırma alanıdır ve son zamanlarda birçok çalışmada tartışılmaktadır. Bir sistemin sağlamlık analizi, o sistemin tasarlanan modelinde bir uyumsuzluk parametresi olduğunda kontrol tepkisini incelemek için yapılabilir. Araştırmanın AC sürücüler için uygulanacak yeni bir MPC yöntemi geliştirmesi bekleniyor. Yöntem sürücü sisteminin kararlılığını ve sağlamlığını geliştirecek, deneysel uygulamayı gerçekleştirmek için karmaşıklığı azaltacak, anahtarlama sıklığını ve minimum tork ve akım dalgalarını azaltacaktır. MPC sürücü sistemine basitlik, doğrusal olmama kontrolü, çoklu değişken kontrol, böylece AC makine sürücülerini için tercih edilen bir kontrol yöntemi haline geldi. MPC yönteminin tasarımları genellikle ideal bir modele ve gerçek PMSM'nin nominal parametrelerine dayalı olarak gerçekleştirilir.

Bununla birlikte gerçek PMSM sürücü sistemi, çeşitli üretim yapısı belirsizliklerine ve çevresel operasyonel belirsizliklere maruz kalır. İmalat belirsizlikleri arasında malzeme çeşitliliği, montaj kusurları, motor yapısı ve boyutu ve sürtünme ve mekanik faktörler yer alırken, operasyonel belirsizlikler arasında parametre değişimi, ölçüm hatası, rüya zamanı etkileri ve yük tork bozukluğu yer alır. Bu belirsizliklerin MPC tahmin doğruluğu ve etkinliği üzerinde ciddi etkileri vardır. Çünkü MPC yöntemi, çeşitli belirsizlikleri ve bozulmaları içeren gerçek PMSM'den çok farklı olan ideal (karmaşık olmayan dinamikler) bir modele ve nominal (değişmeyen) parametrelere dayalı olarak tasarlanmıştır. Bu nedenle MPC tahmininin yanlışlığının ve etkisizliğinin etkileri, yüksek tork dalgalarının, yüksek akım harmoniklerinin, yavaş dinamik yanıtın, bozuk sabit durum yanıtının, düşük sistem verimliliğinin, düşük sürücü kararlılığının ve/veya yüksek olduğu PMSM sürücü sistemi performansına yansır. Enerji/güç kayıpları meydana gelebilir.

Bununla birlikte bu belirsizliklerin etkileri, belirsizliklere karşı sistem sağlamlığını artırabilen güçlü MPC yöntemleri kullanılarak azaltılabilir/telafi edilebilir. Literatürde sistem belirsizliklerinin etkilerini telafi etmek ve azaltmak için sağlam MPC tabanlı tahmin hatası düzeltmesi, sağlam MPC tabanlı gözlemci, sağlam tahmine dayalı kontrol tabanlı modelsiz, sağlam MPC tabanlı optimize edilmiş maliyet fonksiyonu ve sağlam MPC tabanlı hibrit teknikler dahil olmak üzere çeşitli sağlam MPC yöntemleri önerilmiştir. Bu yöntemlerin çoğu sadece parametre değişimlerinin neden olduğu belirsizlik etkisine odaklanırken, diğer belirsizlikler ihmal edilmiştir.

Ayrıca bazı belirsizlikler var olan herhangi bir güçlü MPC yöntemi tarafından tartışılmamıştır. Parametre uyumsuzluğunun neden olduğu etkiler en önemli belirsizlikler olarak kabul edildiğinden, diğer belirsizliklerin de sürücü performansı üzerinde aşırı etkileri vardır. Örneğin, eviricinin doğrusal olmamasından kaynaklanan bozulmalar (anahtarlama frekansı ve ölü zaman), akım harmoniklerinin büyük bir kaynağı ve daha yüksek evirici (anahtarlama) kayıplarının nedeni olarak kabul edilir. Ayrıca sensör offsetlerinden kaynaklanan ölçüm hataları, hız kararlı durum tepkisindeki yüksek salınımların ana nedenidir ve bu da tork ve akım tepkilerine olumsuz olarak yansır.

Ek olarak makine mekanik parametre motor ataletindeki (J) değişimin neden olduğu etkiler, dinamik hız tepkisini etkileyebilir ve daha büyük bir aşmaya ve daha uzun bir oturma süresine neden olabilir.

Ayrıca, hız denetleyicisinin sabit parametrelerinin neden olduğu etkiler, referans akım tepkisini etkileyerek tahmin doğruluğunu etkileyebilir. Bu nedenle, birden fazla belirsizliğe dayanıklı entegre bir sistem üretmek için çeşitli belirsizlikleri birleştiren ve dengeleyen sağlam bir kontrol yöntemine sahip olmak çok önemlidir.

Güçlü modelden bağımsız tahmine dayalı kontrol (MFPC) yöntemleri, PMSM sürücüler için en iyi sağlam yöntemler olarak bulunduğuundan, bu araştırma, var olan yöntemlerin sorunlarının üstesinden gelmek için artımlı bir sağlam MFPC önermektedir. Aynı zamanda birden fazla PMSM sürücü belirsizliğini göz önünde bulundurmak ve mevcut yöntemlerin kusurlarını azaltmak için yeni bir sağlam öngörülü kontrol yöntemi önerilecektir. Önerilen tasarım yöntemleri için simülasyon analizi ve deneysel doğrulama ve mevcut yöntemlerle yapılacak performans karşılaştırma analizidir.

7 KAYNAKÇA

- Abdelkarim, E., Ahmed, M., Orabi, M. Ve Mutschler, P., 2012, Fuzzy Logic Speed Controller of 3-Phase Induction Motors for Efficiency Improvement, *Journal of Power Electronics*, 12 (2), 305-316.
- Almaraashi, M., John, R., Hopgood, A. Ve Ahmadi, S., 2016, Learning of interval and general type-2 fuzzy logic systems using simulated annealing: *Theory and practice, Information sciences*, 360, 21-42.
- Amézquita-Brooks, L. A., Ugalde-Loo, C. E., Licéaga-Castro, E. ve Licéaga-Castro, J., 2018, In-depth cross-coupling analysis in high-performance induction motor control, *Journal of the Franklin Institute*, 355 (5), 2142-2178.
- Angalaeswari, S., Swathika, O. G., Ananthakrishnan, V., Daya, J. F. ve Jamuna, K., 2017, Efficient power management of grid operated microgrid using fuzzy logic controller (FLC), *Energy Procedia*, 117, 268-274.
- Areed, F. G., Haikal, A. Y. ve Mohammed, R. H., 2010, Adaptive neuro-fuzzy control of an induction motor, *Ain Shams Engineering Journal*, 1 (1), 71-78.
- Asgharpour, A. H., Alinejad, B. Y. ve Yaghobi, H., 2016, A fuzzy-based speed controller for improvement of induction motor's drive performance. 2016, 61-70.
- Asutkar, M. D., Chaudhari, J. G. ve Bodkhe, S., Space Vector Approach for Direct Torque Control Induction Motor drive.
- Awaklı, K. A., 2021, Improving Energy Efficiency Of Electric And Hybrid Electric Vehicles Using Computer Aided Design(Doctoral dissertation)
- Aymen, F., Mohamed, N., Chayma, S., Reddy, C. R., Alharthi, M. M. ve Ghoneim, S. S., 2021, An improved direct torque control topology of a double stator machine using the fuzzy logic controller, *IEEE Access*, 9, 126400-126413.
- Azar, A. T., 2012, Overview of type-2 fuzzy logic systems, *International Journal of Fuzzy System Applications (IJFSA)*, 2 (4), 1-28.
- Betin, F., Deloizy, M. ve Goeldel, C., 1999, Closed loop control of a stepping motor drivecomparison between pid control, self tuning regulationand fuzzy logic control, *EPE Journal*, 8 (1-2), 33-39.
- Betin, F., Pinchon, D. ve Capolino, G.-A., 2000, Fuzzy logic applied to speed control of a stepping motor drive, *IEEE transactions on industrial electronics*, 47 (3), 610-622.
- Bolognani, S. ve Zigliotto, M., 1998, Hardware and software effective configurations for multi-input fuzzy logic controllers, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 6 (1), 173-179.
- Bosso, A., Conficoni, C., Ruggini, D. ve Tilli, A., 2020, A computational-effective field-oriented control strategy for accurate and efficient electric propulsion of

unmanned aerial vehicles, *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, 26 (3), 1501-1511.

Chaoui, H. ve Sicard, P., 2011, Adaptive fuzzy logic control of permanent magnet synchronous machines with nonlinear friction, *IEEE transactions on industrial electronics*, 59 (2), 1123-1133.

Chekkouri, R., Romeral, L. ve Moreno, M., 2003, Direct adaptive fuzzy controller by changing the output membership functions for nonlinear motion applications, *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2003, 1, 22-26.

Chen, L., Sun, X., Jiang, H. ve Xu, X., 2014, A high-performance control method of constant-controlled induction motor drives for electric vehicles, *Mathematical Problems in Engineering*, 2014, 1-14.

Chen, T., Shang, C., Su, P. ve Shen, Q., 2018, Induction of accurate and interpretable fuzzy rules from preliminary crisp representation, *Knowledge-Based Systems*, 146, 152-166.

Chitra, V. ve Prabhakar, R., 2006, Induction motor speed control using fuzzy logic controller, *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 23 (2006), 17-22.

Chung, H.-Y., Chen, B.-C. ve Lin, J.-J., 1998, A PI-type fuzzy controller with self-tuning scaling factors, *Fuzzy Sets and Systems*, 93 (1), 23-28.

Dan, H., Zeng, P., Xiong, W., Wen, M., Su, M. ve Rivera, M., 2021, Model predictive control-based direct torque control for matrix converter-fed induction motor with reduced torque ripple, *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, 5 (2), 90-99.

Devanshu, A., Singh, M. ve Kumar, N., 2019, An improved nonlinear flux observer based sensorless FOC IM drive with adaptive predictive current control, *IEEE transactions on power electronics*, 35 (1), 652-666.

Dorrell, D. G., Knight, A. M., Evans, L. ve Popescu, M., 2011, Analysis and design techniques applied to hybrid vehicle drive machines—Assessment of alternative IPM and induction motor topologies, *IEEE transactions on industrial electronics*, 59 (10), 3690-3699.

Dos Reis, J. V., Raddo, T. R., Sanches, A. L. ve Borges, B.-H. V., 2015, Comparison between Mamdani and Sugeno fuzzy inference systems for the mitigation of environmental temperature variations in OCDMA-PONs, 2015 17th *International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)*, 1-4.

Duong, T.-D., Nguyen, M.-K., Nguyen, T.-T., Cha, H., Lim, Y.-C. ve Choi, J.-H., 2022, Switching-Cell structure based generic five-level current source inverter, *IEEE transactions on industrial electronics*.

Eker, İ. ve Torun, Y., 2006, Fuzzy logic control to be conventional method, *Energy Conversion and Management*, 47 (4), 377-394.

- El Daoudi, S., Lazrak, L., El Ouanjli, N. ve Lafkhi, M. A., 2021, Sensorless fuzzy direct torque control of induction motor with sliding mode speed controller, *Computers & Electrical Engineering*, 96, 107490.
- El Dessouky, A. ve Tarbouchi, M., 2002, Fuzzy model reference self-tuning controller, 7th International Workshop on Advanced Motion Control. Proceedings (Cat. No. 02TH8623), 153-158.
- Elbarbary, Z. M., Hamed, H. A. ve El-Kholy, E. E., 2018, Comments on “A Performance Investigation of a Four-Switch Three-Phase Inverter-Fed IM Drives at Low Speeds Using Fuzzy Logic and PI Controllers”, *IEEE transactions on power electronics*, 33 (9), 8187-8188.
- Elgbaily, M., Anayi, F. ve Packianather, M., 2022, Performance improvement based torque ripple minimization for direct torque control drive fed induction motor using fuzzy logic control, In: Control, Instrumentation and Mechatronics: Theory and Practice, Eds: Springer, Singapore, 416-428.
- El-Nagar, A. M. ve El-Bardini, M., 2017, Parallel realization for self-tuning interval type-2 fuzzy controller, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 61, 8-20.
- Eminoğlu, İ. ve Altaş, İ., 1998, The effects of the number of rules on the output of a fuzzy logic controller employed to a PM dc motor, *Computers & Electrical Engineering*, 24 (3-4), 245-261.
- Farah, N., Talib, M. H. N., Ibrahim, Z., Abdullah, Q., Aydoğdu, Ö., Azri, M., Lazi, J. B. M. ve Isa, Z. M., 2021, Investigation of the Computational Burden Effects of Self-Tuning Fuzzy Logic Speed Controller of Induction Motor Drives With Different Rules Sizes, *IEEE Access*, 9, 155443-155456.
- Farah, N., Talib, M. H. N., Shah, N. S. M., Abdullah, Q., Ibrahim, Z., Lazi, J. B. M. ve Jidin, A., 2019, A novel self-tuning fuzzy logic controller based induction motor drive system: An experimental approach, *IEEE Access*, 7, 68172-68184.
- Farah, N., Talib, M., Ibrahim, Z., Lazi, J. ve Azri, M., 2018a, Self-tuning fuzzy logic controller based on takagi-sugeno applied to induction motor drives, *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 9 (4), 1967.
- Farah, N., Talib, M., Ibrahim, Z., Rasin, Z. ve Rizman, Z., 2018, Retracted: Experimental investigation of different rules size of fuzzy logic controller for vector control of induction motor drives, *Journal of Fundamental and Applied Sciences*, 10 (6S), 1696-1717.
- Faravani, M., Jafari, A. A., Ranjbar, M., Azizi, N. ve Negari, A. K., 2018, Correlation and path coefficient analysis of phenological, agronomic and morphological traits of cumin and ajwain populations in Iran, *Selcuk Journal of Agriculture and Food Sciences*, 32 (3), 482-495.
- Febin Daya, J., Subbiah, V. ve Sanjeevikumar, P., 2013, Robust speed control of an induction motor drive using wavelet-fuzzy based self-tuning multiresolution controller, *International Journal of Computational Intelligence Systems*, 6 (4), 724-738.

- Ghasemi, A., Mortazavi, S. ve Kianinezhad, R., 2008, Fuzzy logic controlled adaptive active power filter for harmonics minimization and reactive power compensation under fast load variation, *WSEAS Transactions on Power Systems*, 3 (5), 300-309.
- Goguen, J., LA Zadeh, 1965. Fuzzy sets. *Information and control*, vol. 8 (), 338–353.
- Gonzalez, A. ve Perez, R., 1998, Completeness and consistency conditions for learning fuzzy rules, *Fuzzy Sets and Systems*, 96 (1), 37-51.
- Hameed, S., Das, B. ve Pant, V., 2008, A self-tuning fuzzy PI controller for TCSC to improve power system stability, *Electric Power Systems Research*, 78 (10), 1726-1735.
- Hannan, M. A., Ghani, Z. A., Hoque, M. M., Ker, P. J., Hussain, A. ve Mohamed, A., 2019, Fuzzy logic inverter controller in photovoltaic applications: Issues and recommendations, *IEEE Access*, 7, 24934-24955.
- Han-Xiong, L. ve Gatland, H. B., 1995, A new methodology for designing a fuzzy logic controller, *IEEE Transactions on systems, Man, and Cybernetics*, 25 (3), 505-512.
- Heber, B., Longya, X. ve Tang, Y., 1997, Fuzzy logic enhanced speed control of an indirect field-oriented induction machine drive, *IEEE transactions on power electronics*, 12 (5), 772-778.
- Hossain, M. J., Hoque, M. A. ve Islam, K. K., 2011, Simplified fuzzy control for flux-weakening speed control of IPMSM drive, *Advances in Fuzzy Systems*, 1-10.
- Ibrahim, Z. ve Levi, E., 2002, A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high-performance AC drives using experimental approach, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38 (5), 1210-1218.
- Ibrahim, Z., Isa, S. M., Lazi, J. M. ve Talib, M. H. N., 2013, Simplified fuzzy logic speed controller for vector controlled permanent magnet synchronous motor drives, *International Review of Electrical Engineering*, 8 (1), 104-113.
- Iqbal, A., Abu-Rub, H. ve Nounou, H., 2014, Adaptive fuzzy logic-controlled surface mount permanent magnet synchronous motor drive, *Systems Science & Control Engineering: An Open Access Journal*, 2 (1), 465-475.
- Isa, S. N. M., Ibrahim, Z., Lazi, J. M., Talib, M. H. N., Yaakop, N. M. ve Hasim, A. S. A., 2012, dSPACE DSP based implementation of simplified fuzzy logic speed controller for vector controlled PMSM drives, *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, 898-903.
- Ismail, M. Z. B., Talib, M. H. N., Ibrahim, Z., Lazi, J. B. M., Yusoff, M. S. A. M. ve Ismail, B. B., 2022, Experimental Investigations into the Behavior of Scaling Factors in a Fuzzy Logic Speed Control Induction Motor with Model Reference Adaptive Control, *ECTI Transactions on Electrical Engineering, Electronics, and Communications*, 20 (2), 174-185.

- Jahan, S., Biswas, S. P., Haq, S., Islam, M. R., Mahmud, M. P. ve Kouzani, A. Z., 2021, An advanced control scheme for voltage source inverter based grid-tied PV systems, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 31 (8), 1-5.
- Jain, S., Thopukara, A. K., Karampuri, R. ve Somasekhar, V., 2014, A single-stage photovoltaic system for a dual-inverter-fed open-end winding induction motor drive for pumping applications, *IEEE transactions on power electronics*, 30 (9), 4809-4818.
- Jang, J.-S., 1993, ANFIS: adaptive-network-based fuzzy inference system, *IEEE Transactions on systems, Man, and Cybernetics*, 23 (3), 665-685.
- Jiang, M., Yuan, X., Li, H. ve Wang, J., 2015, A New Fuzzy System Based on Rectangular Pyramid, *The Scientific World Journal*, 2015, 682-689.
- Joshi, G. ve Pius, P., 2020, ANFIS controller for vector control of three phase induction motor, *Indones. J. Electr. Eng. Comput. Sci.(IJECS)*, 19, 1177-1185.
- Kammouh, O., Noori, A. Z., Taurino, V., Mahin, S. A. ve Cimellaro, G. P., 2018, Deterministic and fuzzy-based methods to evaluate community resilience, *Earthquake Engineering and Engineering Vibration*, 17 (2), 261-275.
- Karakaya, A. ve Karakas, E., 2008, Performance analysis of pm synchronous motors using fuzzy logic and self tuning fuzzy pı speed controls, *Arabian Journal for Science & Engineering* (Springer Science & Business Media BV), 33,1-10.
- Karmazin, M., 2003, Simplified fuzzy logic controller based indirect vector control of an induction motor drive, *Memorial University of Newfoundland*.
- Kılıç, E., Yılmaz, Ş., Özçalık, H. R. ve Şit, S., 2015, A comparative analysis of FLC and ANFIS controller for vector controlled induction motor drive, *2015 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP)*, 102-106.
- Kim, S.-M. ve Han, W.-Y., 2006, Induction motor servo drive using robust PID-like neuro-fuzzy controller, *Control engineering practice*, 14 (5), 481-487.
- King, P. J. ve Mamdani, E. H., 1977, The application of fuzzy control systems to industrial processes, *Automatica*, 13 (3), 235-242.
- Kohlrusz, G. ve Fodor, D., 2011, Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors, *Hungarian Journal of Industry and Chemistry*, 265-270.
- Kumar, B., Chauhan, Y. K. ve Shrivastava, V., 2012, Efficacy of Different Rule Based Fuzzy Logic Controllers for Induction Motor Drive, *International Journal of Machine Learning and Computing*, 2(2), 131-137.
- Kumar, B., Singh, V. P. ve Chauhan, Y. K., 2019, Fuzzy logic based adaptation mechanism for MRAS based speed estimators, *Journal of Information and Optimization Sciences*, 40 (2), 455-466.
- Lee, C.C., 1990, Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I, *IEEE Transactions on systems, Man, and Cybernetics*, 20 (2), 404-418.

- Li, H.-X. ve Gatland, H., 1995, A new methodology for designing a fuzzy logic controller, *IEEE Transactions on systems, Man, and Cybernetics*, 25 (3), 505-512.
- Li, H. X. ve Gatland, H., 1996, Conventional fuzzy control and its enhancement, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 26 (5), 791-797.
- Li, J., Ren, H.-P. ve Zhong, Y.-R., 2014, Robust speed control of induction motor drives using first-order auto-disturbance rejection controllers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 51 (1), 712-720.
- Liang, Q. ve Mendel, J. M., 2000, Interval type-2 fuzzy logic systems: theory and design, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 8 (5), 535-550.
- Liu, D., Zhou, L., Wang, Z. L. ve Wang, J., 2021, Triboelectric nanogenerator: from alternating current to direct current, *Iscience*, 24 (1), 102018.
- Liu, H. ve Gegov, A., 2016, Rule based systems and networks: Deterministic and fuzzy approaches, 2016 IEEE 8th International Conference on Intelligent Systems (IS), 316-321.
- Lokriti, A., Salhi, I., Doubabi, S. ve Zidani, Y., 2013, Induction motor speed drive improvement using fuzzy IP-self-tuning controller. *A real time implementation, ISA transactions*, 52 (3), 406-417.
- Mamdani, E. H. ve Assilian, S., 1975, An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller, *International journal of man-machine studies*, 7 (1), 1-13.
- Mamdani, E. H., 1977, Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis, *IEEE Transactions on Computers*, 26 (12), 1182-1191.
- Mamdani, E. ve Assilian, S., 1999, An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller, *International journal of human-computer studies*, 51 (2), 135-147.
- Mannan, M. A., Murata, T. ve Junji, T., 2013, Discrete-time PI controller based speed control of DTC interior permanent magnet Shynchronous motor, 1-10.
- Mary, P. M. ve Marimuthu, N., 2009, Design of self-tuning fuzzy logic controller for the control of an unknown industrial process, *IET control theory & applications*, 3 (4), 428-436.
- Masiala, M., 2010, Self-tuned indirect field oriented controlled IM drive.
- Masiala, M., Vafakhah, B., Salmon, J. ve Knight, A. M., 2008, Fuzzy self-tuning speed control of an indirect field-oriented control induction motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44 (6), 1732-1740.
- Masood, M., Hew, W. P. ve Rahim, N. A., 2012, Review of ANFIS-based control of induction motors, *Journal of Intelligent & Fuzzy Systems*, 23 (4), 143-158.

- Mendel, J. M. ve Liu, X., 2013, Simplified Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 21 (6), 1056-1069.
- Menghal, P. ve Laxmi, A. J., 2016, Fuzzy based real time control of induction motor drive, *Procedia Computer Science*, 85, 228-235.
- Merabet, E., Amimeur, H., Hamoudi, F. ve Abdessemed, R., 2011, Self-tuning fuzzy logic controller for a dual star induction machine, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 6 (1), 133-138.
- Metwaly, M. K., Elkashy, N. I. ve Zaky, M. S., 2017a, Discrete sine and cosine transforms for signal processing spectral overlap saliencies of induction machine, *IEEE transactions on industrial electronics*, 65 (1), 189-199.
- Metwaly, M. K., Elkashy, N. I., Zaky, M. S. ve Wolbank, T. M., 2017b, Slotted saliency extraction for sensorless torque control of standard induction machines, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 33 (1), 68-77.
- Mohan, H., Dwivedi, S. K. ve Pathak, M. K., 2018, Control of induction motor drives—technological advancements, 2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE), 1-8.
- Mokrani, L. ve Abdessemed, R., 2003, A fuzzy self-tuning PI controller for speed control of induction motor drive, Proceedings of 2003 IEEE Conference on Control Applications, CCA 2003., 785-790.
- Naik, N. V. ve Singh, S. P., 2015, A comparative analytical performance of F2DTC and PIDTC of induction motor using DSPACE-1104, *IEEE transactions on industrial electronics*, 62 (12), 7350-7359.
- Nozaki, K., Ishibuchi, H. ve Tanaka, H., 1997, A simple but powerful heuristic method for generating fuzzy rules from numerical data, *Fuzzy Sets and Systems*, 86 (3), 251-270.
- Ontiveros-Robles, E., Melin, P. ve Castillo, O., 2017, New Methodology to Approximate Type-Reduction Based on a Continuous Root-Finding Karnik Mendel Algorithm, *Algorithms*, 10 (3), 12-23.
- Pal, A. ve Mudi, R., 2008, Self-tuning fuzzy PI controller and its application to HVAC systems, *International journal of computational cognition*, 6 (1), 25-30.
- Pan, T. ve Zhu, C., 2022, Synchronous speed control for industrial production line based on BP neural network, *International Journal of Manufacturing Technology and Management*, 36 (2-4), 127-140.
- Patel, P. C. ve Shah, V. P., 2014, Induction Motor Drive Using Indirect Vector Control with Fuzzy PI Controller, 15-22.
- Pham, C.-T., Shen, A. W., Dzung, P. Q., Anh, N. B. ve Viet, L. H., 2012, Self-tuning fuzzy PI-type controller in z-source inverter for hybrid electric vehicles, *Int. J. Power Electron. Drive Syst.*, 2 (4), 353-363.

- Piasecki, J. S., 2014, New hybrid dynamic systems and nonlinear backstepping control with applications to biped robot active motions, Oakland University.
- Pomares, H., Rojas, I., Ortega, J., Gonzalez, J. ve Prieto, A., 2000, A systematic approach to a self-generating fuzzy rule-table for function approximation, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 30 (3), 431-447.
- Ramesh, T., Kumar Panda, A. ve Shiva Kumar, S., 2015, Type-2 fuzzy logic control based MRAS speed estimator for speed sensorless direct torque and flux control of an induction motor drive, *ISA Trans*, 57, 262-275.
- Sabri, N., Aljunid, S., Salim, M., Badlishah, R., Kamaruddin, R. ve Malek, M., 2013, Fuzzy inference system: Short review and design, *Int. Rev. Autom. Control*, 6 (4), 441-449.
- Salleh, R. Z., Sulaiman, M., Patakor, F. A. ve OMAR, R., 2017, Rules reduction and optimization of fuzzy logic membership functions for induction motor speed controller, *J. Theor. Appl. Inf. Technol.*, 95 (19), 4922-4934.
- Sambariya, D. K. ve Prasad, R., 2017, A novel fuzzy rule matrix design for fuzzy logic-based power system stabilizer, *Electric Power Components and Systems*, 45 (1), 34-48.
- Shill, P. C., Akhand, M., Asaduzzaman, M. ve Murase, K., 2015, Optimization of fuzzy logic controllers with rule base size reduction using genetic algorithms, *International Journal of Information Technology & Decision Making*, 14 (05), 1063-1092.
- Singh, H., Gupta, M. M., Meitzler, T., Hou, Z.-G., Garg, K. K., Solo, A. M. ve Zadeh, L. A., 2013, Real-life applications of fuzzy logic, Hindawi. 2013, 1-10.
- Sivapragasam, C., Vasudevan, G., Vincent, P., Sugendran, P., Marimuthu, M. ve Seenivasakan, S., 2007, Rule reduction in fuzzy logic for better interpretability in reservoir operation, *Hydrological Processes: An International Journal*, 21 (21), 2835-2844.
- Smith, A., Gadoue, S., Armstrong, M. ve Finch, J., 2013, Improved method for the scalar control of induction motor drives, *IET electric power applications*, 7 (6), 487-498.
- Smith, F. S. ve Shen, Q., 1998, Selecting inference and defuzzification techniques for fuzzy logic control, UKACC International Conference on Control '98 (Conf. Publ. No. 455), 54-59 vol.51.
- Sugeno, M., 1985, Industrial applications of fuzzy control, Elsevier Science Inc., p.
- Sugimoto, H. ve Ohno, E., 1983, A new induction motor drive system with linear transfer function, *Electrical engineering in Japan*, 103 (1), 47-55.
- Sujitha, S., Shiva, R., Kulkarni, S. ve Ponnappa, M., 2022, An implementation of soft computing approach of smart control for induction motor using ANFIS, 2022 4th

International Conference on Smart Systems and Inventive Technology (ICSSIT), 1410-1413.

Sung, W., Shin, J. ve Jeong, Y.-s., 2012, Energy-efficient and robust control for high-performance induction motor drive with an application in electric vehicles, *IEEE Transactions on Vehicular technology*, 61 (8), 3394-3405.

Swami, H. ve Jain, A. K., 2021, An Improved Scalar Controlled Drive Based on Steady State Model of Vector Controlled Drive for Squirrel Cage Induction Motor, 2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 1-6.

Takagi, T. ve Sugeno, M., 1985, Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, *IEEE Transactions on systems, Man, and Cybernetics*, (1), 116-132.

Talib, M. H. N., Ibrahim, Z., Rasin, Z., Lazi, J., Azri, M. ve Farah, N., 2018, Experimental analysis of simplified rules fuzzy logic speed controller for wide speed range operations, *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 9 (3), 1090-1099.

Talib, M., Ibrahim, Z., Rahim, N. A., Hasim, A. A. ve Zainuddin, H., 2014, Performance improvement of induction motor drive using simplified FLC method, 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, 707-712.

Talib, M., Ibrahim, Z., Rahim, N. A., Zulhani, R., Nordin, N., Farah, N. ve Razali, A., 2020, An improved simplified rules Fuzzy Logic Speed Controller method applied for induction motor drive, *ISA transactions*, 105, 230-239.

Talib, M., Ibrahim, Z., Rasin, Z., Lazi, J. M. ve Azri, M., 2017, Investigation of different rules size FLSC performance applied to induction motor drive, *J. Telecommun. Electron. Comput. Eng*, 9 (2), 165-169.

Talib, M., Ibrahim, Z., Rasin, Z., Lazi, J. M. ve Isa, S. M., 2016, Simplified self-tuning Fuzzy Logic Speed controller for induction motor drive, 2016 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon), 188-193.

Tarbosh, Q. A., Aydoğdu, Ö., Farah, N., Talib, M. H. N., Salh, A., Çankaya, N., Omar, F. A. ve Durdu, A., 2020, Review and investigation of simplified rules fuzzy logic speed controller of high performance induction motor drives, *IEEE Access*, 8, 49377-49394.

Travieso-Torres, J. C., Contreras-Jara, C., Diaz, M., Aguilera-Camacho, N. ve Duarte-Mermoud, M. A., 2021, New Adaptive Starting Scalar Control Scheme for Induction Motor Variable Speed Drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 37 (1), 729-736.

Travieso-Torres, J. C., Vilaragut-Llanes, M., Costa-Montiel, Á., Duarte-Mermoud, M. A., Aguilera-Camacho, N., Contreras-Jara, C. ve Álvarez-Gracia, A., 2020, New adaptive high starting torque scalar control scheme for induction motors based on passivity, *Energies*, 13 (5), 1276-1281.

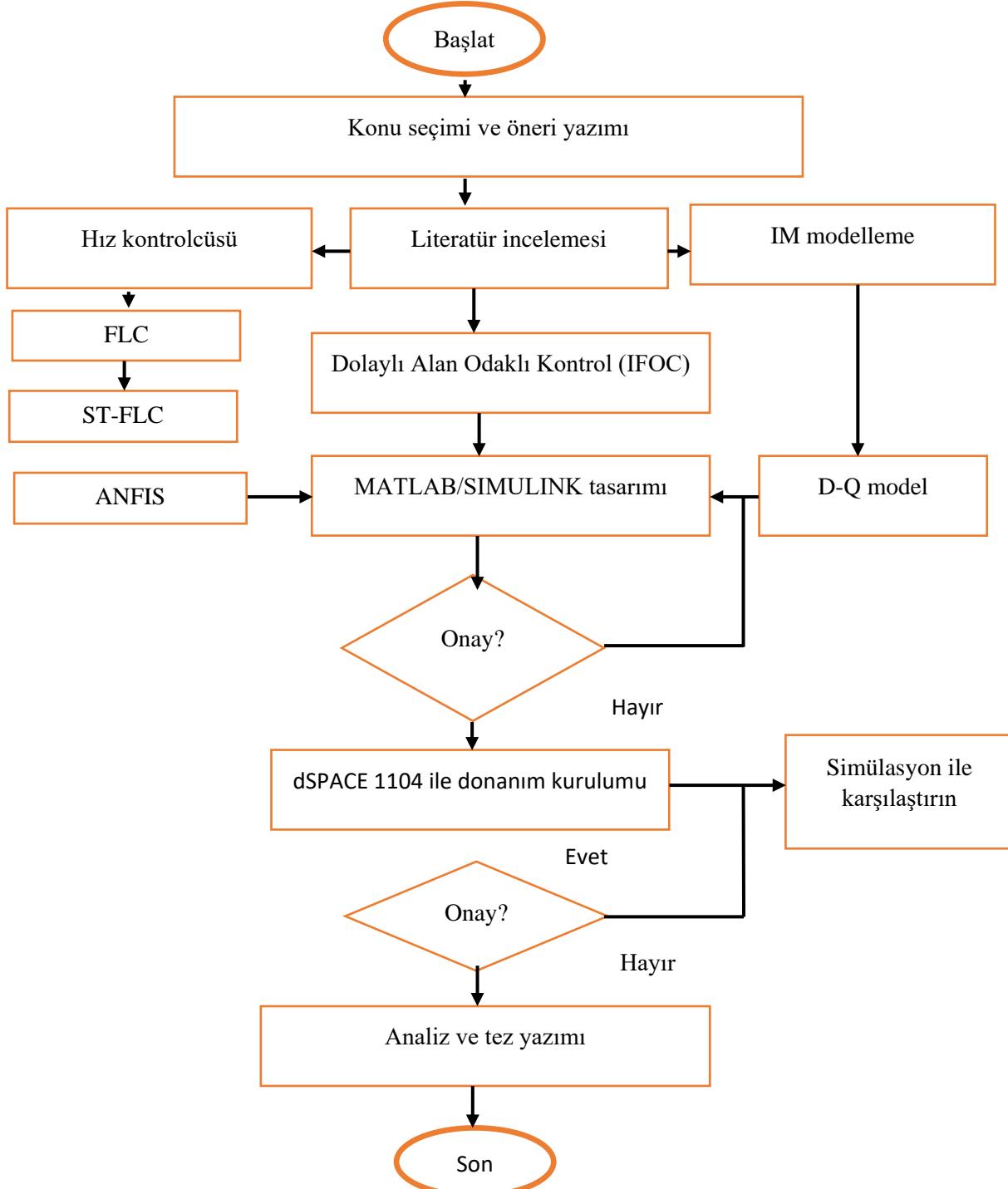
- Uddin, M. N., Huang, Z. R. ve Chy, M. M. I., 2007, A simplified self-tuned neuro-fuzzy controller based speed control of an induction motor drive, 2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting, 1-8.
- Uddin, M. N., Huang, Z. R. ve Hossain, A. S., 2013, Development and implementation of a simplified self-tuned neuro-fuzzy-based IM drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50 (1), 51-59.
- Uddin, M. N., Radwan, T. S. ve Rahman, M. A., 2002, Performances of fuzzy-logic-based indirect vector control for induction motor drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 38 (5), 1219-1225.
- Volosencu, C., 2012, Tuning fuzzy PID controllers, *Introduction to PID Controllers- Theory, Tuning and Application to Frontier Areas*, 22-27.
- Wang, F., Zhang, Z., Mei, X., Rodríguez, J. ve Kennel, R., 2018a, Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control, *Energies*, 11 (1), 120-130.
- Wang, K., Li, Y., Ge, Q. ve Shi, L., 2018b, An improved indirect field-oriented control scheme for linear induction motor traction drives, *IEEE transactions on industrial electronics*, 65 (12), 9928-9937.
- Wang, S.-C. ve Liu, Y.-H., 2010, A modified PI-like fuzzy logic controller for switched reluctance motor drives, *IEEE transactions on industrial electronics*, 58 (5), 1812-1825.
- Wen-June, W. ve Hwan-Rong, L., 1998, Fuzzy control design for the trajectory tracking in phase plane, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans*, 28 (5), 710-719.
- Yamakawa, T., 2015, Hardware Implementation of Fuzzy Logic Controller-Designability, Stability and Robustness, In: Control and Systems Engineering, Eds: Springer, p. 261-273.
- Yang, S., Tong, C., Sui, Y., Yin, Z. ve Zheng, P., 2022, Current-Source Inverter Fed Five-Phase PMSM Drives With Pentagon Stator Winding Considering SVM Scheme, Resonance Damping, and Fault Tolerance, *IEEE transactions on industrial electronics*, 67, (8), 2145-2160.
- Yang, Z., Shang, F., Brown, I. P. ve Krishnamurthy, M., 2015, Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for EV and HEV applications, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1 (3), 245-254.
- Yu, H. ve Chen, Z., 2015, Three-phase induction motor DTC-SVPWM scheme with self-tuning PI-type fuzzy controller, *International Journal of Computer and Communication Engineering*, 4 (3), 204-214.
- Zadeh, L. A., 1973, Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes, *IEEE Transactions on systems, Man, and Cybernetics* (1), 28-44.

- Zadeh, L. A., 1975, The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning, *Information sciences*, 8 (3), 199-249.
- Zaky, M. S. ve Metwaly, M. K., 2016, A performance investigation of a four-switch three-phase inverter-fed IM drives at low speeds using fuzzy logic and PI controllers, *IEEE transactions on power electronics*, 32 (5), 3741-3753.
- Zeb, K., Ali, Z., Saleem, K., Uddin, W., Javed, M. ve Christofides, N., 2017, Indirect field-oriented control of induction motor drive based on adaptive fuzzy logic controller, *Electrical Engineering*, 99 (3), 803-815.
- Zeraoulia, M., Benbouzid, M. E. H. ve Diallo, D., 2006, Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study, *IEEE Transactions on Vehicular technology*, 55 (6), 1756-1764.
- Zhang, P., 2010, Advanced industrial control technology, William Andrew.
- Zhen, L. ve Xu, L., 2000, Fuzzy learning enhanced speed control of an indirect field-oriented induction machine drive, *IEEE Transactions on control systems technology*, 8 (2), 270-278.
- Zheng, L., 1992, A practical guide to tune of proportional and integral (PI) like fuzzy controllers, IEEE International Conference on Fuzzy Systems, 633-640.

EK A
ENDÜKSİYON MOTOR PARAMETRELERİ

Parametreler	Değerler
Nominal Güç	2 hp
Nominal Frekans	50 Hz
Nominal Hız	1430 rpm
Nominal Akım	3.58 A
Nominal Gerilim	380 Vdc
Nominal Tork	10 Nm
Motor Verimliliği	85%
Kutup Sayısı	4
Stator Direnci	3.4Ω
Rotor Direnci	3.6Ω
Stator endüktansı	320 mH
Rotor Endüktansı	325 mH
Süredurum	0.01 kgm^2
Viskoz Sürtünme	0.001 Nm/(rad/s)

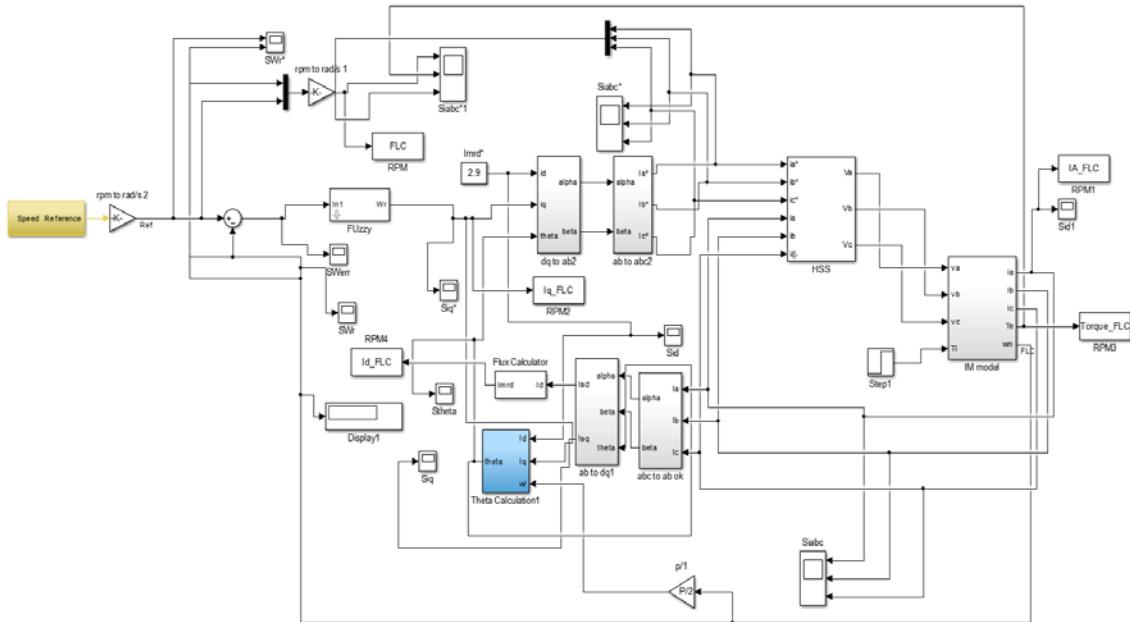
EK B
ARAŞTIRMA FAALİYETLERİ AKIŞ ŞEMASI



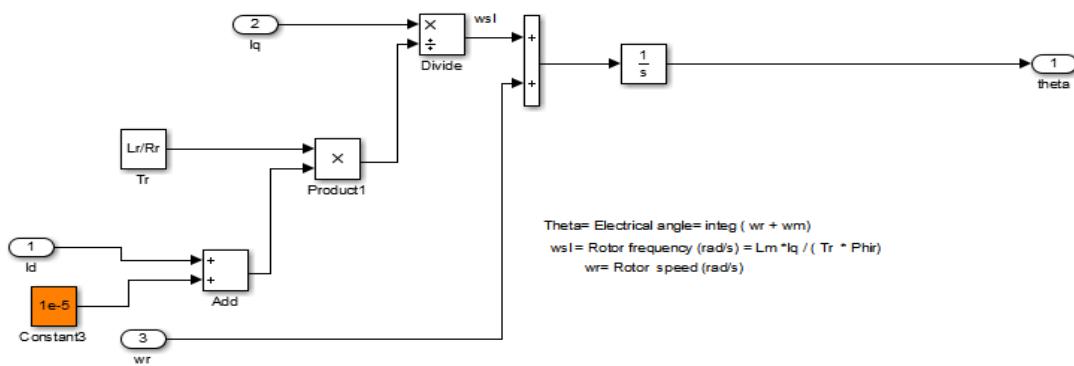
Şekil A. Araştırma faaliyetlerinin akış şeması.

EK C

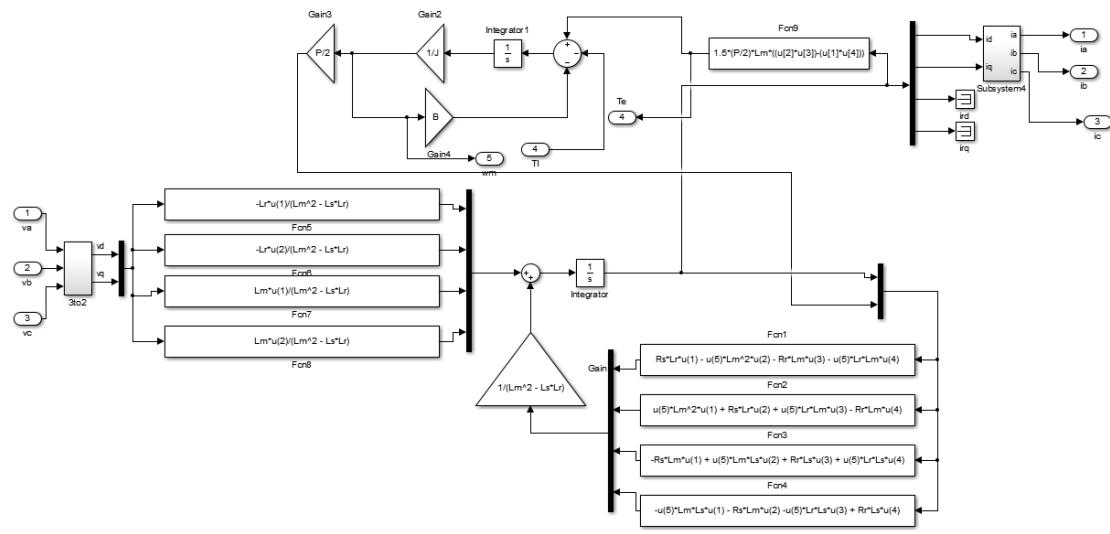
SIMULINK MODELLERİ



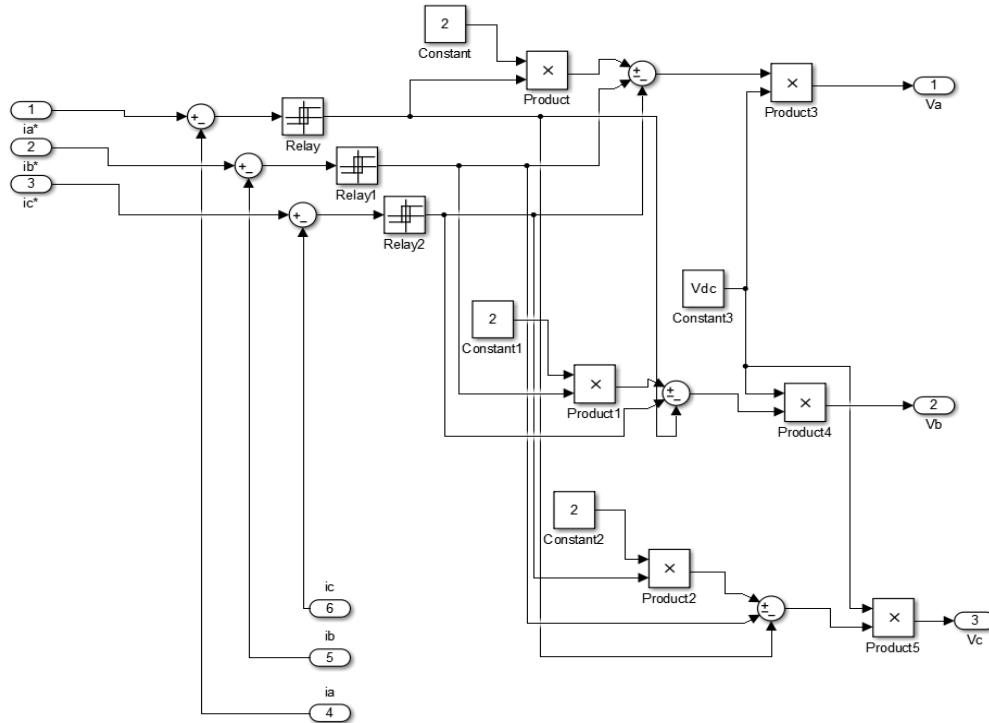
Şekil B. Genel tahrik sistemi modeli.



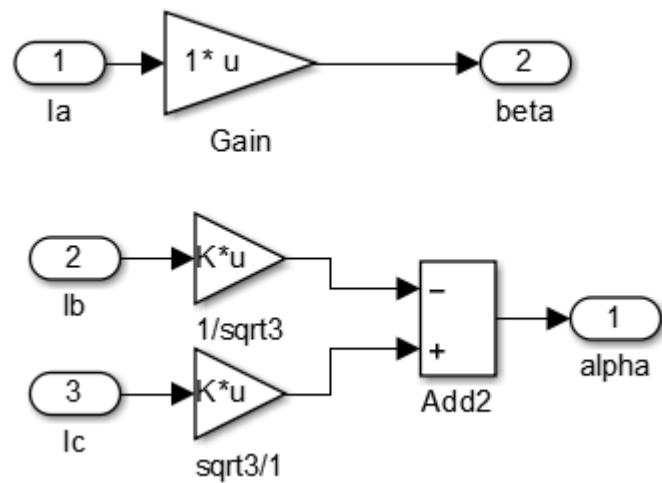
Şekil B1. Theta hesaplama modeli.



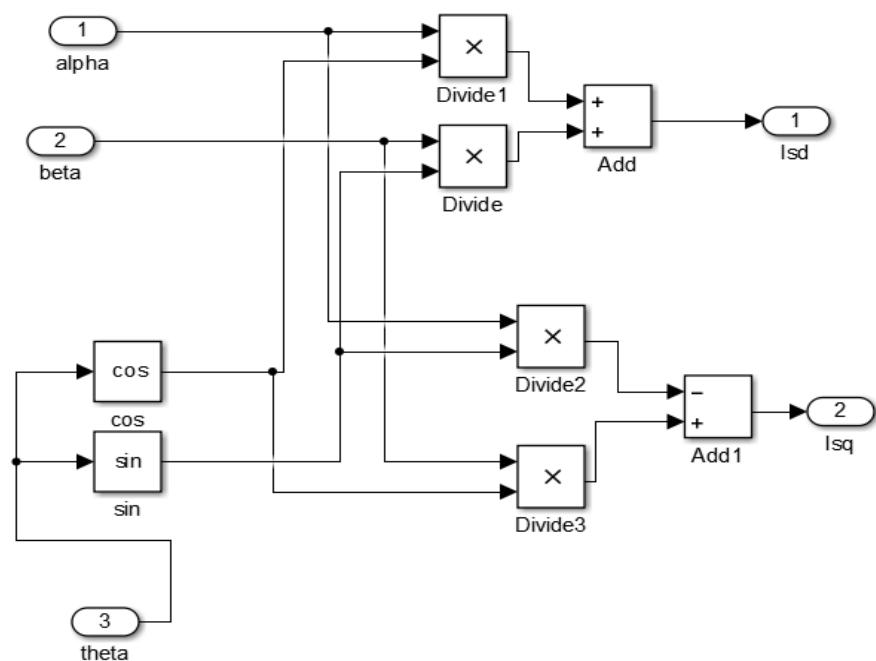
Şekil B2. Asenkron motor modeli.



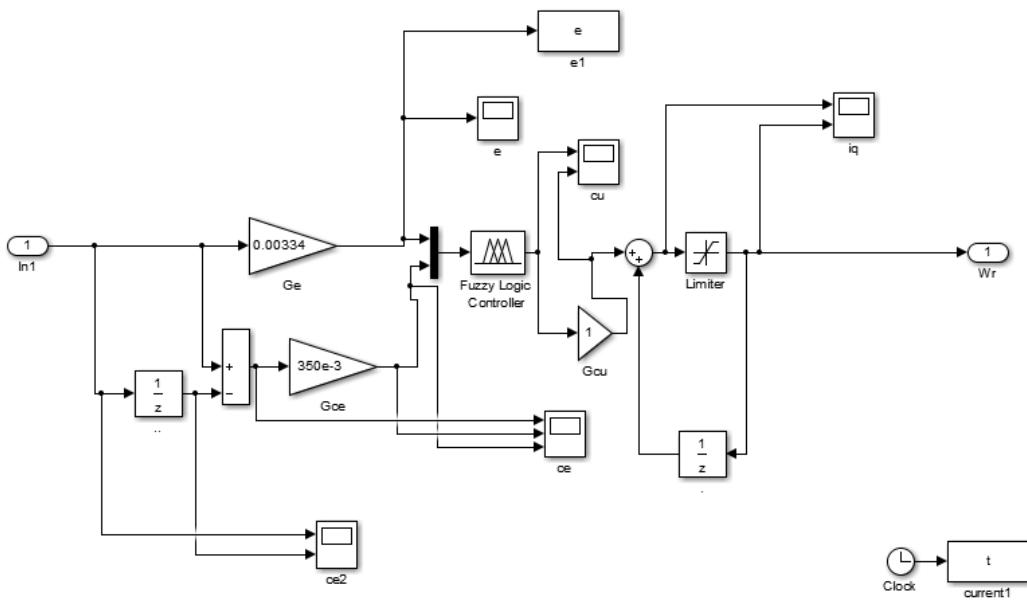
Şekil B2. Asenkron motor modeli.



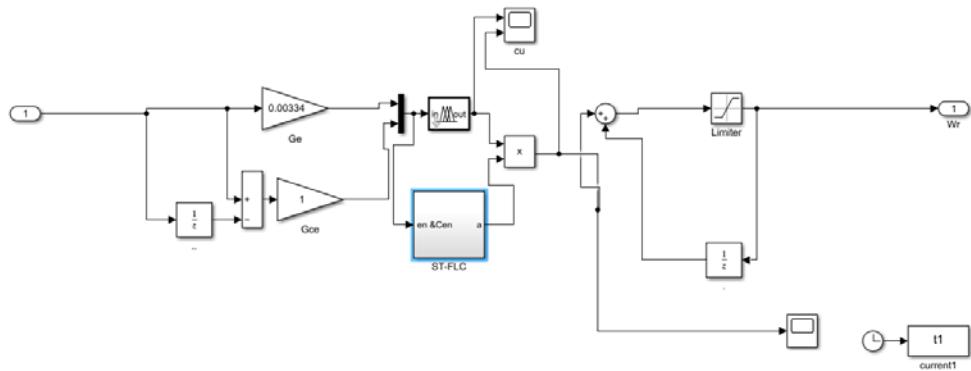
Şekil B4. Abc'den alfa-beta'ya dönüşüm.



Şekil B5. Alfa-beta'dan d-q'ya Dönüşüm.



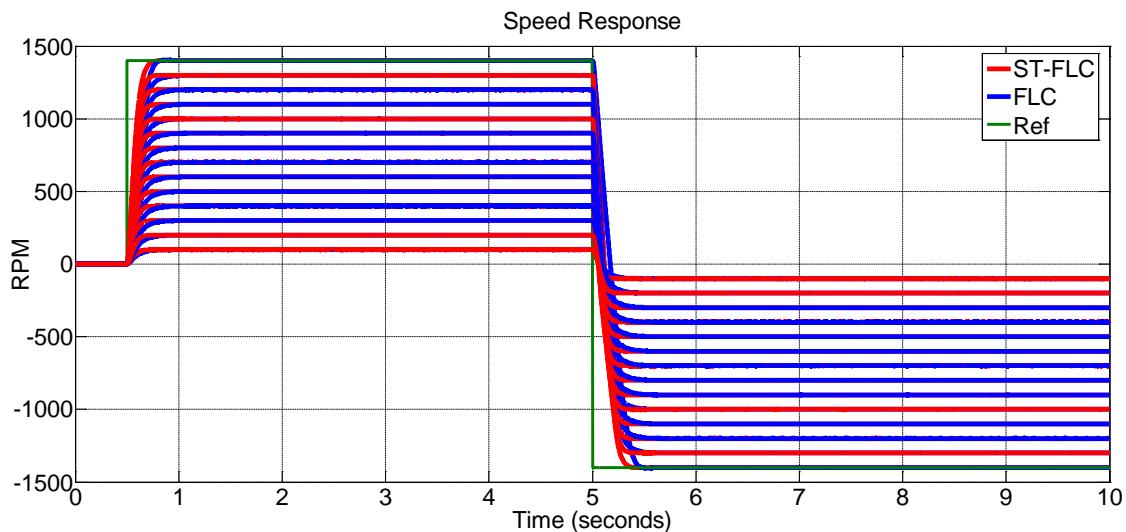
Şekil B6. Bulanık Mantık Hız Denetleyicisi.



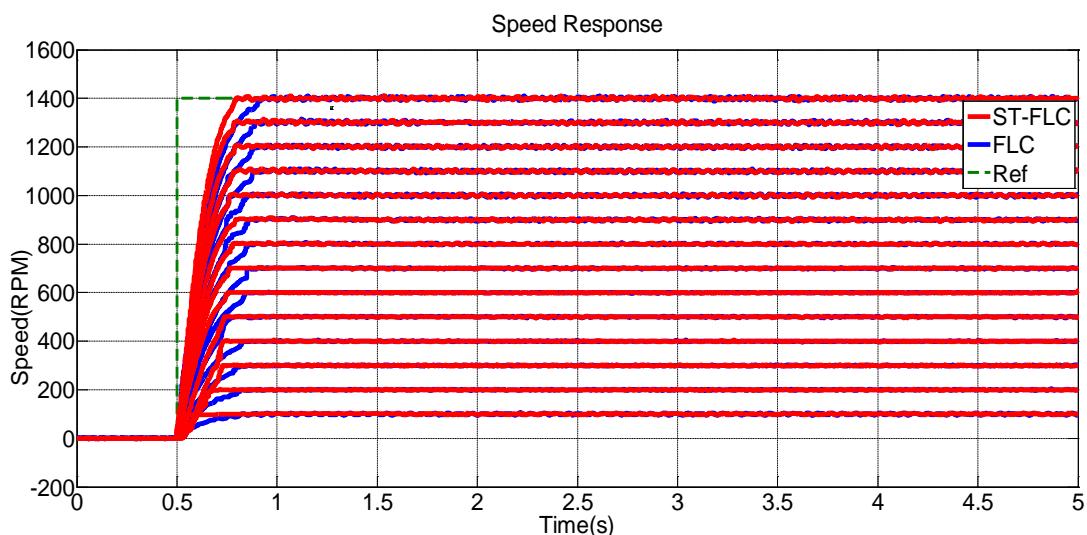
Şekil B7. Kendi Kendini Ayarlayan Bulanık Mantık Hız Kontrol Cihazı.

EK D

Geniş Hızlı İşlemlerde Performans



Şekil C1. Çok Çeşitli Hız Operasyonları İçin Simülasyon Sonuçları.



Şekil C2. Çok Çeşitli Hız İşlemleri İçin Deneysel Sonuçlar.