



T.C.
KONYA TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**YÜKSEK PERFORMANSLI İNDÜKSİYON MOTOR SÜRÜCÜSÜ İÇİN
BASİTLEŞTİRİLMİŞ KURAL TABANLI BULANIK MANTIK HIZ
DENETLEYİCİ TASARIMI**

Qazwan Abdullah Mohammed Tarbosh

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Kasım-2023
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

TEZ KABUL VE ONAYI

Qazwan Abdullah Mohammed Tarbosnh tarafından hazırlanan "Yüksek Performanslı İndüksiyon Motor Sürücüsü İçin Basitleştirilmiş Kural Tabanlı Bulanık Mantık Hız Denetleyici Tasarımı" adlı tez çalışması 27.11.2023 tarihinde aşağıdaki jüri 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. AHMET AFŞİN KULAKSIZ

.....

Danışman

Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

.....

Üye

Dr.Öğr.Üyesi Mümtaz MUTLUER

.....

Üye

Doç. Dr. Akif DURDU

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi ABBAS UĞURENVER

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Prof. Dr. Mevlüt Uyan

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 yapıldığını 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 Abdullah Mohammed Tarbosh

27.11.2023

ÖZET**DOKTORA TEZİ****YÜKSEK PERFORMANSLI İNDÜKSİYON MOTOR SÜRÜCÜSÜ İÇİN
BASİTLEŞTİRİLMİŞ KURAL TABANLI BULANIK MANTIK HIZ
DENETLEYİCİ TASARIMI****Qazwan Abdullah Mohammed Tarbosh****Konya Teknik Üniversitesi
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı****Danışman: Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU****2023, 197 Sayfa****Jüri****Prof. Dr. Ahmet Afşin KULAKSIZ****Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU****Doç. Dr. Mümtaz MUTLUER****Doç. Dr. Akif DURDU****Dr. Öğr. Üyesi Abbas UĞURENVER**

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 tasarımı 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 çalışmalarda, bulanık kuralların sayısını ve hesaplama yükünü azaltmak ve donanım uygulamasını daha az maliyetle gerçekleştirmek için sadeleştirilmiş veya basitleştirilmiş bulanık kural yaklaşımları sunulmuştur. Bu amaçla çeşitli bulanık mantık kural tabanı sadeleştirme yöntemleri tartışılmış, ancak bu yöntemlerin çoğunda FLC kural tabanı veya FLC kurallarını sadeleştirmek için sistematik prosedürler ortaya konulamamıştır. Bu nedenle bu tez çalışmasında, IM sürücü sistemlerinin ikinci dereceden temsilinin dinamik adım yanıtına ve faz düzlemi yörüngesine 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 sürücüler, çekiş 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. İki girişli tek çıkışlı 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 karşılaşıldığında performans düşüşü yaşanmaktadır. Bu tez çalışmasında ayrıca, sabit parametrelili FLC'nin dezavantajlarını ortadan kaldıran 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 gerçekleştirilmiştir. 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 çalışmada, indüksiyon motor ve sürücü sistemi için simülasyon sonuçlarını doğrulamak amacıyla dijital sinyal denetleyici kartı (dSPACE DS1104) kullanılarak bir uygulama devresi geliştirilmiş ve uygulama sonuçları deneysel olarak da elde edilmiştir. 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, 197 Pages****Jury****Prof. Dr. Ahmet Afşin KULAKSIZ****Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU****Doç. Dr. Mümtaz MUTLUER****Doç. Dr. Akif DURDU****Dr. Öğr. Üyesi Abbas UĞURENVER**

This thesis aims to investigate the simplification of the rule base for Fuzzy Logic Control (FLC) and to study the effects of simplifying the rule base for fuzzy logic speed controllers in high-performance asynchronous motor drives. According to the literature, the design of FLC systems still relies on engineering skills and the expertise of specialists regarding the behavior of the controlled system. In other words, expert knowledge is required to design the Membership Functions (MFs), rule base, and control model. Recent studies have introduced simplified fuzzy rule approaches to reduce the number of fuzzy rules and computational burden, aiming to implement hardware applications at a lower cost. However, systematic procedures for simplifying FLC rule bases or FLC rules have not been adequately established in most of these methods. Therefore, this thesis proposes a methodological approach to design and simplify the FLC rule base for induction motor (IM) drives based on the second-order representation of IM drive systems' dynamic step response and phase plane trajectory. The use of a fuzzy logic controller (FLC) as a speed controller for Asynchronous Motors such as IM has attracted considerable interest as it has been proven to offer 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 might increase the computational burden of the overall machinery drive system, potentially resulting in low performance. A robust controller is required for high-performance drives due to reasons like reference speed changes, load disturbances, inertia changes, and nonlinearity.

In the initial phase of this study, an IM drive was designed in the structure of Indirect Field-Oriented Control (IFOC) fed by a Hysteresis Current Controller (HCC). A two-input single-output fuzzy logic controller was initially designed with standard rule sizes of $3 \times 3 = 9$, $5 \times 5 = 25$, and $7 \times 7 = 49$ rules. Later, fuzzy rules were simplified according to the proposed simplification method to reduce rule sizes to $5 \rightarrow 5$, $25 \rightarrow 7$, $49 \rightarrow 9$. From simulation and application results, it was observed that the simplified (5, 7, 9) FLC with reduced calculation requirements exhibited satisfactory performance similar to the standard (9, 25, 49) FLC. Additionally, it was recognized that scaling factors beyond the rule base also significantly impacted the driver's performance in FLC systems.

In FLC systems with fixed scaling parameters, performance degradation occurs when operating away from the reference design point or encountering parameter changes or load disturbances. Hence, in this thesis, a simple self-tuning FLC controller (ST-FLC) was designed to eliminate the disadvantages of fixed-parameter FLC and prevent the decline in motor driver performance. ST-FLC has the capability to update FLC parameters in response to any changes or disturbances in the driver system. An induction motor (IM) driver requires speed and current measurements to form a feedback control system. The accuracy of the measurement can affect driver performance, leading to reduced sensitivity. Adaptive control is an effective controller capable of adapting to changes and uncertainties in the controlled system. In this study, a simple, effective, and streamlined Model Reference Adaptive Control (MRAC) speed controller was also proposed. Unlike other methods, the proposed method uses a simpler speed prediction approach. The proposed MRAC structure was applied to control the speed of an induction motor for high performance.

To validate the superiority of the speed controllers designed within the scope of the thesis, standard and simplified rule-based FLC speed control systems were compared. Additionally, different structures such as Proportional-Integral-Derivative (PID), Proportional-Integral (PI) controllers, and Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS) were designed and compared in speed control. In the ANFIS structure, training FLC reduced to 9 rules enhanced driver performance. All designs in the study were first simulated and then implemented in practical applications. Trials were conducted in MATLAB/Simulink environment with various reference speed inputs to demonstrate the effectiveness and accuracy of the designed standard and simplified rule-based FLC speed control systems. Simulation results indicate that simplified rules maintain driver performance and exhibit behaviors similar to those designed standard rules, while requiring fewer computations. Furthermore, simulation results demonstrate the effectiveness and robustness of the proposed ST-FLC and MRAC structures under various operating conditions such as forward and reverse operations, load disturbances, and inertia changes. The simulation results show that the proposed sensorless methods provide excellent performance without affecting motor performance over a wide speed range. Lastly, to verify the simulation results for the induction motor and driver system, an experimental circuit was developed using a digital signal controller card (dSPACE DS1104). The experiment results demonstrate the good performance of the simplified rule-based FLC in transient and steady-state conditions, including overshoot, rise time, settling time, and delay time, over a wide speed range. Additionally, it was noted that as the number of fuzzy rules decreased, the computational burden decreased, resulting in shorter sampling times. The use of the rule simplification approach in applications was

seen to provide significant advantages in overcoming hardware limitations. The simplicity of the proposed self-tuning mechanism in the study offers computational advantages compared to other self-tuning mechanisms. A technical analysis was conducted to confirm the relationship between computational impact and the number of rules. In conclusion, using fewer rule bases reduces the computational burden on the system, requiring less processing memory for the driver, operating at lower frequencies, and resulting in lower hardware costs.

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



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.

Bu çalışmadaki destek ve yardımları için değerli Dr. Khaled Rashad Muhammad al-ALIMI, Dr. Abdulrahman Rashad Muhammad AL-ALIMI, Dr. Fatma AKAT, Dr. Eissa ALMAGHREBİ ve Mohammed Ameen ALMEKHLAFI'ye' e teşekkür ediyorum. Tez çalışmalarım boyunca beni sürekli destekleyen değerli eşime şükranlarımı sunuyorum.

Qazwan Abdullah Mohammed Tarbosh

KONYA-2023

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT.....	iv
ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiv
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xv
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Tezin amacı	5
1.2. Tezin Önemi.....	9
1.3. Tez Organizasyonu.....	12
2. LİTERATÜR VE KAYNAK ARAŞTIRMASI.....	13
2.1. Yüksek Performanslı IM Sürücüler	13
2.2. Yüksek Performanslı IM Sürücülerinin Bulanık Mantık Kontrolü.....	14
2.3. Bulanık Kural Tabanı ve Üyelik İşlevinin Ayarlanması.....	17
2.4. Bulanık Mantık Denetleyici Optimizasyonu.....	25
2.5. FLC'nin Ayarlama Teknikleri	28
3. MATERYAL VE YÖNTEM	43
3.1. Bulanık Mantık Tarihi.....	43
3.2. Bulanık Mantık Denetleyicisi	44
3.2.1. FLC Tasarımı	45
3.2.2. Bulanık Mantık Denetleyicisi (FLC) Basitleştirilmesi	49
3.3. Bulanık Mantık Denetleyicisinin Bileşenleri	51
3.3.1. Bulanıklaştırma	52
3.3.2. Kurallara Dayalı Tasarım Bilgisi.....	52
3.3.3. Çıkarım Mekanizması.....	53
3.3.4. Durulaştırma	54
3.4. Adaptif Kontrol Mekanizması.....	54
3.5. Üç Fazlı İndüksiyon Motor Kontrol Yöntemleri	57
3.6. Tahrik Sistemi için Sürücü Topolojisi	59
3.7. Darbe Genişliği Modülasyonu (PWM) Anahtarlama Teknikleri.....	61
3.7.1. Histerisiz Akım Kontrolü (HCC).....	62
3.7.2. Sinüzoidal Darbe Genişliği Modülasyonu (SPWM)	64
3.7.3. Uzak Vektör Darbe Genişliği Modülasyonu (SVPWM).....	65
3.8. Üç Fazlı İndüksiyon Motor Hız Kontrol Sistemleri	67
3.8.1. Oransal İntegral (PI) Hız Kontrol Sistemi	67
3.8.2. Bulanık Mantık (FL) Hız Kontrol Sistemi.....	68
3.8.3. ANFIS Tabanlı Hız Kontrol Sistemi	69
3.8.4. Kendi Kendini Ayarlayan Bulanık Mantık (Adaptif FL) Hız Kontrol Sistemi.....	70
3.9. IM Sürücüsünün Modellenmesi ve Sistem Tasarımı	71
3.10. IM Sürücülerinin FOC Modellemesi	76

3.11. Dolaylı Alan Yönelimli Kontrol (IFOC).....	78
3.12. Faz Dönüşüm Teknikleri (Park ve Clark Dönüşümü).....	79
3.13. Histerezis Akım Kontrollü (HCC) Gerilim Kaynağı İnvertörü	80
4. KONTROL SİSTEMİ TASARIMI VE MODELLEMESİ	84
4.1. Hız Kontrol Sistemi Tasarımı	84
4.2. Standart Sabit Parametrelili FLC Tasarımı	85
4.2.1. Üyelik Fonksiyonları (MF'ler)	86
4.2.2. Önerilen FLC Kural Tasarımı	89
4.2.3. Ölçeklendirme Faktörleri	105
4.3. Kendi Kendini Ayarlayan ST-FLC	106
4.4. MRAC Tabanlı Kendi Kendini Ayarlayan FLC	108
4.4.1. Referans Model	111
4.5. ANFIS Denetleyici Tasarımı.....	112
4.6. İndüksiyon Motorun MRAS Tabanlı Sensörsüz Kontrolü.....	114
4.6.1. Hız Sensörsüz Kontrol	115
4.7. Simülasyon Uygulaması.....	117
4.8. Pratik Uygulama.....	119
4.9. Kontrol Masası Arayüzü (Control Desk)	121
4.10. Donanım Kurulumu ve Deney Prosedürü	121
4.10.1. dSPACE DS 1104 Kontrol Platformu	123
4.10.2. FPGA Modülü.....	124
4.10.3. Kapı Sürücüleri	124
4.10.4. Üç Fazlı İnvertör	125
4.10.5. Üç Fazlı Doğrultucu.....	125
4.10.6. DC Bağlantı Kondansatörü.....	126
4.10.7. İndüksiyon motoru	126
4.10.8. Akım Sensörü	126
4.10.9. Artımlı Optik Kodlayıcı.....	127
4.11. Bölüm Özeti	128
5. ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA	129
5.1. Giriş.....	129
5.2. Simülasyon Sonuçları.....	129
5.2.1 IM'nin Sabit Parametrelili FLC ile Yüksüz Kontrolü	130
5.2.2 IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Yüksüz Kontrolü...	135
5.2.3 Yük Bozulmalı IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Kontrolü..	138
5.2.4 Yüksüz Çalışmada FLC ve ST-FLC'nin Karşılaştırmalı Tepkisi.....	139
5.2.5 Yüksüz çalışmada FLC ve ST-FLC için hız değişim yanıtı analizi	141
5.2.6 Yük bozukluğunda FLC ve ST- FLC'nin hız referansındaki değişime yanıtı	144
5.2.7 Yük bozukluğunda FLC ve ST- FLC'nin hız referansındaki değişime yanıt	146
5.2.8. ANFIS tabanlı hız kontrol sistemi performans analizi.....	147
5.2.9. IM'nin Sensörsüz IFOC temeline dayalı FLC Hız Adımı Tepkisi	150
5.3. DeneySEL Sonuçlar.....	152
5.3.1. IM'nin Sabit Parametrelili FLC ile Yüksüz Kontrol Uygulaması	152
5.3.2. IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Yüksüz Kontrol Uygulaması.....	155

5.3.3. Yük Bozulmalı IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Hız Kontrol Performansı	160
5.3.4. Yük bozukluğunda FLC ve ST-FLC'nin Karşılaştırma Tepkisi.....	160
5.4. Kontrol Algoritması Yürütme Süresi Analizi	162
5.5. Tartışma.....	168
5.6. Bölüm Özeti	171
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	173
6.1. Sonuçlar.....	178
6.2. Araştırma Hedeflerine Ulaşma.....	178
6.3. Araştırma Sonuçlarının Önemi	178
6.4. Öneriler	179
7. KAYNAKÇA.....	180



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1. Önerilen bulanık PID denetleyicisi (Volosencu, 2012).	16
Şekil 2.2. PID benzeri bulanık denetleyici (Kim ve Han, 2006)	16
Şekil 2.3. Bulanık PI ve bulanık PD denetleyicinin yapısı (Li ve Gatland, 1996).	17
Şekil 2.4. Giriş MF'lerini azaltarak ve ayarlayarak basitleştirilmiş kurallar.	20
Şekil 2.5. Bir kural tablosundaki kural tabanının bölgeleri ve değişen rotası.	21
Şekil 2.6. Kural karar tablosu.	22
Şekil 2.7. FLC giriş değişkenlerinin sayısını azaltan basitleştirilmiş kurallar.	22
Şekil 2.8. Önerilen kendi kendini ayarlayan bulanık PI denetleyici (Karakaya ve Karakas, 2008).	25
Şekil 2.9. Model referans uyarlanabilir kontrolünün yapısı.	28
Şekil 2.10. MRAS tabanlı ST-FLC (Febin Daya ve ark., 2013).	31
Şekil 2.11. Kendinden ayarlı FLC tabanlı MRAS (Masiala, 2010).	32
Şekil 2.12. FMRLC tabanlı IM sürücü yapısı (Zhen ve Xu, 2000).	34
Şekil 2.13. Doğrudan Tork nöro-bulanık denetleyici şeması (Areed ve ark., 2010).	35
Şekil 2.14. Önerilen kendi kendini ayarlayan bulanık hız denetleyicisi (Merabet ve ark., 2011).	35
Şekil 2.15. Önerilen deney düzeneği (Pham ve ark., 2012).	35
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).	37
Şekil 2.19. Önerilen STIT2FPD+ PI denetleyicisi (El- Nagar ve El- Bardini, 2017).	37
Şekil 2.20. IM sürücüler için IFOC yapılandırması (Farah ve ark., 2019).	39
Şekil 2.21. Asenkron motor sürücü sistemli basitleştirilmiş FLSC (Talib ve ark., 2020).	39
Şekil 2.22. Asenkron motorun alan yönelimli kontrolü (FOC) (Farah ve ark., 2021).	40
Şekil 3.1. FLC işlem aşamaları blok diyagramı.	44
Şekil 3.2. Farklı üçgen MF'ler, (a) 3 MF, (b) 5 MF ve (c) 7 MF	49
Şekil 3.3. Bulanık mantık denetleyicisinin bileşeni.	52
Şekil 3.4. Mamdani yöntemini kullanarak bulanık çıkarım.	53
Şekil 3.5. PI denetleyicisinin bulanık kazanç programlaması.	55
Şekil 3.6. MRAC yapılandırması.	56
Şekil 3.7. Gerilim Kaynağı İnvertörü (VSI).	60
Şekil 3.8. Geçerli Kaynak İnvertörü (CSI).	60
Şekil 3.9. Histerezis kontrol blok diyagramı.	63
Şekil 3.10. VSI'nin histerezis akım kontrolü (Kalyanraj ve Lenin Prakash, 2014).	64
Şekil 3.11. SPWM tekniği prensibi (Ismail ve arak., 2006).	65
Şekil 3.12. Üç fazlı VSI yapılandırması.	66
Şekil 3.13. Topolojinin vektör gösterimi.	67
Şekil 3.14. Üç fazlı eşdeğer fazör diyagramı.	72
Şekil 3.15. İki fazlı eşdeğer fazör diyagramı.	73
Şekil 3.16. IM'nin dinamik veya d-q eşdeğer devresi; (a) q eksen devresi (b) d eksen devresi.	74
Şekil 3.17. Vektör kontrollü IM sürücüsünde hız kontrolü konfigürasyonu.	77
Şekil 3.18. Üç fazlı Gerilim Kaynağı İnvertörü.	80
Şekil 3.19. VSI'nin ilk ayağı için histerezis akım kontrolü.	82
Şekil 4.1. Sabit parametrelili FLC'nin blok diyagramı.	85
Şekil 4.2. MATLAB/SIMULINK'te 7x7 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.	86
Şekil 4.3. MATLAB/SIMULINK'te 5x5 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.	87
Şekil 4.4. MATLAB/SIMULINK'te 3x3 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.	88
Şekil 4.5. MATLAB/SIMULINK'te 3x3 ANFIS MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı	88

Şekil 4.6. FLC mimarisi.....	89
Şekil 4.7. Girişler ve çıkışlar MF'ler, Hata (E), hata değişikliği (ΔE) ve çıkış kontrolü (ΔU). ..	91
Şekil 4.8. (a) İkinci dereceden sistemin adım yanıtı, (b) Faz düzlemi yörünge eşlemesi.	93
Şekil 4.9. 49 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.....	102
Şekil 4.10. 25 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.....	102
Şekil 4.11. 9 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.....	103
Şekil 4.12. 9 kural ANFIS denetleyicisinin 3B yüzey görüntüleyicisi.. ..	103
Şekil 4.13. 49 kural FLC'nin kural görünümü.	103
Şekil 4.14. 25 kural FLC'nin kural görünümü.	104
Şekil 4.15. 9 kural FLC'nin kural görünümü.	104
Şekil 4.16. 9 kural ANFIS denetleyicisinin kural görünümü.....	104
Şekil 4.17. Önerilen ST-FLC'nin blok diyagramı.....	107
Şekil 4.18. (IFOC) blok şemasının ST-MRAC.....	109
Şekil 4.19. ST-MRAC'ın blok şeması.....	110
Şekil 4.20. IM sürücülü ANFIS hız kontrol cihazının önerilen blok diyagramı.....	112
Şekil 4.21. IM sürücüsünün IFOC'si için önerilen ANFIS denetleyicisi	113
Şekil 4.22. ANFIS yapısı.	114
Şekil 4.23. İndüksiyon Motorun MRAS Tabanlı Sensörsüz Kontrolü.	115
Şekil 4.24. Önerilen sensörsüz-MRAS-akı yöntemi.....	117
Şekil 4.25. IM sürücü sisteminin MATLAB/SIMULINK modeli.....	119
Şekil 4.26. IM sürücü sisteminin deneysel kurulumu.....	120
Şekil 4.27. Donanımlı IM sürücü arabiriminin blok diyagramı.....	120
Şekil 4.28. Donanım Kurulumu.	115
Şekil 4.29. G/Ç kartı ile dSPACE 1104 çizimi.. ..	123
Şekil 4.30. DEO-NANO FPGA modülü.....	117
Şekil 4.31. Kapı sürücüleri.....	119
Şekil 4.32. Üç fazlı gerilim kaynaklı invertör.....	120
Şekil 4.33. 3 fazlı doğrultucu ve DC-Link kapasitör devre şeması.	120
Şekil 4.34. 2HP Baldor indüksiyon motoru.	122
Şekil 4.35. Akım sensörü.....	123
Şekil 4.36. RPM dönüştürme bloğunun Simulink modeli.	124
Şekil 5.1. (a) 1400 dev/dak, (b) 900 dev/dak ve (c) 700 dev/dak 'de Standart 49 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 9 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.....	124
Şekil 5.2. (a) 1400 dev/dak, (b) 900 dev/dak ve (c) 700 dev/dak 'da Standart 25 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 7 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.	125
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.....	134
Şekil 5.4. 1400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallarını kullanarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.	136
Şekil 5.5. 900 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallarını kullanarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.	136
Şekil 5.6. 400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallarını kullanarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.	137
Şekil 5.7. ST-FLC'nin yük bozulmaları için (a) (9,49), (b) (7,25) kuralları için hız performansı karşılaştırması.	138
Şekil 5.8. Yüksüz sistemlerde FLC ve ST-FLC'nin hız performansı.....	140
Şekil 5.9. FLC ve ST-FLC'nin 1000 dev/dak ve 300 dev/dak hız tepkileri.	142
Şekil 5.10. Geniş ileri hız çalışması aralığı, (a) yüzde aşımı, (b) oturma süresi ve (c) yükselme süresi karşılaştırması.	143
Şekil 5.11. Yük bozulma reddinin etkinliğinin karşılaştırılması (%100 yük).....	144
Şekil 5.12. Yük bozulma reddi yeteneğinin karşılaştırılması (%50 ve %75 yük).. ..	145
Şekil 5.13. Çeşitli çalışma hızlarında (tam yük) yük bozulmasının karşılaştırılması.	145
Şekil 5.14. İki farklı atalet değeri (a) 2,5J, (b) 3,75 J kullanılarak ST-FLC ve FLC'nin performans analizi.	147

Şekil 5.15. Standart 49-kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 dev/dak (nominal hız) için hız yanıtlarının karşılaştırması.	148
Şekil 5.16. Standart 25 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 dev/dak'da hız adımı yanıtlarının karşılaştırması	148
Şekil 5.17. Standart 9-kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 dev/dak'da hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.	148
Şekil 5.18. Basitleştirilmiş 9 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 dev/dak'da hız adımı yanıtlarının karşılaştırması	149
Şekil 5.19. Basitleştirilmiş 7 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 dev/dak'da hız adımı yanıtlarının karşılaştırması..	149
Şekil 5.20. Basitleştirilmiş 5 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 dev/dak'da hız adımı yanıtlarının karşılaştırması..	149
Şekil 5.21. 1400 dev/dak'da 49 ve 9 bulanık kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları.	151
Şekil 5.22. 700 dev/dak'da 49 ve 9 bulanık kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları	152
Şekil 5.23. 350 dev/dak'da 49 ve 9 bulanık kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları	152
Şekil 5.24. 400 dev/dak'da (a) (7, 25) (b) (9, 49) kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları..	154
Şekil 5.25. 900 dev/dak'da (a) (7,25) (b) (9, 49) kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları.	154
Şekil 5.26. 1400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları.	155
Şekil 5.27. 400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallı ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları	156
Şekil 5.28. 900 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallı ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları	154
Şekil 5.29. 1400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallı ST-FLC'nin hız performansının karşılaştırılması.	154
Şekil 5.30. Yüklü çalışmada 1400 dev/dak için (a) (7,25), (b) (9, 49) kurallı ST-FLC'nin hız performansının karşılaştırılması.....	155
Şekil 5.31. Tam yükte ve nominal hızda (1400 Dev/dak) FLC ve ST-FLC'nin yük bozulması tepkisi karşılaştırması.....	156
Şekil 5.32. Geniş hızlı çalışma aralığında yük bozulma karşılaştırması.....	157
Şekil 5.33. 1400 dev/dak'da (a) %75 yük, (b) %50 yük için ST-FLC ve FLC performans karşılaştırması,	158
Şekil 5.34. Bir modelin gerçek zamanlı yürütme süresi (benzer görevler).....	163
Şekil 5.35. Bir modelin gerçek zamanlı yürütme süresi (farklı görevler).....	163
Şekil 5.36. İki farklı göreve sahip bir modelin yürütme süresi (Taşma koşulu).....	164
Şekil 5.37. Farklı görevlere sahip bir modelin yürütme süresi (Çoklu zamanlayıcı görevi). ...	165
Şekil 5.38. Tek Zamanlı IM sürücüsü Modelinin yürütme süresi.....	167
Şekil 5.39. Birden çok zamanlayıcı Süreli IM sürücü Modeli yürütme süresi.	167
Şekil 5.40. FLC, ST-FLC ve FLC-FLC'nin hesaplamalı zaman karşılaştırması.	170

ÇİZELGE LİSTESİ

Tablo 3.1. VSI'nin Anahtarlama İşlevleri.....	81
Tablo 3.2. Bir faz için histerezis akım kontrolörü.....	83
Tablo 4.1. Yanıt alanı eşlemesi.	93
Tablo 4.2. Kural tabanı oluşturma çerçevesi.	94
Tablo 4.3. (3x3), (5x5) veya (7x7) MF'ler için kural tabanı.....	98
Tablo 4.4. (3x3) MF'lerin basitleştirilmiş 5 kuralı.	99
Tablo 4.5. (5x5) MF'lerin basitleştirilmiş 7 kuralı.	100
Tablo 4.6. (7x7) MFS'nin basitleştirilmiş 9 kuralı	101
Tablo 4.7. Simülasyon parametreleri.....	118
Tablo 5.1. Zaman yanıtı özellikleri.	134
Tablo 5.2. FLC ve ST-FLC performans ölçümleri karşılaştırması.....	140
Tablo 5.3. Aşma, yükselme süresi ve yerleşme süresi ortalama değerleri.	143
Tablo 5.4. Atalet değişimi ile ST- FLC ve FLC'nin karşılaştırılması.....	146
Tablo 5.5. FLC ve ANFIS'in adım hızı yanıtı karşılaştırması.	150
Tablo 5.6. Simülasyon ve deneysel uygulamada ST-FLC (7, 9, 25, 49 kuralları için) hız karakteristiklerinin karşılaştırılması.....	158
Tablo 5.7. Basitleştirilmiş ve standart bulanık kurallı FLC yöntemlerinin hesaplama süresi. .	166

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

B	: Sürtünme katsayısı
$\alpha\beta$ -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}	: Hata değişimi kazancı
G_{cu}	: Çıkış kazancı
i_a, i_b, i_c	: Stator a, b ve c faz 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 Dönüştürücü
ANFIS	: Uyarlanabilir Nöro Bulanık Çıkarım Sistemi
ANN	: Yapay Sinir Ağı
ASD	: Ayarlanabilir Hız Sürücüsü
AWPI	: Yığılma Önlemleri (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 Ağı
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 Kontrolör
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 İnvertör



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 diğ., 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 diğ., 2011).

Yüksek performanslı Asenkron Motor (IM) sürücüleri, hızlı ve dinamik yanıt, değişken parametre sağlamlığı, bozulma önleme kapasitesi, basit yazılım ve donanım uygulaması gibi özelliklere sahip olmalıdır (Chen ve diğ., 2014). Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) (Wang ve diğ., 2018a, Wang ve diğ., 2018b), Doğrudan Tork Kontrol (DTC) (Aymen ve diğ., 2021) ve Model Öngörülü Kontrol (MPC) (Dan ve diğ., 2021), yüksek performanslı IM sürücüleri 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 diğ., 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 diğ., 2017). Son birkaç on yılda FLC, hızlı dinamik yanıt ve daha iyi sürekli durum yanıtı elde eden IM sürücüleri için baskın hız denetleyicisi olmuştur (Tarbosh ve diğ., 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 işareti) olarak tasarlanır. 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 diğ., 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 diğ., 2022).

FLC için kural boyutunun sürücü performansı üzerindeki etkisi, 9, 25, 49, 81 kural boyutunu sahip FLC sürücü uygulamalarında incelenmiştir (Betin ve diğ., 2000). Yazar, en iyi sürücü performansının 49 kural boyutunda elde edildiğini ve kural boyutunu 81'e çıkararak herhangi bir iyileştirme yapılmadığını 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 diğ., 2012). Sonuç olarak, IM sürücülerini için en iyi performansın uygun kural boyutuna sahip FLC ile elde edildiği, ancak uygulamada kural boyutunun hesaplama yüküne büyük etki ettiği görülmektedir.

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 diğ., 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 diğ., 2007). Büyük boyutlu bulanık kurallar için büyük değerli örnekleme frekansı ve bellek alanı gerektiğinden, 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 sadeleştirilmesi, 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 (İsa ve diğ., 2012). Ancak bu yöntem, bulanık değişkenlerin kapsamını ve bulanık çıktının doğruluğunu etkiler, bu nedenle denetleyici performansı düşer (Salleh ve diğ., 2017). Başka bir yöntem, baskın kuralları seçer ve seyrek kuralları atlar, bu da daha az kuralın oluşmasına neden olurken, MF'leri sabit tutar (İbrahim ve diğ., 2013). Ancak bu çalışmalar, belirsiz yaklaşımlar kullanarak baskın kuralları seçmekte ve sistematik teknikler sunmamaktadır (Talib ve diğ., 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 diğ., 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 diğ., 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. Buda, herhangi bir yük bozukluğu durumunda sistemin performansını düşürmekte 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 çarpılan mutlak hatanın integrali (ITAE) gibi sistem cevabı parametreleri, geleneksel sabit parametrelili ve kendi kendini ayarlayan FLC'leri karşılaştırmak için kullanılan performans parametreleri arasındadır. Ayrıca, basamak girişli 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 ayarlanmasından 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 örnekleme adımında 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 kapsanması gerekir. Önceki çalışmalardan elde edilen sonuçlara bakıldığında, 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 tasarımı 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 diğ., 2012). Farklı araştırmacılar, çeşitli yöntemler ve değişik yaklaşımlar uygulayarak IM motor hızının kontrolüne odaklanmışlardır (Li ve diğ., 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 tasarımı nedeniyle endüstriyel kontrol sistemlerine halen hâkim olmaya devam etmektedir. PI denetleyici, AC motor sürücü sisteminde hız denetleyicisi olarak yaygın şekilde kullanılmaktadır. PI kontrol sisteminin tasarımı, motor parametrelerinin doğruluğuna bağlıdır. Sabit parametrelili 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 kaldıracabilecek başka tür denetleyici bulmaya yöneltmiştir. FLC, PI denetleyicilere alternatif olarak önerilen en önemli yapılardır (Metwaly ve diğ., 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 karşılaştığında, 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 tasarımı 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 çoğunda geçici durum cevabı, yük bozulması ve parametre değişimleri açısından PI denetleyiciye göre üstündür (Metwaly ve diğ., 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 örnekleme süresi uzar ve bu bazen gerçek zamanlı uygulama için yeterli olmayabilir (Uddin ve diğ., 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 parametrelili 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 faydalanmaktadır. Örneğin, yapay sinir ağları ve bulanık mantık kontrol birleştirilerek, 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 (t_r), aşma (OS), yerleşme süresi (t_s) 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 sürücüleri 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 parametrelili 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 parametrelili 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 diğ., 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 yüklere 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 bozulmalarından 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 çalışması 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 reddi açısından gözlemlenebilir. FLC'ler, farklı araştırmacılar tarafından incelenip karşılaştırıldıklarında bu özellikler açısından daha iyi performans gösterdiği kanıtlanmıştır (Jain ve diğ., 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 ampirik prosedürlere dayalı olarak 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. Bazı çalışmalarda, 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 tasarlamak 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 sürücüleri için FLC kural tabanını tasarlamak 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, indüksiyon 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 durumlarında sürücünün optimum performansını koruyan basitleştirilmiş kural tabanlı bir FLC, metodolojik olarak önerilmiştir.

4) IM sürücü için sabit parametrelili 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 durumların da 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 arttırdığı 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 tartışır.

Bölüm 2. Literatür Taraması: Bu bölümde, daha önce gerçekleştirilmiş en önemli çalışmaları tartışılmıştır. 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, indüksiyon motoru tahrik sistemiyle ilgili temel teoriler ve çalışma ilkeleri tartışılmaktadır. 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 alt 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 bazılarıdır. IM sürücülerini hafiflikleri, düşük maliyetleri, sağlam yapıları ve düşük bakım maliyetleri nedeniyle popüler hale gelmiştir. 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 tekniği 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.

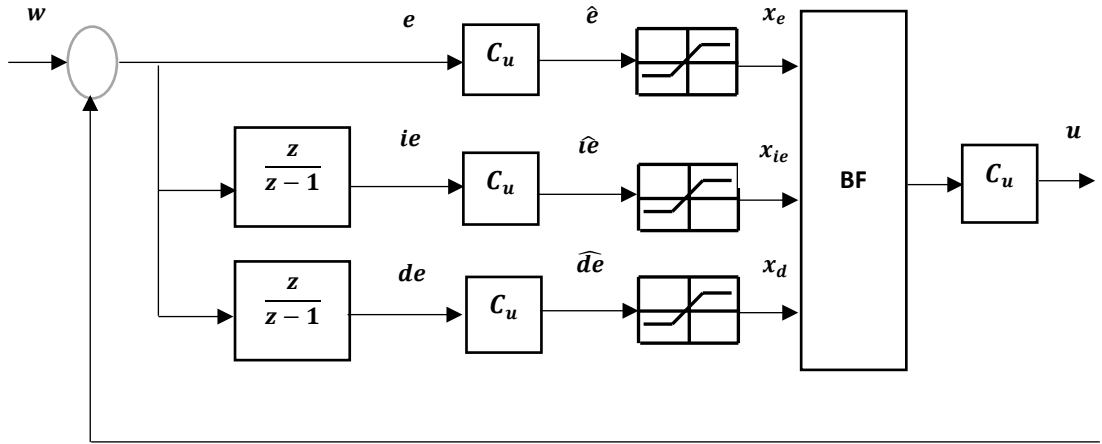
2.2. Yüksek Performanslı IM Sürücülerinin Bulanık Mantık Kontrolü

Asenkron motorlar (IM), çok değişkenli doğrusal olmayan bir sistemdir. Asenkron motor kontrol yaklaşımları, doğrusal olmayan karmaşık sistemlerin kontrolünde kullanılan yöntemlerdir. Bununla birlikte asenkron motorlarda, çok geniş aralıkta 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 çalışmalarda 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 büyüklüğü sıklıkla 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 oluşturmak 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 tecrübesi ile kontrol işlemini tanımlamak mümkün olmaktadır. Aşağıda FLC için temel özellikler özet olarak sunulmaktadır.

- i. Tasarımda kontrol algoritmasını oluşturmak için kesin bir matematiksel model gerekli değildir (Li ve Lau, 1989; Harandizadeh ve diğ., 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.

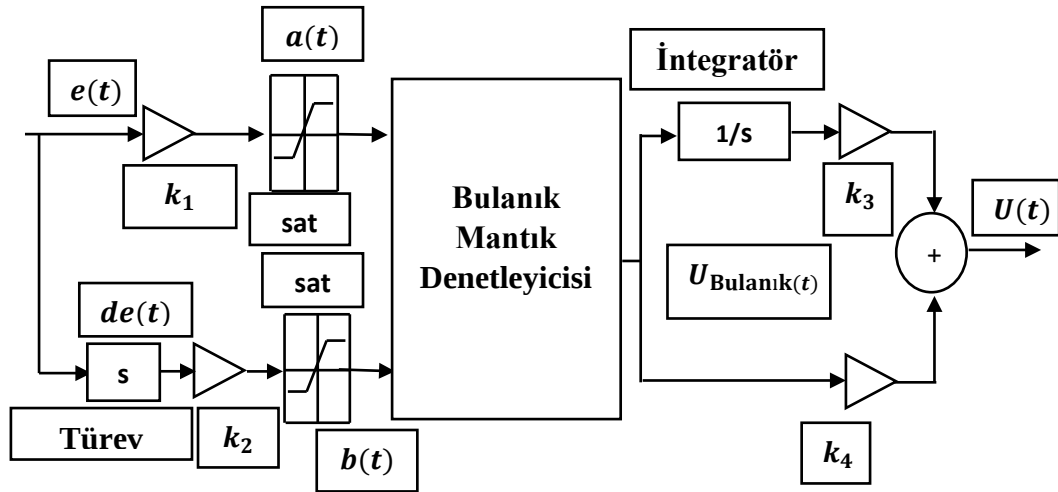
FLC, DC motorlar (Lygouras ve diğ., 2007), asenkron motorlar (Kar ve diğ., 2012), sabit mıknatıslı senkron motorlar (Mishra ve diğ., 2012), fırçasız DC motorlar (Shanmugasundram ve arak., 2009) ve anahtarlama relüktans motorlar (Kar ve arak., 2012; Mahendiran ve diğ., 2012) içeren yüksek performanslı 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 tasarımında, tasarımcı kuralları tanımlayabilmesi ve istenen çıkışı elde edebilmesi için süreci tam olarak anlamalıdır. Sistemin girişleri ve çıkışı arasındaki bağıntıyı tanımlama için bir kural tablosu oluşturulmalıdır.

FLC tasarımında, kesin olmayan akıl yürütme biçimlerini ifade etmek için 1975'te keşfedilen IF ve THEN ifadeleri kullanılır. Kural tanımında 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 diğ., 2005). FLC, çeşitli kontrol uygulamalarında kullanılabilir. FLC, doğrudan kontrolde kullanılan en sık yöntem haline gelmiştir. Yapının basitliği nedeniyle, kapalı çevrim PID kontrol tasarımı 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 çıkışı 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).

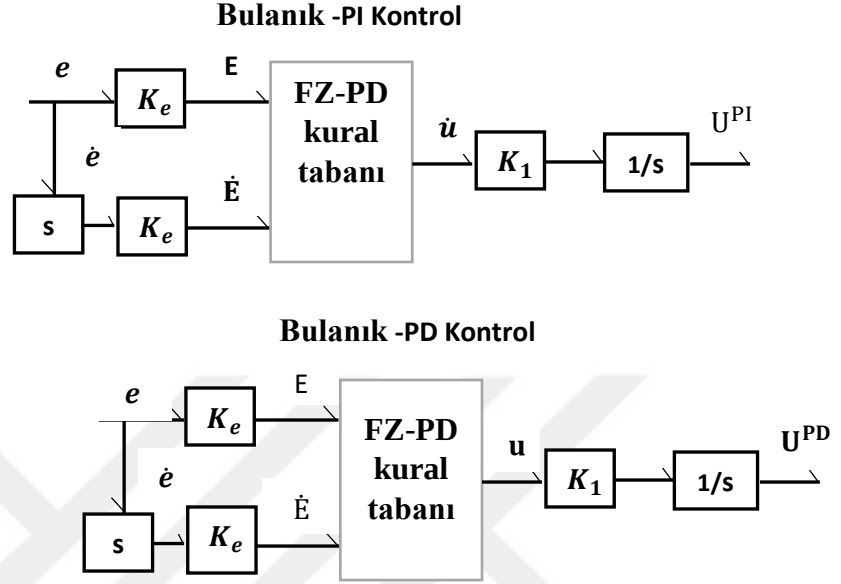
Asenkron motorların vektör kontrollü servo sürücülerinde kullanılan, alternatif yapı olarak PID benzeri bir başka FLC Şekil 2.2.'de görülmektedir (Kim ve Han, 2006). Burada görülen k_1 , k_2 , k_3 , k_4 kazançları, tipik PID denetleyicilerin başlangıç ayar prosedürleri kullanılarak bulunur. Örneğin $k_p = k_1 * k_2 + k_1 * k_3 * k_4$ 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 diğ., 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 faktörüdür. 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 yaklaşımlara sahiptir. Bu sistemler kendi kendini ayarlayan kontrol, kayan kipli kontrol, sinir ağları ve genetik algoritmalar dahil olmak üzere birkaç farklı kontrol türü ile kombinasyon olarak kullanılabilir (Masiala ve diğ., 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 hayati 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 (İbrahim ve diğ., 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 sayısı ile orantılıdır. Kural sayısını azaltmanın en yaygın yöntemlerinden biri MF sayısını azaltmaktır. 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 (İsa ve diğ., 2012; Kung ve Tsai, 2007; Lokriti ve diğ., 2013) veya 3 MF tanımlanırsa 3x3 kural tablosu elde edilir (Shanmugasundram ve diğ., 2012; Lokriti ve diğ., 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 diğ., 2013; Uddin ve diğ., 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 (İbrahim 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 kaldırmıştır. Ancak performans sonuçları, kuralın ortadan kaldırılması nedeniyle küçük adımlı hız komutlarının ve tersine çevirme işlemlerinin yavaşladığını göstermektedir (İbrahim ve Levi, 2002).

Ek kural azaltma, 5x5 MF'ye dayalı toplam yirmi beş bulanık kuraldan sadece beşini kullanan (Uddin ve diğ., 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. Çalışmada motorun ters yönde çalışması durumu için herhangi bir açıklama yoktur.

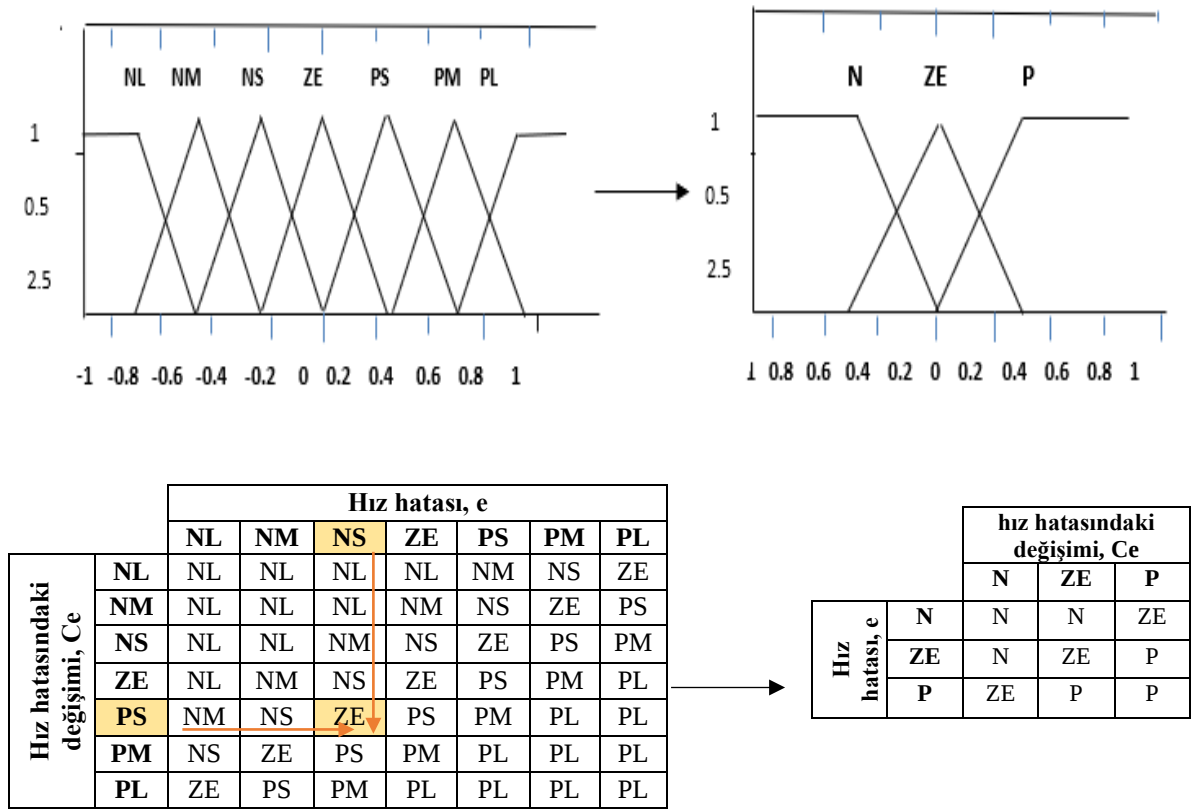
Başka çalışmada yazarlar (Uddin ve diğerleri, 2002) ve (Uddin ve diğerleri, 2007), PMSM motorlu sürüş için basitleştirilmiş bir kural tekniğini benimsemiştir. FL denetleyici, eşit genişlik ve dağılıma sahip yamuk ve üçgen MF'ler kullanılarak tasarlanmıştır. Basitleştirilmiş kurallar, standart kümedeki 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 değişimi 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 diğ., 2000).

Karmazin (2003) tarafından IM sürücüler için basitleştirilmiş bir FLC sistemi önerilmiştir. Türev blokları FLC modelinde zaman geciktirme blokları ile değiştirilmiş, girişler ve çıkışlar için (3x3) MF'ler ayarlanmıştır. FLC'nin bu sadeleştirilmesine 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, (İsa ve diğ., 2012) PMSM sürücüler için (7x7) MF'lere dayalı 7 kurallı FLC ve (İbrahim ve diğ., 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 çıktının bulanık değişkenleri, kapsamı ve doğruluğu bu yöntemden etkilenmiştir. Şekil 2.4.'te basitleştirilmiş kural tabanlı FLC görülmektedir.



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

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 sürücülerinde 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.

		Hata, e						
		NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
Hata değişimi , Ce	NL	Alan 5			Alan 2			
	NM	Alan 1						
	NS							
	ZE							
	PS							
	PM							
	PL	Alan 4			Alan e			

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.

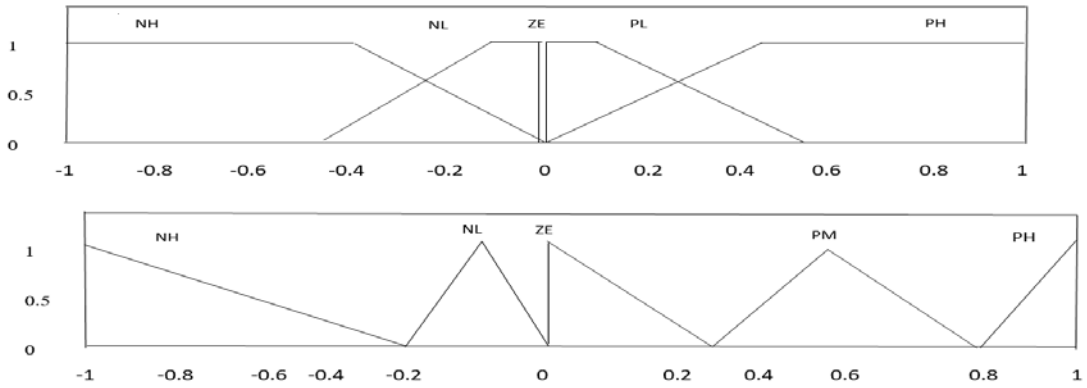
Kural sayısının Kalıcı Mıknatıslı DC motor sürücü üzerindeki etkisi araştırılmıştır (Eminolu ve Altaş, 1998). Orijinal kuralların çözünürlüğünü azaltarak, üç farklı kural

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 uç 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 tasarımı çoğunlukla MF şeklinin formülasyonunu ve bulanık değişkenler için dağılımını ve ayrıca kural tasarımını içeren bilgi tabanı tasarımından oluşur. Bu nedenle, MF'nin biçimi, 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 (İsa ve diğ., 2012; Salleh ve diğ., 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 diğ., 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 araştırmanın bulguları, üçgen MF'nin kararlı durum hatası açısından diğer MF türlerinden daha iyi performans gösterdiğini öne sürmüştür.

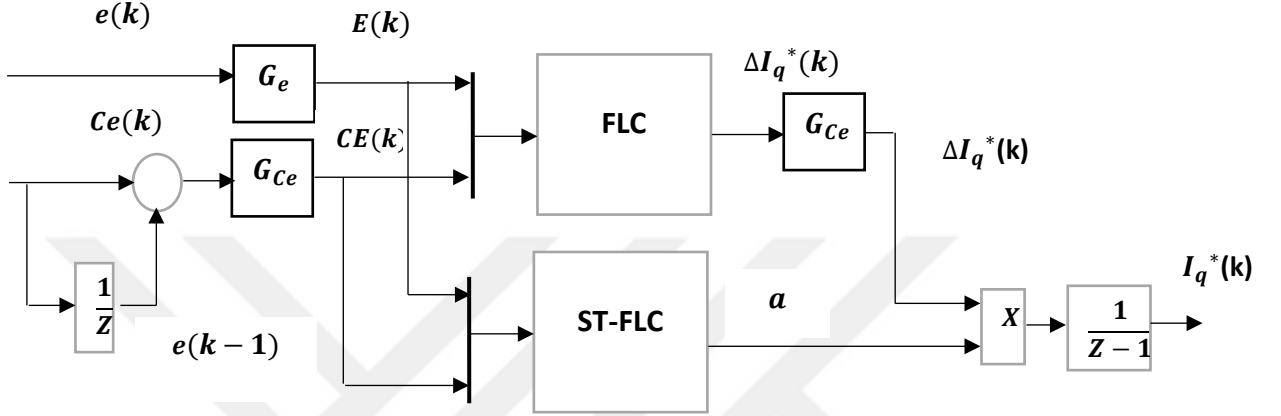
Önceki araştırmalar, üçgen MF'nin bulanık kontrol sistemleri için en uygun MF olduğunu ortaya koymuştur (Zhao ve diğ., 2002) (Monicka ve diğ., 2011). Bu amaçla (Zhao ve diğerleri, 2002) MF'nin dağılım etkisini incelemiştir. Çalışmanın ilk kısmı, farklı sayılardaki bulanık kümeler için sistemin hız tepkisini 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 basitleştirdiği 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 diğ., 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 durulaştırıldıktan 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.

2.4. Bulanık Mantık Denetleyici Optimizasyonu

Bu amaçla çalışmada, bir indüksiyon 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.



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

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 sağlamlık 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'ın sürücü hız düzenlemesinin sağlamlığını önemli ölçüde artırma potansiyeline sahip olduğunu göstermektedir.

Başka bir çalışmada ölçeklendirme faktörleri, vektör kontrollü indüksiyon motor sürücülerinde bulanık mantık hız kontrolü için Yapay Sinir Ağı (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 dalgalanmalarına 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 kullanmaktır (McNeill ve Thro, 2014). İlk tasarım çalışması, ayar noktası hatası, sürekli durum hatası ve kontrol sisteminin istenmeyen salınım davranışı 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 sıklıkla 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 diğ., 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 aşma ve oturma süresine ulaşarak GA optimizasyonunun etkinliğini göstermektedir.

Bir başka çalışmada, relüktans motorları anahtarlama 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 diğ., 2006).

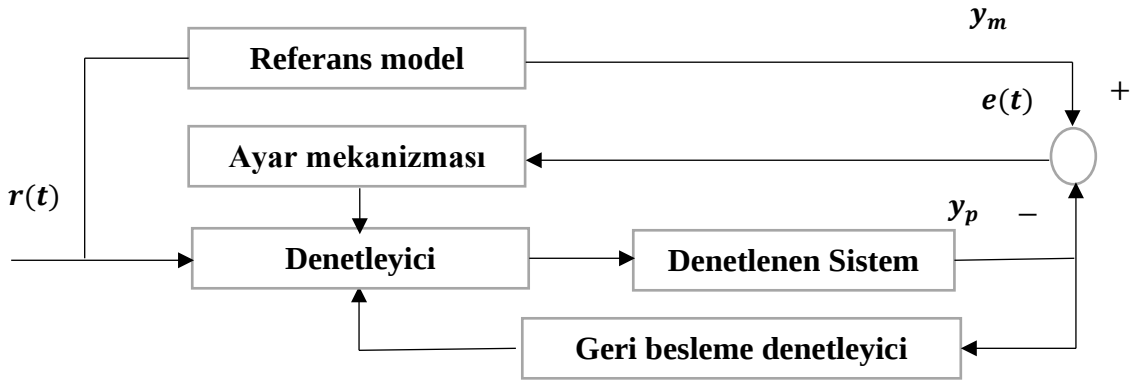
Bir başka çalışmada, GA optimizasyonuna ek olarak Particle Swarm Optimization (PSO) kullanılmaktadır. PSO algoritması, bir parçacık popülasyonu içindeki bireylerin etkileşimi yoluyla karmaşık bir arama uzayının optimum alanlarını keşfetmeye yönelik bir tekniktir. PMSM hız kontrolünde FLC parametrelerini optimize etmek için kullanılmaktadır (Yang ve Wang, 2009). Ayrıca PSO algoritması, üç fazlı bir anahtarlama relüktans motorun bir bulanık PI denetleyici (PSO- FLPI) ile kontrolünde optimizasyon amacıyla kullanılmıştır (Mahendiran ve diğ., 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 anahtarlama 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 diğ., 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 sinyalinin 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 diğ., 2012). Ancak otomatik olarak oluşturulan kurallar sıklıkla yetersiz kalmaktadır. Sık sık yinelenen ve üst üste binen MF'lerin bir sonucu olarak, kontrolör gerekli performansı elde edemez.

Sabit parametrelili FLC, sürücü sistemini iyi koşullar altında verimli bir şekilde kontrol etme yeteneğine sahiptir. Ancak parametre değişiklikleri ve yük bozukluğu sürücü sisteminin performansını etkilemektedir (Masiala ve diğ., 2008). Bu, motor sürücü performansını artırmak için kendi kendini ayarlayan FLC'nin geliştirilmesine yol açan en önemli nedenlerden biridir. Ayrıca sabit parametrelili FLC, nominal çalışma değerlerinde tasarlanmakta ve farklı hızlarda optimum performans elde edememektedir (Hameed ve ark., 2008). Tasarım noktası dışında veya parametre değişikliği durumunda çalıştırıldığında hız davranışı 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.

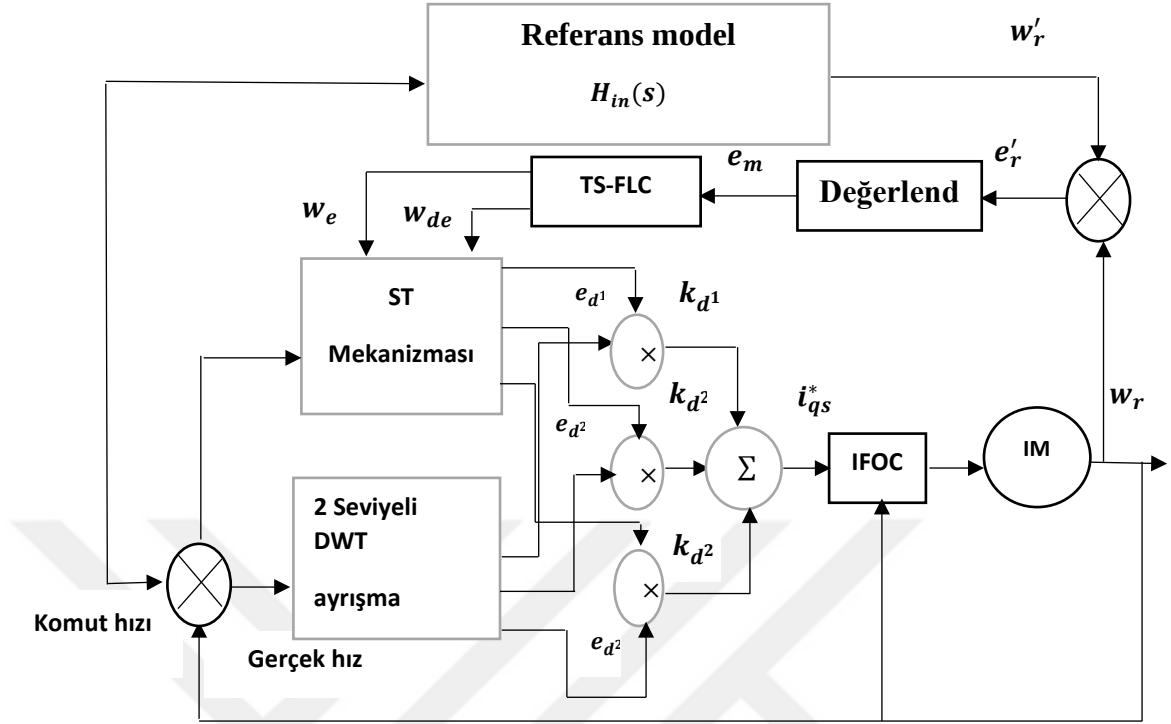


Şekil 2.9. Model referans uyarlanabilir kontrolünün yapısı.

Şekilden görüldüğü gibi, adaptasyon mekanizmasına uygulanacak hata girişini üretmek için, referans modelden istenen yanıt sistem çıktısıyla karşılaştırılır. Hata, denetleyici ayarlarını düzenlemek için kullanılmakta ve kontrol edilen sistemin referans modelle aynı şekilde davranmasına neden olmaktadır.

Kendi kendini ayarlama mekanizmasına sahip olan FLC, çalışma sırasında değişkenlerinden birini veya tamamını çevrimiçi olarak güncelleyebilir (Mary ve Marimuthu, 2009), (Mokrani ve Abdessemed, 2003), (Betin ve diğ., 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 diğ., 2013). Şekilde, adaptif mekanizma tasarlanan referans modele göre temel FLC'yi ayarlamak için kullanılır.

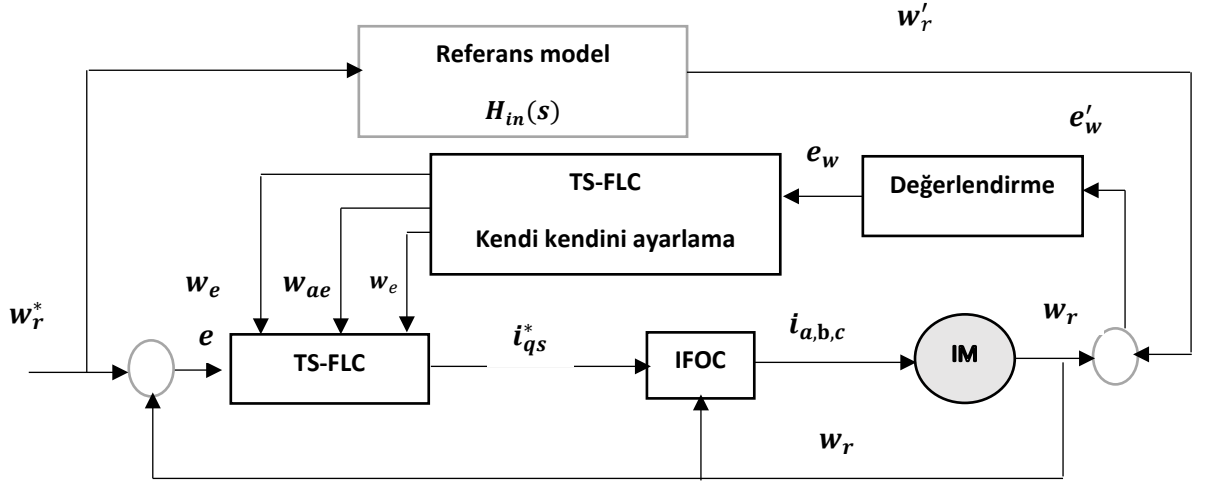
MRAC tabanlı kendi kendine ayarlama mekanizması; üyelik fonksiyonları (MF), bulanık kurallar ve ölçekleme faktörleri gibi farklı FLC parametrelerini ayarlamak için kullanılabilir (Chekkouri ve diğ., 2003). Gerçek sistem çıkışı, tasarlanan referans model çıkışı ile karşılaştırılır ve karşılaştırma sonucu 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 bölgesindeki 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.



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

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

(Masiala ve diğ., 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 tasarımı önerilmiştir. İkinci dereceden referans hız modeli tanımlanmış ve gerçek sistem çıkışı 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.

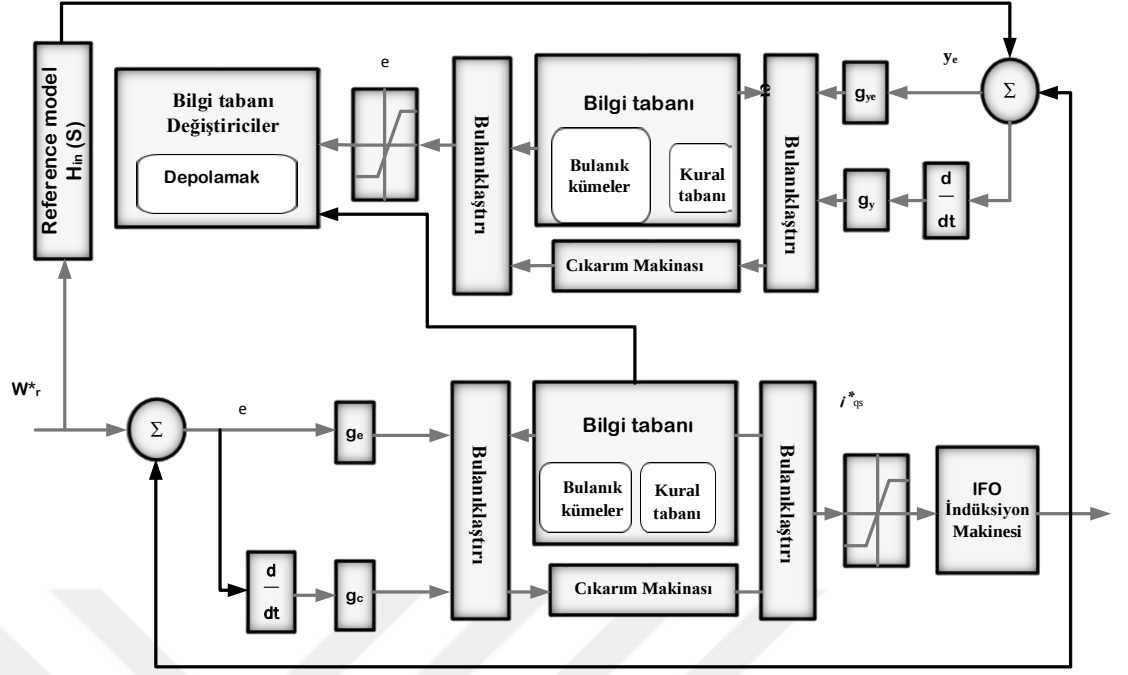


Şekil 2.11. Kendinden ayarlı FLC tabanlı MRAS (Masiala, 2010).

Uygulanan yöntemde Sugeno tipi bulanık çıkarım 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 çalışmayla 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 diğ., 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 kullanmaktır 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 diğ., 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 ölçekleme faktörünün kendi kendini ayarlama yöntemleriyle belirlenmesi, ölçeklendirme faktörlerinin performans üzerindeki ters etkilerinden dolayı yüksek tolerans gerektirmektedir. Farklı araştırmacılar tarafından bildirildiği üzere, çıkış ölçeklendirme faktörlerinin de ayarlanması, sistem performansı üzerinde çok önemli etkilere sahiptir (Mannan ve diğ., 2013).

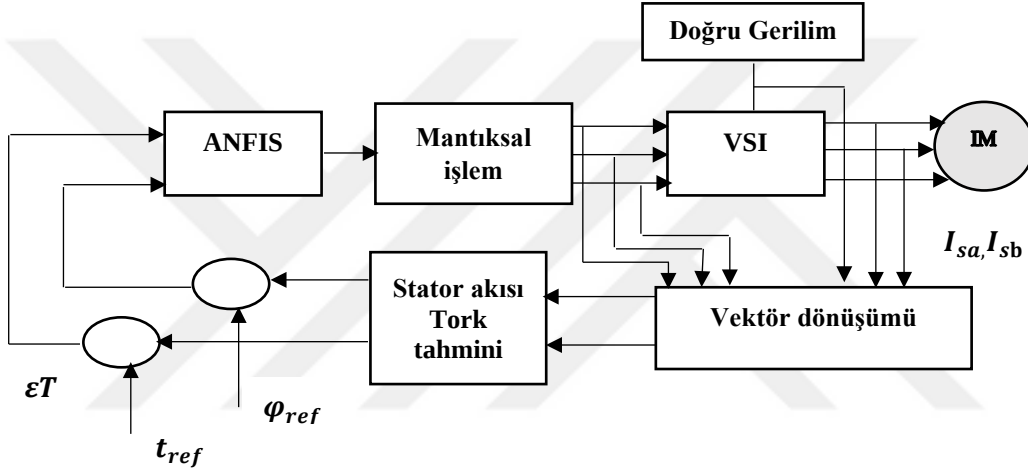
Giriş ve çıkış ölçeklendirme faktörlerinin ayarlanmasına dayalı "Kendi Kendini Ayarlama" tekniğinin kullanılması, performans açısından iyi sonuç verebilmektedir. Bununla birlikte daha karmaşık bir sisteme yol açan kazanç ayarlaması için daha bulanık muhakeme tekniklerine ihtiyaç duyar. Giriş ve çıkış ölçekleme 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 çıkışı, bir hata ayırma algoritmasına dayanan aynı kuralları kullanır. Başka bir çalışma (Deve diğ., 2012), birinci dereceden bir referans modeli kullanarak kendi kendini ayarlama yöntemini incelemiş 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 diğ., 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 kullanmıştır. ANFIS sisteminde sinir ağı, bulanık mantığa bir bağlantı yapısı ve öğrenme kapasitesi sağlar. Blok diyagramı Şekil 2.13'te verilen sistem, sadece simülasyon olarak gerçekleştirilmiştir. Çalışma sonucunda, akı ayarlaması nedeniyle makul bir iyileşmeye işaret edilmektedir (Areed ve diğ., 2010).

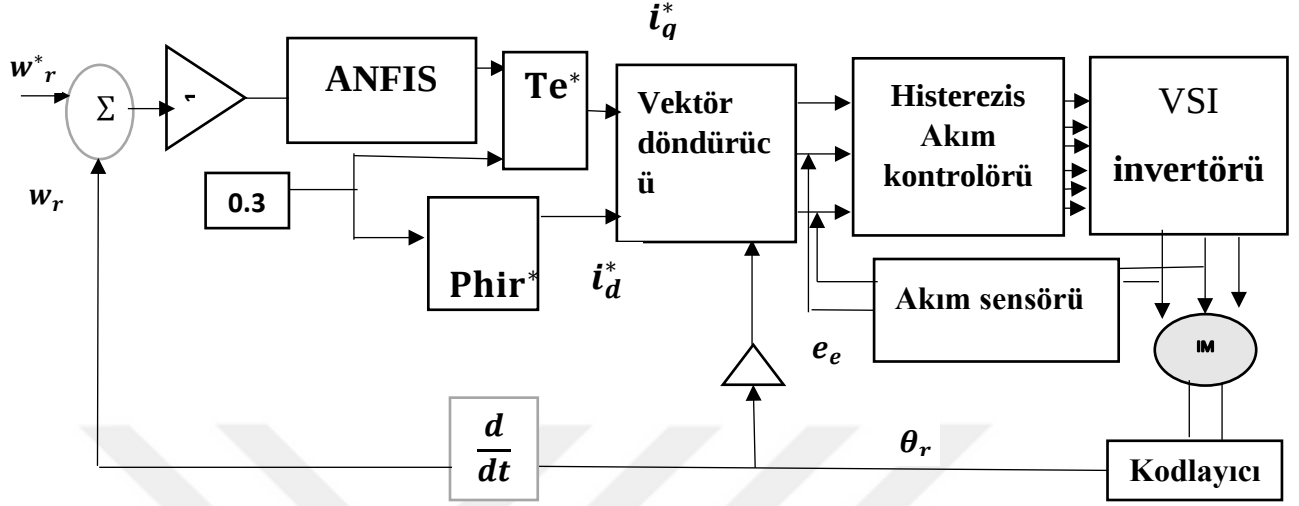


Şekil 2.13. Doğrudan Tork nöro-bulanık denetleyici şeması (Areed ve diğ., 2010).

(Merabet ve diğ., 2011) tarafından yapılan çalışmada, dolaylı alan yönelimli kontrol temelinde, çift yıldızlı indüksiyon 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 etkilemekte ve çalışmayı simülasyon ile sınırlandırılmaktadır.

Şekil 2.15'te, birincil hız denetleyicisini ayarlamak için hibrit bir PI-bulanık ST denetleyicisi 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

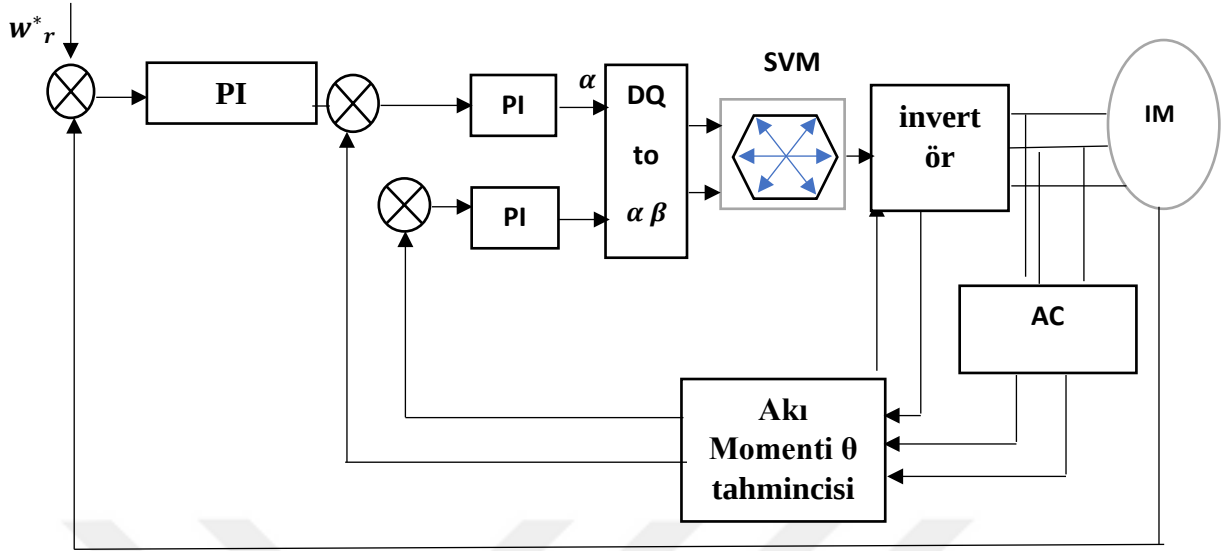
(Uddin ve diğ., 2013) tarafından gerçekleştirilen çalışmada, NFC tabanlı indüksiyon motor hız kontrolü için bir sürücü sistemi önermektedir (Şekil 2.16).



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

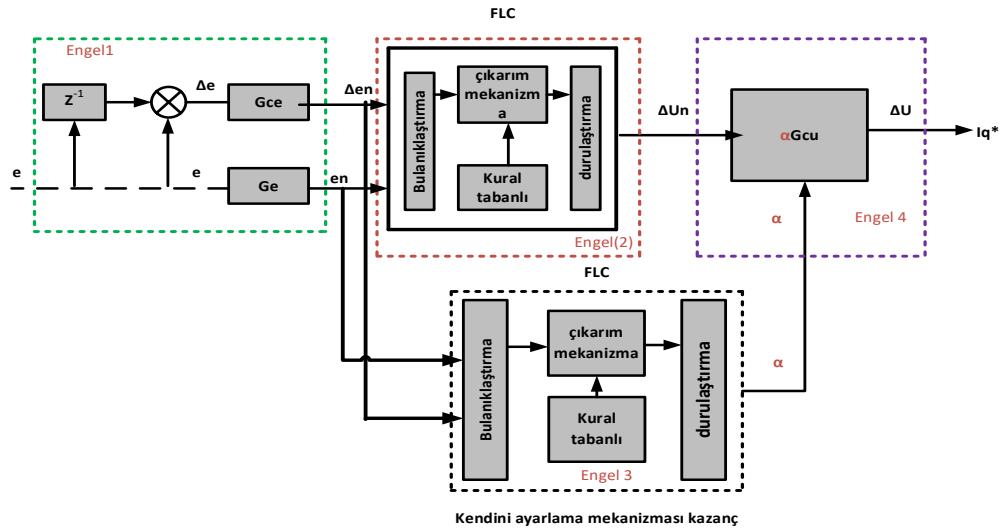
Önerilen NFC yapısı, bulanık mantık ve dört katmanlı bir sinir ağının birleşimidir. Motor sürücü sistemi için basitleştirilmiş, kendi kendini ayarlayan bir nöro-bulanık denetleyicisi içerir. Önerilen sistem, Nöro bulanık denetleyicilere göre daha iyi performans sağlamaktadır.

(Yu ve Chen, 2015) çalışmalarında, DTC-SVM tabanlı IM sürücünde hız kontrol için hibrit bir PI-Bulanık mantık denetleyicisi tasarlamıştır. Kendi kendini ayarlayan PI tipi bulanık denetleyici tabanlı DTC-SVPWM sürücü performansının, tork dalgalanmaları, geçici tork ve kararlı durum hız hataları açısından geleneksel DTC sürücünden 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).



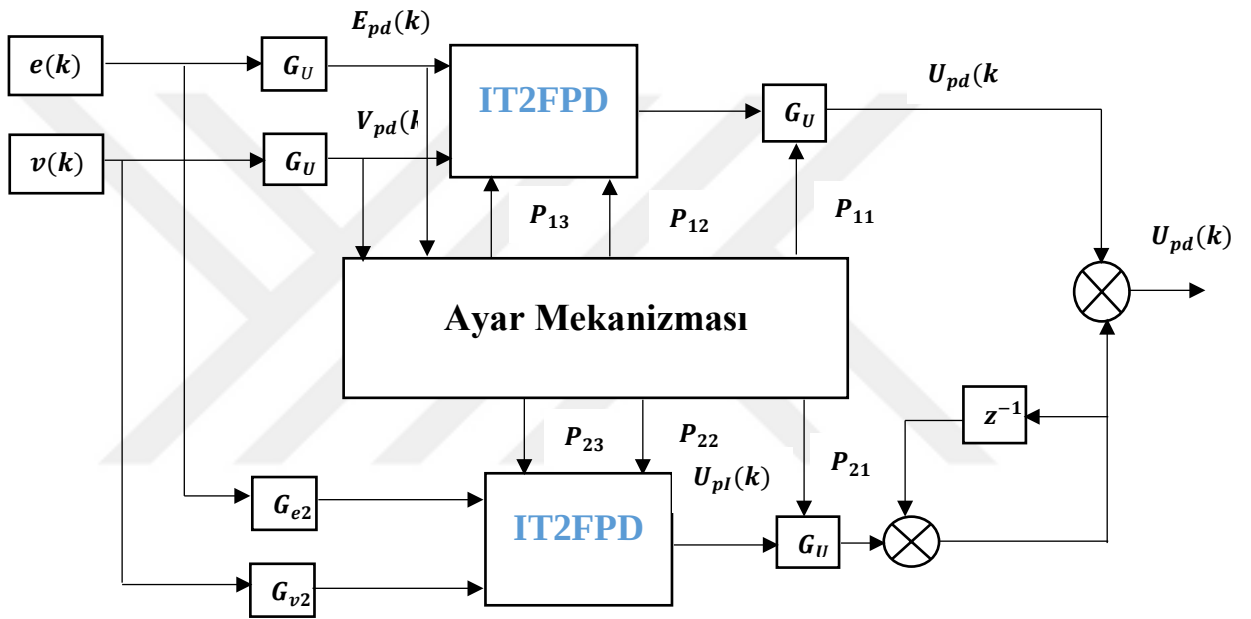
Şekil 2.17. Önerilen DTC-SVPWM modeli (Yu ve Chen, 2015).

(Talib ve diğ., 2016) çalışmasında, temel FLC hız denetleyicide çıkış SF'sini ayarlamak için ST-FLC tabanlı basitleştirilmiş bulanık kurallar kullanmıştır (Şekil 2.18). Çalışmada sabit parametrelili 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 diğ., 2016).



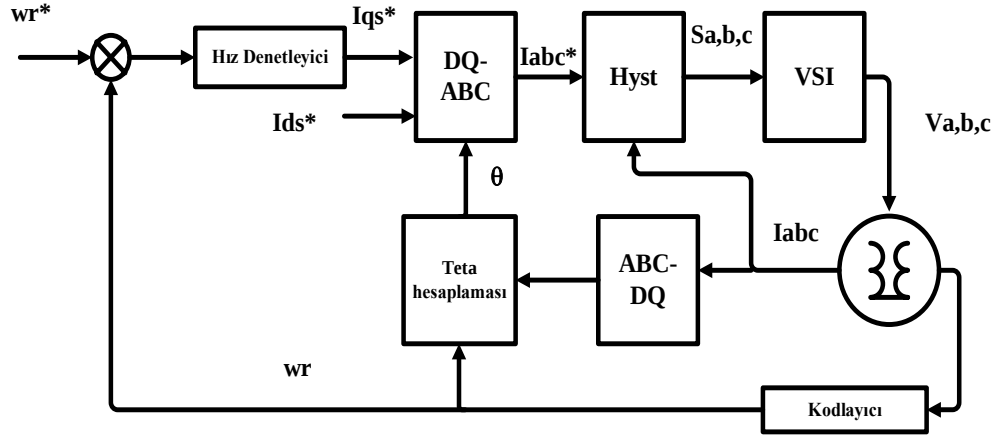
Şekil 2.18. Önerilen basitleştirilmiş ST-FLSC (Talib ve diğ., 2016).

(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 karmaşıktırmakta ve prototip uygulama testi sırasında uzun bir örnekleme süresi gerektirmektedir (El-Nagar ve El-Bardini, 2017).



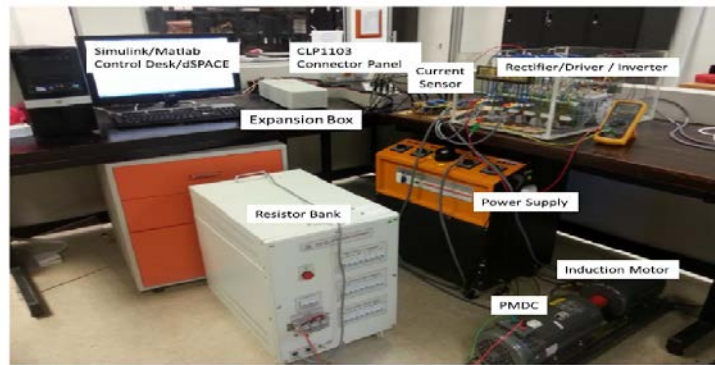
Şekil 2.19. Önerilen STIT2FPD+ PI denetleyicisi (El- Nagar ve El- Bardini, 2017).

(Farah ve diğ., 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 ölçekleme 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 diğ., 2019).



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

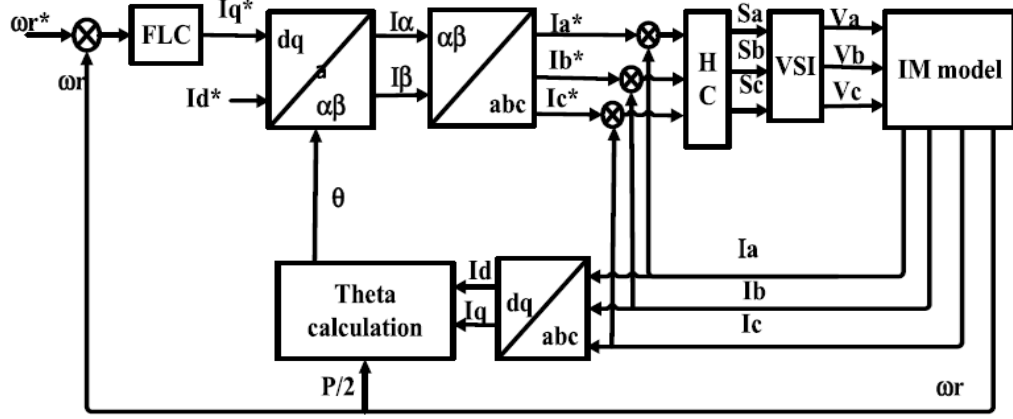
(Talib ve diğ., 2020) çalışmalarında, FLC hız denetleyiciler için kural basitleştirme amacıyla bir yöntem sunmaktadır. Yöntem ile kural sayısı %72 azaltılarak 25'ten 7'ye düşürülmüştür. Basitleştirilmiş FLC hız denetleyici, indüksiyon motor (IM) kontrolünde kullanılarak doğrulanmıştır. Simülasyon ve 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 diğ., 2020).



Şekil 2.21. Asenkron motor sürücü sistemli basitleştirilmiş FLSC (Talib ve diğ.,2020).

(Farah ve diğ., 2021) çalışmalarında, temel FLC hız denetleyici için basit bir ST-FLC tekniği tasarlamıştır. İlk olarak, İndüksiyon Motor (IM) sürücüsünde üç farklı kural

boyutuyla (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, örnekleme 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 diğ., 2021).



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

Özetle; bulanık kural sayısının artması, sistemin çevrimiçi uygulamasının hesaplama süresini doğrudan arttırmaktadır. 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, tasarımı yoğun çaba gerektiren yaklaşımlardır. Genel olarak, bulanık kural tabanını tasarlamak ve

basitleştirmek için sistematik bir prosedür öneren hiçbir çalışma yoktur. Önceki çalışmaların çoğu, gerçek zamanlı uygulamalar için ampirik 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 Yörünge 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 parametrelili 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 güncelleyerek, 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 araştırmanın ana odak noktalarından biri, sabit parametrelili bulanık mantık hız denetleyicisine kendi kendini ayarlayabilen uyarlanabilir bir mekanizma eklemek için daha az hesaplama yükü sağlayan bulanık kural seçimine yönelik bir metodolojik yaklaşım sunmaktır. Yani çalışma, senkron motor sürücüsü için sabit parametrelili 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 gerekli değildir. Bu çalışmada 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 sistemine 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 anlaşılmasına 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 tasarlamak 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 parametrelili 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. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Bulanık Mantık Tarihi

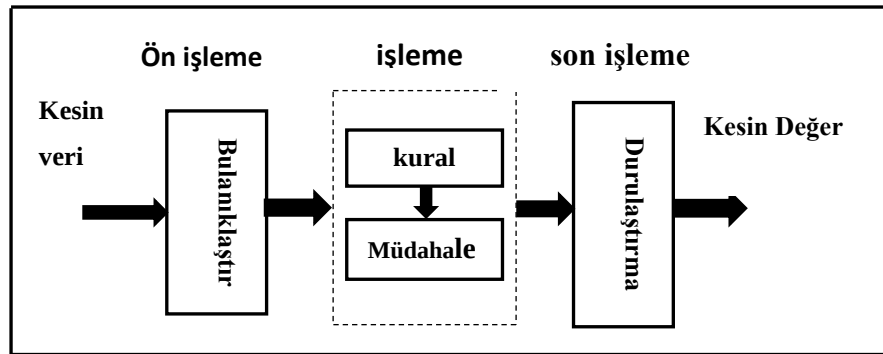
Bulanık Mantık ilk olarak 1970'lerin başında bulanık kümelerin temellerini öneren Lotfi A. Zadeh (Zadeh, 1973) tarafından tanıtıldı. Bu buluş bulanık mantığın insanın karar verme sürecini taklit ettiği kontrol sisteminde büyük ilerlemelere yol açtı. Daha sonra 1975 yılında Ebrahim Mamdani, uzman insan 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 diğ., 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 diğ., 2013). Son kırk yılda, Mamdani veya Takagi Sugeno bulanık arayüz sistemlerine dayalı FLC, motor sürücüleri, güç dönüştürücüleri (Hannan ve diğ., 2019), güç sistemleri (Ghasemi ve diğ., 2008) ve daha birçok endüstriyel uygulamalarda yaygınlaşmıştır (Singh ve diğ., 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 işlemedeki uyarlanabilir yapıları nedeniyle motor sürücü uygulamalarında çok fazla ilgi kazanmıştır (Ramesh ve diğ., 2015), (Ontiveros-Robles ve diğ., 2017).

Özetle bulanık mantık sistemlerinin gelişimi, kontrol sistemi uygulamalarında büyük gelişmelere yol açmıştır (Almaraashi ve diğ., 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 basitliği 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 tasarımı, kontrol edilecek sistemin doğasına bağlıdır. İlerleyen bölümlerde FLC tasarımı ve sadeleştirme yaklaşımları 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 sağlamayabilir 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 alınır, Mamdani tipi bulanık mantık denetleyiciler en çok mühendislik sistemlerinde kullanılmakta ve donanım uygulamaları için de daha uygundur. 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 çıktısı arasındaki karşılaştırma bileşkesi olan hatayla (E) ilgilenmektedir (Heber ve diğ., 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 kümelerle dönüştürülmesine atıfta bulunan bulanıklaştırmadır. Bu MF'ler genellikle kontrol edilecek sistemin fiziksel davranışının kapsamlı bir şekilde anlaşılmasına dayalı olarak seçilir (Uddin ve diğ., 2002), (Masiala ve diğ., 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

↓ ↓ ↓ ↓

↓ ↓ ↓ ↓

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 diğ., 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 diğ., 2008). Bu yöntem birçok araştırmacı tarafından uygulanmıştır (Abdelkarim ve diğ., 2012). FLC için bir kural tabanı oluştururken, kural tabanı sistemin karşılaşılabileceği tüm olası durumları kapsamlı ve kurallar arasında çelişki olmamalıdır (Farah ve diğ., 2018'a). Başka bir deyişle, FLC için tasarlanan herhangi bir kural tabanı aşağıda açıklandığı gibi bütünlük, tutarlılık ve süreklilik özelliklerine bağlı kalmalıdır (Jiang ve diğ., 2015).

i. Bütünlük: 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. Süreklilik: FLC kural tabanı, boş bir kesişme ile kümelenen komşu kurallar yoksa süreklidir (Smith ve Shen, 1998; Ibrahim ve Levi, 2002).

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

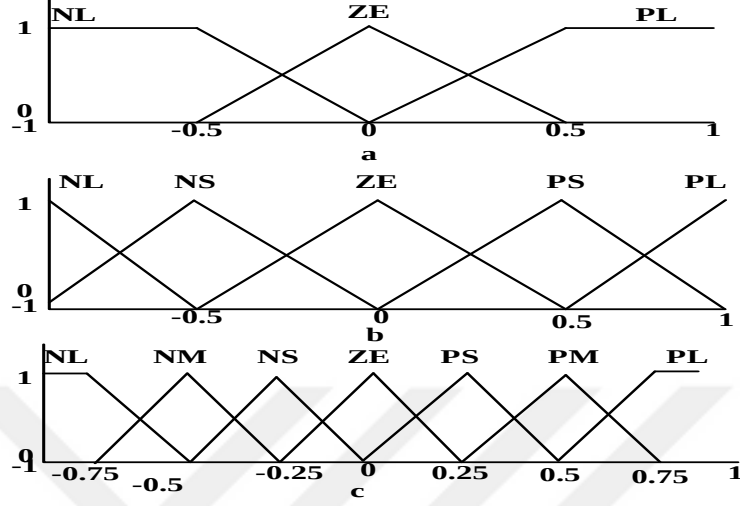
Bu yöntem kontrollü sistemler için bulanık kurallar oluşturmak amacıyla çeşitli alanlarda uygulanmıştır (Wen-June ve Hwan-Rong, 1998). "Faz- Düzlem Yörünge" yöntemine dayalı bulanık kural tasarımının ayrıntılı bir uygulaması (Han-Xiong ve Gatland, 1995) tarafından yapılmıştır. Bu çalışmada "Faz- Düzlem Yörünge" yöntemine dayalı olarak FLC tasarlamak için yeni bir prosedür önerilmiştir (Chen ve diğ., 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 tasarlamak 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 Yörünge 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 diğ., 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 diğ., 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 diğ., 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 diğ., 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) G_e , G_{ce} tanımlanmalı ve bulanık çıkış için ise bir çıkış ölçekleme faktörü G_{cu} 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 buluşsal yöntemler en yaygın kullanılan yöntemlerdir ve donanım uygulaması için de en uygundur.

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



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

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 çalışmada, 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 diğ., 2007).

IM sürücüleri, Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (PMSM) sürücüleri ve DC motor sürücüleri gibi motor sürücülerinde, FLC genellikle iki giriş değişkeni ve bir çıkış değişkeni ile hız kontrolörü olarak kullanılır (Elbarbary ve diğ., 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 diğ., 2017). Çok sayıda bulanık kural, sürücü sistemlerinin performansını artırabilir. Ancak bu, sisteme büyük bir hesaplama yükü getirmektedir (Masiala ve diğ., 2008). Büyük hesaplama gereksinimleri, donanım uygulamasının karmaşıklığını ve maliyetini artırır (Farah ve diğ., 2018b).

Bu sorunların üstesinden gelmek için, tahrik sisteminin performansını korurken bulanık kuralları azaltan veya basitleştiren farklı yaklaşımlar önerilmiştir (Farah ve diğ., 2018b). MF sayısını azaltarak kuralları basitleştirme, bulanık kuralları azaltmak için kullanılan yaklaşımlardan biridir. (Salleh ve diğ., 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 (İbrahim ve diğ., 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 ihmal 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 doğruluğunun azalmasıdır (Betin ve diğ., 2000). Diğer bir yaklaşım ise, baskın kuralları seçip zayıf olanları ortadan kaldırmaktır (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 (İbrahim ve ark., 2013; Talib ve diğ., 2014) ve 5x5 MF'li IM sürücüler (Talib ve diğ., 2014; Talib ve diğ., 2018) için doğrulanmıştır.

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

Motor sürücülerini için farklı basitleştirilmiş bulanık kural yöntemleri de önerilmiştir. (Asgharpour ve diğ., 2016)'daki çalışmalarında, IM sürücülerini için farklı MF değerleri ve girişler (hız hatası ve hız hata değişimi) için basitleştirilmiş bir bulanık kurallar yapısı önermişlerdir. 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 oluşmaktadır.

Benzer şekilde (Uddin ve diğ., 2002)'deki çalışmalarında; hız hatası ve hız hata değişimi girişleri için 5x3 asimetrik trapezoidal ve üçgen MF'ler önermişlerdir. 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 diğ., 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 3x3 üçgen MF'ler önerdiler. Kural tabanı için 9 bulanık kuraldan sadece 6 tanesi seçilmiş ancak kullanılan sadeleştirme yönteminin detaylı açıklamasına çalışmada yer verilmemiştir.

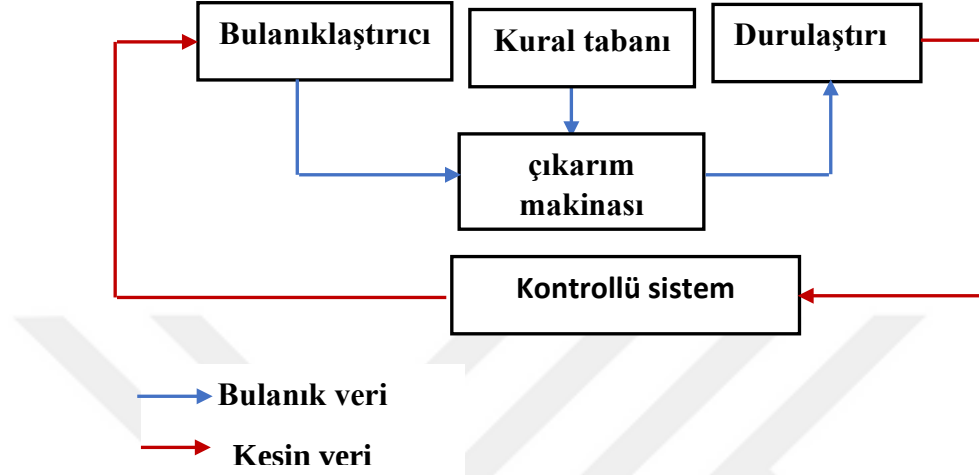
IM sürücülerinin hızını kontrol etmek için 49 bulanık kurala sahip 7x7 MF'lerin kullanıldığı (İbrahim ve Levi, 2002)'de daha fazla kural indirgeme yaklaşımı önerilmiştir. Bununla birlikte, önerilen yöntem hem uzun işlem süreleri hem de büyük hesaplama süreleri gerektirmektedir. İşlem süresini azaltmak ve gerekli örnekleme sıklığını karşılamak için kural tabanının 20 kurala indirilmesi gerekmiştir. 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, çıkarım mekanizmasını tesise iletilen nihai bir değere dönüştürür.

Bulanık denetleyici genellikle, girdilerin istenen çıktı ile gerçek çıktı arasındaki fark olan hata (e) ve hatanın değişme 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 kümesine dönüştürür. Bu işlem, üyelik fonksiyonu sayısını belirleyerek başlayan birkaç adım izlenerek yapılmaktadır. Aynı zamanda girdilerin ve çıktılarının 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)

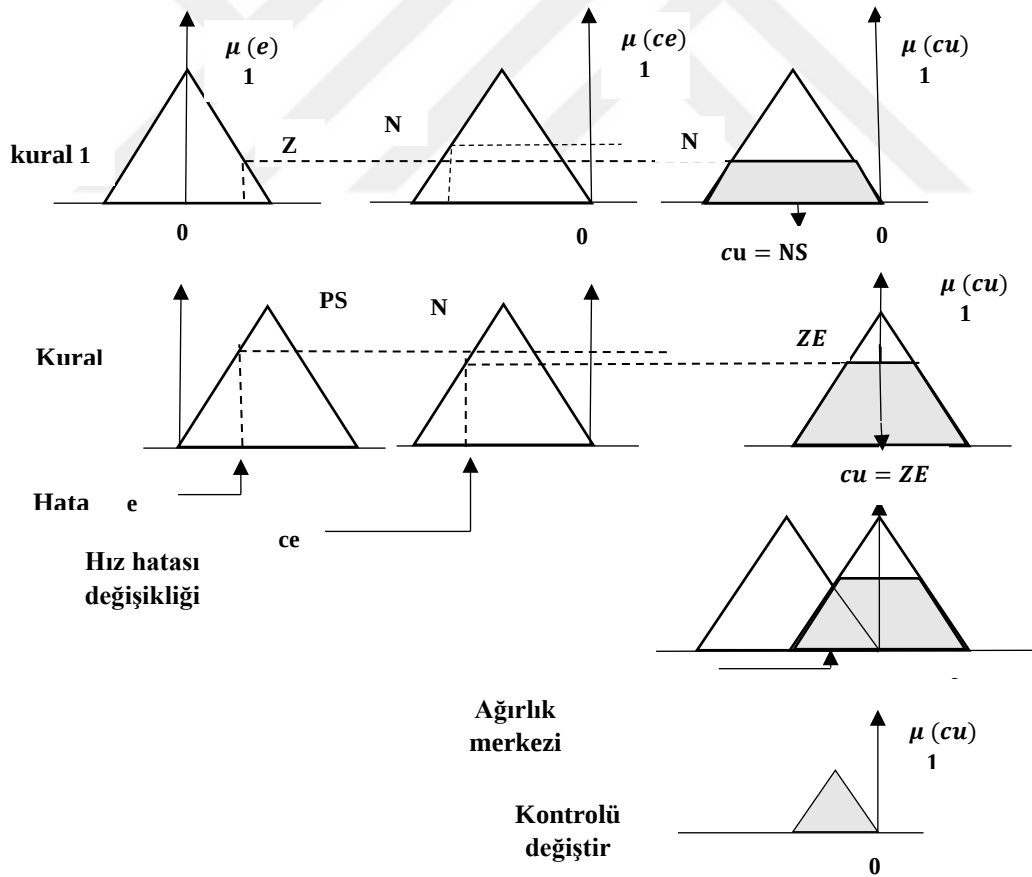
IF X ve Y

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 yaklaşımdan oluşur.

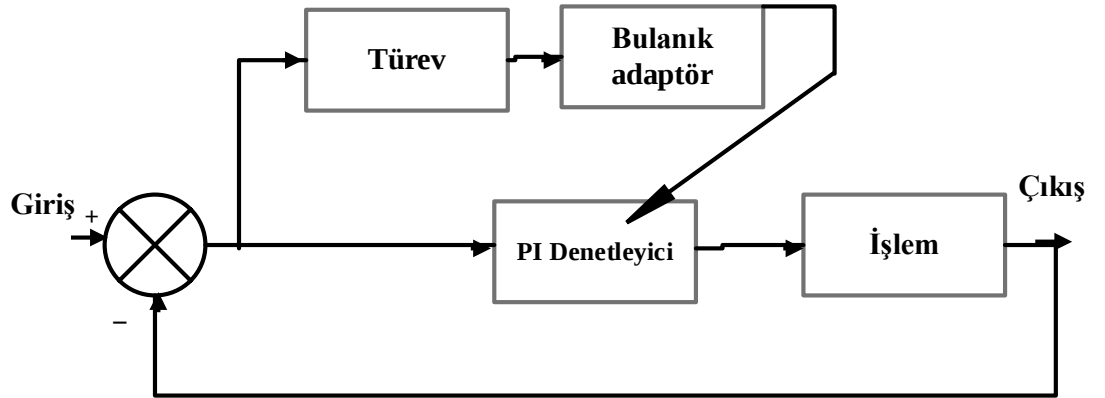
Mekanizma proses veya tesis parametreleri bilinmediğinde veya parametreler zamanla değiştiğinde kontrolörlerin davranışını koruyabilir.

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 diğ., 1998, Khan ve Taylor, 1999, Szabat ve diğ., 2009). Çalışmaların çoğu, hız değişimlerini ve tahrik sisteminin bilinmeyen parametrelerini ayarlamak için kazanç ayarlama yöntemleri üzerinde durmaktadır.

Bir denetleyici tasarlanmanın en önemli adımı, denetleyici kazanç değerlerinin belirlenmesidir. Örneğin; PI denetleyicinin kazanç ayarı, kontrol performansı açısından önemlidir. Sabit parametrelili 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 diğ., 2007, A. Hazzab ve diğ., 2006). Farklı çalışmalar, motorun atalet değişimini göz önünde bulundurarak kazanç programlama PI denetleyicisine odaklanmıştır (Syed ve diğ., 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.

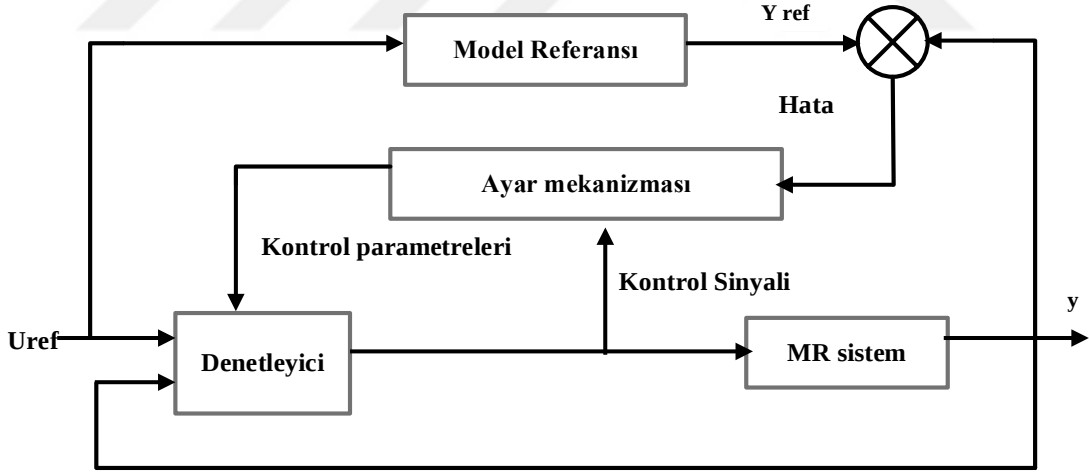
Günümüzde bulanık mantık denetleyicide kullanılan otomatik ayarlama yöntemleri, basit bir tasarım sürecine ve motor parametrelerine dayandırılmaktadır (Lokriti ve diğ., 2013, Kriauciunas ve diğ., 2014). Kontrolör tamamen hataya ve hız hatasının değişmesine dayanır. Çevrimiçi iletişim yoluyla PI denetleyici 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 diğ., 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 diğ., 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 diğ., 2011). Genel olarak (Teja ve diğ., 2012) tarafından bildirildiği gibi, MRAC hız kontrol sistemi, özellikle düşük hızlı çalışmada, çatırdama sorunları nedeniyle daha iyi performans elde etmez. Diğer bir uyarlanabilir kontrol tekniği, hız ve servo sürücüler gibi hız ve konum kontrolörü olarak uygulanan Kayan Mod Kontrolü'dür (SMC). Bu tip kontrolör, kontrolsüz 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 salınımlarıyla ilgili bazı sorunları vardır. Çatırtı sorunu süreksizlik 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 bilinmeyen 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 diğ., 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 yörünge referansını kullanır. Yumuşatma işlevini dahil ederek çatırtı sorununun 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 diğ., 2012).

3.5. Üç Fazlı İndüksiyon Motor Kontrol Yöntemleri

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 elektroniğindeki hızlı ilerlemeyle IM, FOC ve DTC gibi vektör kontrol yöntemleri kullanılarak yüksek performanslı sürücülerle çalıştırılabilmektedir (Bosso ve diğ., 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 çıkabilmektedir. Kayma bileziği ve karbon fırçası olmadığı için IM için DC motora kıyasla daha az bakım gerekir. Ayrıca, IM'de stator voltajı rotor sargısını indüklemektedir, bu nedenle ek besleme voltajı gerektirmemektedir (Amézquita-Brooks ve diğ., 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 diğ., 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 diğ., 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 kontrolsüz 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 davranışı 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 diğ., 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'dir. İlk FOC yöntemi, 70'lerin başında F.Blacke tarafından alan yönlendirme yöntemi olarak geliştirilmiştir (Asutkar ve diğ.). FOC, tork ve akının ayrılmasını sağlar ve akı büyüklüğünü ve rotor akı açısı konumunu ölçmek için hava boşluğuna yerleştirilmiş Hall Etkisi transdüserini kullanır. Hava aralığı akı büyüklüğü, 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 akıyı etkin bir şekilde ölçmemesi

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

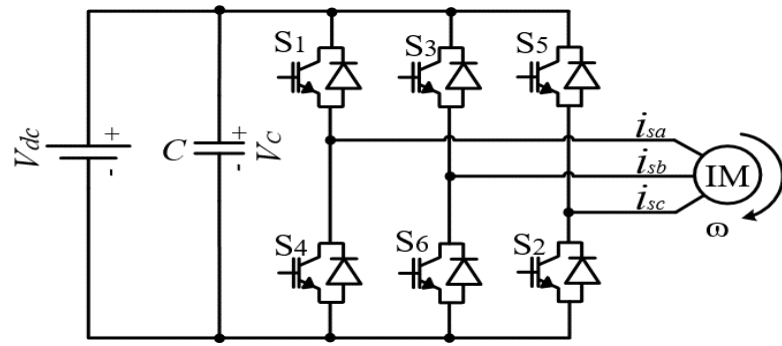
Dolaylı Alan Yönelimli Kontrol (IFOC), FOC'nin vektör kontrolünün başka bir yöntemidir. Bu yöntemde, kayma frekansı rotor dinamik tepkisinden tahmin edilir. Beklenen değer, akı oryantasyonunu gerçekleştirmek için tork ve akı kontrolörü için kullanılır. IFOC, basit uygulama sağlar ve doğrudan FOC'ye kıyasla 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 mıknatıslanma endüktansı gibi rotor parametreleri hakkında etkin bilgiye sahip olunarak elde edilebilir. Bununla birlikte, motor çalışması sırasında rotor zaman sabiti, sıcaklık ve akı nedeniyle değişecektir.

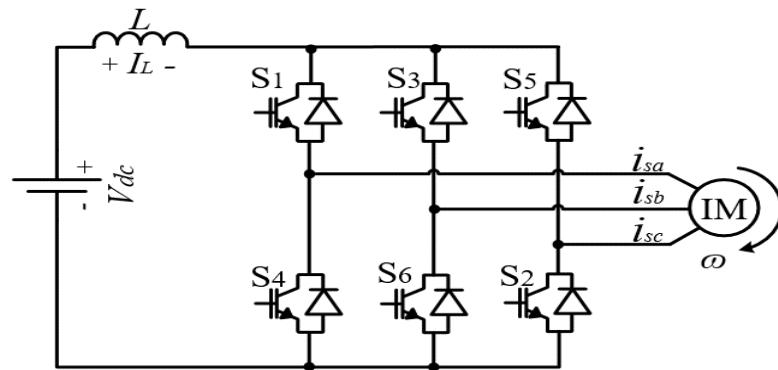
3.6. Tahrik Sistemi için Sürücü Topolojisi

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 diğ., 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 diğ., 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 diyot 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. İnvertör cihazlarının doğru seçimi ve kontrol tekniğinin uygun seçimi, sürücünün etkinliğini garanti edecektir. Buna rağmen, bu dönüştürücülerin ac çıkış voltajı seviyesi açısından kullanımını sınırlayan bazı dezavantajları vardır.



Şekil 3.7. Gerilim Kaynağı İnvertörü (VSI).



Şekil 3.8. Geçerli Kaynak İnvertörü (CSI).

AC çıkış gerilimi, düşük dahili empedans nedeniyle dc geriliminin altında sınırlıdır; burada VSI için, eviricideki 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 diğ., 2022). Bu nedenle, herhangi bir motorda yükteki bir değişiklik, çok motorlu bir sürücüde 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 diğ., 2022). Bu, motorun hızında ve torkunda azalmaya yol açacaktır. Bunun üstesinden gelmek için, değişken hızlı sürücü (VSD) için istenen ac çıkışı 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 diğ., 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 oluşmasını 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 LC filtresi 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

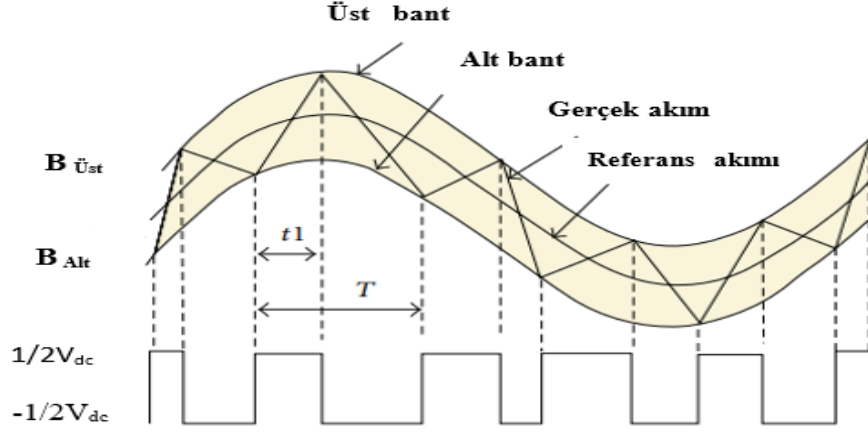
tamamlama süresini tanımlayacağı PWM sinyalinin davranışını tanımlarken, frekans ise PWM sinyalinin bir döngüye ulaşması için gereken süreyi belirler (Holtz, 1992, Trzynadlowski ve Trzynadlowski ve diğ., 1994). PWM, güç dönüştürücüler ve motor sürücüler gibi birçok kontrol uygulamasında görselleştirilebilir.

PWM kontrol yönteminin basitliği ve etkinliği, onu çeşitli güç elektroniği uygulamalarında kullanılmak üzere tercih edilen bir aday haline getirir. Güç elektroniği evirici, PWM anahtarlama tekniklerini uygulayan en iyi örneklerden biridir. Eviricinin çalışma prensibi istenen bir çıkışı 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 üretilebilir (Bose, 1990; H. Stemmler, 1994, Shivakumar ve diğ., 2002).

3.7.1. Histerisiz Akım Kontrolü (HCC)

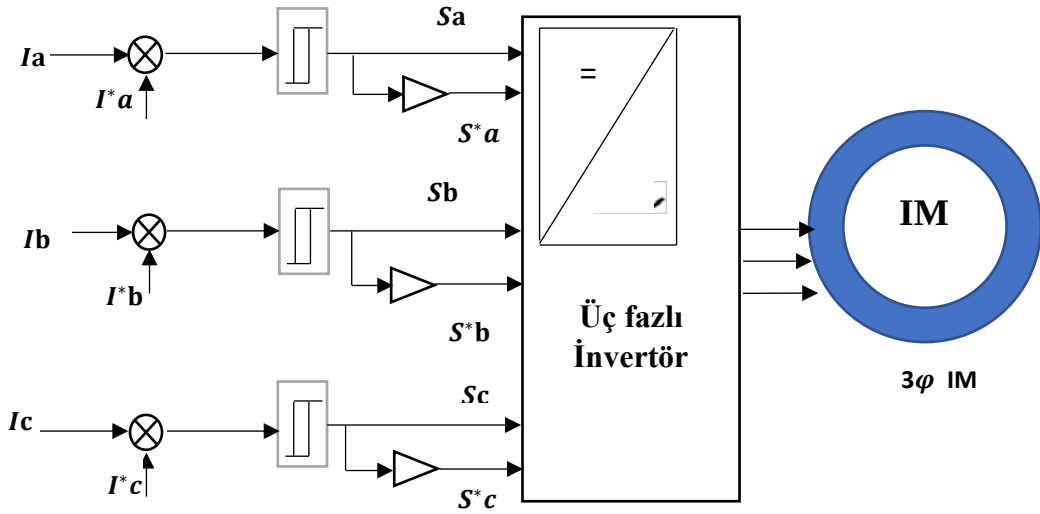
Güç elektroniği cihazları, anahtarlarına HCC tarafından uygulanan PWM sinyali ile kontrol edilir. HCC, basitliği ve etkinliği nedeniyle güç elektroniği uygulamalarında yaygın olarak kullanılan çok iyi bilinen bir PWM kontrol yöntemidir. HCC, çevrimiçi optimizasyonlu doğrusal olmayan bir denetleyici olarak 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 yanıtı 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 diğ., 2009, Kömürcügil ve diğ., 2017).

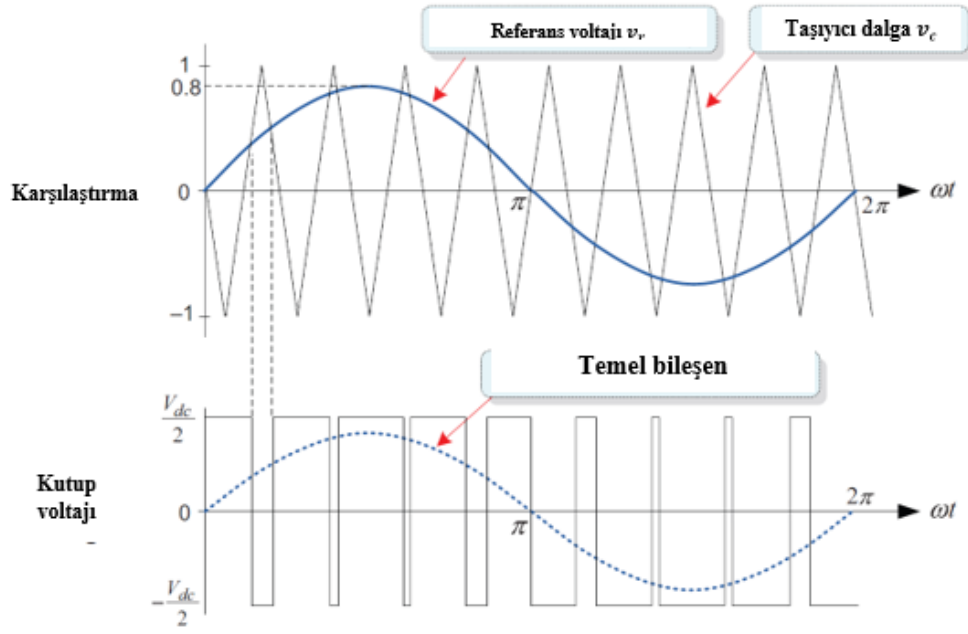
HCC, sabit histerezis bandı ve değişken anahtarlama frekansı ile sunulur. Bu tür HCC, IM sürücüleri gibi çeşitli uygulamalarda VSI'yi kontrol etmek için yaygın olarak kullanılır. Uygulama gereksinimlerine göre, istenilen histerezis bandını belirleyerek çalışan basit bir yöntemdir. Bu yöntem kontrol sinyali elde etmek için gerçek akımın referans akımla karşılaştırılmasıyla çalıştırılır. Bunun dışında, bu yöntem faz akım arayüzünden olumsuz etkilenir. Bu nedenle normalde 3 fazlı şebeke 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 diğ., 2010). Sabit histerezis akım kontrolörün yapısı, Şekil 3.10'da gösterilmektedir. Genel olarak IM sürücüde 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 yıllardır güç elektroniğinde en iyi seçim olmuştur (Ismail ve diğ., 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 sinüzoidaldir. 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, İslam ve diğ., 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 tekniği prensibi (Ismail ve diğ., 2006).

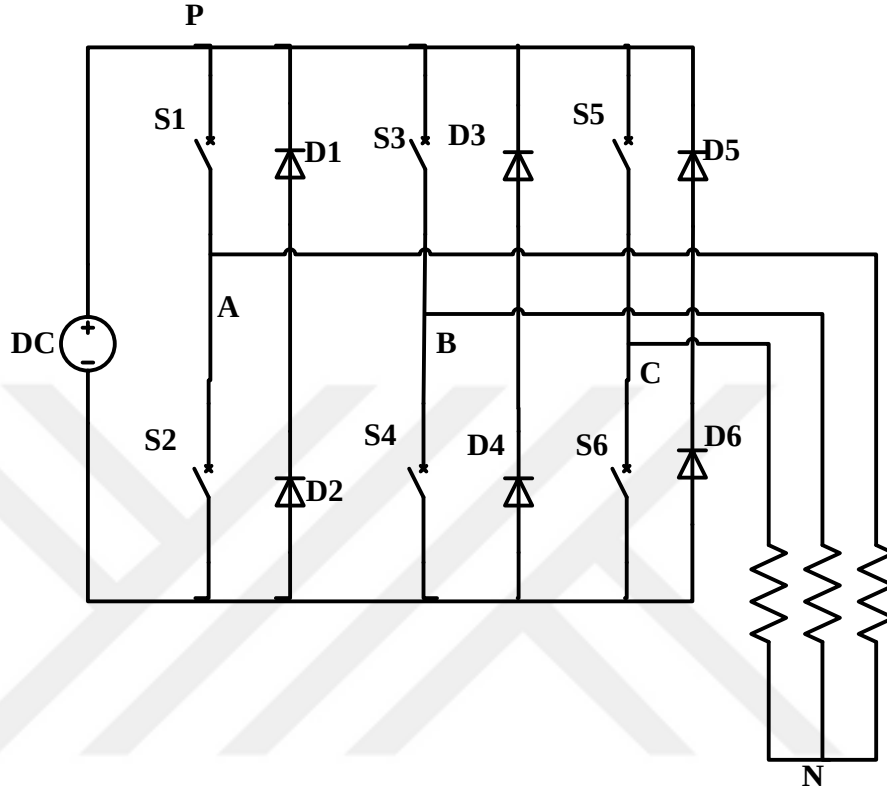
IM sürücü sisteminde, PWM evirici SPWM veya histerezis denetleyicisi ile kullanılabilir ve kontrol edilebilir, herhangi bir PWM tekniğinin seçimi çeşitli faktörlere bağlıdır (Pattnaik ve diğ., 2014). Harmonik azaltma, anahtarlama kayıpları ve devre basitliği, VSI'yi sürmek için uygun PWM tekniklerinin seçilmesinde en çok dikkate alınan faktörlerden bazılarıdır. Histerezis kontrolün basitliğine 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 kontrolörleri gerektirir. Bu yapı, sistemin karmaşıklığını artırır.

3.7.3. Uzak Vektör Darbe Genişliği Modülasyonu (SVPWM)

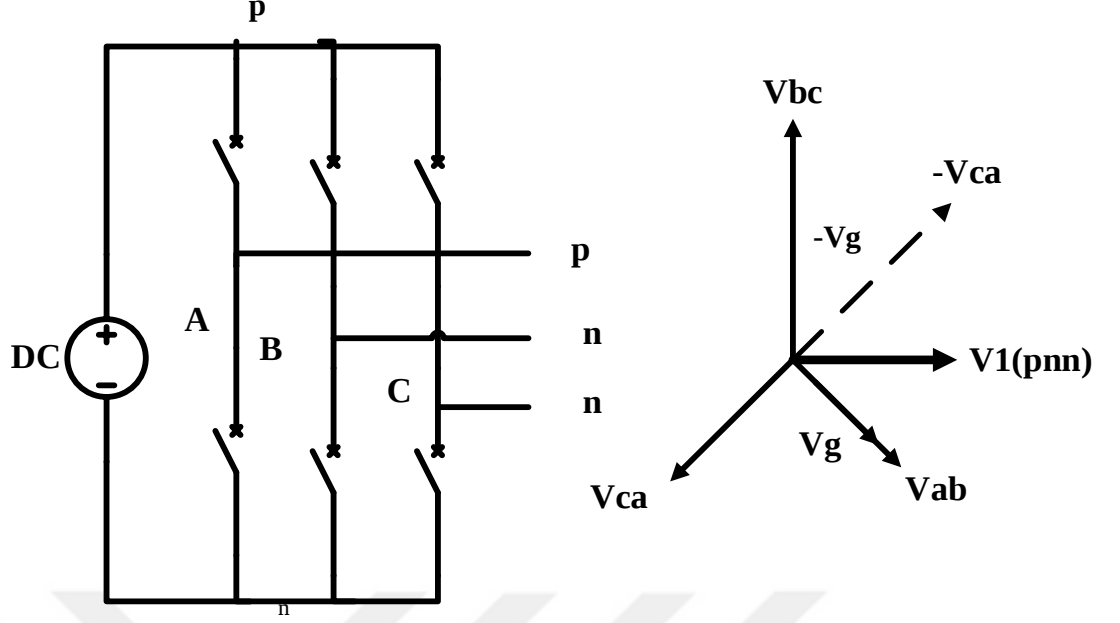
Uzak vektörü PWM yöntemi, gelişmiş bir yoğun hesaplamalı kontrol yöntemidir ve ayarlanabilir frekans uygulaması için PWM teknikleri arasında en iyi yöntemdir. Üstün performansı nedeniyle SVPWM, geniş bir uygulama yelpazesinde yaygın olarak kullanılmaktadır. SVPWM anahtarlama yöntemini diğer PWM teknikleri 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 diğ., 2011, Ramana ve diğ., 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 voltajı üretirken, geri kalan iki kombinasyon, sıfır anahtarlama darbesi olarak bilinen sıfır çıkış voltajı 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_1 , 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 diğ., 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 diğ., 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 diğ., 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 diğ., 2016, Jain ve diğ., 2017, Lokriti ve diğ., 2013). Aşağıdaki bölümlerde, farklı hız kontrolörleri tartışılacaktır. Orantılı integral (PI), FLC ve self-tuning (kendini ayarlayan) kontrolörler incelenecektir.

3.8.1. Oransal İntegral (PI) Hız Kontrol Sistemi

Oransal İntegral (PI) Denetleyici, yüksek performanslı asenkron motor sürücüləri gibi çeşitli endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır (Tripathi ve diğ., 2017, Lim ve diğ., 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 aşımaya neden olabilen, oturma süresini artıran ve sistemi kararsız hale getiren birikme hatası yaratır (Zhang ve diğ., 2006, Espina ve diğ., 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 diğ., 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 diğ., 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 diğ., 2019). Bu tür bulanık uygulama, çeşitli endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır (El Daoudi ve diğ., 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 diğ., 2019).

Çıktı etkinliğini artırmak için çok daha doğru arama tablosuna ihtiyaç vardır. Ancak bu, büyük bellek kullanımı 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 çözünürlük, 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 uyarlanmasını sınırlamaktadır (Tarbosh ve diğ., 2020).

Bu nedenle bu araştırmada, bulanık mantık sistemde 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 diğ., 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 diğ., 2015). Bulanık mantığın uzman kişileri taklit etme yeteneği son derece yararlı olsa da kapsamlı deneme yanılma ihtiyacını ortadan kaldıracak uyarlama yeteneğinden yoksundur (Masood ve diğ., 2012).

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

ANFIS, bir dizi giriş-çıkış verisinden öğrenebilmesi ve insanların nasıl karar verdiğini 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 diğ., 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 parametrelili 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 parametrelili FLC, nominal şartlar için tasarlanmıştır ve farklı hızlarda optimum performans elde edilemeyebilir (Hameed ve diğ., 2008, Milotid ve diğ., 2004, Masiala, 2008). Tasarım noktası dışında çalıştırıldığında veya parametre değişikliğinde hızın davranışı 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 diğ., 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 uyarlama tekniğini içeren bir tür ST-FLC yöntemidir.

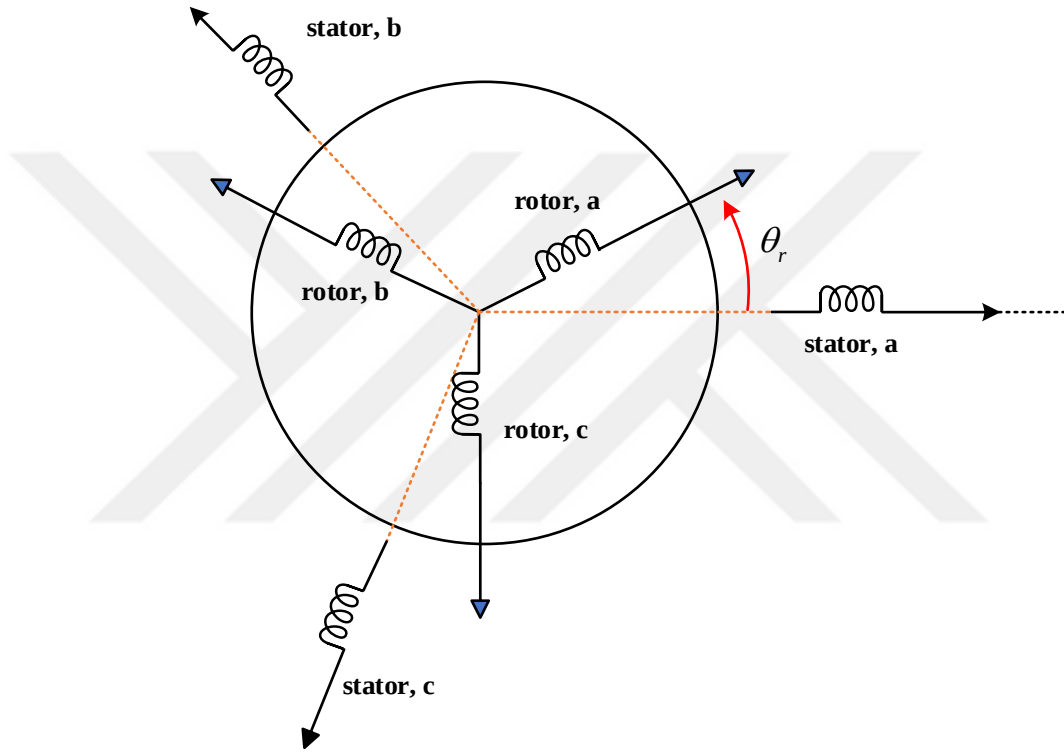
3.9. IM Sürücüsünün Modellenmesi ve Sistem Tasarımı

Etkili bir tahrik sistemine sahip olmak için uygun bir asenkron motor modeli elde etmek gerekir. IM'nin matematiksel modeli, gerçek tahrik sisteminin gerçek bir temsilini elde etmek için çok önemlidir. İndüksiyon motorlarda matematiksel model, d ve q eksenli 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 sargısı üç fazlı stator sargısına göre hareket eder.

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

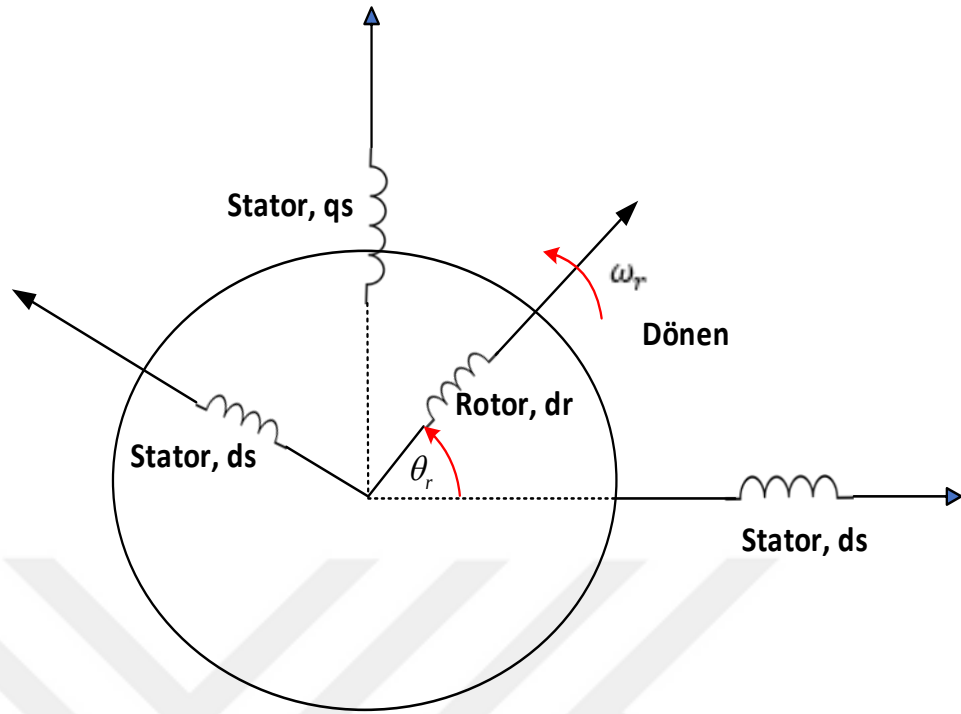
d_r and q_r rotor direkt ve karesel eksenine karşılık gelmektedir. Asenkron motorun dinamik modelini türetmek için aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır (Krishnan,2001).

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



Şekil 3.14. Üç 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., indüksiyon 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 akılar) herhangi birini hem sabit durum hem de geçici işlemler için geçerli olan uzayda dönen tek bir vektörle temsil etmenin bir yoludur.



Şekil 3.15. İki fazlı eşdeğer fazör diyagramı.

Genel olarak x_a , x_b ve x_c üç fazlı büyüklükler olmak üzere, üç fazlı sistemin uzay fazörü aşağıdaki gibi tanımlanır.

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

Burada; $2/3$ 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.

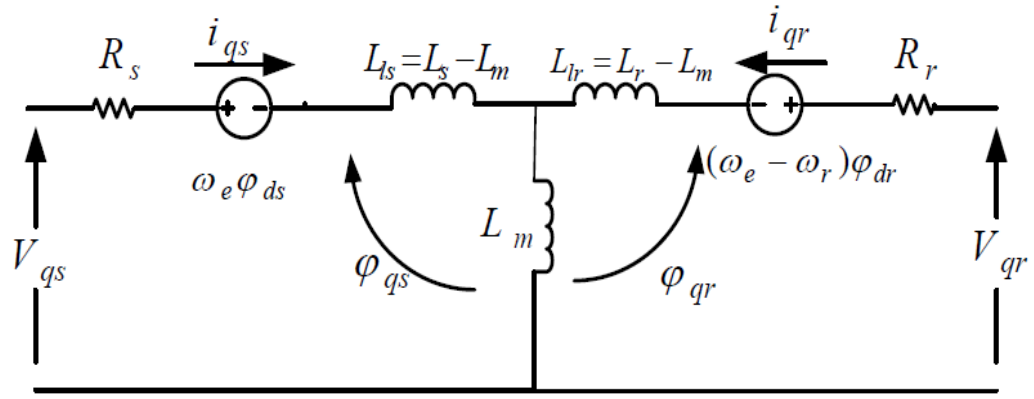
Akım vektörleri, voltaj veya akı vektörleri ile ve ayrıca rotor büyüklükleri ile ikame edilebilir. Dikdörtgen formda a ve a^2 sabiti aşağıdaki gibi ifade edilirse;

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

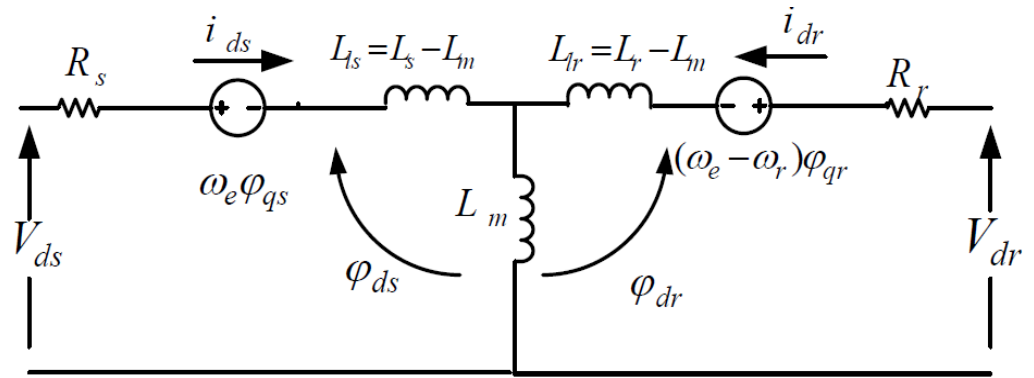
$$a^2 = e^{j240^\circ} = \cos 240^\circ + j \sin 240^\circ = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (3.3)$$

d-q eksenini açılarından, uzay fazörü ise denklem (3.4) ile ifade edilebilir.

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



(a)



(b)

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

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

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

IM için vektörel olarak senkron referans çerçevesinde, stator ve rotor gerilim denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

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

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

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

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

Akı denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

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

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

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

$$\varphi_{rd} = L_m I_{sd} + L_{lr} I_{rd} \quad (3.13)$$

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

Burada V_{sd} , $\bar{V}_{sq}$ statora uygulanan voltajlardır ve I_{sd} , I_{sq} , I_{rd} , I_{rq} karşılık gelen d ve q eksen stator akımı ve rotor akımlarıdır. φ_{sd} , φ_{sq} , φ_{rd} , φ_{rq} stator ve rotor akı bileşenidir. R_s ve R_r stator ve rotor dirençleridir. L_{ls} , L_{lr} sırasıyla stator ve rotor endüktanslarını belirtirken, L_m karşılıklı endüktanstır. Akı denklemleri 3.10, 3.11, 3.12 ve 3.13 ile birleştiren gerilim denklemleri, elektriksel geçici model olarak gerilim ve akım cinsinden matris biçiminde aşağıdaki gibi yazılabilir.

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

Burada ρ , Laplace operatörüdür. Sincap kafes motor gibi tek beslemeli bir makine için $V_{rd} = V_{rq} = 0$ olacaktır. Matris formundaki ω_r 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 çıkışı, tork referans bileşeni I_{qs}^* 'dir. 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.

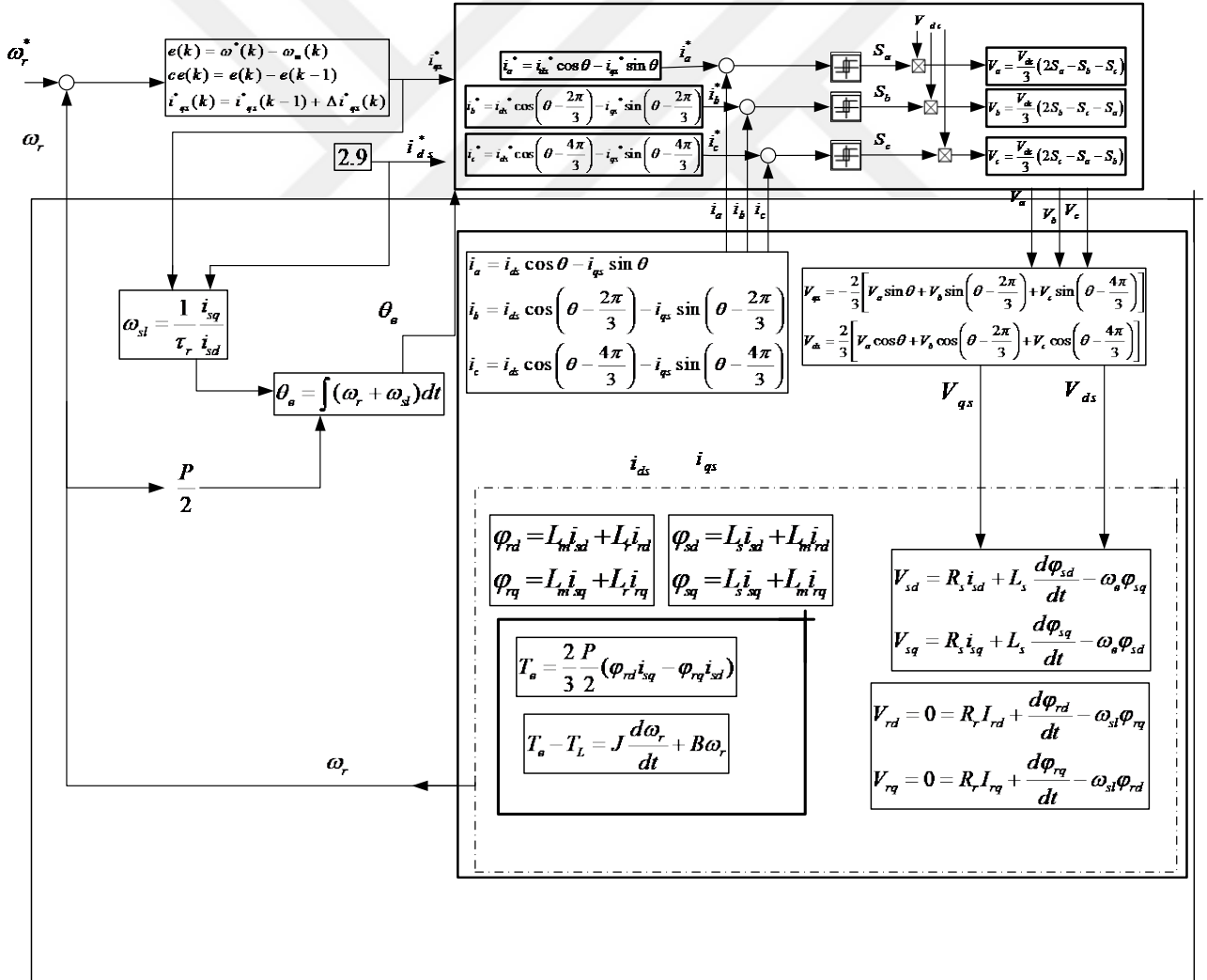
Karşılaştırma, üç fazlı VSI'yi kontrol etmek için bir anahtarlama sinyali üretir. İndüksiyon motoru herhangi bir referans hızda sürmek için VSI tarafından üç fazlı voltajlar (V_a, V_b, V_c) üretilir. Tahrik sistemine genel bir bakış özetle aşağıda sunulmuştur.

- (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. Eviricinin 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) karşılaştıran 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 çıkışı, makinenin hızını belirlemek için hesaplanır. Bu tork, makine matris denkleminde 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) Teta 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 dev/dak (RPM) cinsinden ölçülür. Aradaki farkın yüz ile çarpılıp senkron hıza bölünmesine kayma yüzdesi denir. Şekil 3.17, asenkron motor sürücülerinde için HCC inverter tarafından beslenen FOC'nin d-q matematiksel modelini sunar.



Şekil 3.17. Vektör kontrollü IM sürücüsünde hız kontrolü konfigürasyonu.

3.11. Dolaylı Alan Yönelimli Kontrol (IFOC)

IFOC yönteminde IM motor, dışarıdan uyarılmış dc motor gibi, armatür ve alan akımları tarafından kontrol edilen değişken olarak kabul edilen iki bileşen şeklinde kontrol edilir. FOC, üç fazlı zamanla değişmeyen ve hıza bağlı sistemin DC motor prensibine benzer şekilde iki koordinatlı (d-q), zamanla değişmeyen 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 denklem (3.17) ve (3.18) gibi ifade edilir. Alan yönelimli kontrol yöntemi kavramında tork ve akı, armatür ve alan sargıları dışarıdan uyarılmış bir doğru akım (DC) motoru gibi bağımsız büyükler olarak düşünülür.

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

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

Burada; $\varphi_{rq} = 0$ ve $\varphi_{rd} = \varphi_r$ için, yani rotor akısı d eksenine kilitlendiğinde, ifadeler aşağıdaki gibi verilir.

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

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

Burada; $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ ile rotor zaman sabitidir. Denkleme göre rotor akısının değeri φ_r , stator akısının doğrudan eksen akımı I_d tarafından sürülür. 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 dönüşümleri, FOC'de üç fazlı nicelikleri iki fazlı niceliklere dönüştürmek için kullanılır ve bunun tersi de geçerlidir. Clarke dönüşümü kullanılarak, iki ortogonal stator eksen I_α ve I_β akımları; I_a, I_b ve I_c üç fazlı akımlardan elde edilebilir. Park dönüşümü ise bu iki akımı (I_α, I_β), d ve 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.

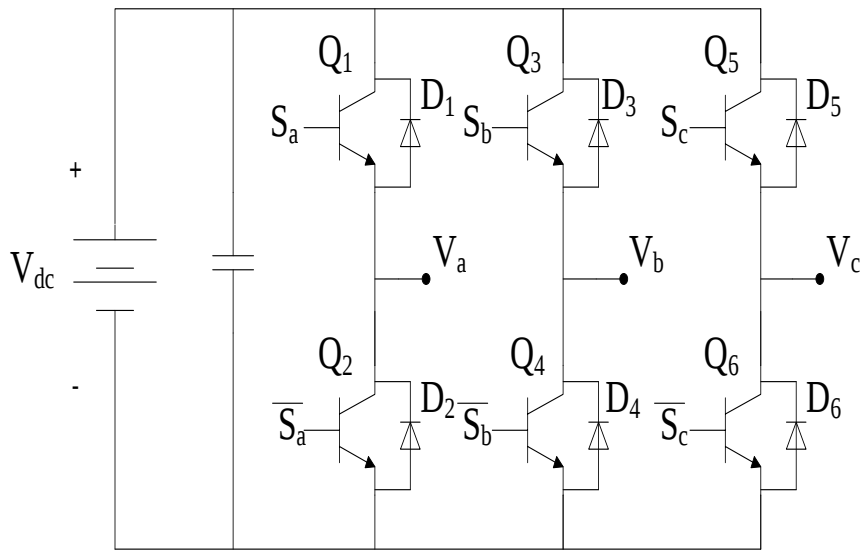
$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

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 İnvörtörü

Evirici devreler, bir DC voltaj beslemesini istenen büyüklük ve frekansta simetrik bir AC çıkış voltajına dönüştürür. Giriş DC gerilimi değiştirilerek değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. DC giriş gerilimi sabitse, çıkışın değişimi 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 İnvörtörü (VSI), bir DC kaynağını AC motoru besleyen değişken frekans ve büyüklükteki bir AC voltajına dönüştüren cihazdır. IM’da akım, motor stator akımı olarak karşımıza gelir. Histerezis akım kontrolörleri, invörtörün anahtar durumlarını kontrol eden darbeleri üretmek için kullanılır. Çıkış voltajı, 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 diyot ve bir DC bağlantı kondansatöründen oluşan üç fazlı VSI’yi göstermektedir. V_a , V_b ve V_c çıkış voltajları bir motorun stator sargılarına uygulanır. Çıkış, altı adet IGBT güç elemanı tarafından üretilmekte ve bunlar Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5 ve Q_6 olarak etiketlenmektedir. 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 invörtör faz ayağı bağımsız olarak çalıştırılır. Üç faz için 3 invörtör ayağının anahtarlama fonksiyonları S_a , S_b ve S_c olarak gösterilir.



Şekil 3.18. Üç fazlı Gerilim Kaynağı İnvörtörü.

Şekil 3.18’de görülen sistemde, alt ve üst anahtarlar hiçbir zaman birlikte devreye girmezler. Her bir ayak için anahtarlama fonksiyonunda, lojik "1" için üst anahtar "Açık" ve alt anahtar "Kapalı", lojik "0" için ise üst anahtar "Kapalı" ve alt anahtar "Açık" 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.

Anahtar Fonksiyonu	Durum	Açık	Kapalı	Anahtar Fonksiyonu	Durum	Açık	Kapalı
Sa	1	Q1	Q2	$\bar{S}_a$	0	Q1	Q2
	0	Q2	Q1		1	Q2	Q1
Sb	1	Q 3	Q 4	$\bar{S}_b$	0	Q 3	Q 4
	0	Q 4	Q 3		1	Q 4	Q 3
Sc	1	Q 5	Q 6	$\bar{S}_c$	0	Q 5	Q 6
	0	Q 6	Q 5		1	Q 6	Q 5

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 sıfıra eşit olduğu varsayılarak elde edilebilir. Faz gerilimleri hat gerilimleri cinsinden aşağıdaki gibidir.

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

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

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

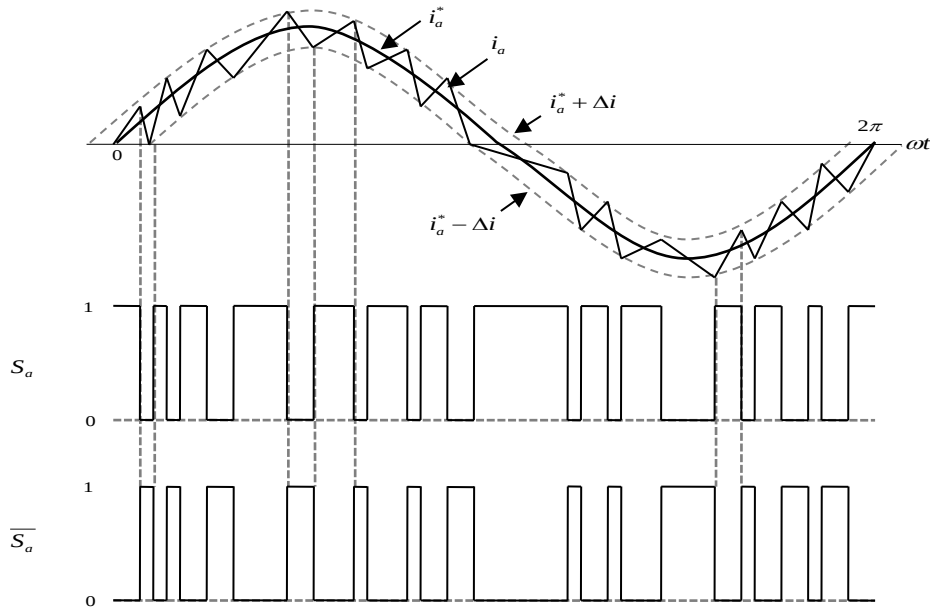
Denklem (3.26), (3.27) ve (3.28) denklem (3.29), (3.30) ve (3.31) de yerlerine yazılıp düzenlenirse, yükün faz-nötr gerilimleri aşağıdaki gibi elde edilir.

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

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

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

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 büyüklükte 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 gerektirir ve dalgalanmayı azaltır. Bununla birlikte, yüksek anahtarlama frekansı, evirici kayıplarının arttığı anlamına gelir ve güç yarı iletken aygıtının pratik sınırlamasıyla karşılaşılır. Bu nedenle, evirici anahtarlama frekansının aşılmasını 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 olarak seçilmiştir. Histerezis denetleyicisi, gerçek akım i_a 'nın HB içinde kalmasına izin verir. Inverterin ilk ayağının anahtarlama mantığı, Tablo 3.2'de tablo formatında sunulmuştur.

Tablo 3.2. Bir faz 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

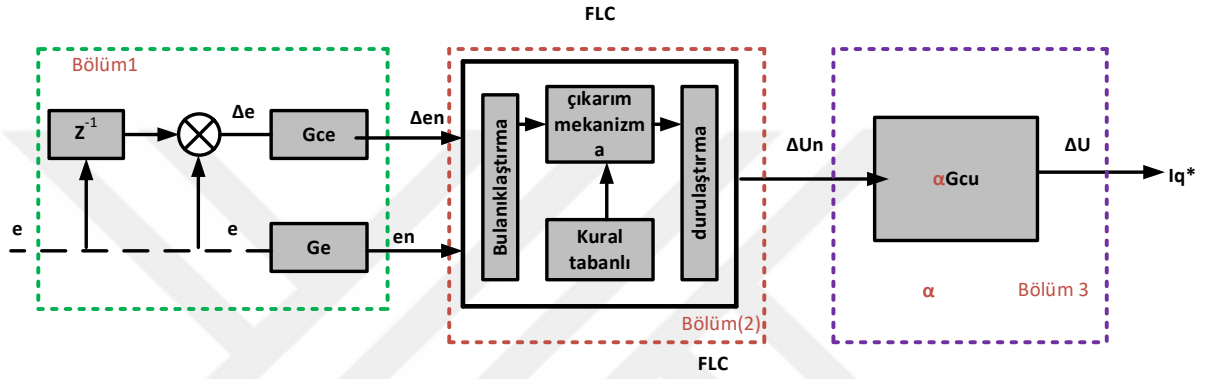
Bu araştırmanın temel amacı, genel olarak AC motor ve özel olarak IM sürücü performansını iyileştirebilen yeni bir basitleştirilmiş kural tabanlı bulanık mantık hız denetleyicisi (Simplified Rule based Fuzzy Logic Speed Controller, SR-FLSC) geliştirmektir. IM sürücü donanım uygulamasını pratik olarak gerçekleştirmek için, Bulanık denetleyicinin kural sayısını azaltmak amacıyla basitleştirilmiş bulanık kurallar yaklaşımları sunulmuştur. Bunun nedeni, araştırmanın amaçlarından biri olan, 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 sürücüleri 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. Çalışma ile ortaya konulan prosedürler 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.

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

4.2. Standart Sabit Parametrelili 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 parametrelili Mamdani tipi FLC blok diyagramı Şekil 4.1.'de gösterilmektedir.



Şekil 4.1. Sabit parametrelili FLC'nin blok diyagramı.

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

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

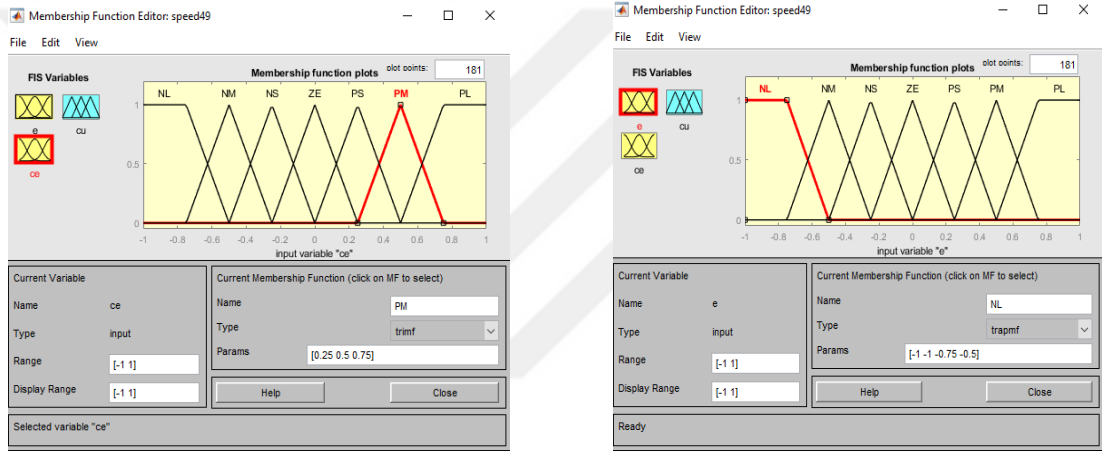
$$\Delta en(n) = G_{ce} \frac{(e(n) - e(n-1))}{T_{samp}} \quad (4.2)$$

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

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

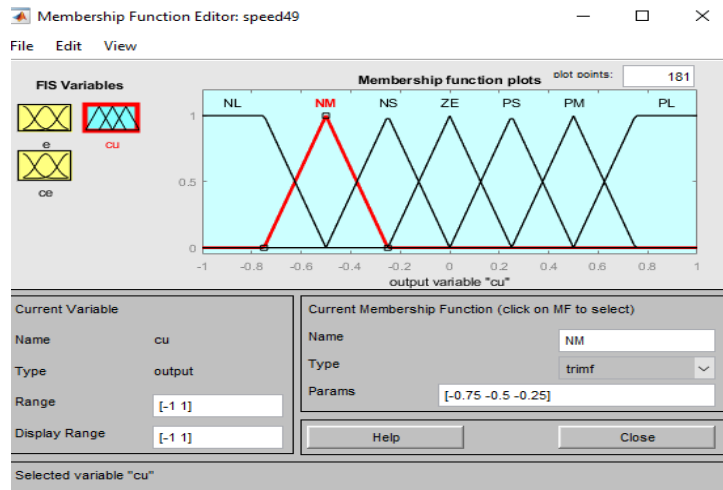
4.2.1. Üyelik Fonksiyonları (MF'ler)

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 birer 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.



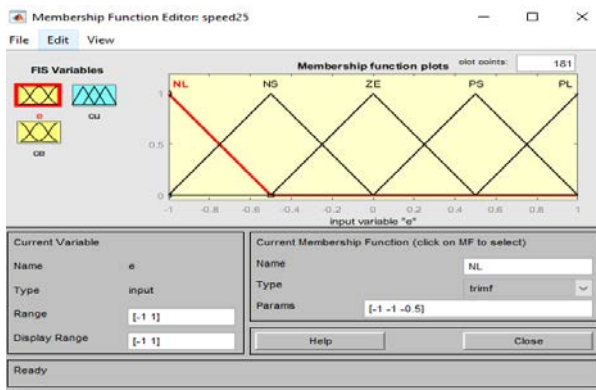
(a)

(b)



(c)

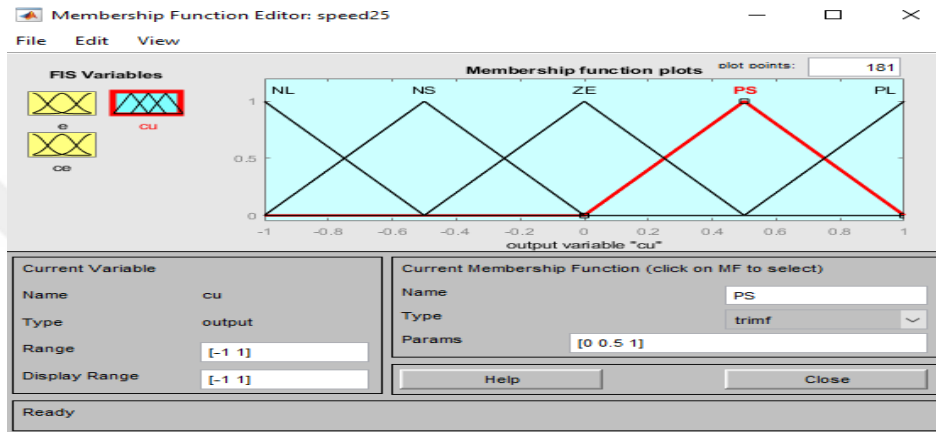
Şekil 4.2. MATLAB/SIMULINK'te 7x7 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.



(a)

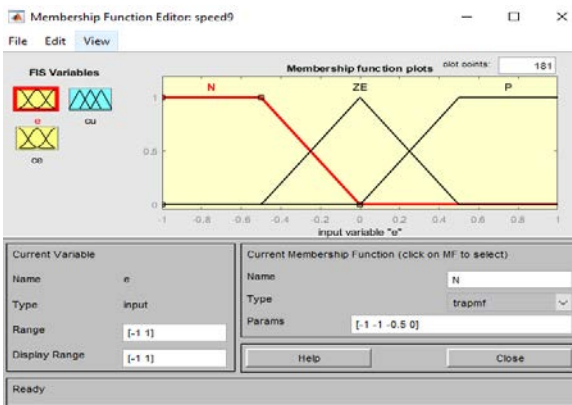


(b)

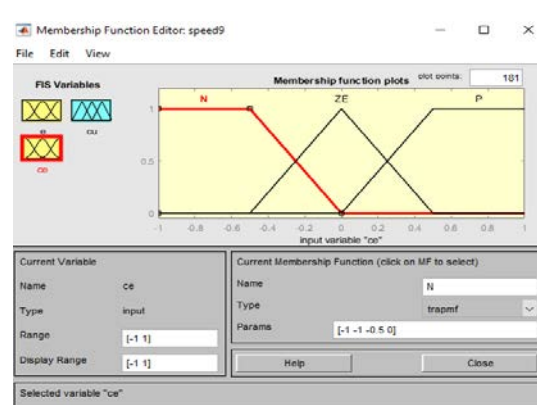


(c)

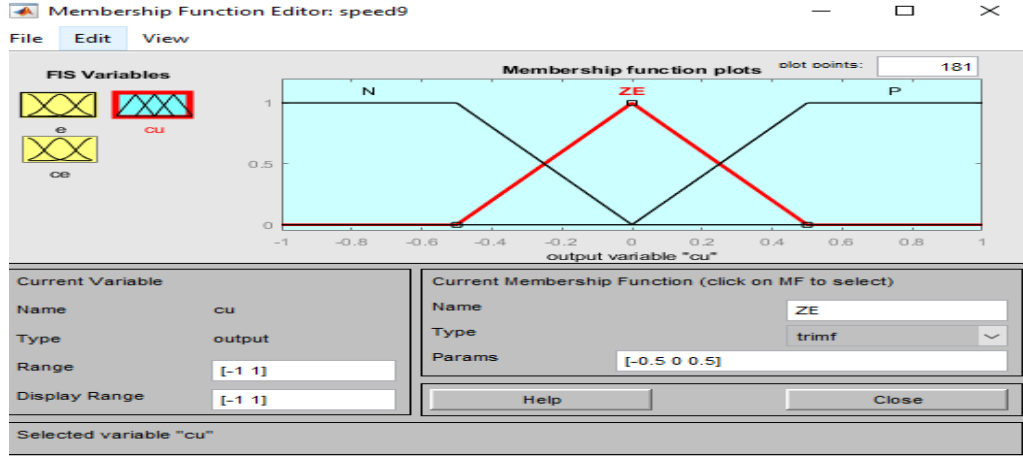
Şekil 4.3. MATLAB/SIMULINK'te 5x5 MF Tasarımı, (a) hata MF'si, (b) hata MF'sinin değişimi ve (c) bulanık MF çıktısı.



(a)

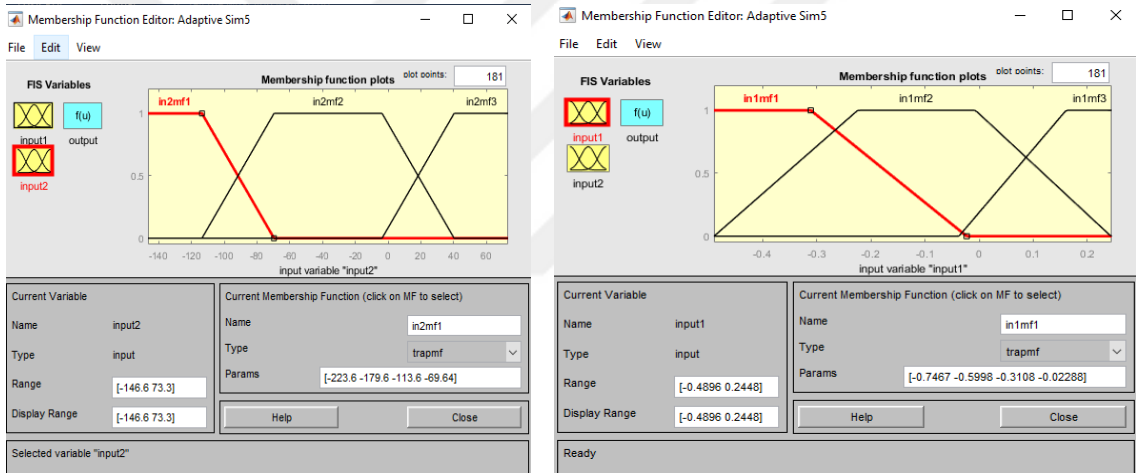


(b)



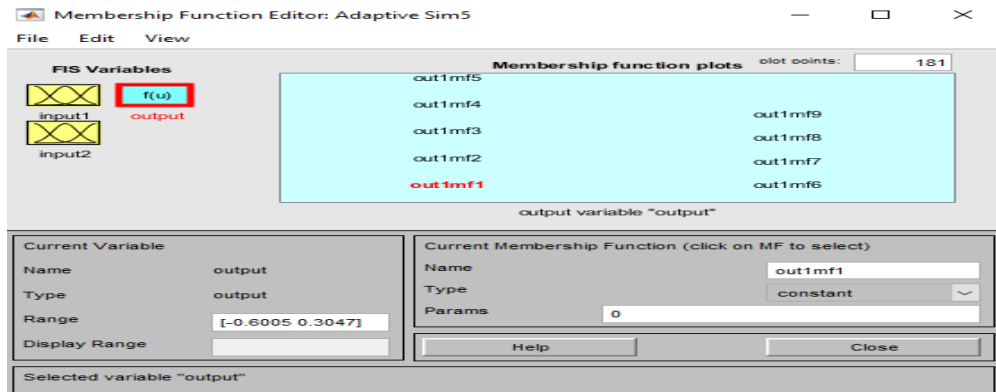
(c)

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)

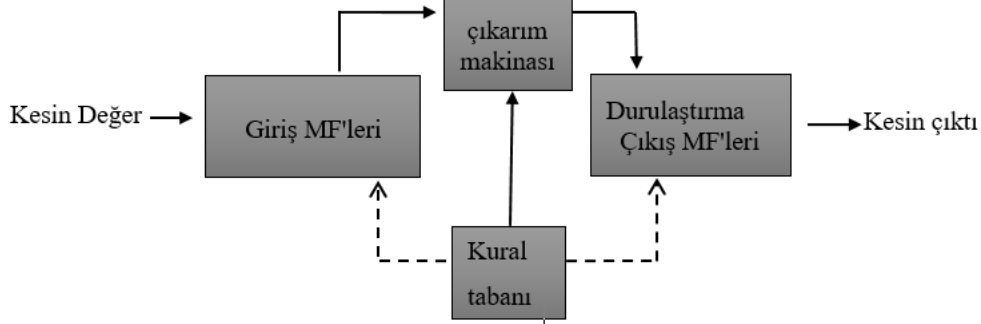


(c)

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 tasarım süreçlerini göstermek için, FLC'nin geri beslemeli hız denetleyicisi olduğu varsayılmıştır. Çoğu geri beslemeli kontrol sistemi, gerçek sistem çıktısı ile istenen referans çıktı arasındaki karşılaştırmanın ürettiği hata (e veya E) ile ilgilenir. Çoğu FLC sistemi için giriş değişkenleri, hata e ve hata değişim hızı 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 olarak (IF-THEN) şeklinde ifade edilebilir. FLC ile donatılmış kapalı çevrim sistemleri göz önünde bulundurarak, iki girdi (E , ΔE) ve bir çıktının (ΔU) bulanık kuralları şu şekilde ifade edilebilir:

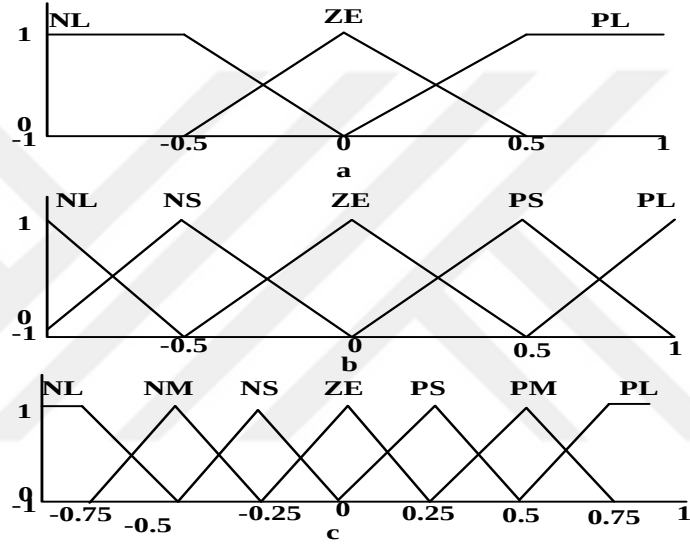
IF { E Büyük ve ΔE Küçük} THEN ΔU Orta'dır.

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.

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

Ek olarak, MF'lerin FLC çıktı değişkenleri, herhangi bir girdi değişkeninin en yüksek MF'lerine eşit olmalıdır (Angalaeswari ve diğ., 2017). Örneğin, UoD ± 1 'de tanımlanan 5 bulanık kümeyle sahip giriş hatası (E) ve UoD ± 1 'de tanımlanmış 3 bulanık kümeyle sahip hatanın değişimi (ΔE) girişlerine sahip FLC, çıkışı (ΔU) maksimum 15

bulanık kural (5x3) ile tanımlar, çıkış içinse $UoD \pm 1$ 'de tanımlanan 5 bulanık küme (MF) tanımlanır (Farah ve diğ., 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 tekniğe 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). (3x5)'lik bir giriş değişkeni MF'leri toplam 15 kuraldan yalnızca 9'u (Sambariya ve Prasad, 2017) ve (5x5) giriş MF'leri toplam 25 kuralın 11'i ile verilebilir (Yamakawa, 2015).



Şekil 4.7. iki giriş ve bir çıkış için tanımlanan MF'ler, Hata (E), hata değimi (ΔE) ve çıkış (ΔU).

FLC kuralları, sırasıyla Ebrahim H. Mamdani (Mamdani, 1977) ve Takagi & Sugeno (Chen ve diğ., 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 kendi 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 çalışanına bağlıdır (Sambariya ve Prasad, 2017).

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

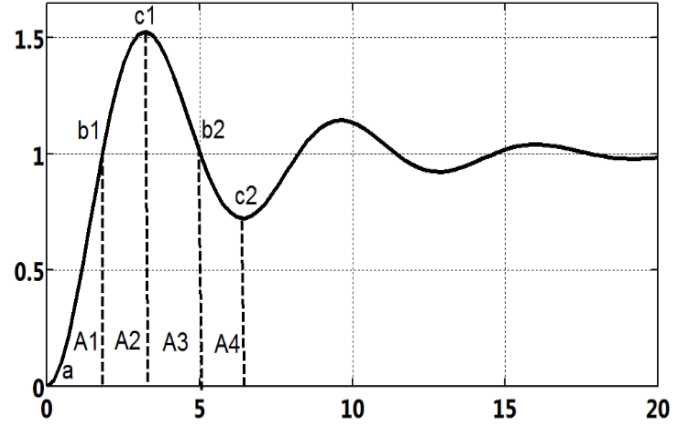
Bu araştırma, kontrollü sistemin genel basamak yanıtına dayalı FLC kural tabanını tasarlamak için sistemik bir yöntem önermektedir. Önerilen yöntem öncelikle, IM sürücüsünün genel adım yanıtı kullanılarak FLC hız kontrol sisteminin kural tabanının oluşturulabildiği IM sürücüleri için geçerlidir (Farah ve diğ., 2019). IM sürücü sistemi, IM adım yanıtının varsayılan özelliklerine dayanan ikinci dereceden bir transfer fonksiyonu ile temsil edilebilir (Masiala ve diğ., 2008). Dolayısıyla, bu ikinci dereceden transfer fonksiyonunun adım yanıtı, 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 transfer fonksiyonuyla temsil edilebilen herhangi bir sistem veya işleme uygulanabilir:

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

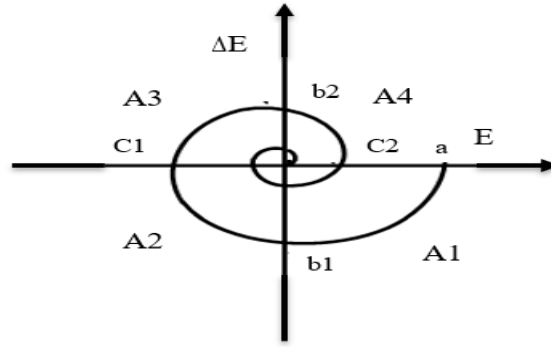
Burada ω_n doğal frekans ve ξ sönümlleme oranıdır. İkinci dereceden bir transfer fonksiyonu sisteminin genel adım yanıtı Şekil 4.8.(a)'da gösterilmektedir. Yanıt dört alana (A1-A4), iki geçiş noktasına (b1, b2) ve iki tepe-vadi noktasına (c1, c2) ayrılabilir. Yanıtı hataya (E) ve hatanın değişimine (ΔE)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

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

Şekil 4.8(b)'deki faz düzlemi yörünge 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 düzlemi 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	A3			b2	A4		
PM							
PS							
ZE	C1			ZE	C2		
NS	A2				A1		
NM							
NL							

Bu aşamada kural tabanı aşağıdaki kriterlere göre belirlenebilir (Li ve Gatland, 1995);

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

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

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

- (3x3), (5x5) ve (7x7) MF'ler için:

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

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

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

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

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* pozitifdir, 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* pozitifdir; bu nedenle, vadi 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:

$Kural_{42}$ $\text{İF}\{E \text{ is } PL \text{ ve } \Delta E \text{ is } PS\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is } PL$

$Kural_{43}$ $\text{İF}\{E \text{ is } PS \text{ ve } \Delta E \text{ is } PL\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is } PL$

$Kural_{44}$ $\text{İF}\{E \text{ is } PS \text{ ve } \Delta E \text{ is } PS\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is } PS$

3. Yalnızca (7x7) MF'ler için:

$Kural_{45}$ $\text{İF}\{E \text{ is } PL \text{ ve } \Delta E \text{ is } PM\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is } PL$

$Kural_{46}$ $\text{İF}\{E \text{ is } PM \text{ ve } \Delta E \text{ is } PL\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is } PL$

$Kural_{47}$ $\text{İF}\{E \text{ is } PM \text{ ve } \Delta E \text{ is } PM\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is } PL$

$Kural_{48}$ $\text{İF}\{E \text{ is } PM \text{ ve } \Delta E \text{ is } PS\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is } PL$

$Kural_{49}$ $\text{İF}\{E \text{ is } NS \text{ ve } \Delta E \text{ is } PM\} \text{ THEN } \Delta U \text{ is } PL$

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.

$\Delta E \backslash E$	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

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

Sistem basamak cevabından, sistem davranışı 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 ($b1, b2$) ve iki zirve-vadi noktasından ($c1, c2$) geçerek oluşturur. Ancak kurallar denge noktasına daha kısa yoldan gittiği için sistem kararlılığı artar. Kural rotasını kısaltmak, gerekli 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. (3×3) 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, (3×3) MF'ler için 5 kural dikkate alınırken, 4 kural göz ardı edilerek bulanık sistemin gerektirdiği çevrimiçi hesaplama azaltılır (Tablo 4.4).

Tablo 4.4. (3×3) MF'lerin basitleştirilmiş 5 kural.

$\Delta E \backslash E$	E	NL	ZE	PL	* basitleştirilmiş kural tabanı:
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
ZE		NL	ZE	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
NL		NL	NL	ZE	5. IF{ E is PL and ΔE is NL} THEN ΔU is NL

Benzer şekilde, (5×5) 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.

$\Delta E \backslash E$	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

* basitleştirilmiş kural tabanı:

1. *IF{E is NL and ΔE is ZE} THEN ΔU is NL*
2. *IF{E is NS and ΔE is ZE} THEN ΔU is NS*
3. *IF{E is ZE and ΔE is PS} THEN ΔU is PS*
4. *IF{E is ZE and ΔE is ZE} THEN ΔU is ZE*
5. *IF{E is ZE and ΔE is NS} THEN ΔU is NS*
6. *IF{E is PS and ΔE is ZE} THEN ΔU is PL*
7. *IF{E is PL and ΔE is ZE} THEN ΔU 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 yörüngesine 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) MF'nin basitleştirilmiş 9 kuralı.

$\Delta E \backslash E$	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

* basitleştirilmiş kural tabanı :

1. *IF{E is NL and ΔE is ZE} THEN ΔU is NL*
2. *IF{E is NM and ΔE is ZE} THEN ΔU is NM*
3. *IF{E is NS and ΔE is ZE} THEN ΔU is NS*
4. *IF{E is ZE and ΔE is PS} THEN ΔU is PS*
5. *IF{E is ZE and ΔE is ZE} THEN ΔU is ZE*
6. *IF{E is ZE and ΔE is NS} THEN ΔU is NS*
7. *IF{E is PS and ΔE is ZE} THEN ΔU is PS*
8. *IF{E is PM and ΔE is ZE} THEN ΔU is PM*
9. *IF{E is PL and ΔE is ZE} THEN ΔU is PL*

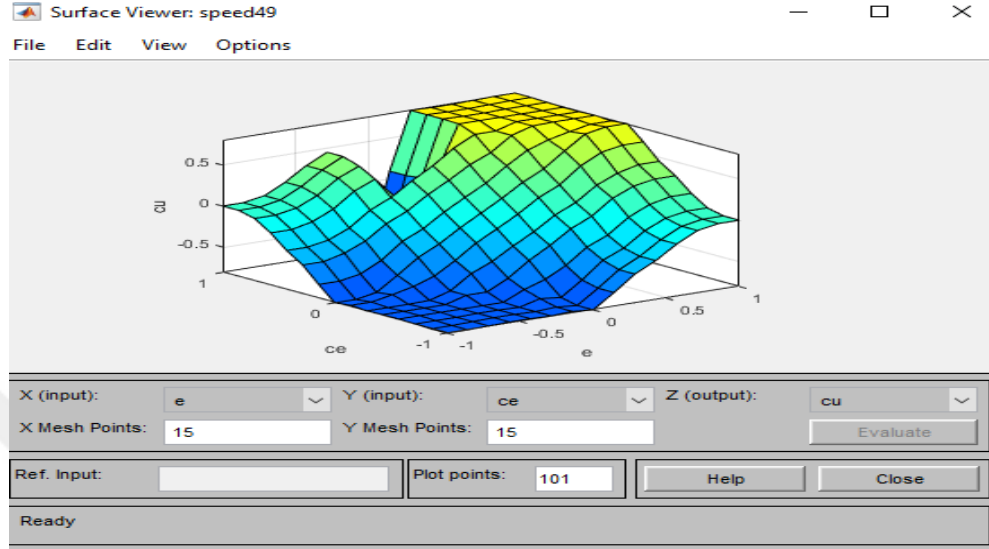
Bu yöntem, daha önce literatürde verilenlerden daha fazla sistematik bir yol sunmakta ve test edilen tüm MF'lerin kural sayısını önemli ölçüde azaltmaktadır, böylece hesaplama yükünde ve/veya donanım maliyetlerinde önemli bir artış olmaksızın yüksek çıktı doğruluğuna sahip FLC'nin uygulanmasına izin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

$$i_{sq}^*(n) = i_{sq}^*(n-1) + G_{cu} \left(\Delta i_{sq}^*(n) \right) \quad (4.10)$$

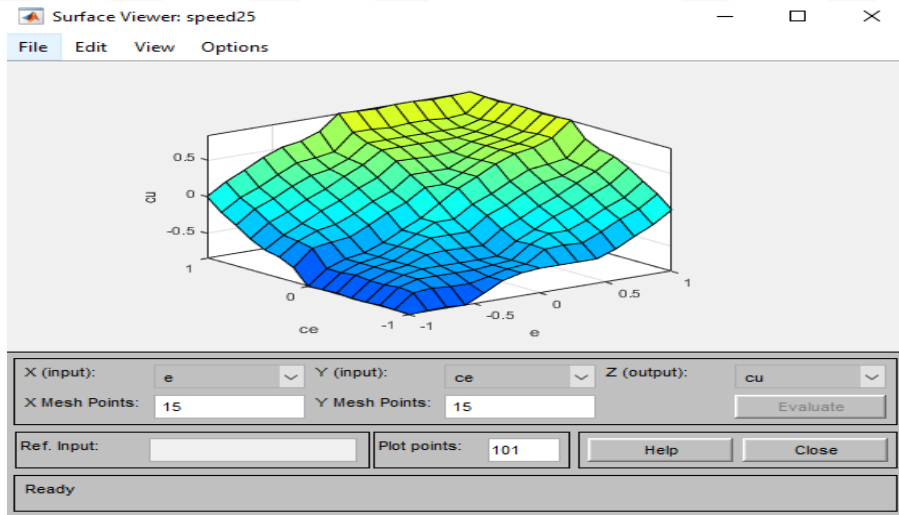
Faz düzlemi yörünge yöntemi, bulanık kuralları tasarlamak için popüler bir yöntemdir. Bu yaklaşım, sistemin genel dinamik performansını bulanık bilgi tabanı ile ilişkilendirmek için basit ve sistemik bir yöntem sağlar.

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

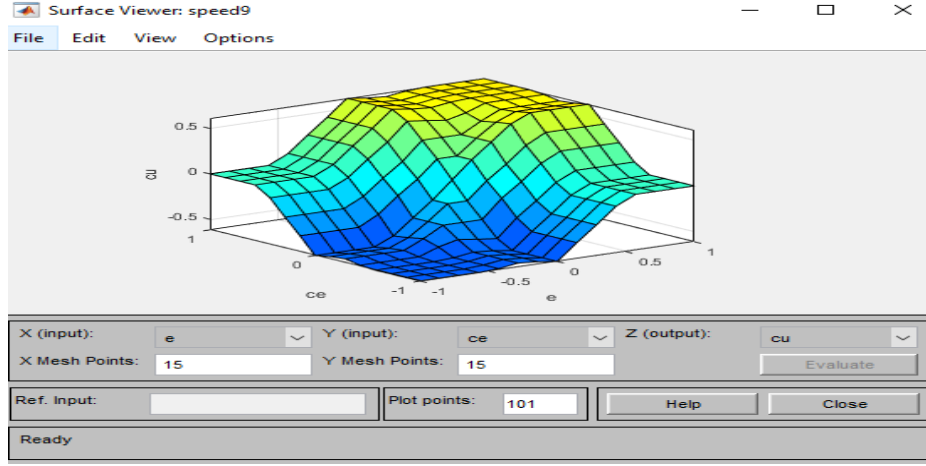
4.10, 4.11, 4.12, 4.13, 4.14, 4.15 ve 4.16 sırasıyla 9, 25 ve 49 kurallı bir FLC'nin 3 boyutlu yüzey görüntüleyicisini ve kural görüntüleyicisini göstermektedir.



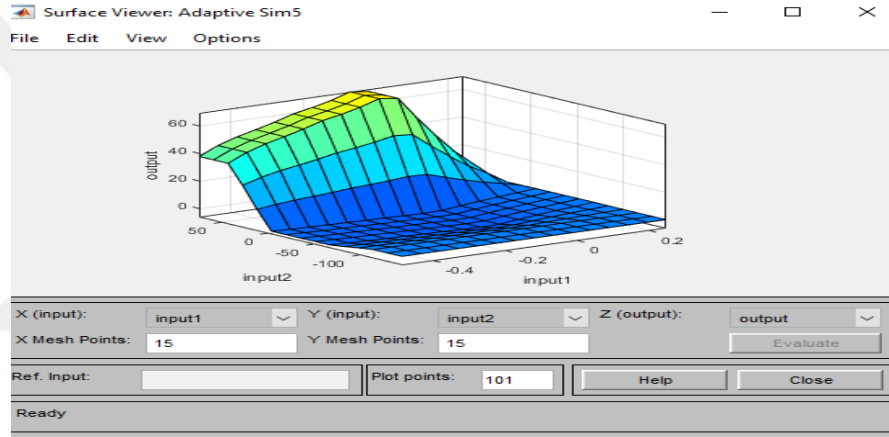
Şekil 4.9. 49 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.



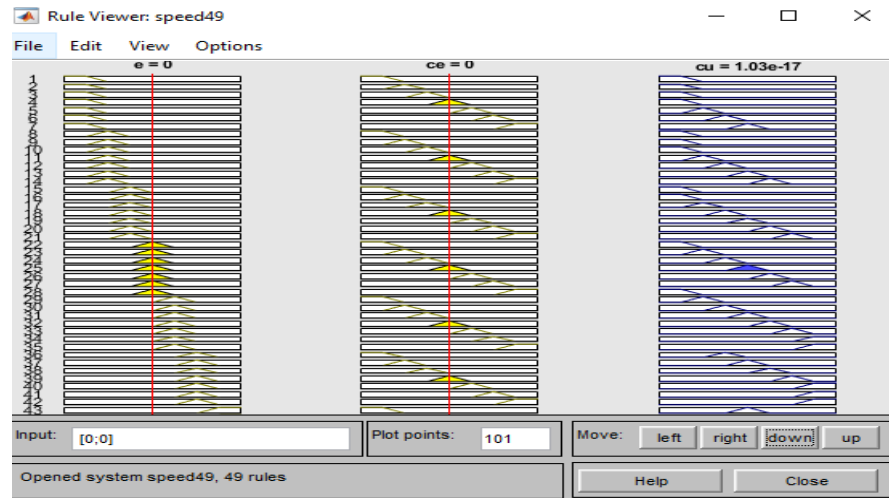
Şekil 4.10. 25 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.



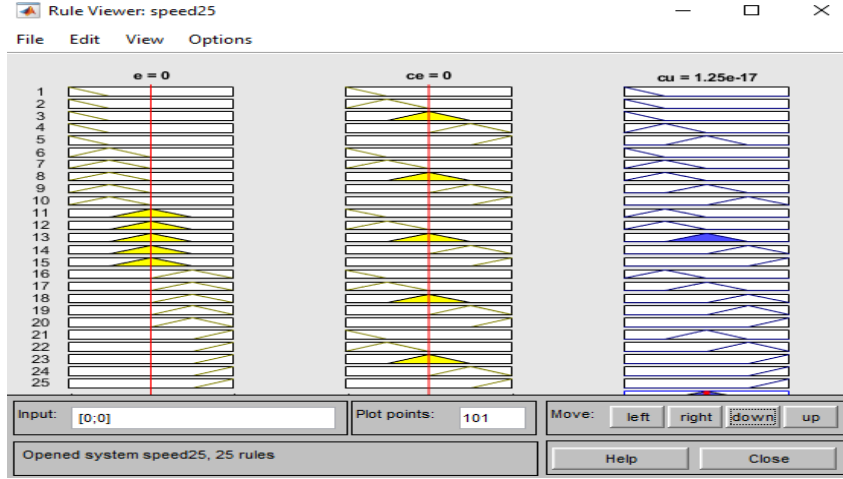
Şekil 4.11. 9 kurallı FLC'nin 3B yüzey görüntüleyicisi.



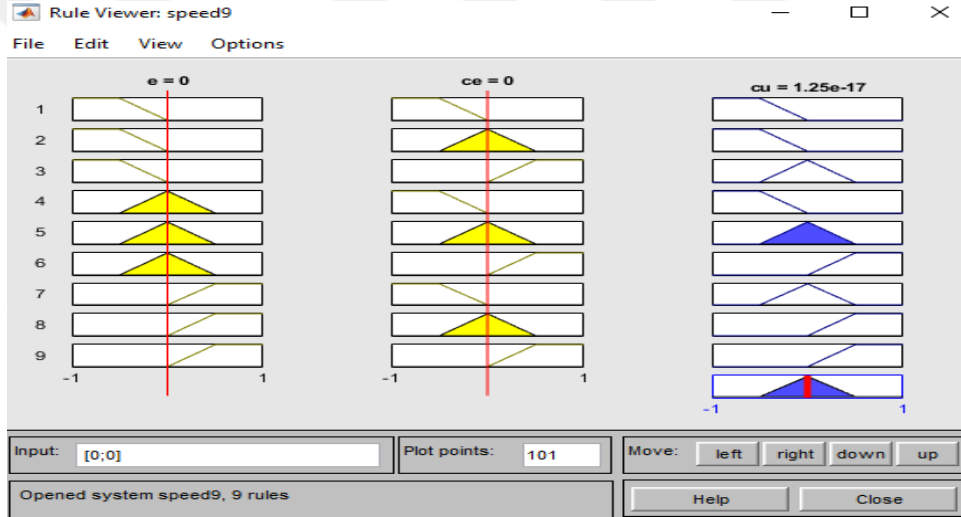
Şekil 4.12. 9 kural ANFIS denetleyicisinin 3B yüzey görüntüleyicisi.



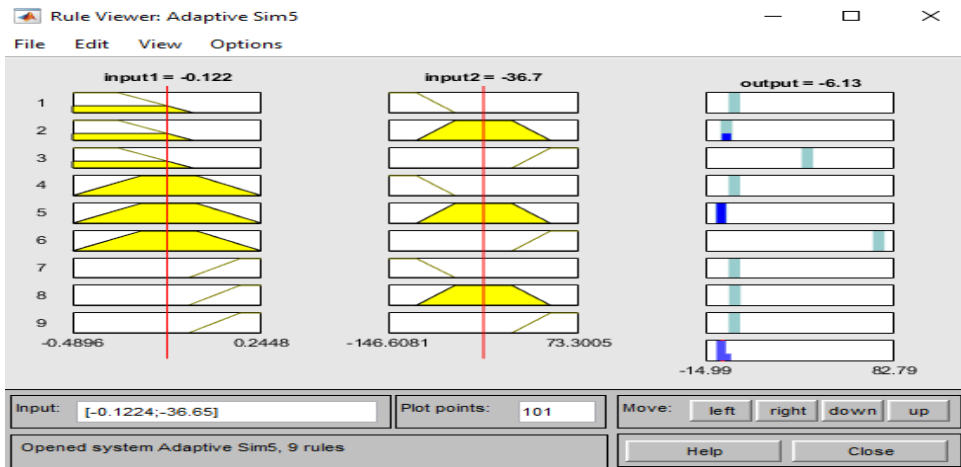
Şekil 4.13. 49 kural FLC'nin kural görünümü.



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.

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

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 (motor parametreleri Ek-A'da gösterilmiştir), bu durumda hız hatasının giriş ölçekleme faktörü denklem 4.11 kullanılarak aşağıdaki gibi 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, G_{ce} hız hatası değişimi için ölçeklendirme faktörünü hesaplamak için kullanılabilir. Maksimum tork, aşağıdaki denklem kullanılarak ifade edilebilir:

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

Burada $i_{sq}^{\max}$, maksimum tork akımı bileşenidir ve $i_{sd}^{\max}$, yüksüz çalışmada referans akı akım bileşenidir. Maksimum tork akımının nominal akımın iki katı olması beklendiğinden, bu durumda denklem (4.13) kullanılarak maksimum tork aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

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

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

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

Burada T_{st} , enkoder örnekleme süresine göre sistem örnekleme süresidir, J toplam motor ataletidir ve p , motor kutuplarının sayısıdır. $\Delta\omega_{max}$, denklem 4.17'yi aşağıdaki gibi yeniden düzenleyerek elde edilir.

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

Buradan, 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 parametrelili FLC uygulamasında, gerçekleştirilen simülasyonlarda yukarıda elde edilen giriş ölçekleme faktörleri ve çıkış ölçekleme faktörü olarak da $G_{cu}=1$ olarak alınmıştır. ST-FLC için ölçeklendirme faktörleri, zamanla sistem tarafından kendiliğinden ayarlanmaktadır. Yapılan uygulamalarda, FLC ve ST-FLC ölçeklendirme faktörlerinin sürücü performansı üzerinde büyük etkileri olduğu görülmektedir.

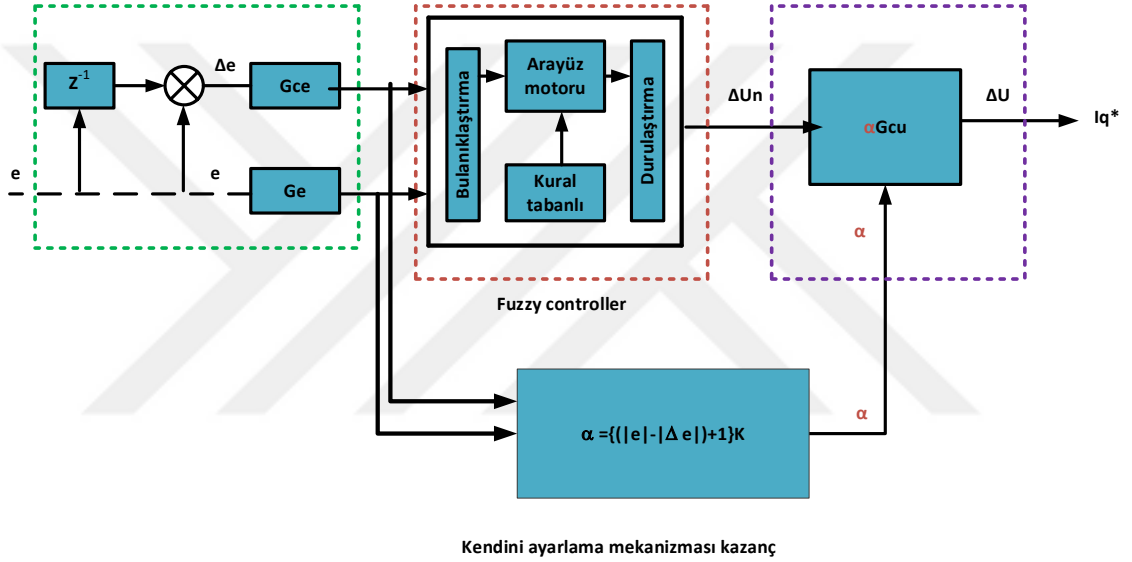
4.3. Kendi Kendini Ayarlayan ST-FLC

Sabit parametrelere sahip geleneksel FLC, genel sistem performansı üzerinde büyük etkisi olan üç farklı parametre grubuna sahiptir. Bunlar; ölçekleme faktörleri, MF'ler ve bulanık kurallardır. Sistem performansı tamamen bu parametrelerin uygun şekilde ayarlanmasına 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 kesintiye uğradığında, performans düşer. Bu sorunların üstesinden gelmek için, bulanık parametreleri herhangi bir sistem değişikliğine göre çevrimiçi olarak ayarlamak için kendi kendini ayarlama (ST) yaklaşımları uygulanır. ST-FLC, ana FLC'yi otomatik olarak ayarlayabilmektedir (Fang ve ark., 2008, Uddin ve ark., 2002; Masiala, 2008).

Ölçekleme 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 hatası e ve hız hata değişimi Δe 'deki değişikliklere yanıt olarak, çıkış ölçekleme

Faktörünün (G_{cu}) çevrimiçi olarak ayarlanmasına dayanır. Şekil 4.17, önerilen ST- FLC blok diyagramını göstermektedir.

Kendi kendini ayarlayan ST-FLC sisteminde, çıkış ölçekleme 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 ölçekleme faktörü otomatik olarak güncellenmektedir. ST-FLC, FLC girişleri (e , Δe) ile FLC çıkışı ölçekleme faktörü (Şekil 4.17.) arasındaki ilişkiye dayanan basit bir matematiksel bağıntı olarak tanımlanmıştır. Çıkış ölçekleme faktörünün güncelleme kazancı α dikkate alındığında, bulanık denetleyici çıkışı (Δu) aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

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

Burada, Δu bulanık denetleyici çıkışı değişim değeri, G_{cu} FLC çıkışı için ölçekleme katsayısı, α çıkış ölçekleme katsayısı 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 hata (e) ile hız hata değişimi (Δe) ve FLC çıkış ölçekleme faktörü arasındaki ilişkinin davranışsal yönlerine ilişkin bilgilere dayalı olarak α kazancının araştırılması gerekir. Bunun için aşağıdaki gibi bir analiz yapılabilir;

- i. Sürücü sistemi geçici yanıtı: Hız hatası (e) büyük (pozitif veya negatif) olduğunda ve hız hatası değişimi (Δe) sıfır olduğunda, FLC çıkış ölçekleme faktörü kazancı α , daha hızlı yükselme süresi (Tr) sağlamak için çok büyük olmalıdır.
- ii. Tahrik 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 ölçekleme faktörü 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 çıkış ölçekleme faktörü kazancı α 'nın orta değerlerde olması gerekir, böylece sürücü sisteminin sabit durumunun kararlılığı korunur.

Bu ilişkilere dayanarak, FLC çıkış ölçekleme faktörü kazancı α aşağıdaki gibi matematiksel biçimde ifade edilebilir.

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

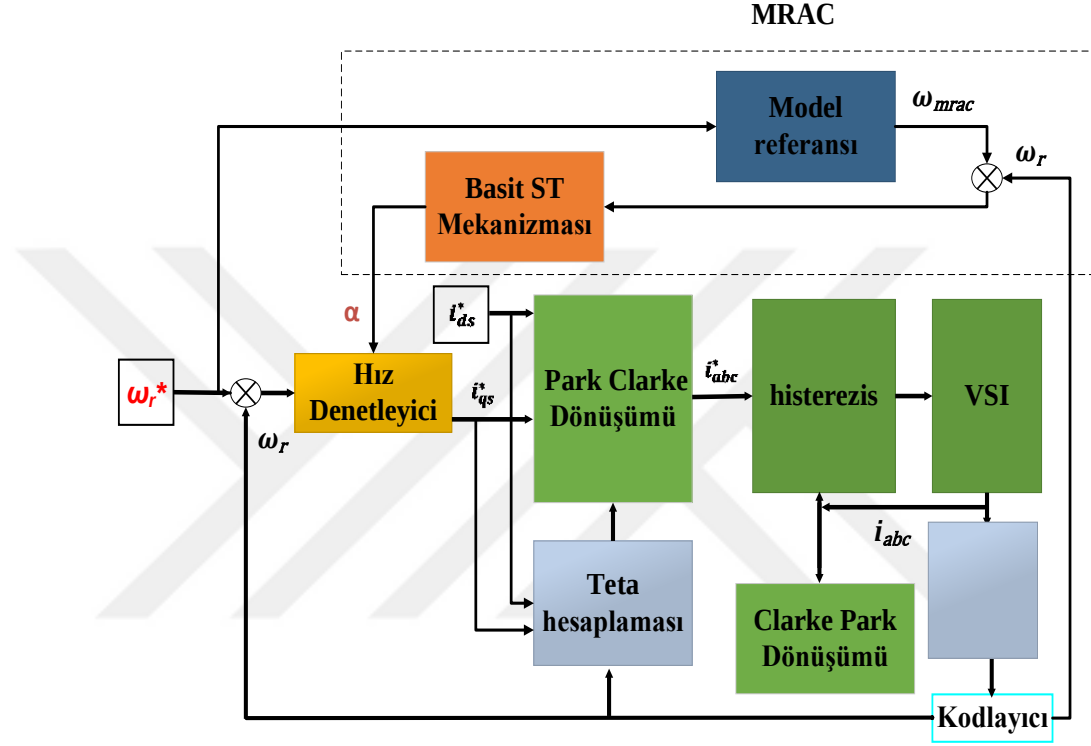
Burada; $|e|$ hız hatasının mutlak değeri, $|\Delta e|$ hız hatası değişiminin mutlak değeri ve K ise α üzerinde gerekli değişimi yapmak için kullanılan bir sabittir. e ve Δe 'nin her ikisinin de sıfır olması durumunda α 'nın orta değerini sağlamak için 1 terimi kullanılır. K değeri, birkaç ayarlama işlemine 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 Adaptif FLC

FLC kontrol sistemlerinde, referans hız 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.

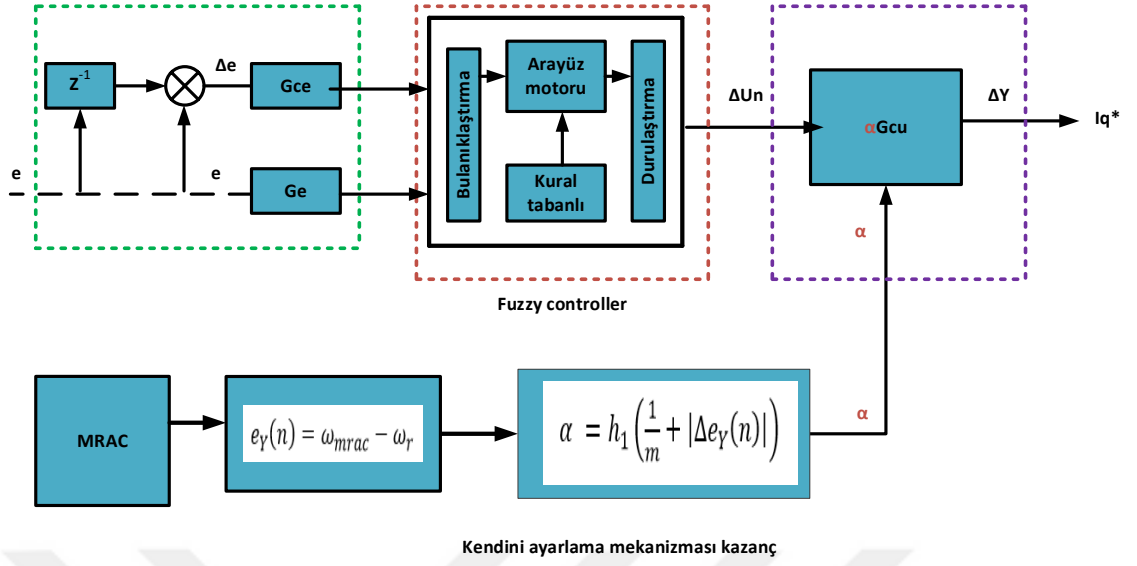
MRAC, sistemi referansı takip etmeye ve herhangi bir sistem değişikliğini parametre değişimlerine ve bozulmalara yanıt olarak uyarlamaya zorlar. Önerilen ST-MRAC'ın konfigürasyonu Şekil 4.18.'de gösterilmiştir.



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 parametrelili FLC ile aynıdır. Burada, FLC parametreleri MRAC sayesinde parametrelerini sürekli güncelleyebilmektedir.

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 ayarlayıcıda 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 katsayısı sıfırdan büyük yani $\alpha > 0$ olmalıdır.

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

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

$$\Delta U(output) = (Gcu) \times (\alpha) \quad (4.25)$$

Burada; $e_Y(n)$, MRAC'ın hata çıkışını, (n) şimdiki ve $(n - 1)$ bir önceki sistem 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 kullanılmıştır. Ayrıca, i_{qs}^* ana FLC'nin çıktısıdır. İfadede çok küçük kazanç oluşması halinde, kararlı durumda çalışma sırasında salınım 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, sürücünden 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 davranışı, ikinci dereceden bir transfer fonksiyonu ile kabaca temsil edilebilir (Febin Daya ve arak., 2013). Bundan dolayı, referans model denklem (4.26)'da 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 sönümsüz salınım frekansı olan doğal frekanstır. ξ sönümleme oranıdır. Sönüm oranı, bir sistemdeki salınımların bir bozulmadan sonra nasıl azaldığını açıklayan boyutsuz bir ölçüdür. 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), T_s yerleşme süresi, ξ sönümleme oranı ve ω_n doğal frekans arasındaki ilişkiyi verir. Sönüm oranının değeri (ξ) denklem 4.28 kullanılarak elde edilebilir. İfadede görülen OS, salınımda oluşan aşma değeridir. Denklem 4.28 kullanılarak, OS%=0.000213 için $\xi = 0.9723$ olarak hesaplanır.

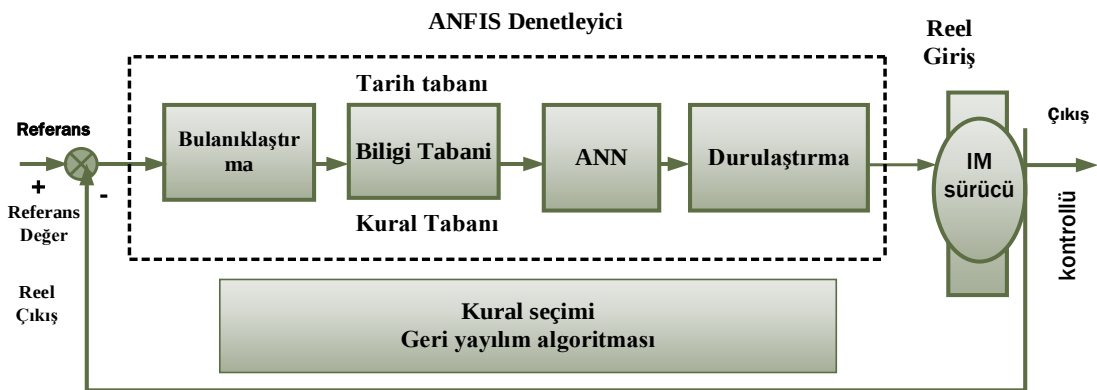
$$\xi = \frac{-\ln\left(\%OS_{100}\right)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2\left(\%OS_{100}\right)}} \quad (4.28)$$

Yerleşme zamanı örneğin $T_s = 0.1453s$ ise, denklem (4.27) kullanılarak $\omega_n = 28.284$ 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.

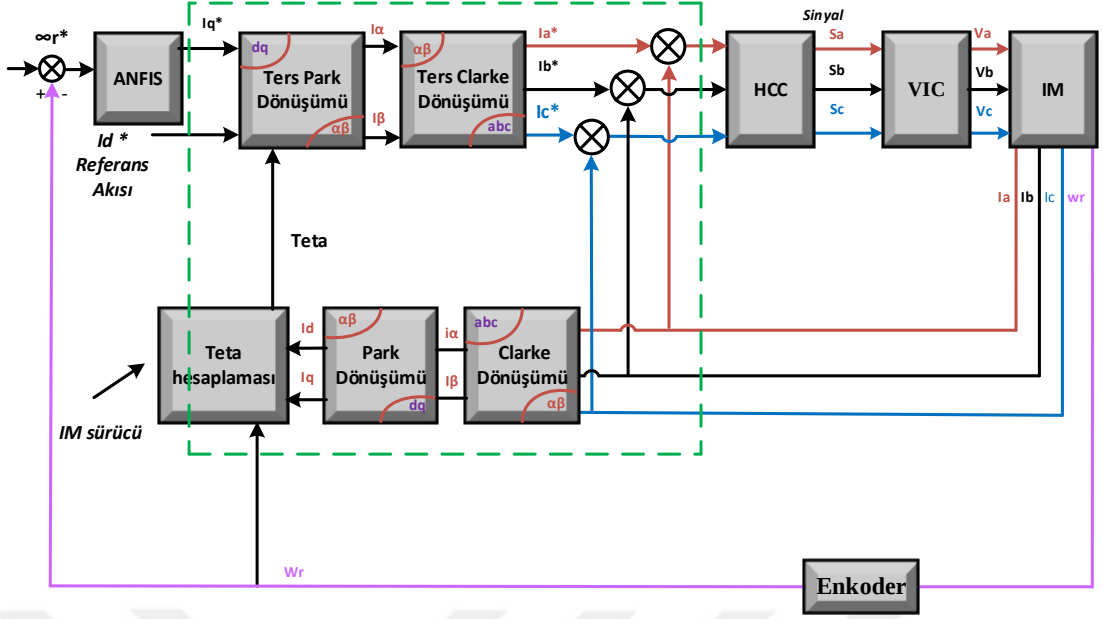
$$G(s) = \frac{800}{s^2 + 55s + 800} \quad (4.29)$$

4.5. ANFIS Denetleyici Tasarımı

Uyarlanabilir Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS), bir tür derin öğrenme algoritmasıdır. ANFIS, uyarlanabilir kontrol tekniği, 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 olanağı sağlar. ANFIS denetleyicisi, Sugeno tipi Fuzzy ile aynı tasarıma sahiptir, bu nedenle çıkışı sabit veya doğrusal olacaktır. ANFIS, öngörülen girdi-çıkı 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.



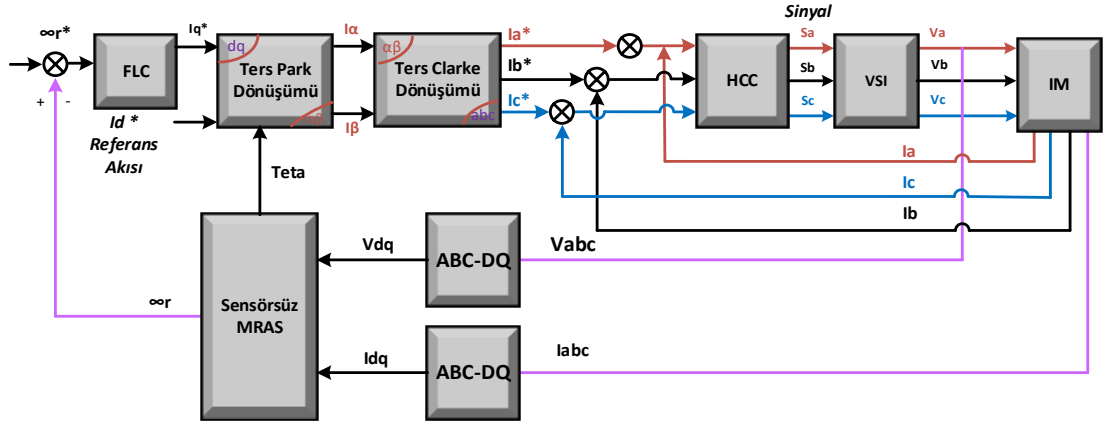
Şekil 4.21. IM sürücüsünün IFOC'si için önerilen ANFIS denetleyicisi.

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 yapısı oluşturulmalıdır.
- 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 tasarlayanın 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 aşağıda Şekil 4.22 gibi elde edilmiştir. ANFIS, beş işlevsel bloktan (kural tabanı,

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. İndüksiyon Motorun MRAS Tabanlı Sensörsüz Kontrolü.

4.6.1. Hız Sensörsüz Kontrol

Bu bölümde, önerilen sensörsüz yöntemin tasarımı 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; sensör ile ölçüm yapmadan makina değişkenlerini dolaylı olarak tahmin etme yeteneğidir. Mevcut sensörsüz tekniklerin ana sorunları, düşük ve sıfır hızlı çalışmada yanlış tahmin, sistem kararsızlığı ve karmaşıklığıdır. Sensörsüz kontrol tekniklerin çoğu, makine hızını ve/veya akıyı tahmin etmeye odaklanır. Bu bölümde, indüksiyon motor hızını ve elektrik açısını tahmin etmek için sensörsüz MRAS yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem, rotor akısının 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.

$$v_s = R_s i_s + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \times \frac{d}{dt} i_s + \frac{L_m}{L_r} \times \frac{d}{dt} \varphi_r \quad (4.30)$$

Bu ifadeden çözüm için $\frac{d}{dt} \psi_r$ çekilirse;

$$\frac{d}{dt} \varphi_r = \frac{L_r}{m} (v_s - R_s i_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \times \frac{d}{dt} i_s) \quad (4.31)$$

ifadesi referans rotor akısı modelini elde etmek için kullanılacaktır. Ek olarak, (4.30) ve (4.31) denklemleri aşağıdaki gibi yeniden düzenlenerek uyarlamalı akı modeli elde edilebilir.

$$\frac{d}{dt} \widetilde{\varphi}_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \widetilde{\varphi}_{rd} - \widetilde{\omega}_r \varphi_{rq} \quad (4.32)$$

$$\frac{d}{dt} \widetilde{\varphi}_{rq} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - \frac{1}{\tau_r} \widetilde{\varphi}_{rq} + \widetilde{\omega}_r \varphi_{rd} \quad (4.33)$$

Sensörsüz kontrol için hız hatası aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$e_\omega = \varphi_{rq} \widetilde{\varphi}_{rd} - \varphi_{rd} \widetilde{\varphi}_{rq} \quad (4.34)$$

PI denetleyici kullanılarak, rotor hızı aşağıdaki gibi tahmin edilebilir.

$$\widetilde{\omega}_r = e_\omega \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (4.35)$$

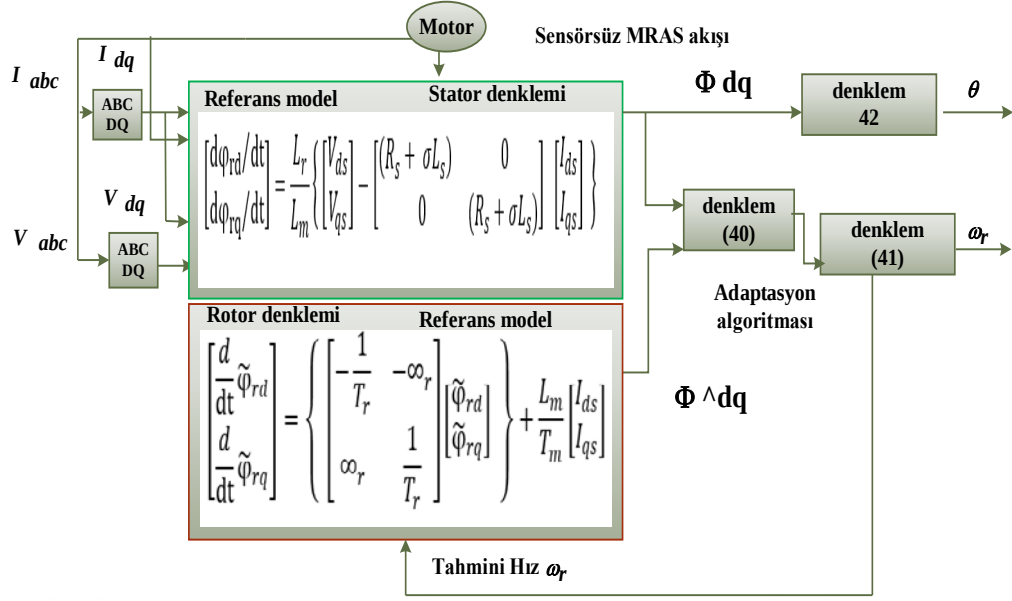
Buradaki K_i ve K_p , PID denetleyici kazançlarıdır. Ayrıca, elektrik açısı θ , rotor akısı değerleri kullanılarak sensörsüz teknikte denklem (4,36)'deki gibi tahmin edilebilir.

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\varphi_{rd}}{\varphi_{rq}} \right) \quad (4.36)$$

Genel IFOC tabanlı sensörsüz MRAS akı modeli Şekil 4.24'te 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.

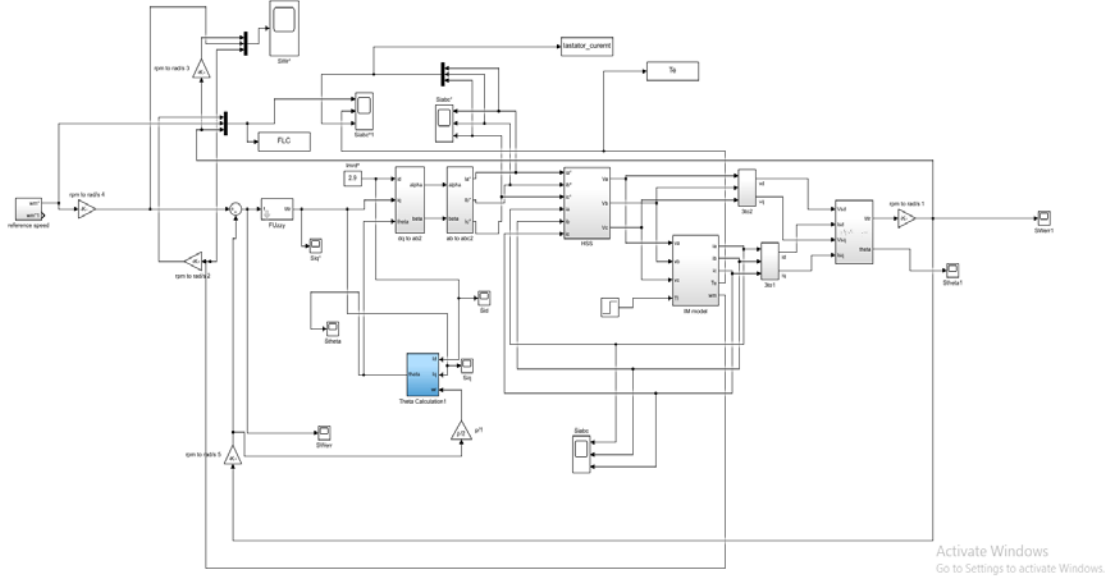


Şekil 4.24. Önerilen sensörsüz-MRAS-akı yöntemi.

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-C'de 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'da verilmektedir. 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.



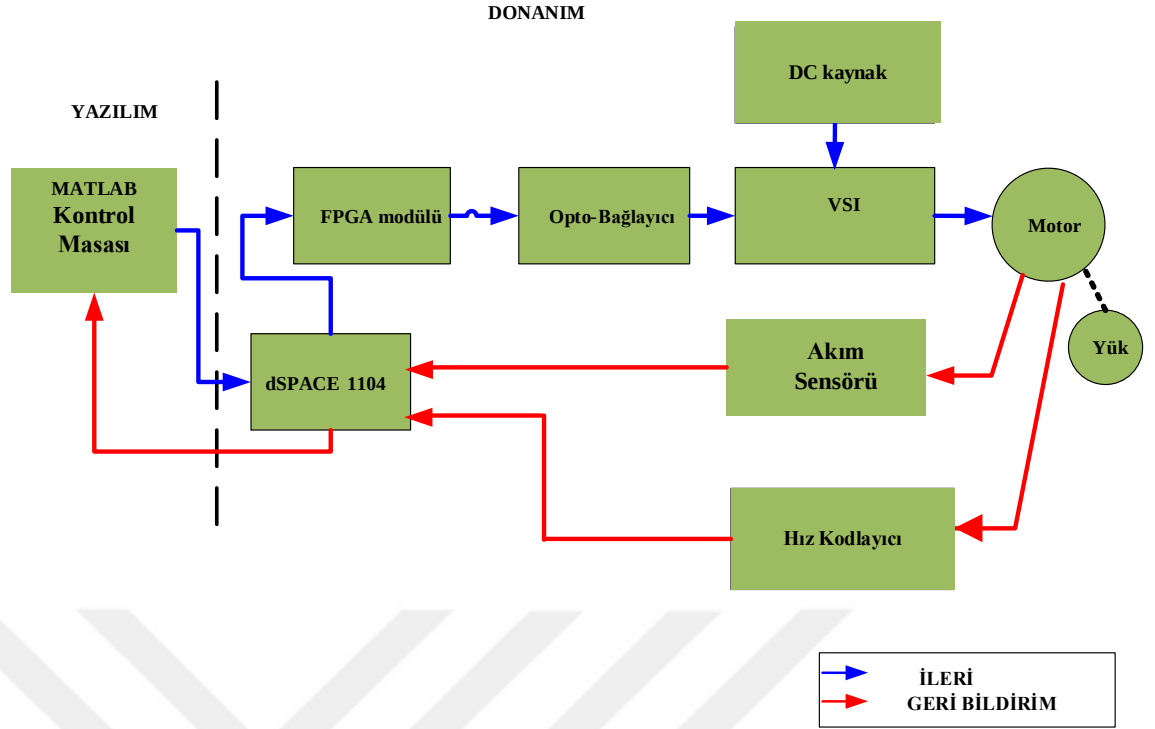
(c)

Şekil 4.25. IM sürücü sisteminin MATLAB/SIMULINK modeli.

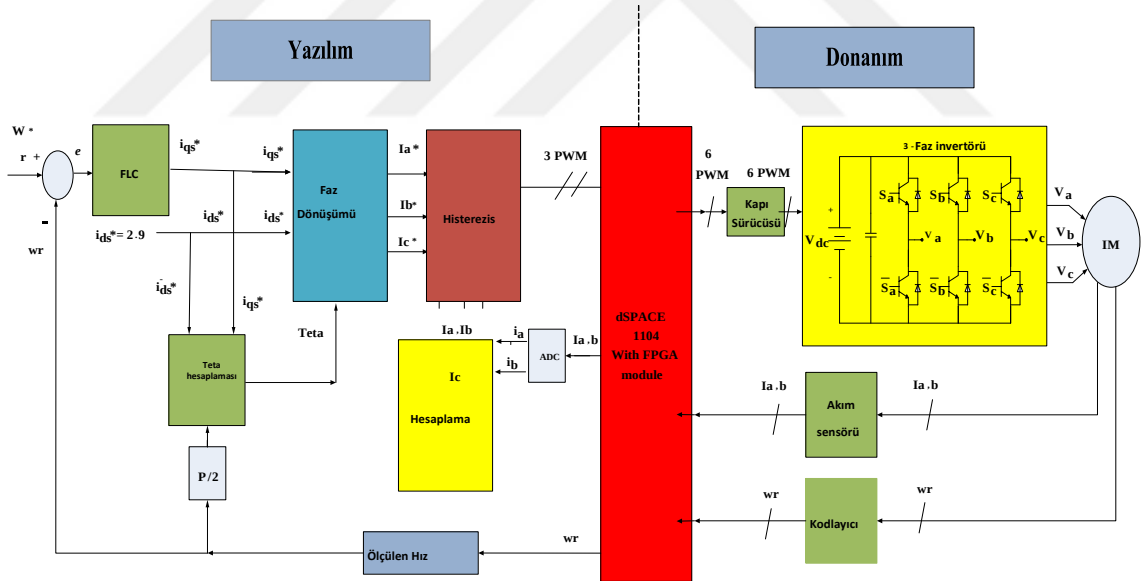
4.8. Pratik Uygulama

Bu bölümde, MATLAB/ SIMULINK ve dSPACE DS 1104 arasındaki gerçek zamanlı arayüze dayalı deneysel bir uygulama verilmektedir. Pratik uygulama amacı, IM sürücülerine yönelik vektör kontrolüne dayalı sabit parametrelili 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 modüllü 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 yapılandırmasına 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 Sürücüler 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 sürücüler, VSI, akım sensörü, enkoder, IM ve DC makineden oluşmaktadır.

Sistemde 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. Örnekleme süresi, kural sayısına bağlıdır. Tüm bu ayarlar, tüm deney testlerinde bu değerlerde tutulmaktadır. Pratik uygulama olarak sabit parametrelili FLC ve ST-FLC ile IM kontrolü

gerçekleştirilmiştir. 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 yapılmıştır. Daha sonra, ST-FLC'ler ölçekleme faktöründeki değişiklikler dikkate alınarak test edildi. Testler, 1400 dev/dak (rpm) anma hızına kadar adım hız komutunu, ardından yük torku uygulamasını, hız komutunda adım azaltma uygulamasını ve yüklü durumda çalışmayı içermektedir. Şekil 4.28, sürücü sisteminin donanım kurulumunu göstermektedir. Deney prosedürleri aşağıdaki gibidir.

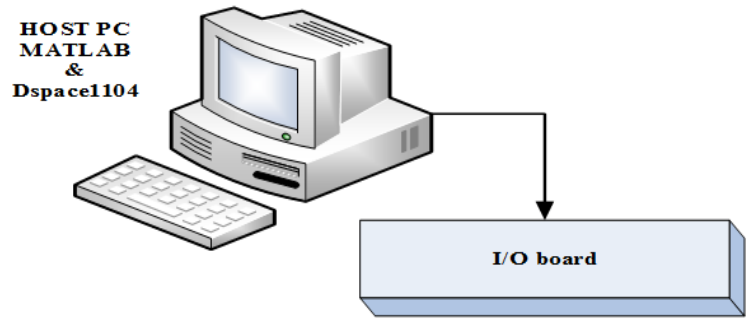
- 1) İş istasyonu PC'si ve dSPACE DS 1104 uygulaması açılır,
- 2) Gerçek zamanlı çalışmada FLC modelinin dosyasını açılır,
- 3) Kontrol Masası Arayüzü Açılır,
- 4) Gerçek Zamanlı Çalışmada FLC Modeli Oluşturulur,
- 5) FLC için dosya düzeni açılır,
- 6) Optokuplör, invertör, akım sensörleri için tüm beslemeler açılır,
- 7) VSI için üç fazlı besleme açılır,
- 8) Motor çalışırken Kontrol Masası Arayüzünde gerekli verileri izlenir, kontrol edilir ve kaydedilir.

Deneyisel donanımı oluşturan dSPACE DS 1104 Kontrol platformu, FPGA Modülü, Kapı Sürücüleri, 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 sıkça kullanılmaktadır. 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 ayırık zaman aralıklarında dijital eşdeğerlerine dönüştürülür.

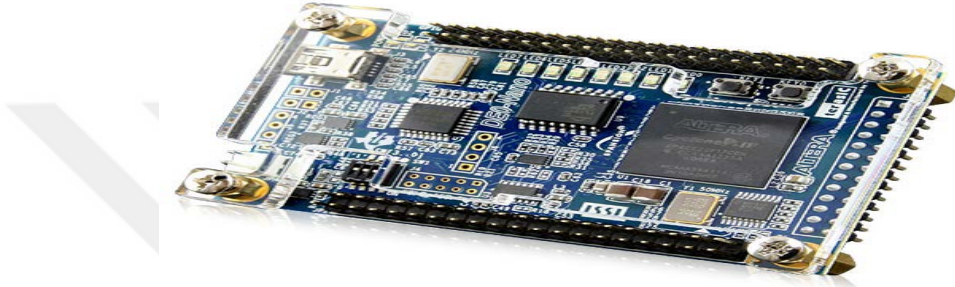
DSP'nin çıktısı, bellekte saklanan ve işlenmeye hazır sayısal değerler dizisidir. Büyük miktarda sayısal verinin yüksek hızda işlenmesini gerektiren uygulamalarda DSP kullanması gerekir. Bu nedenle bu çalışmada donanımda sürücü uygulamasında dSPACE DS 1104 kontrol modülü kullanılmıştır. dSPACE DS 1104, 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

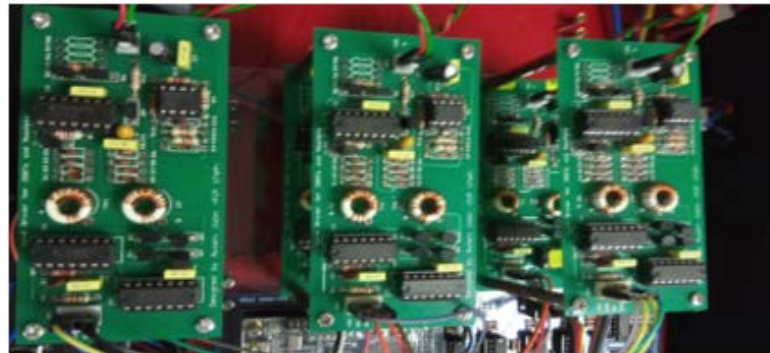
Bu deneysel kurulumda, VSI için tamamlayıcı anahtarlama sinyalleri üretmek amacıyla FPGA modülü kullanılmıştır. dSPACE DS 1104, inverter için yalnızca üç üst anahtarlama sinyali üretir. Evirici altı anahtarlama sinyali gerektirdiğinden, evirici için alttaki üç anahtarlama sinyalini üretmek üzere FPGA 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 Sürücüleri

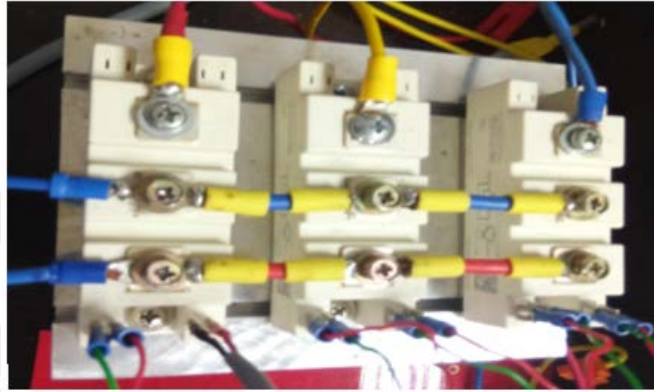
Şekil 4.31. deney düzeneğinde kullanılan kapı (Gate) sürücülerini göstermektedir. Gate sürücüsünün amacı, inverter için gerekli voltaj seviyesinde anahtarlama darbeleri sağlamaktır. Bu deneyde, üç fazlı eviricinin altı IGBT'sine anahtarlama sinyalleri sağlamak için altı kapılı sürücü kullanılmıştır.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



Şekil 4.31. Kapı sürücüleri.

4.10.4. Üç Fazlı İnvörtör

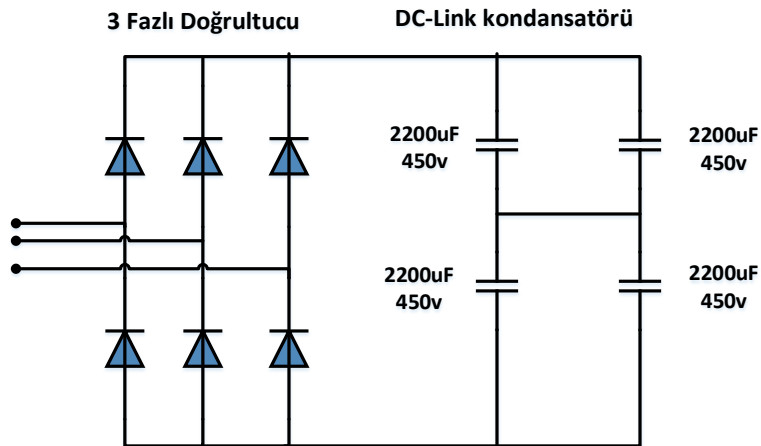
Üç fazlı inverter, Şekil 4.32'ta gösterildiği gibi SKM75GB12T4 tipi üç IGBT'den oluşan sürücünün güç devresidir. Bu, pozitif ve negatif voltaj darbeleri sağlamak için giriş voltajını değiştirerek bir AC voltaj üretir. İnvörtör maksimum 46Amp'a kadar güç sağlayabilir ve 10 kHz maksimum anahtarlama frekansında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



Şekil 4.32. Üç fazlı gerilim kaynaklı invörtör.

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 devre şeması.

4.10.6. DC Bağlantı Kondansatörü

VSI için DC bara gerilimi kaynağı, üç fazlı diyot 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 tahrik 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 dev/dak. (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 bildirimi 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.

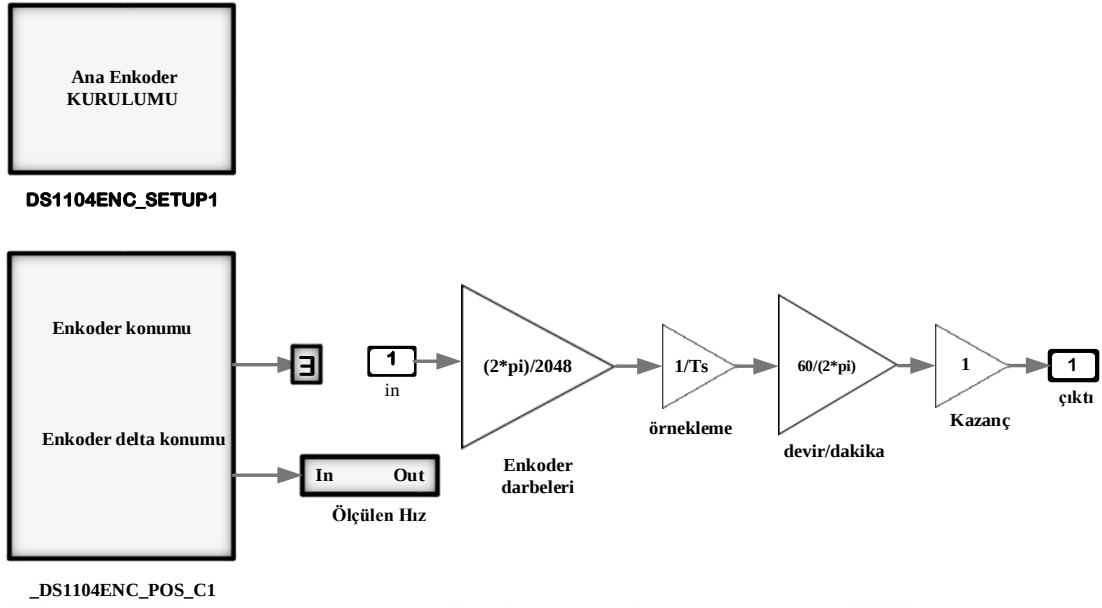


Şekil 4.35. Akım sensörü.

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'da 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 aşağıda SIMULINK bloklarında gösterildiği gibi rpm'ye dönüştürülmesi gerekir.



Şekil 4.36. RPM dönüştürme bloğunun Simulink modeli.

4.11. Bölüm Özeti

Bu bölümde araştırmayı gerçekleştirmek için kullanılan prosedürler ve metodolojiler sunulmaktadır. Senkronize referans çerçevesinde vektör kontrollü asenkron motorun matematiksel modellemesi sunulmaktadır. Hız kontrolörleri, sabit parametrelili FLC ve otomatik ayarlı FLC dahil olmak üzere farklı kontrolörler verilmiştir. ANFIS kontrolörü geliştirilmiştir. Hız kontrol sisteminin tasarım metodolojileri gösterilmiş ve tartışılmıştır. Önerilen sabit parametrelili 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 aşma, 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 deneysel sonuçlar tartışılmaktadır. Standart sabit parametrelili 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 aşma 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

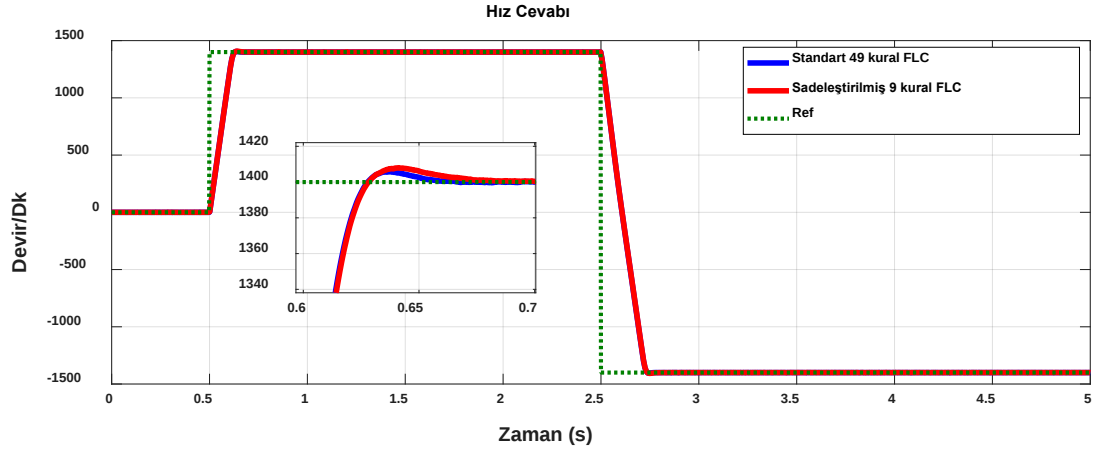
Simülasyon, MATLAB simulink programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. FLC algoritmaları, vektör kontrolü ve dq motor modeli, Şekil 3.17'de gösterilen model diyagramı kullanılarak simüle edilmiştir. Simülasyon ve ayrıntılı Simulink modellerinde kullanılan motor parametreleri Ek A'da verilmiştir. Gerilim 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 eksen stator akımı 10 A ile sınırlıdır ve nominal akım 3,58 A'dır. Kullanılan simülasyon örnekleme süresi, tüm kontrolörler için 50 μ s'dur, ve IM dereceli parametreleri derece cinsinden verilmiştir. Sabit adım hesaplama zaman aralığı tanımlanmıştır. Referans hız 149,75 rad/sn (1430rpm) nominal hıza 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 kullanılmıştır. Ayrıca, simülasyon modeli IFOC yöntemine dayalı olarak tasarlanmıştır. Çalışmada ayrıca, Mamdani ve ANFIS denetleyicileri arasında karşılaştırma da yapılmıştır. Sabit parametrelili FLC ve kendi kendini ayarlayan ST-FLC ile IM'nin yüksüz, tam yükte ve değişken yükte kontrolü gerçekleştirilmiştir.

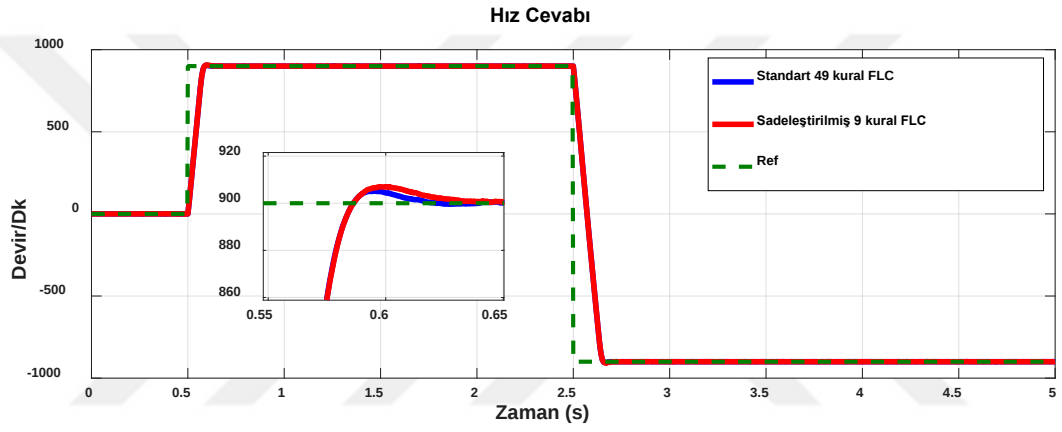
5.2.1 IM'nin Sabit Parametrelili FLC ile Yüksüz Kontrolü

Bu bölümde, standart sabit parametrelili FLC ve basitleştirilmiş bulanık kurallı FLC kontrolün karşılaştırmalı simülasyon analizi yapılmıştır. Burada, IM sürücü sistemi IFOC temeline dayalı olarak kontrol edilmiştir ve önerilen FLC kural tasarımı ve basitleştirilmiş kural tasarımı yaklaşımları doğrulanmıştır. Klasik olarak tasarlanmış ve basitleştirilmiş kurallar, 2hp IM ve Ek-A'da 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.

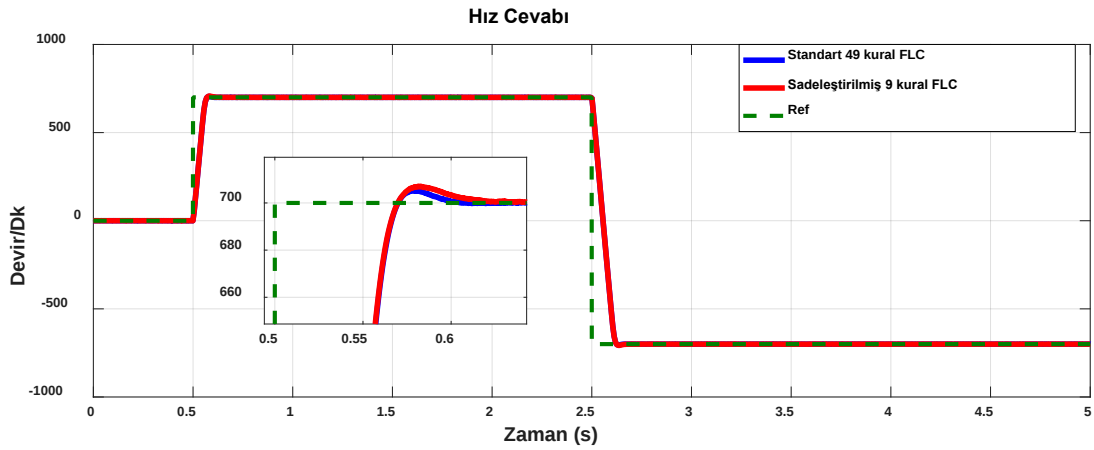
Şekil 5.1 ile verilen model yürütülerek 1400rpm, 900rpm ve 700rpm motor devirlerinde, standart 49 kurallı FLC ve indirgenmiş/basitleştirilmiş 9 kurallı FLC hız performansları gözlenmiş ve Şekil 5.1'de toplu olarak karşılaştırmalı verilmiştir.



(a)



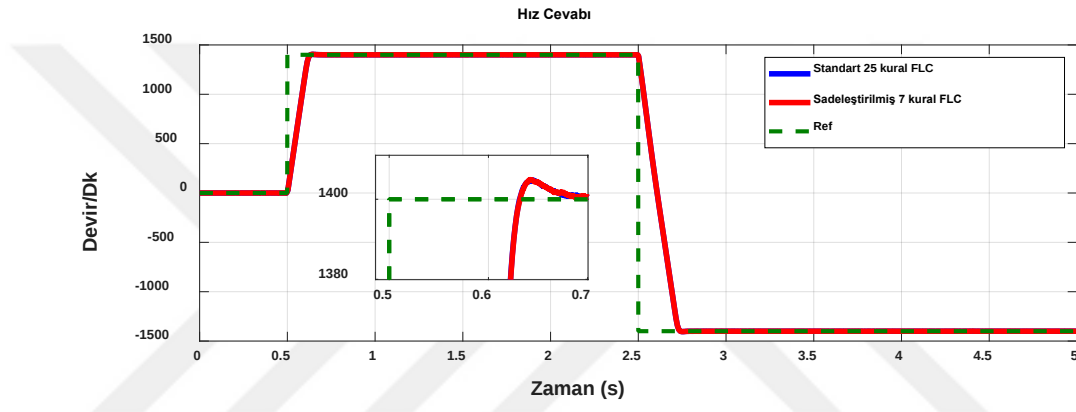
(b)



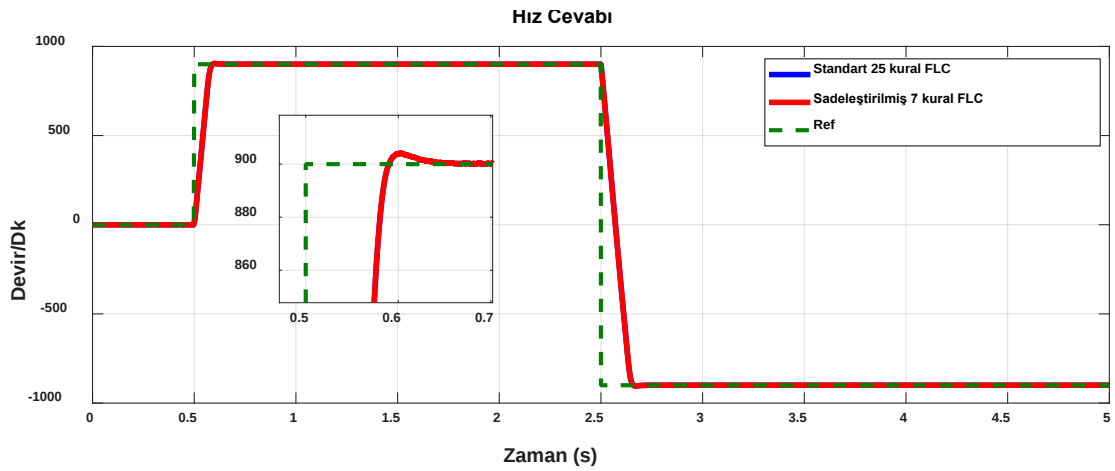
(c)

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

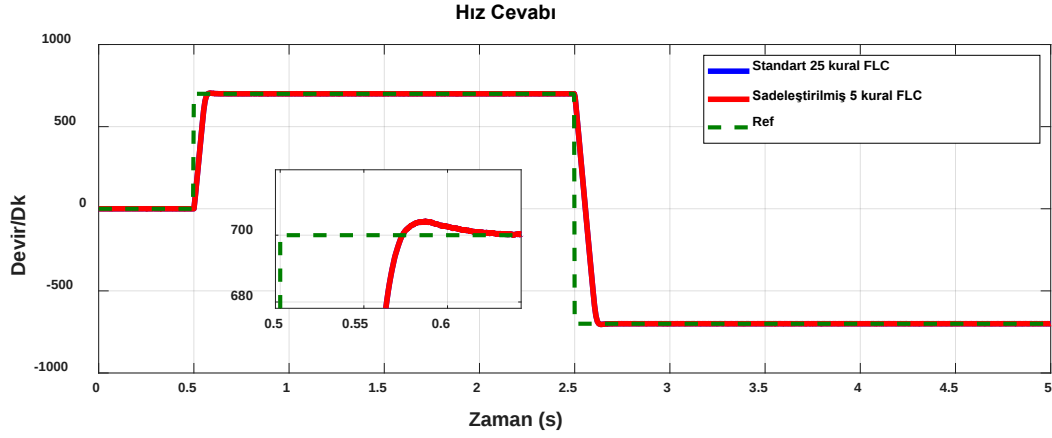
Şekil 5.2, standart 25 kuralın ve basitleştirilmiş 7 kuralın hız performansını karşılaştırır. Son olarak, Şekil 5.3, standart 9 kuralın ve basitleştirilmiş 5 kuralın 1400 rpm, 900 ve 700 rpm'deki hız performansını göstermektedir. Seçilen basitleştirilmiş kuralların doğruluğu ve önerilen basitleştirilmiş 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)

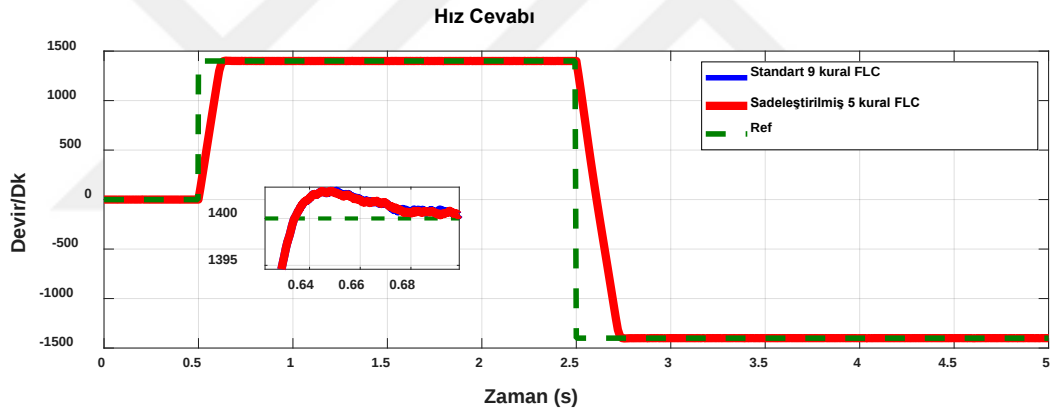


(b)

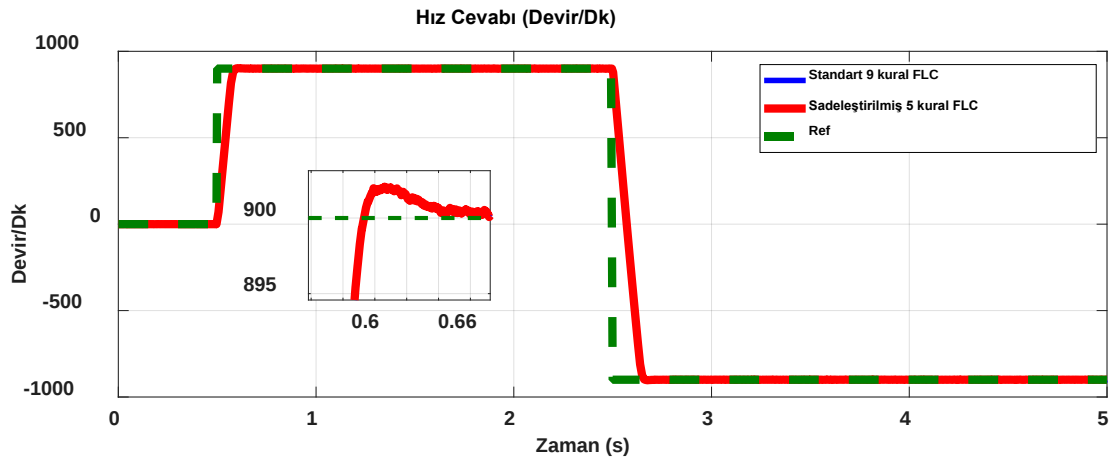


(c)

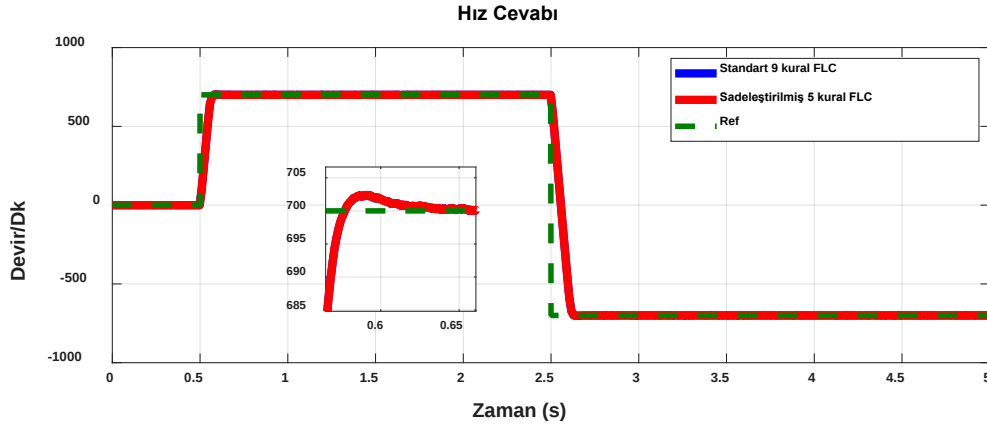
Şekil 5.2. (a) 1400 dev/dak, (b) 900 dev/dak ve (c) 700 dev/dak 'de Standart 25 kurallı FLC ve basitleştirilmiş 7 kurallı FLC hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.



(a)



(b)



(c)

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.

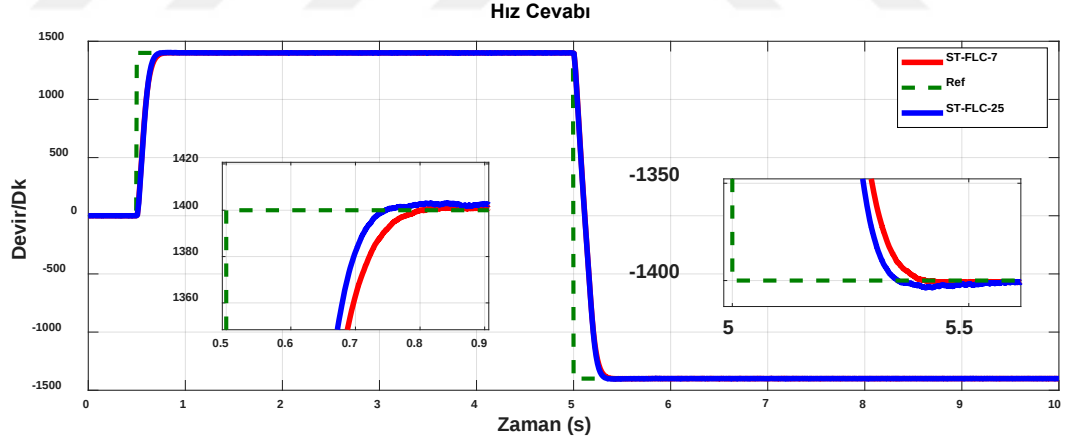
MFs	7x7		5x5		3x3	
	49- kural	9- kural	25- kural	7- kural	9- kural	5- kural
Yüzde samba (%)	0.43	0.57	0.35	0.36	0.21	0.21
Yerleşme zamanı (saniye)	0.16	0.18	0.17	0.18	0.18	0.18
Yükselme zamanı (saniye)	0.094	0.094	0.095	0.096	0.093	0.093

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.

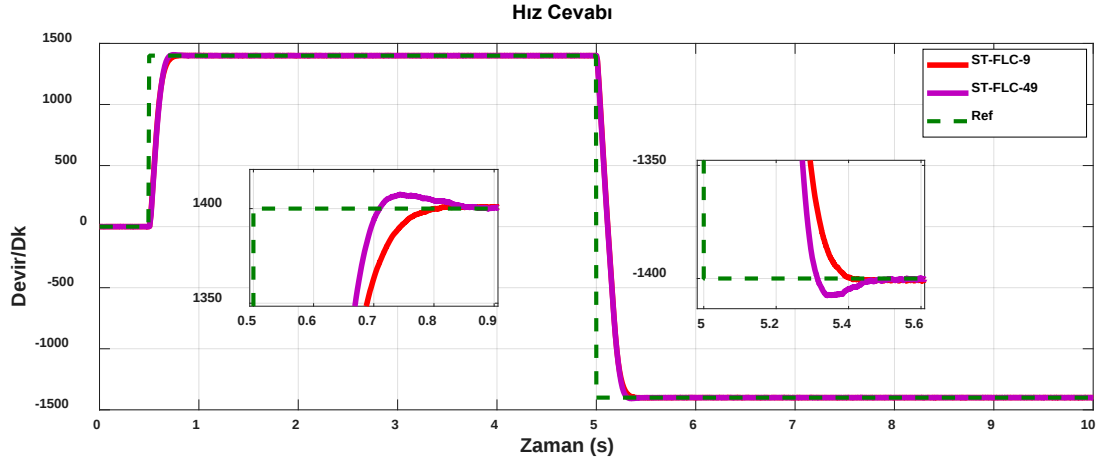
5.2.2 IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Yüksüz Kontrolü

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 karşılaştırmalı 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.

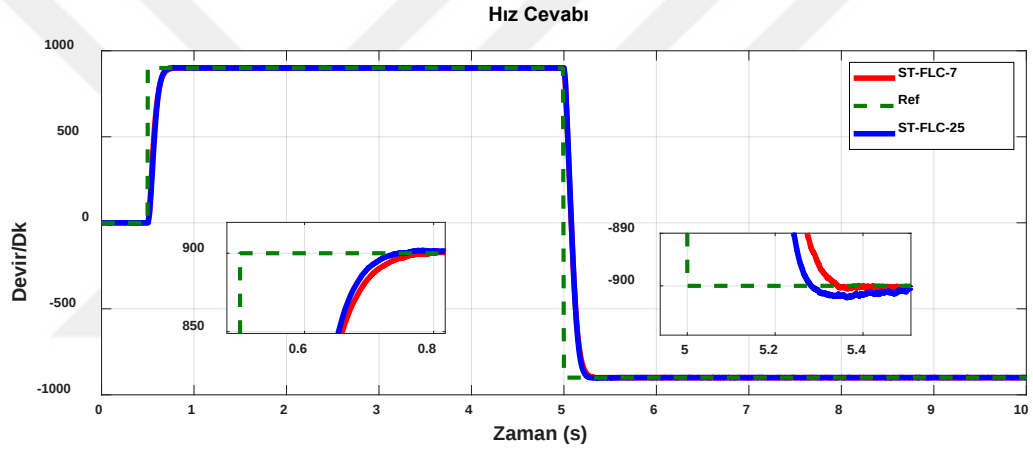


(a)

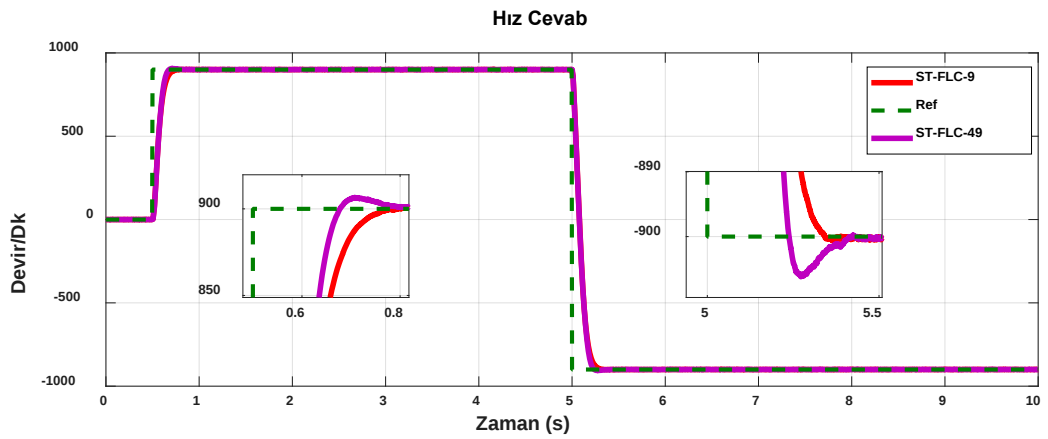


(b)

Şekil 5.4. 1400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallarını kullanarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.



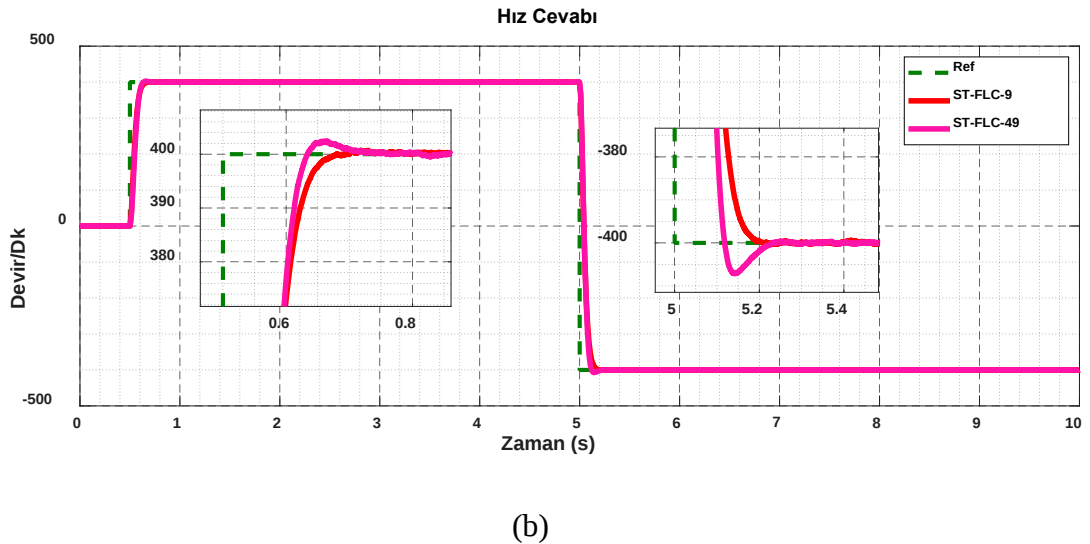
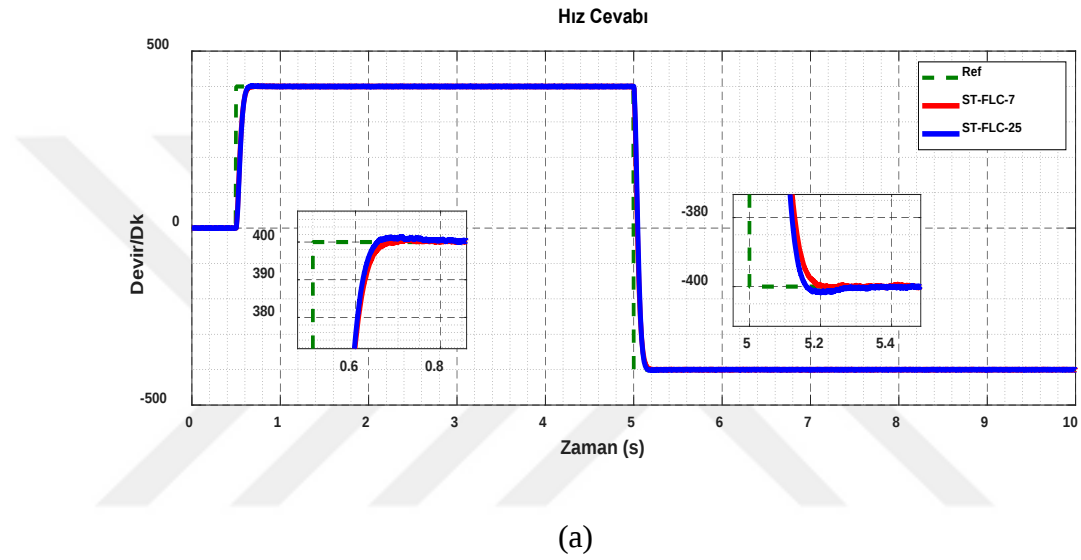
(a)



(b)

Şekil 5.5. 900 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallarını kullanılarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.

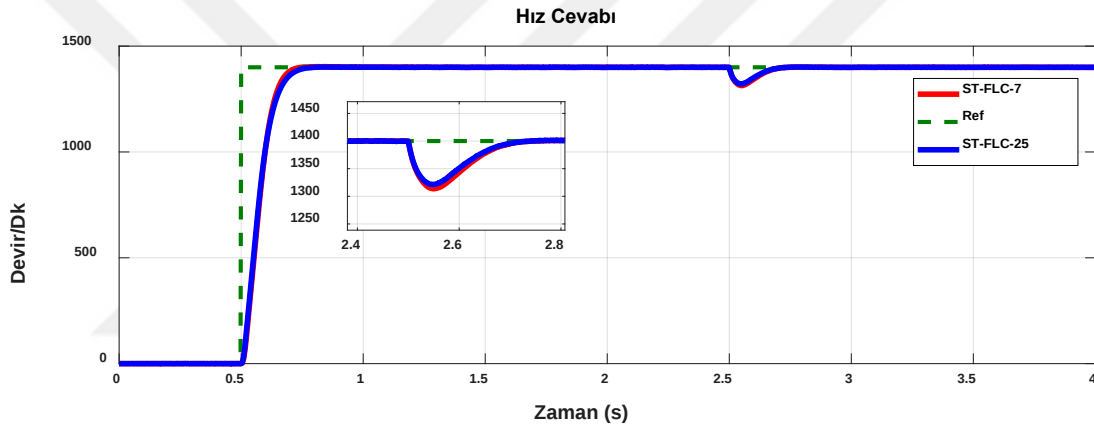
Burada, giriş değişkenlerinin kapsadığı uzayda duyarlılığı artıran ve bulanık sistemin çıkış değişkeninin kesinliğini artıran 49 ve 25 adet kural tanımı, oldukça iyi sonuçlar vermektedir. Sonuçlardan standart (49, 25) kural tabanlı ST-FLC'nin daha iyi performans sağladığı görülmektedir. Ancak basitleştirilmiş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



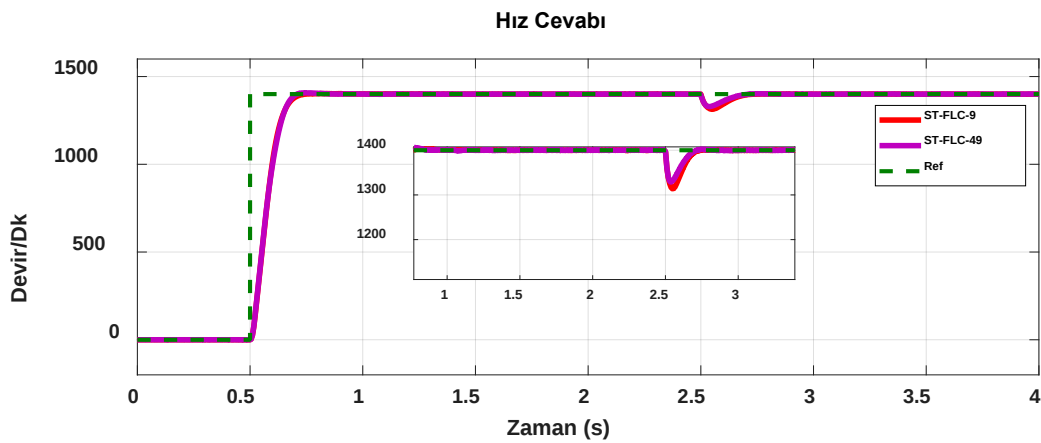
Şekil 5.6. 400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallarını kullanılarak ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.

5.2.3 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 karşılaştırılmalı simülasyon analizi yapıldı. Performans analizleri, sürücünün yk 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 yk bozukluğu ile nominal hızda (1400 rpm) kural boyutları (7, 9, 25) ve (9, 49) için yk bozulmalarını reddedebileceğini göstermektedir. Standart ve basitleştirilmiş bulanık kurallar arasındaki karşılaştırma, 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.



(a)

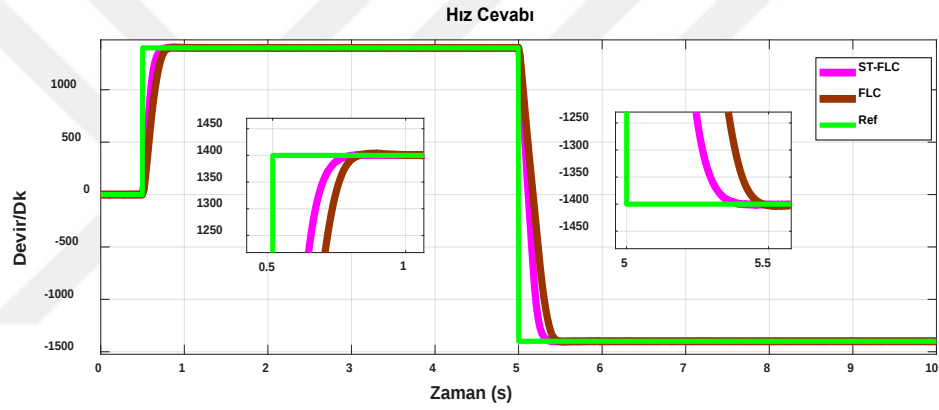


(b)

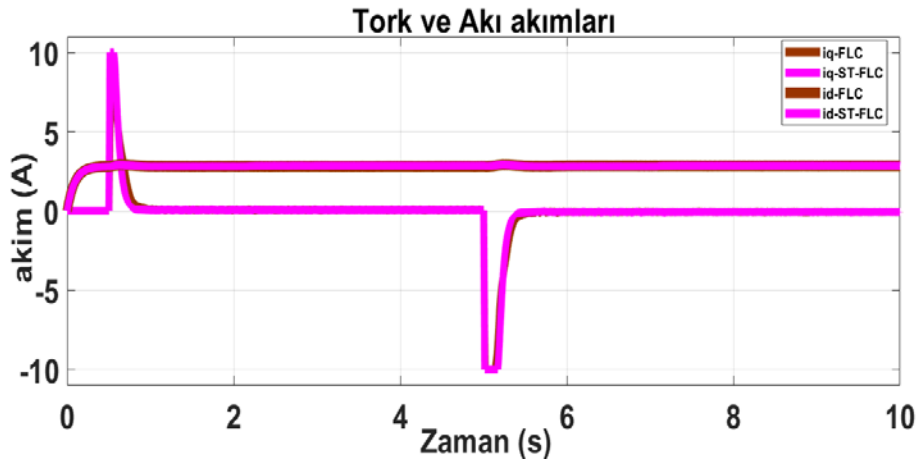
şekil 5.7. ST-FLC'nin yk bozulmaları için (a) (9,49), (b) (7,25) kuralları için hız performansı karşılaştırması.

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

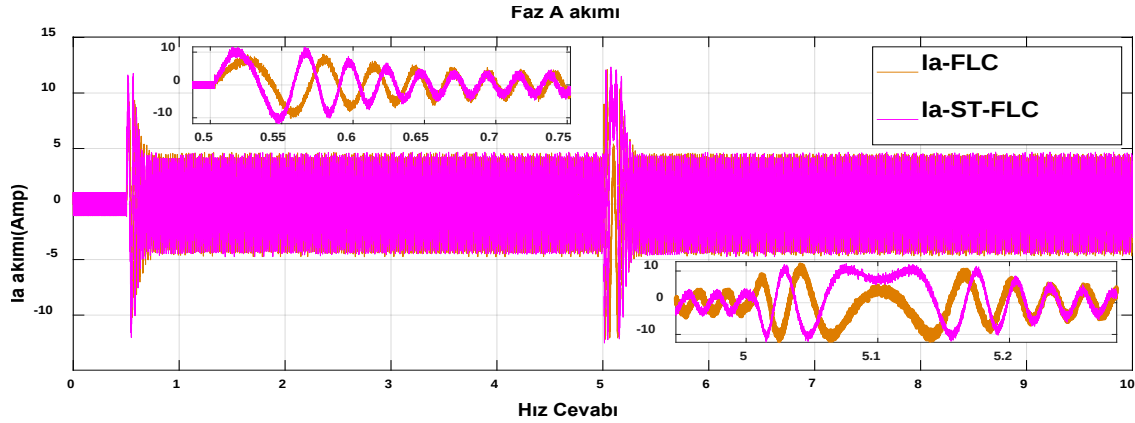
Bu bölüm, yüksüz çalışmada basitleştirilmiş 9 bulanık kurala dayalı, standart FLC ve ST-FLC hız kontrol sistemi arasındaki karşılaştırmayı gösterir. Hız kontrol sistemlerinin düzgün çalışmasını sağlamak için, yüksüz koşullardaki hız performans göstergeleri çeşitli referans hızlarda gerçekleştirildi. Referans hız tam duruşta 0,5. saniyede 1400dev/dak. olmakta, 5. Saniye de iken -1400dev/dak. olmaktadır. 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 göstermektedir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.8. Yüksüz sistemlerde FLC ve ST-FLC'nin hız performansı.

Tablo 5.2’de, Şekil 5.8.(a)’da gösterilen iki kontrolörün hız performanslarının bir özetini sunar. Yükselme süresi ve oturma süresi açısından, ST-FLC, hız performansı açısından geleneksel veya sabit parametrelili FLC’den daha iyi performans gösterdi. Neredeyse ihmal edilebilir bir aşma, aynı ayar tasarım kriterlerini kullanan her iki kontrolör tarafından elde edildi. Genel olarak, her iki denetleyicinin hız performansı hem ileri hem de geri yönlü çalışmada 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

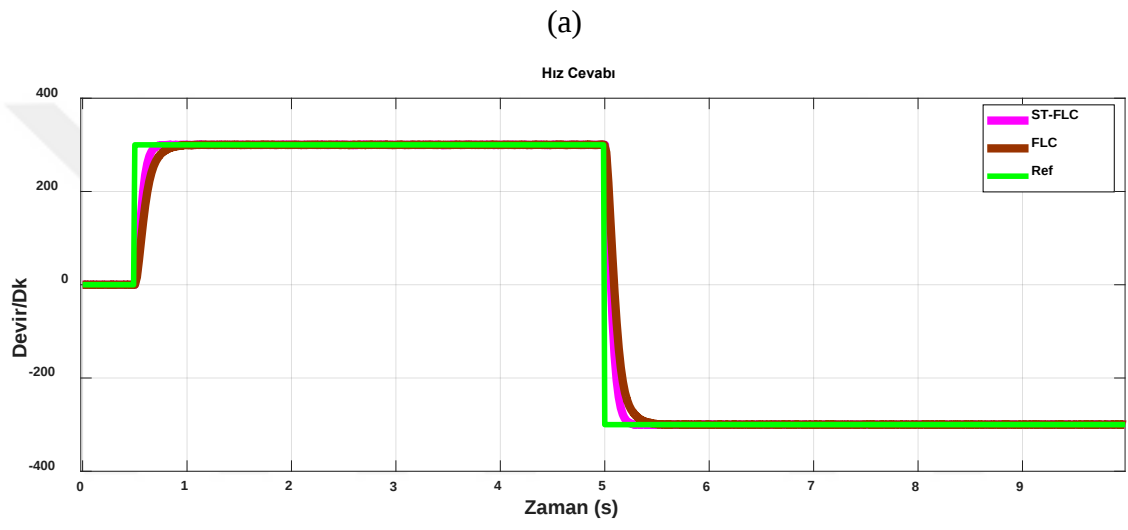
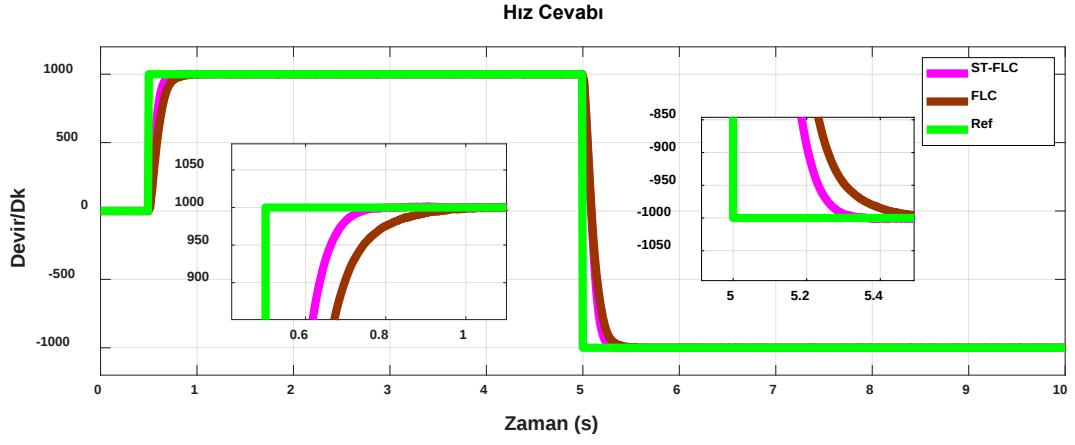
Tork akımı performansı açısından ST-FLC, sabit bir 10A tork akımı elde etmek için daha hızlı bir tork tepkisine sahip olarak FLC’den daha iyi performans göstermektedir. Motor akımının A fazı benzer davranış göstermektedir. Faz akımı 10A’ya ulaştığında, motor sabit duruma girene kadar akım değişmemektedir. 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.

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

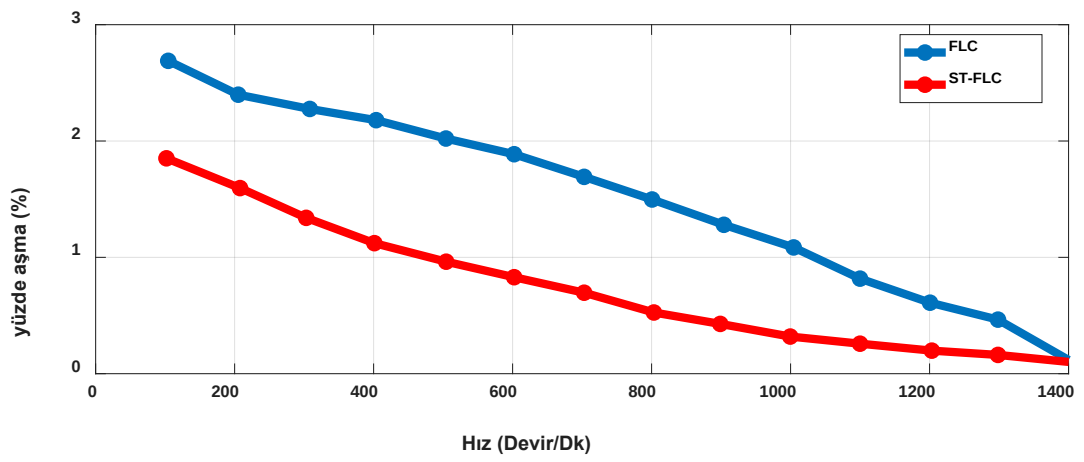
Bu bölüm, yüksüz çalışmada basitleştirilmiş 9 bulanık kurala dayalı olarak iki hız kontrol cihazı arasındaki karşılaştırmayı gösterir. Birinci kontrolör standart sabit parametrelili FLC'dir ve ikinci kontrolör kendi kendini ayarlayan ST- FLC'dir. Bu kontrolörler eşit koşullarda geniş hız aralığındaki 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.

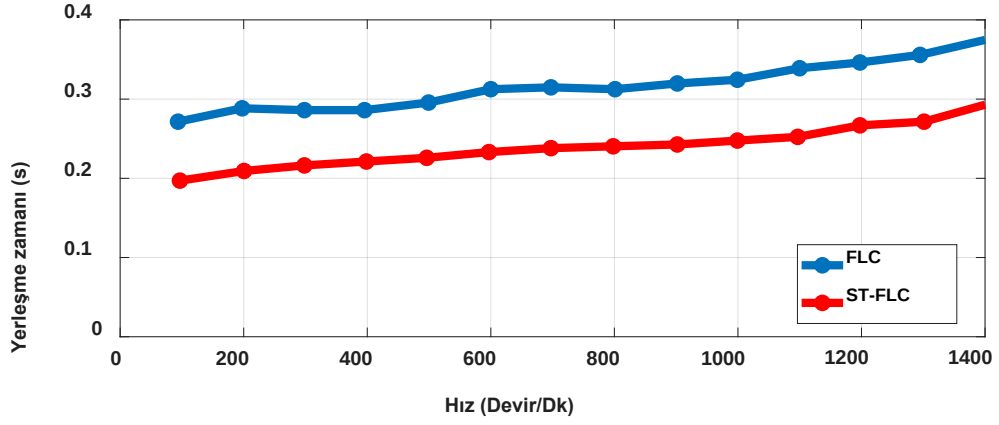
Şekil 5.9. 1000 rpm ve 300 rpm hız tepkilerini göstermektedir. Şekil 5.10. (a), tüm hız bölgesinde FLC ve ST- FLC için aşım yüzdesinin karşılaştırılmasıyla elde edilen performansı sunar. Şekil 5.10. (a)'da görüldüğü gibi, sürücü tasarlanan çalışma noktasından uzaktaki hızda çalışırken her iki denetleyicinin 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. ST-FLC, 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 işlemlerde hız değişimi Şekil 5.10. (a), (b) ve (c)'de gösterilmiştir. Her iki denetleyici de T_s ve T_r açısından benzer performans göstermektedir. 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. 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.

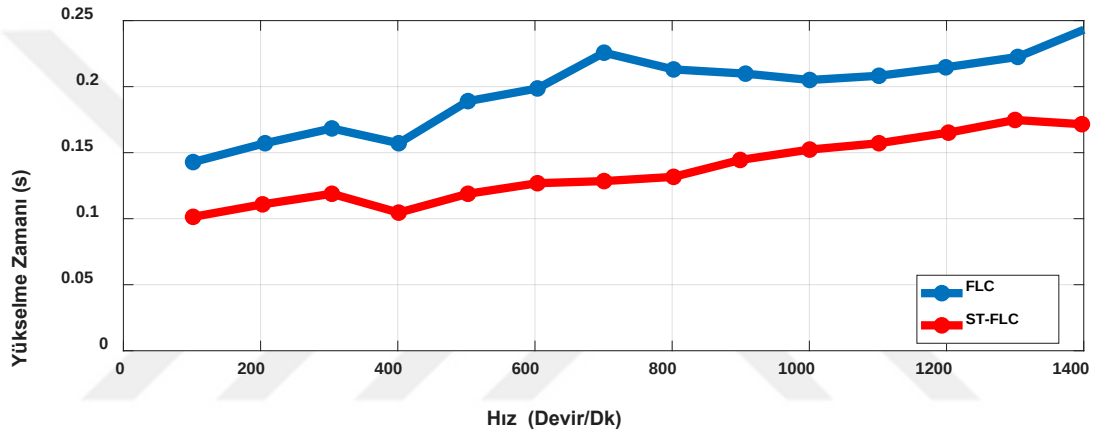


Şekil 5.9. FLC ve ST-FLC'nin 1000 dev/dak ve 300 dev/dak hız tepkileri





(b)



(c)

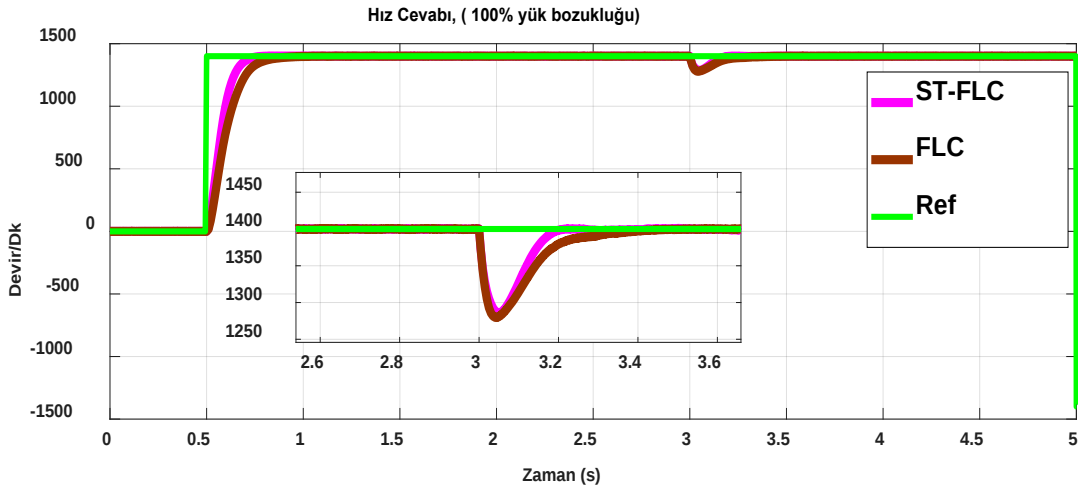
Şekil 5.10. Geniş ileri hız çalışması aralığı, (a) yüzde aşımı, (b) oturma süresi ve (c) yükselme süresi karşılaştırması.

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

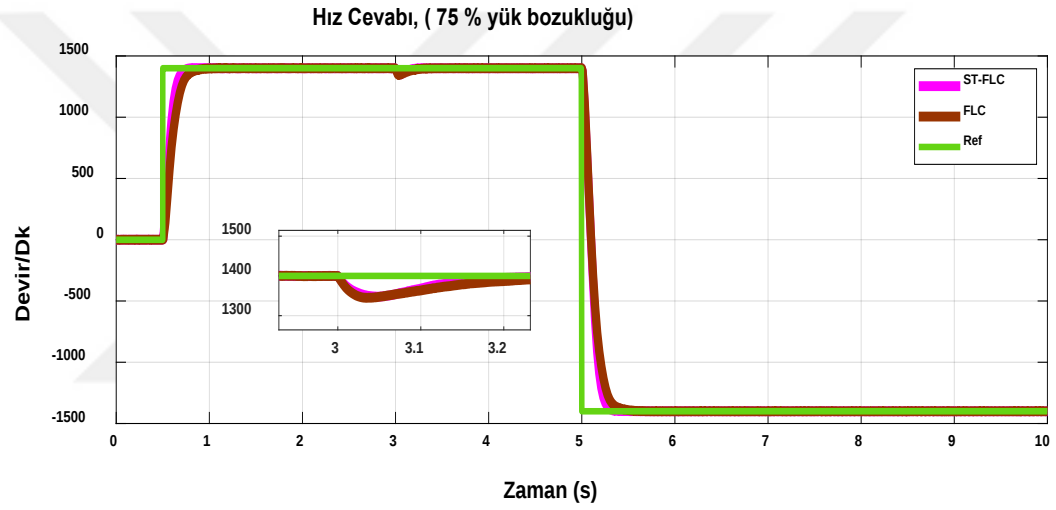
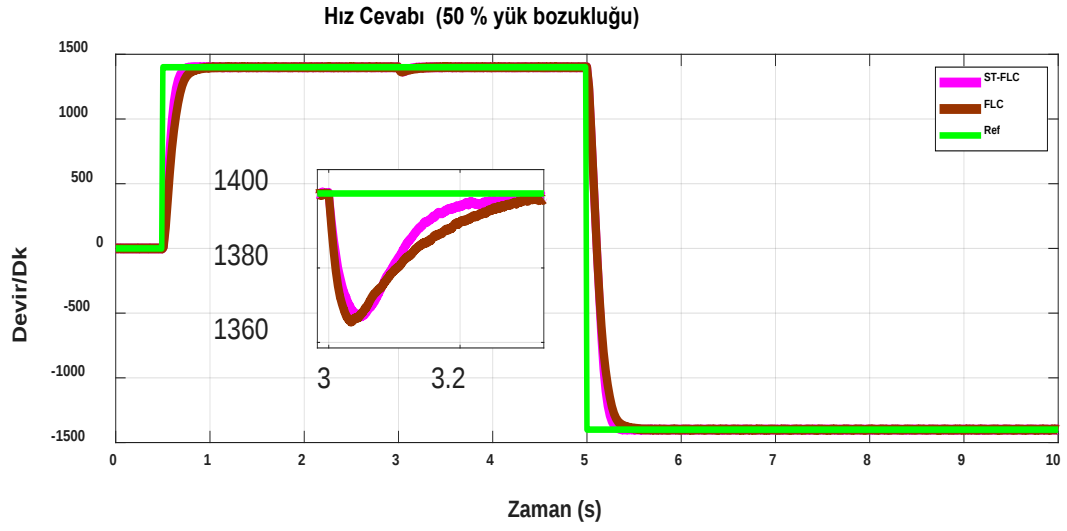
Denetleyici	FLC		ST- FLC	
	İleri	Geri	İleri	Geri
Yüzde aşımı	1.506%	1.613%	0.745%	0.849%
Yükselme Süresi (leri)	0.196	0.212	0.135	0.146
Yerleşme Süresi (leri)	0.317	0.328	0.241	0.246

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

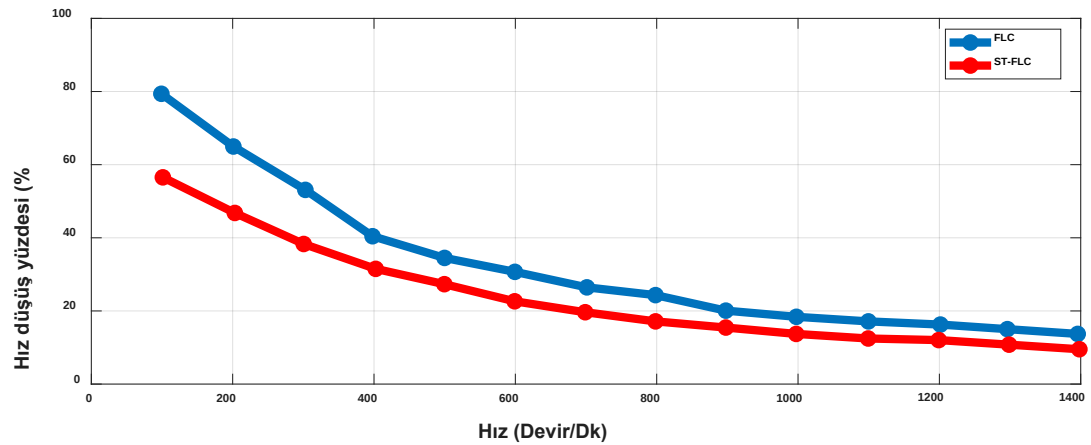
FLC ve ST- FLC'nin önceki performans analizleri, sürücüye yük bozulması uygulanmadan yapılmıştır. Önerilen hız kontrol sistemlerinin çalışabilirliğini ve sağlamlığını doğrulamak amacıyla, yük bozulmasını reddetme yeteneklerini test etmek için 3 saniyelik bir yük bozulması (5 N.m) uygulanmıştır. Şekil 5.11, 1400 rpm'de yüklü çalışırken 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 yaşandığı 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 kaydetmektedir. 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. Yük bozulma reddi yeteneğinin karşılaştırılması (%50 ve %75 yük).



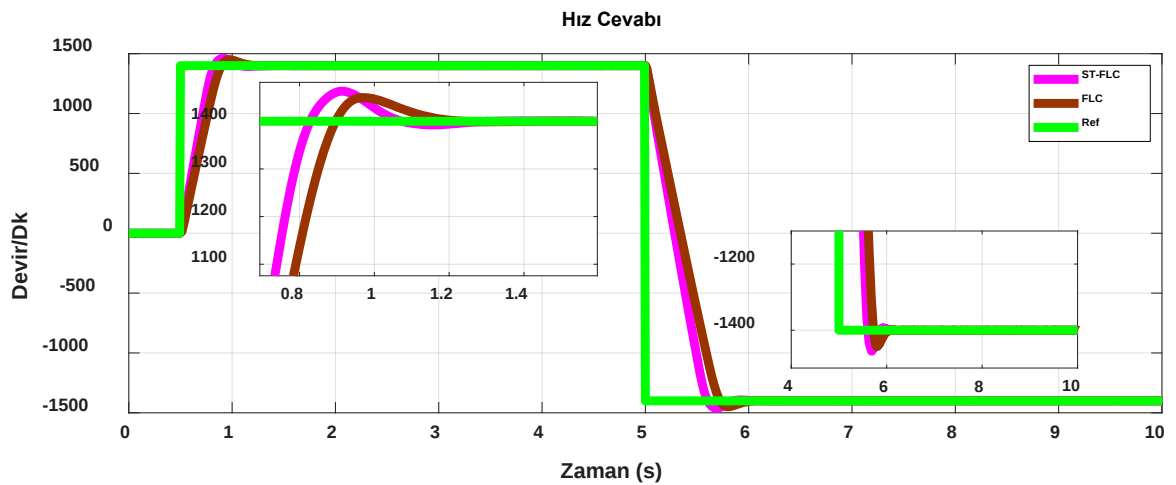
Şekil 5.13. Çeşitli çalışma hızlarında (tam yük) yük bozulmasının karşılaştırılması.

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

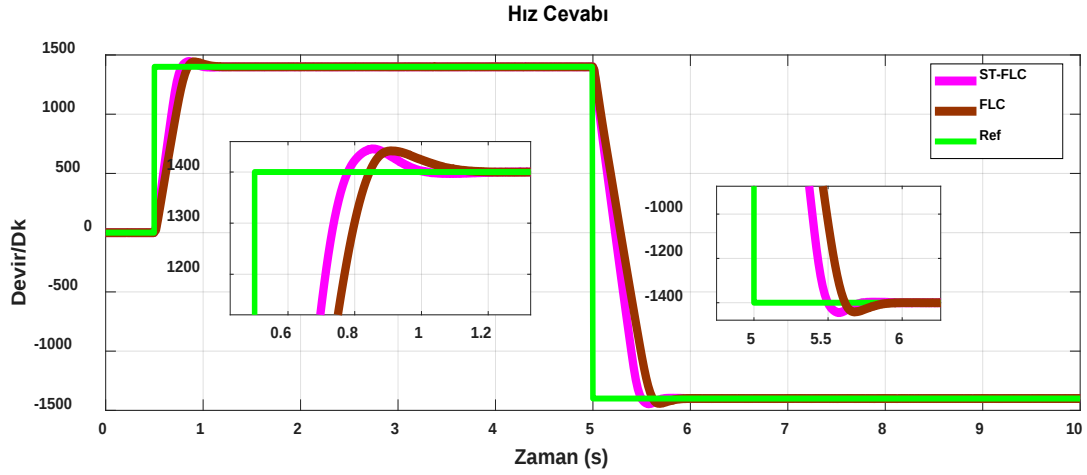
Bundan önceki tüm testler nominal motor eylemsizliğinde ($J=0.008kgm^2$) gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde, ST- FLC ve FLC'nin motor ataletindeki değişikliklere tepkisi araştırılacaktır. Ataletin kontrolör performansı üzerindeki etkilerini test etmek için iki farklı atalet değeri (2,5J ve 3,75J) uygulanmıştır. 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 artar. İki farklı motor ataletiyle geri ve ileri hız çalışması gerçekleştirildi. Ek olarak Tablo 4.4, ST-FLC ve FLC'yi aşma, yükselme süresi ve oturma süresi için üç farklı atalet biçimiyle karşılaştırmaktadır. Atalet değeri arttıkça motorun performansının düştüğünü göstermiştir.

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

Denetleyici		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		$J=0.008kgm^2$ $2.5J= 0.02kgm^2$ $3.75J= 0.03kgm^2$					



(a)

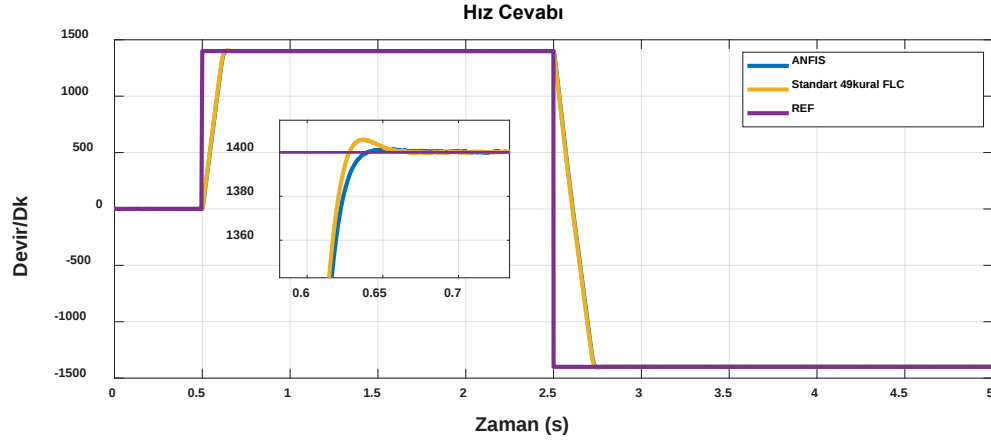


(b)

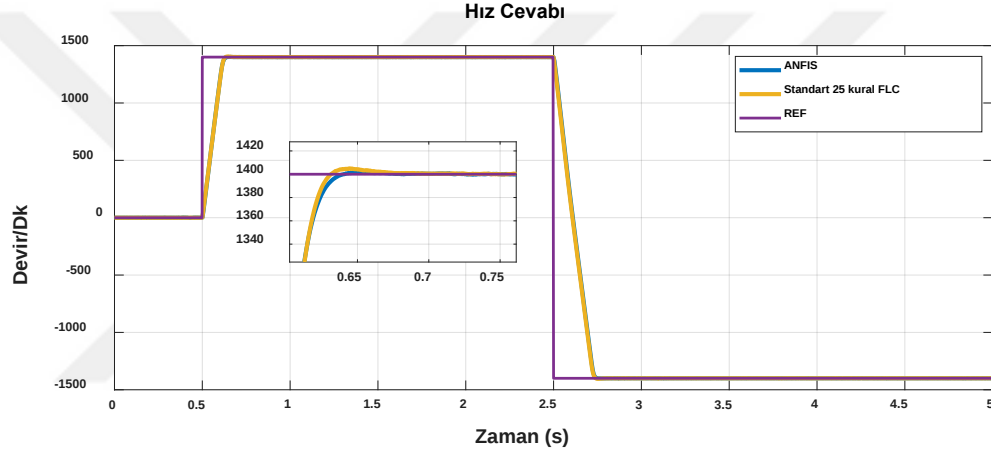
Şekil 5.14. İki farklı atalet değeri (a) 2,5J, (b) 3,75 J kullanılarak ST-FLC ve FLC'nin performans analizi.

5.2.8 ANFIS tabanlı hız kontrol sistemi performans analizi

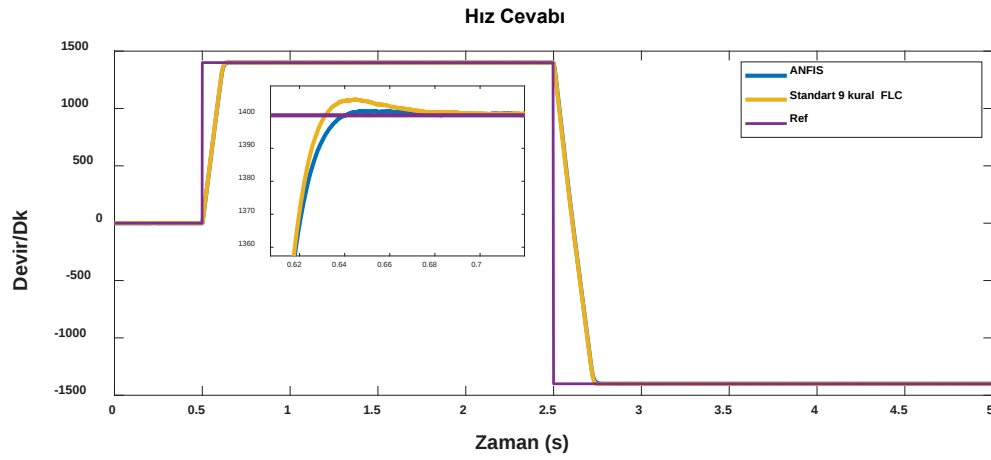
Bu aşamada bir ANFIS denetleyici ile indüksiyon motorunun hız kontrolü yapılmıştır. Şekil 5.15, 5.16 ve 5.17, 1400 rpm'de standart 49, 25, 9 kurallı FLC hız adım yanıtlarının ANFIS ile karşılaştırmasını göstermektedir. Şekillerden ANFIS denetleyicisinin oturma süresi ve yükselme süresinin FLC ile aynı olduğu ve aşımı azaldığı 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 azaldığı görülmektedir. Ancak ANFIS denetleyicisinin 3x3 MF'ler ile 9 kurala indirgemeye 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. Ayrıca denetleyiciler aşım (OS), oturma süresi (T_s) ve yükselme süresi (T_r) 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'nin adım hızı yanıtı karşılaştırmasını göstermektedir. Tablo 5.5.'te de görüleceği gibi ANFIS denetleyicisi için kural ve üyelik sayısı 3x3 MF'ler ile 9 bulanık kurala düşürülmüştür.



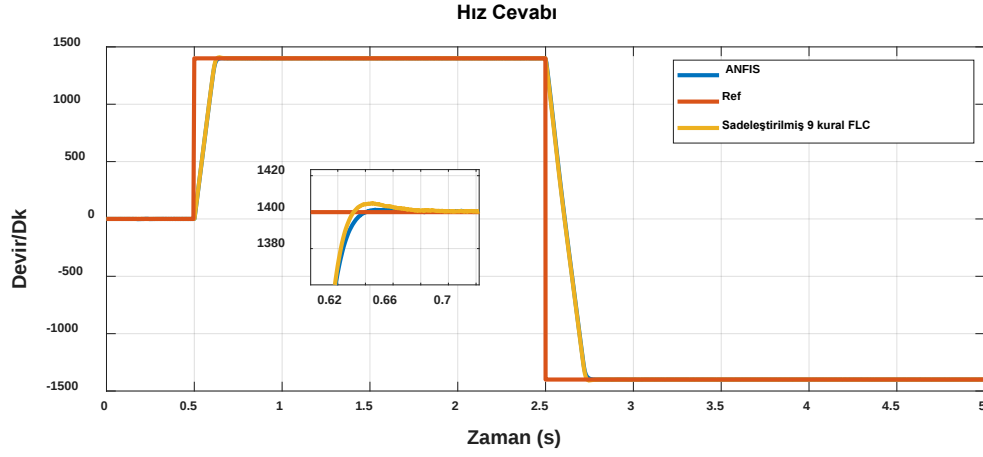
Şekil 5.15. Standart 49-kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 dev/dak (nominal hız) için hız yanıtlarının karşılaştırması.



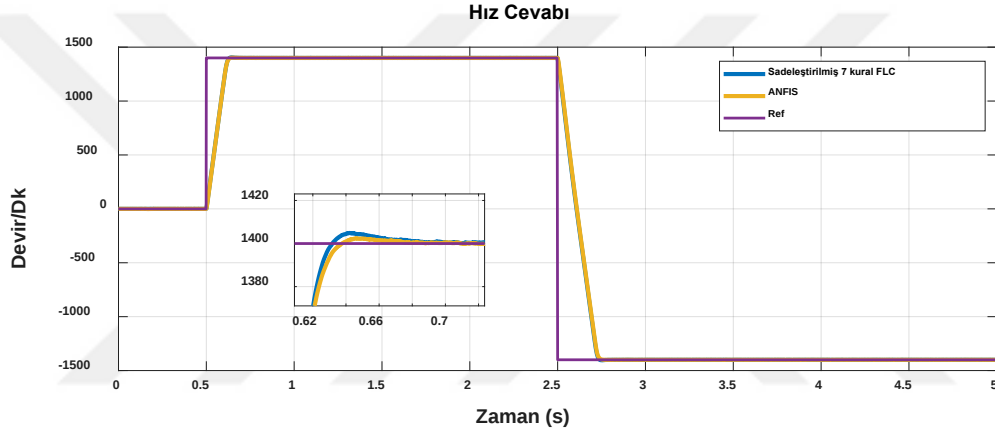
Şekil 5.16: Standart 25 kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.



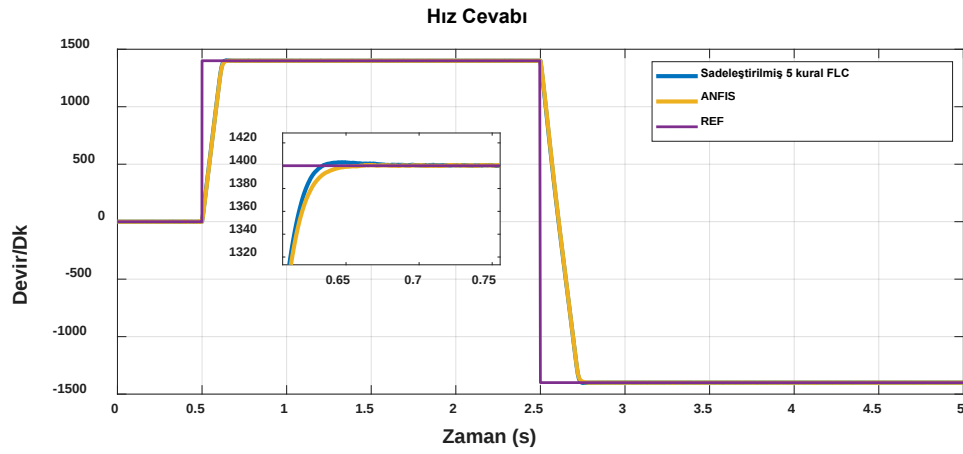
Şekil 5.17: Standart 9-kurallı FLC ve ANFIS'in 1400 rpm'de hız adımı yanıtlarının karşılaştırması.



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	FLC KONTROLÖRÜ		ANFİS KONTROLÖRÜ	
	7X7		3X3	
	49 kural	9 kural	9 kural	9 kural
yüzde aşma (%)	0.74%	0.99%	0.15%	0.07%
Yerleşme zamanı (saniye)	0.0642	0.063	0.067	0.071
Yükselme Zamanı (saniye)	0.0477	0.0477	0.048	0.0494

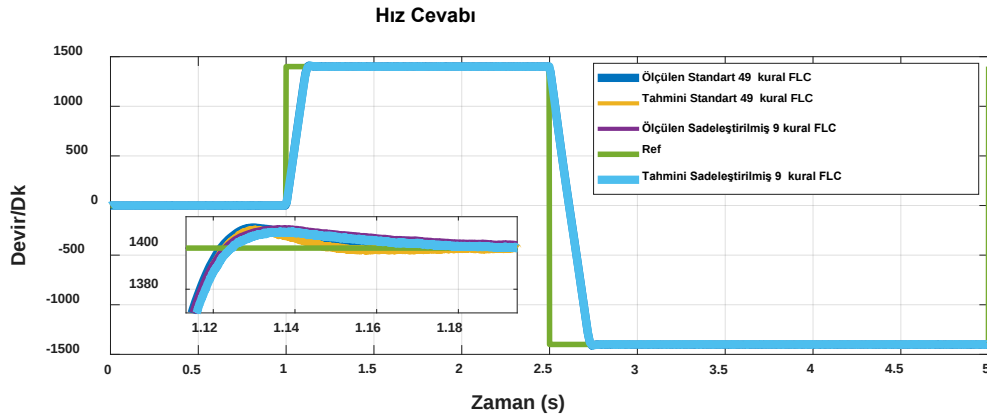
MFs Öge	FLC KONTROLÖRÜ		ANFİS KONTROLÖRÜ	
	5X5		3X3	
	25 kural	7 kural	9 kural	9 kural
yüzde aşma (%)	0.59%	0.69%	0.06%	0.258%
Yerleşme zamanı (saniye)	0.0655	0.0755	0.0682	0.0671
Yükselme Zamanı (saniye)	0.0479	0.0454	0.0477	0.0477

MFs Öge	FLC KONTROLÖRÜ		ANFİS KONTROLÖRÜ	
	3X3		3X3	
	9 kural	5 kural	9 kural	9 kural
yüzde aşma (%)	0.34%	0.218%	0.087%	0
Yerleşme zamanı (saniye)	0.0663	0.067	0.069	0.05
Yükselme Zamanı (saniye)	0.0481	0.08491	0.0484	0.0476

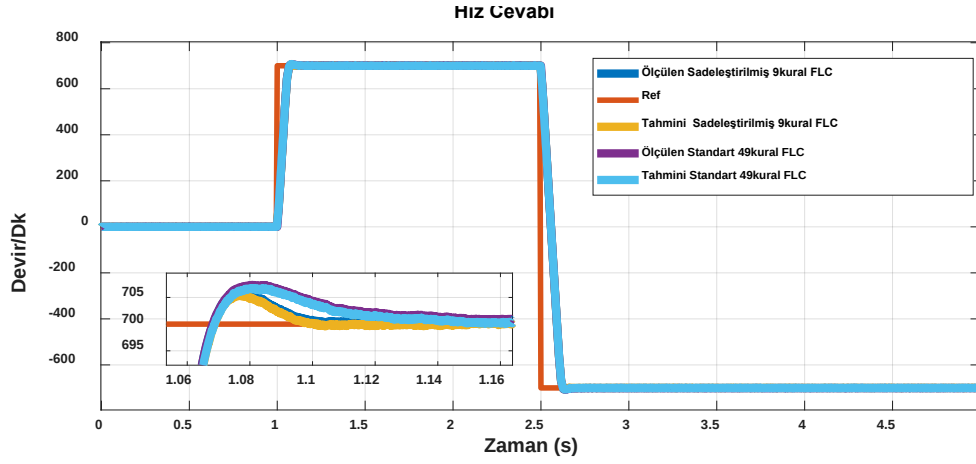
5.2.9 IM'nin Sensörsüz IFOC temeline dayalı FLC Hız Adımı Tepkisi

Burada, IFOC yaklaşımına ve sensörsüz MRAS yöntemine dayalı olarak IM sürücü sistemi Matlab/Simülink 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

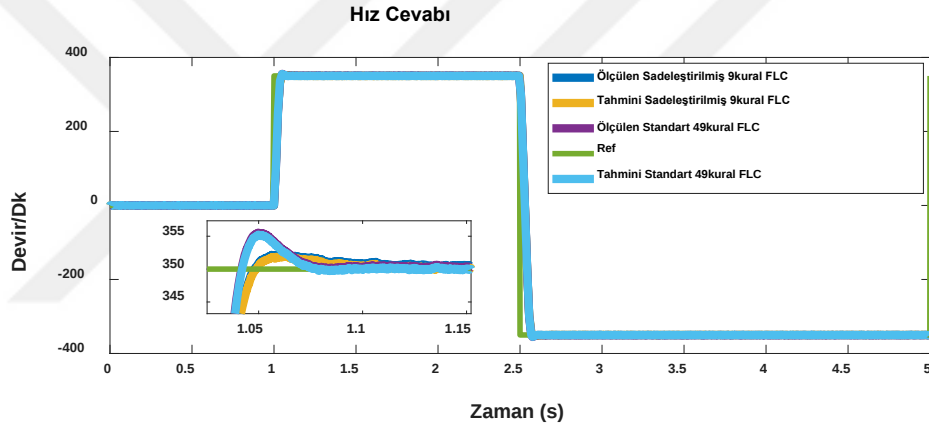
performansı karşılaştırmalarını gösterirken, 350 rpm'de düşük hızda 49 ve 9 bulanık kural arasındaki hız performansı karşılaştırmaları Şekil 5.23.'te gösterilmiştir. Şekil 5.21- 5.23 'te de görülebileceği gibi, önerilen sensörsüz IM sürücüsünün simülasyon sonuçları, gerçek (kodlayıcı) hız ile tahmini 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 hemen aynı şekilde yük bozulmasını reddeder. Buradan kodlayıcı kullanımının ortadan kaldırılabilceği, 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 5.21.'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 artırılmasının daha doğru hız kontrolüne yol açtığı açıktır. 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.



Şekil 5.21. 1400 dev/dak'da 49 ve 9 bulanık kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları.



Şekil 5.22. 700 dev/dak'da 49 ve 9 bulanık kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları.



Şekil 5.23. 350 dev/dak'da 49 ve 9 bulanık kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırmaları.

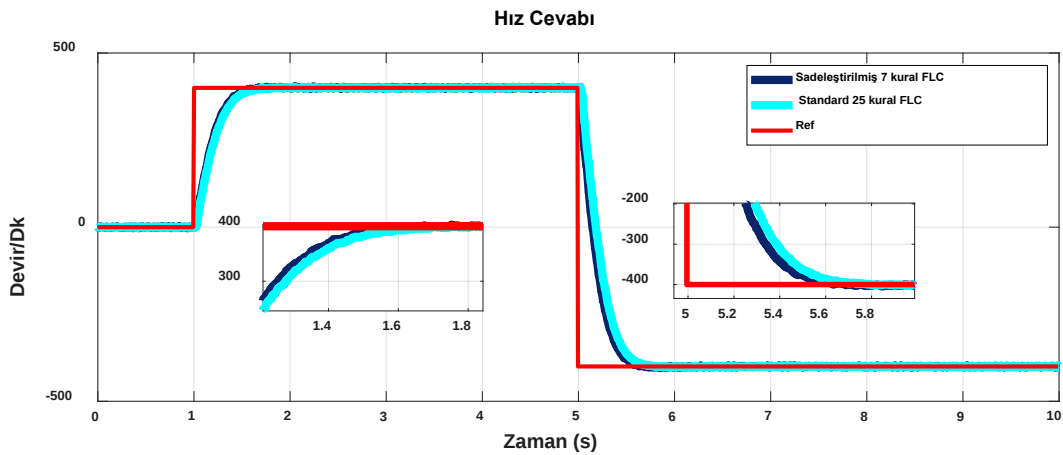
5.3 Deneysel Sonuçlar

Şekil 4.26, 4.27 ve 4.28 ile verilen donanımlarda, 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 örnekleme frekansı değiştirilebilir.

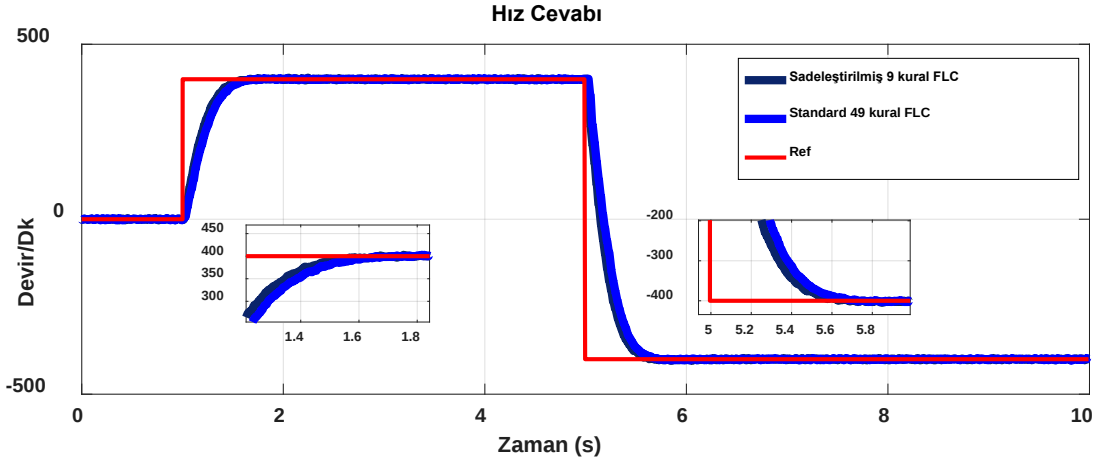
Çalışmada ilk olarak, FL hız denetleyicisi PC ortamında MATLAB (Simulink ve fuzzy Tollbox), Dspace bloksetleri, MATLAB-dSpace arayüzü kullanılarak modellendi ve simüle edildi. Daha sonra pratik uygulamada yük ve yük bozukluğu olmadığı durumlar için IM çalıştırıldı ve önerilen algoritmalar yürütüldü. 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 parametrelili 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 parametrelili FLC'nin yük bozulması altında performansları uygulamada karşılaştırılmıştır.

5.3.1 IM'nin Sabit Parametrelili FLC ile Yüksüz Kontrol Uygulaması

Bu bölümde, IM'nin yüksüz hız kontrolünde sabit parametrelili FLC'de standart bulanık kurallar (49, 25) ve basitleştirilmiş bulanık kurallar (9,7) kullanılarak pratik uygulama yapılmış ve deneysel 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 deneysel sonuçları vermektedir. Deneysel sonuçlardan önerilen basitleştirilmiş kurallı FLC'nin yeterince iyi performans gösterdiği görülmektedir. Bu da kontrol algoritmasında azaltılmış bir hesaplama yükü demektir. Deneysel sonuçlar önerilen kural indirme yönteminin başarılı olduğunu göstermektedir. Sistemde sabit parametrelili FLC kullanıldığından, girişlerdeki hız hatası ve hız hata değişimi sabit kalmaktadır. Deneylerde referans hız 400rpm, 900rpm ve 1400rpm olarak ayrı ayrı uygulanmıştır.

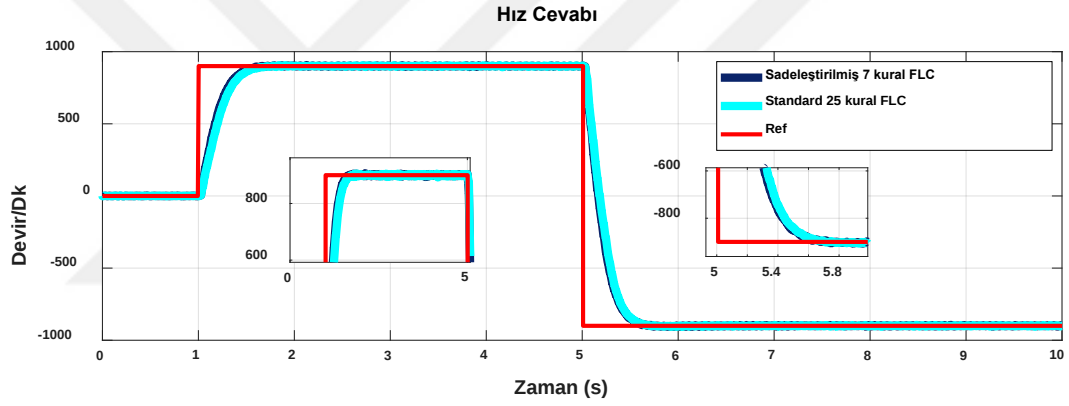


(a)

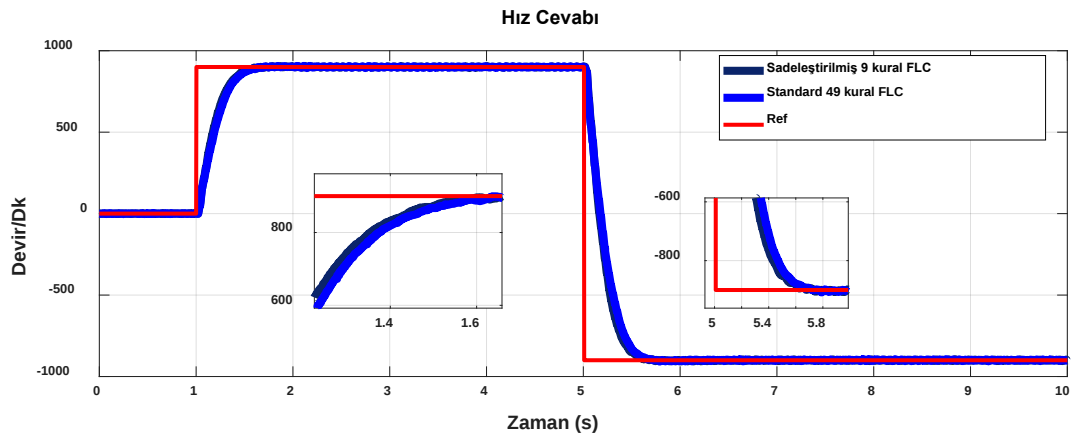


(b)

Şekil 5.24. 400 dev/dak'da (a) (7, 25) (b) (9, 49) kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırması.

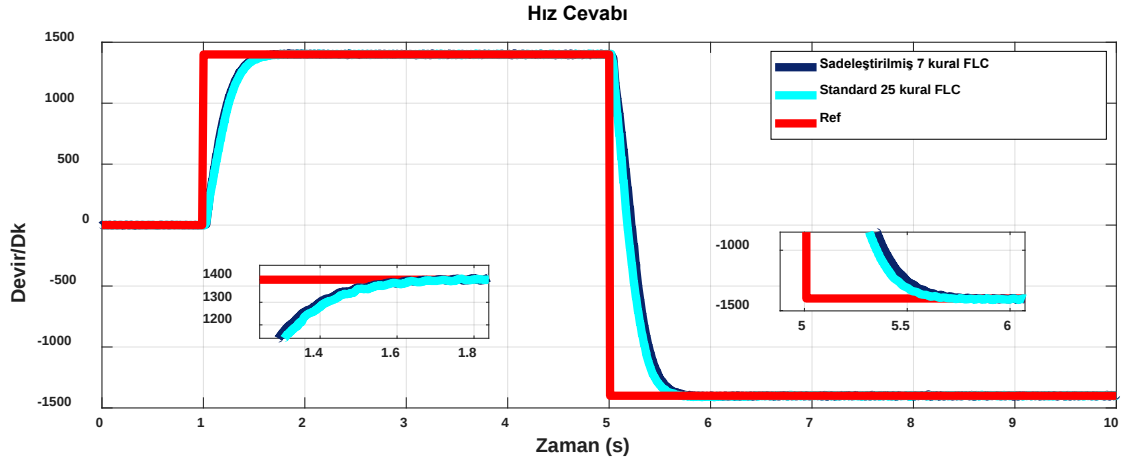


(a)

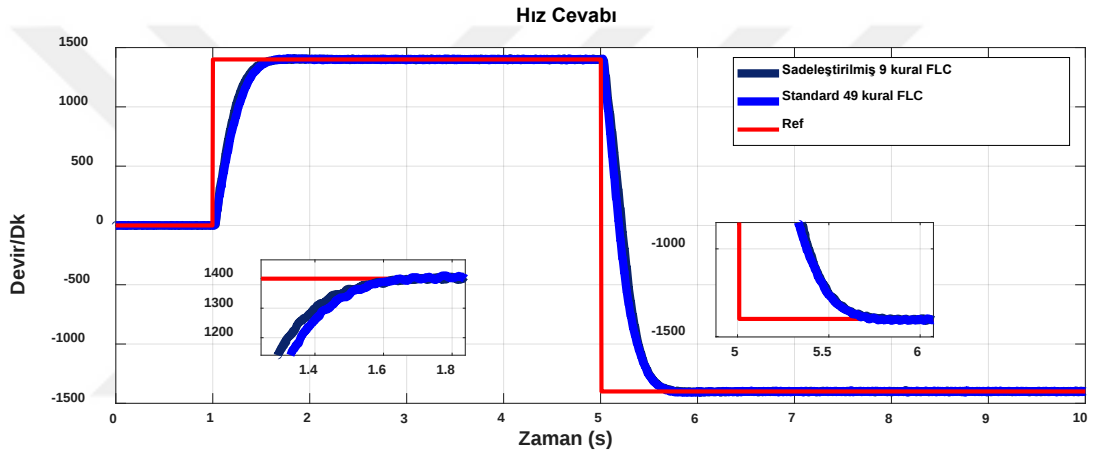


(b)

Şekil 5.25. 900 dev/dak'da (a) (7,25) (b) (9, 49) kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırması.



(a)



(b)

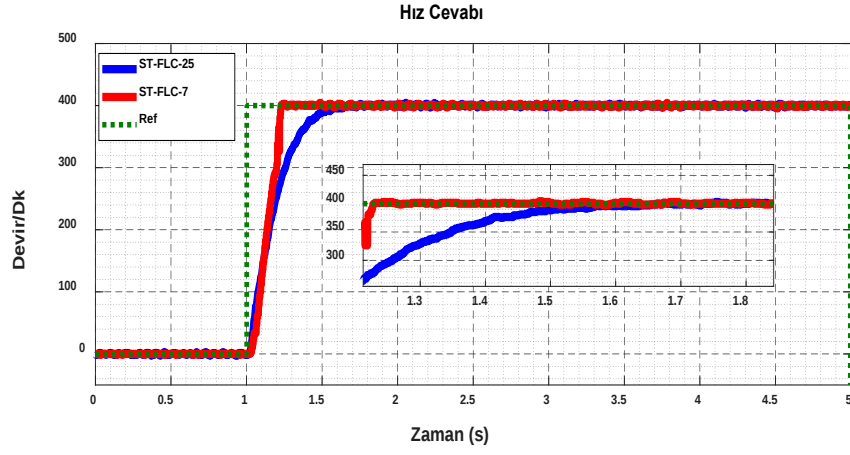
Şekil 5.26. 1400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallı FLC'nin hız performansı karşılaştırması.

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

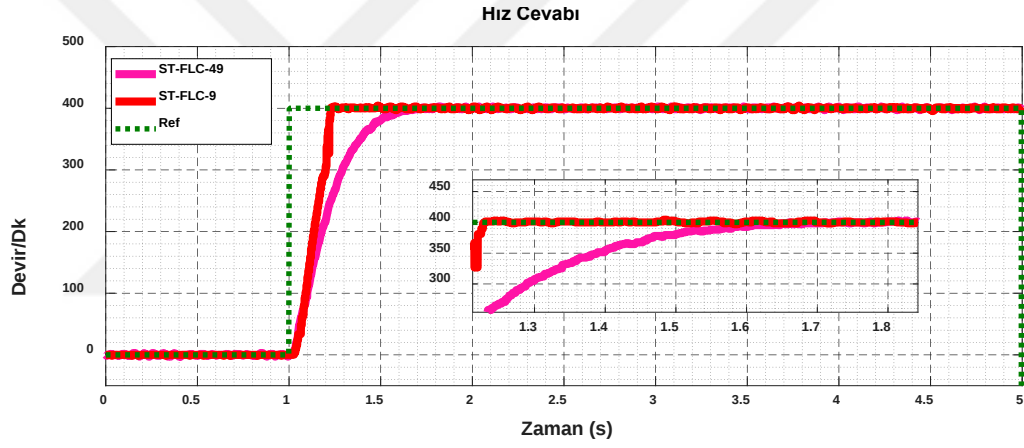
5.3.2 IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Yüksüz Kontrol Uygulaması

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.

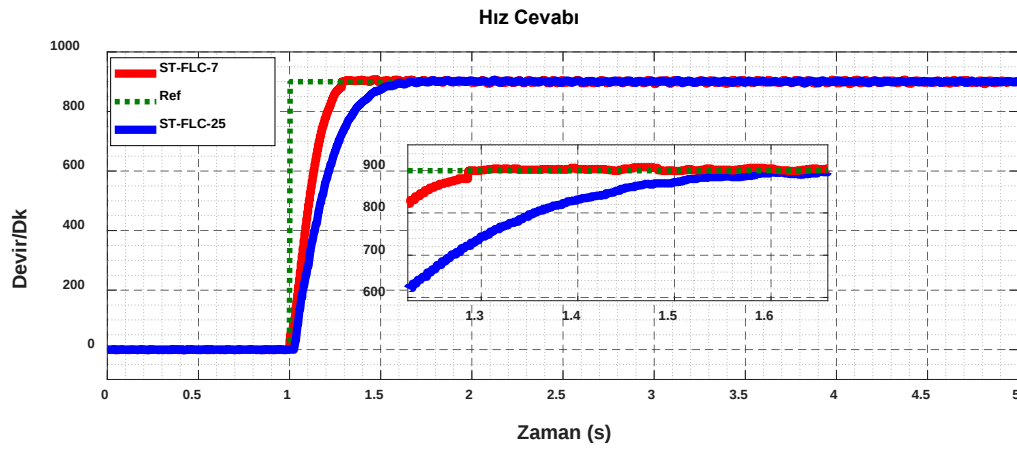


(a)

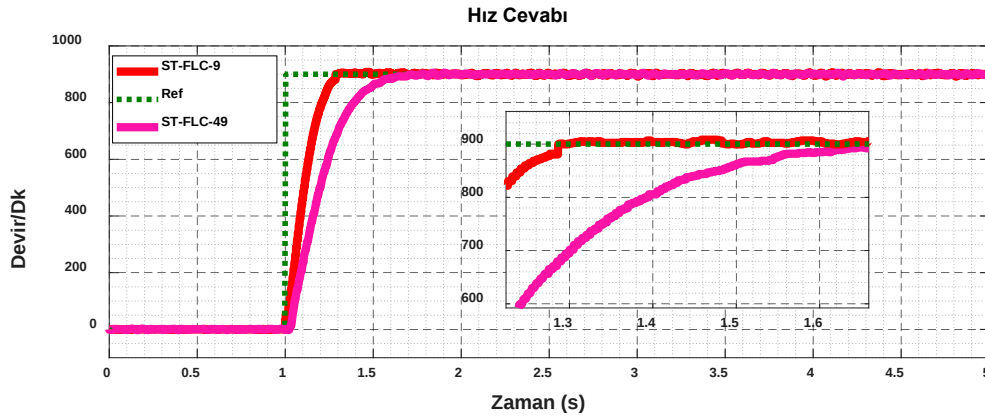


(b)

Şekil 5.27. 400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallı ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.



(a)

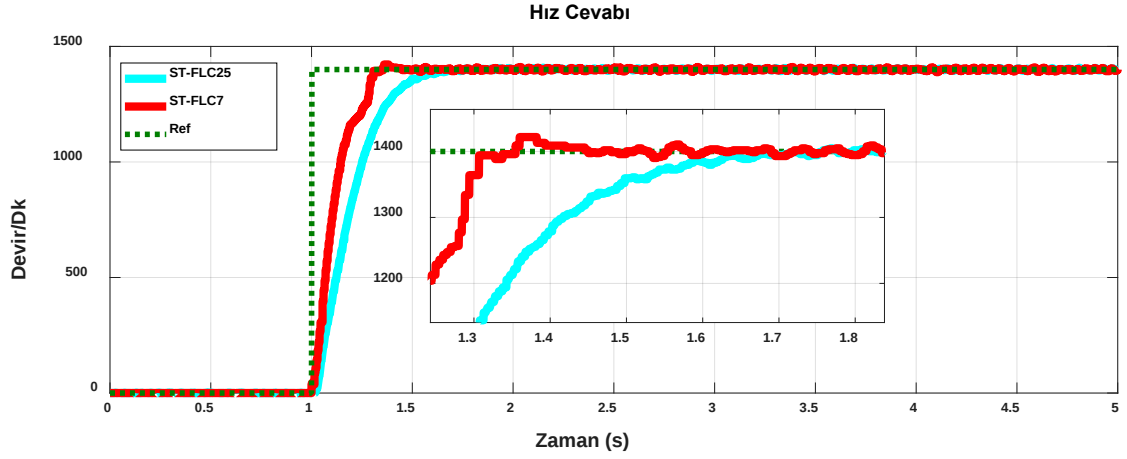


(b)

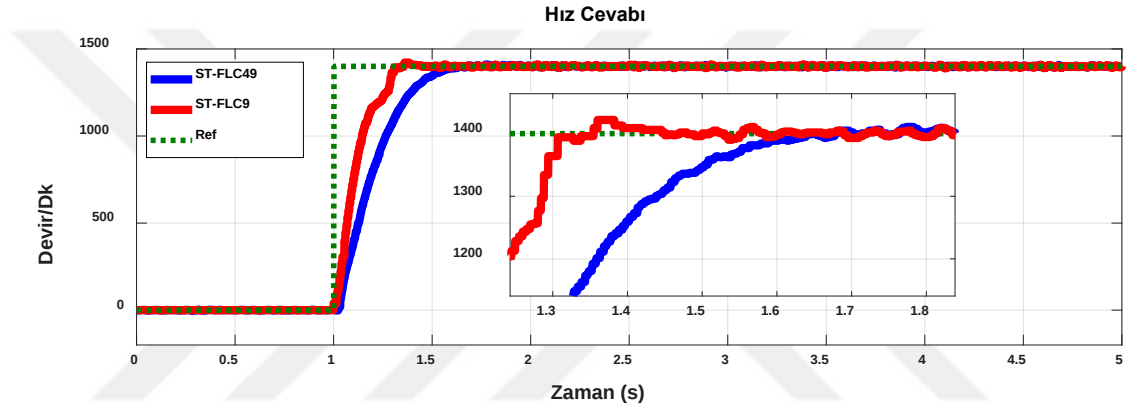
Şekil 5.28. 900 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallı ST-FLC'nin hız performansı karşılaştırması.

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 kullanması 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 yanıtı 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.



(a)



(b)

Şekil 5.29. 1400 dev/dak'da (a) (7,25), (b) (9,49) kurallı ST-FLC'nin hız performansının karşılaştırılması.

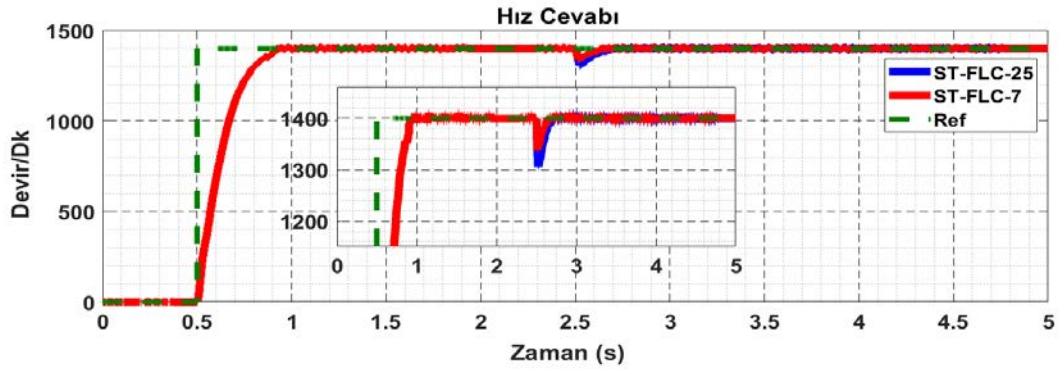
Tablo 5.6. Simülasyon ve deneysel uygulamada ST-FLC (7, 9, 25, 49 kuralları için) hız karakteristiklerinin karşılaştırılması.

İndeks ST-FLC	Yerleşme zamanı (saniye)		Yükselme Zamanı (saniye)		yüzde aşma (%)	
	Sim	Deney	Sim	Deney	Sim	Deney
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%

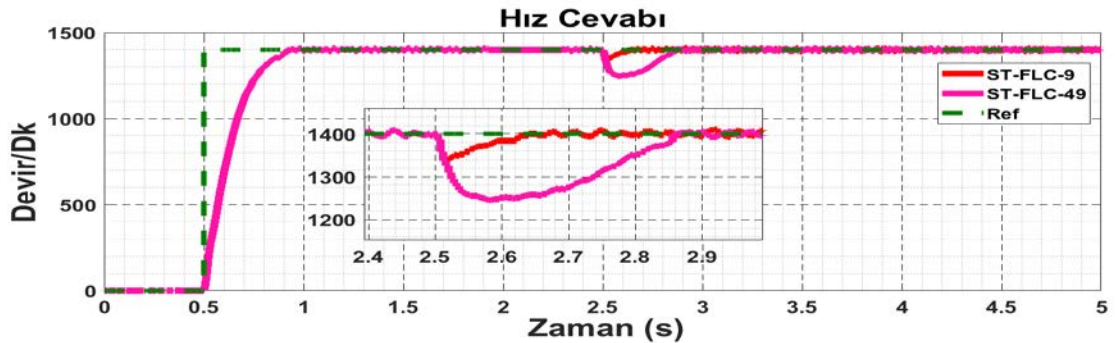
5.3.3 Yük Bozulmalı IM'nin ST-FLC (Kendi Kendini Ayarlayan FLC) ile Hız

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 karşılaştırmalı 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. Ek olarak, ST- FLC yöntemini ve oluşabilecek bozulmaları reddetme kabiliyetinin ne kadar iyi olduğunu değerlendirmek için çalışma sırasında 2.5s'de yük bozulması uygulanmış ve sistem tepkisi gözlenmiştir. 2,5 saniye anında oluşturulan yük bozulmasına karşı ST- FLC hız performansı Şekil 5.34.'te gösterildiği gibi elde edilmiştir. 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.



(a)



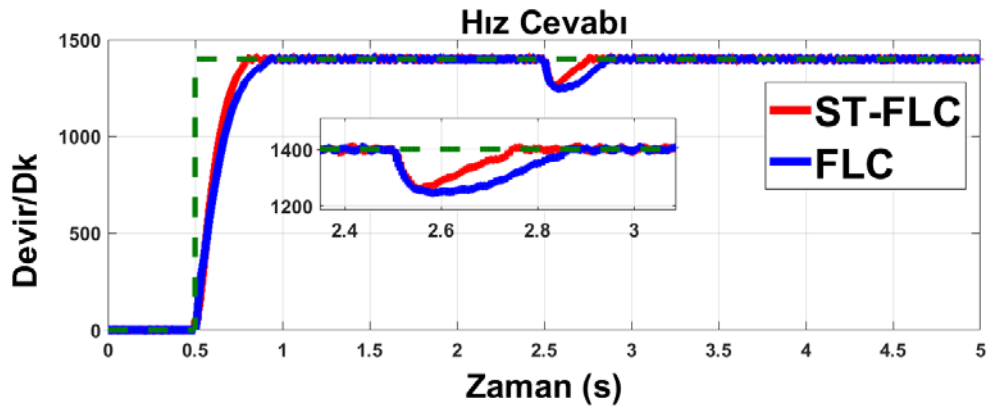
(b)

Şekil 5.30. Yüklü çalışmada 1400 dev/dak için (a) (7,25), (b) (9, 49) kurallı ST-FLC'nin hız performansının karşılaştırılması.

Bunun nedeni, (9, 7) kurallı indirgenmiş denetleyicinin hesaplama yükünün az olması nedeniyle örnekleme periyodunun daha düşük tutulabilmesi olarak yorumlanmıştır.

5.3.4Yük bozukluğunda FLC ve ST-FLC'nin Karşılaştırma Tepkisi

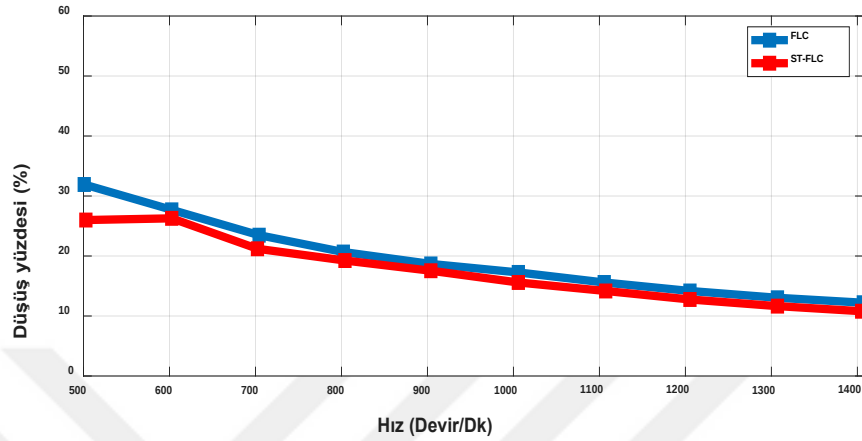
Bu bölümde, basitleştirilmiş 9 bulanık kurallı FLC ve ST-FLC'nin yük bozulması durumunda performans karşılaştırılması incelenmiştir. Bir önceki çalışmaya benzer şekilde deneyi gerçekleştirebilmek amacıyla, yüklü koşullar altında denetleyici performanslarını test etmek için IM bir DC jeneratör ile birleştirilmiş 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.



Şekil 5.31. Tam yükte ve nominal hızda (1400 Dev/dak) FLC ve ST-FLC'nin yük bozulması tepkisi karşılaştırması.

Sistemin değişken hız altındaki yük bozulmalarını 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 gözlemlendi. FLC ile karşılaştırıldığında, ST-FLC daha küçük bir hız düşüşü ve daha hızlı bir toparlanma süresi kaydetmiştir. FLC, 1400 rpm nominal motor hızında 0,36 saniyede toparlanırken, ST-FLC toparlanma süresi 0,16 saniye olarak görülmüştür. ST-FLC, FLC'nin 155 rpm hız düşüşünden daha iyi olan 135 rpm'lik bir hız düşüşü kaydetmiştir. Sabit parametrelili FLC ile karşılaştırıldığında, 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,

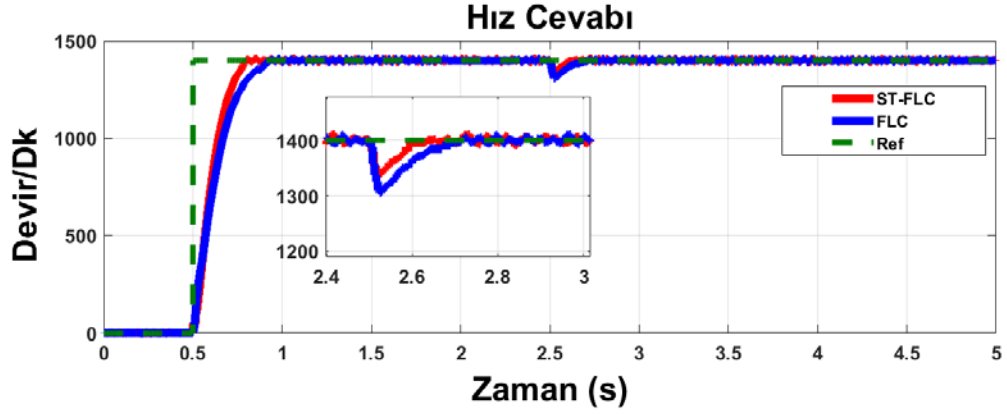
tam yük uygulanan çeşitli hız operasyonlarında çalıştırıldı. Şekil 5.32, ST- FLC ve FLC için çalışan geniş hız aralığı için hız düşüşü ölçümlerini karşılaştırmaktadır. Benzer davranış, hız düşüşünün hız aralığı işlemleriyle yakından ilişkili olduğu ST- FLC ve FLC tarafından da gösterilir. Hız düştükçe, hız düşüşleri keskin bir şekilde artmıştır.



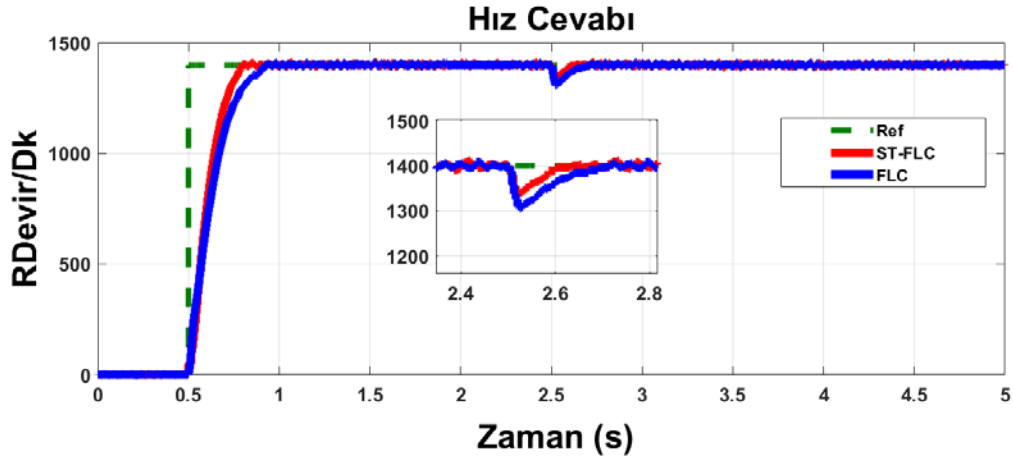
Şekil 5.32. Geniş hızlı çalışma aralığında yük bozulma karşılaştırması.

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 ölçümlerinin 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)

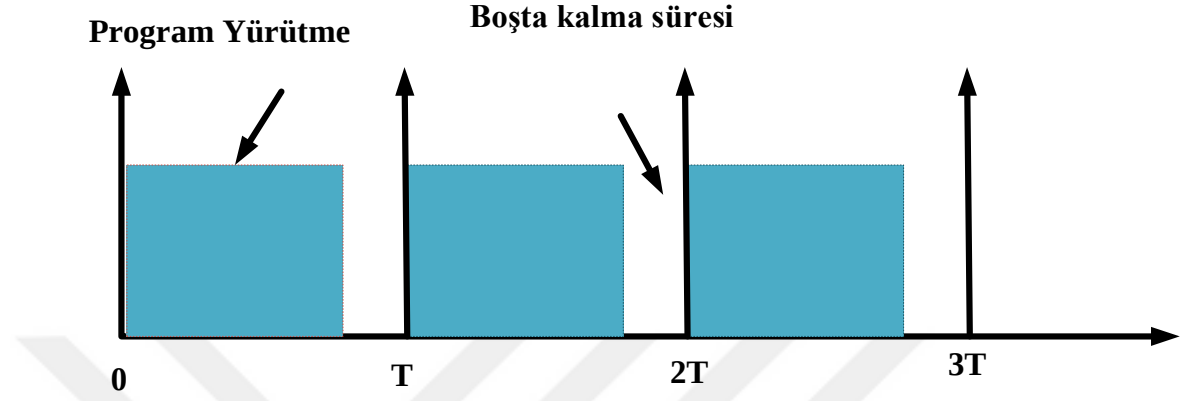
Şekil 5.33. 1400 dev/dak'da (a) %75 yük, (b) %50 yük için ST-FLC ve FLC performans karşılaştırması.

5.4 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 5.34 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.

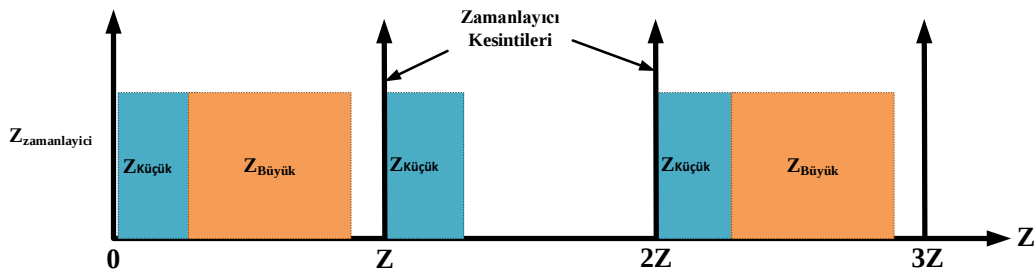
Örnekleme süresinin sistem performansı üzerinde çok önemli bir etkisi vardır, örnekleme süresi ne kadar hızlı olursa optimum sistem performansı elde edilir. Bunun nedeni, örnekleme süresinin yürütme süresiyle doğru orantılı olmasıdır, yürütme süresi

ne kadar uzunsa, büyük bir örnekleme süresi gerekir. Benzer hesaplama gereksinimlerine sahip görevlere sahip bir model, normalde modelin temel örnekleme süresi olan daha hızlı bir örnekleme süresiyle yürütülebilir. Bunun bir örneği Şekil 5.34'da gösterilmiştir.



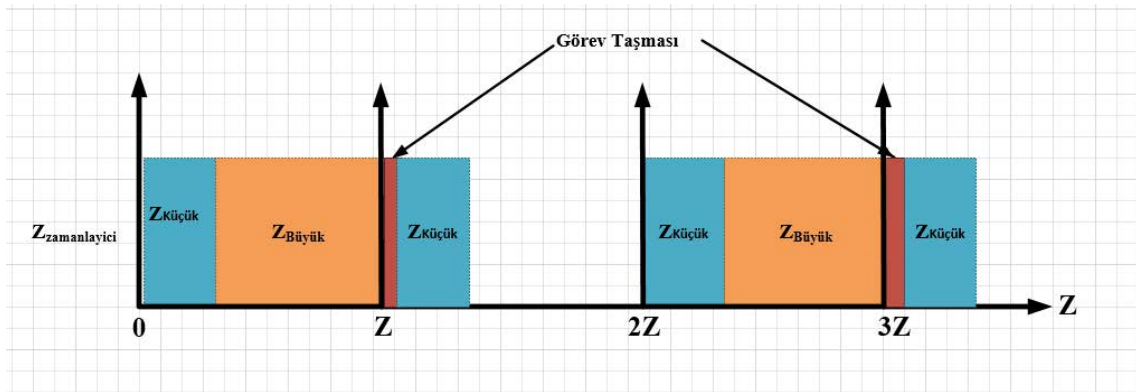
Şekil 5.34. Bir modelin gerçek zamanlı yürütme süresi (benzer görevler).

Bununla birlikte, farklı hesaplama gereksinimlerine sahip çok oranlı görevlere sahip bir model, örneğin belirli bir örnekleme zamanında bir görev yürütmeyi bitirmiş ve yürütmeyi yeniden başlatması gerekirken, diğer görevin yeniden başlaması istenmiş ancak henüz tamamlanmamıştır. Bu nedenle, bu durumda, tüm model görevleri bir örnekleme zaman adımı kadar 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'de 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 örnekleme adımında her iki görevin yürütülmesini sağlamak için daha uzun bir örnekleme süresi kullanılmıştır. Bunun nedeni, daha kısa bir örnekleme süresinin, Tsmall'ın yeni yürütme adımını başlattığı, ancak Tbig'in mevcut yürütmesini bitirmediği taşma durumuna neden olmasıdır. Taşma koşulu meydana gelirse, model gerçek zamanlı olarak uygulanamaz, Şekil 5.36, daha kısa örnekleme süresine sahip iki farklı görevin aşım koşullarını gösterir.



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

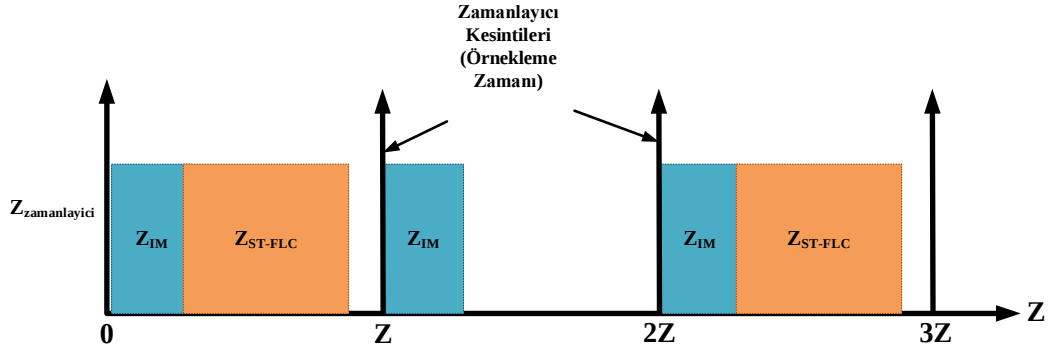
Örnek süresinin artmasının yanı sıra, önceki diyagramlarda olduğu gibi tek zamanlayıcı görevi kullanmak yerine çoklu zamanlayıcı görevi kullanılarak taşma durumu önlenabilir. Çoklu görev zamanlayıcı, farklı görevler için farklı örnekleme zamanlarının kullanılmasını sağlar, böylece büyük hesaplama gereksinimleri 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.

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.

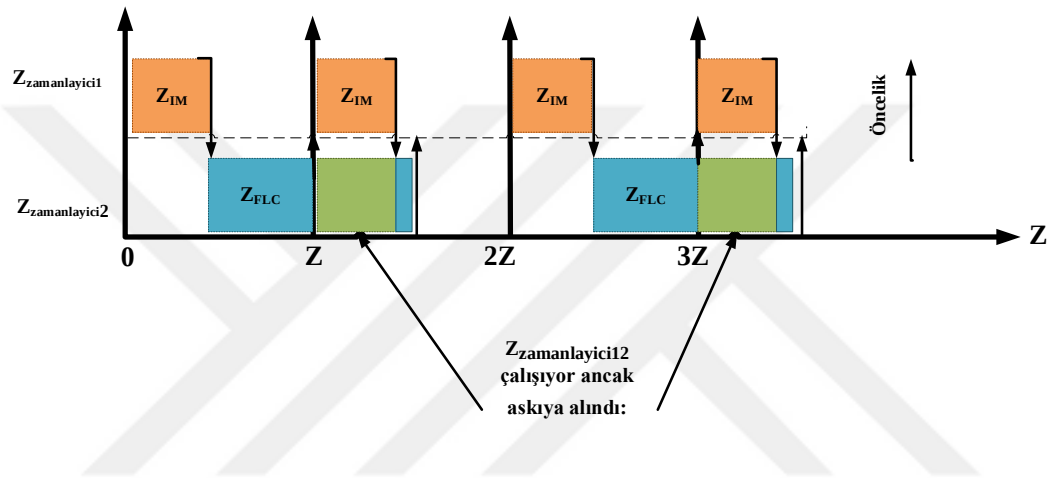
Tablo 5.7. Basitleştirilmiş ve standart bulanık kurallı FLC yöntemlerinin hesaplama süresi.

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

Tablo 5.7'den, önerilen 9 kurallı ve 7 kurallı FLC'nin en düşük hesaplama 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 5.38 ve 5.39.'teki yürütme süresi diyagramlarına bakıldığında, 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 sürücülerinin 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.

5.5 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 yaklaşımlar, 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 yakın sonuçları üretmektedir. Bu araştırma, sabit parametrelili 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 parametrelili 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 parametrelili 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, sistemin

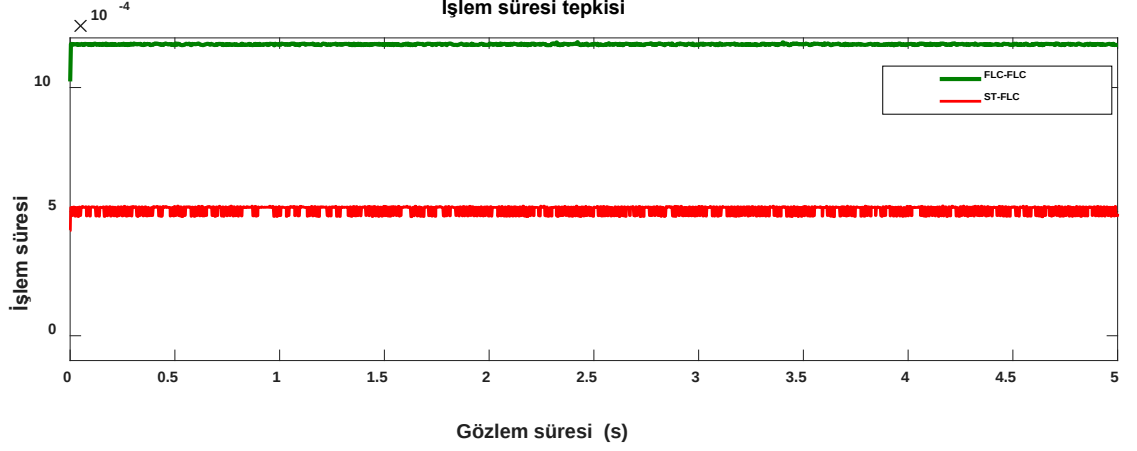
değişiklik ve belirsizliklerine uyum sağlayabilen etkili bir kontrolördür. Bu araştırmada, model referans uyarlamalı kontrole (MRAC) sahip basit, etkili, duyarsız bir FLSC de önerilmiştir. Mevcut diğer yöntemlerden farklı olarak, önerilen yöntem daha az karmaşık bir hız tahmin yöntemi kullanır.

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 parametrelili FLC ile karşılaştırılmıştır. ANFIS denetleyicisi, indüksiyon 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. Hesaplama yükü karşılaştırma grafiğine göre ST- FLC, FLC'den daha uzun yürütme süresine sahiptir. Bu bulanık kuralların sayısı arttıkça sistem karmaşıklığının arttığını, iki bulanık sistem kullanarak kendi kendine ayarlamamanın karmaşıklığının da sistemi etkilediğini ve hesaplama süresini artırdığını

gösterir. FLC yöntemine göre önerilen ST- FLC yönteminde hesaplama süresi %140 artırmaktadır.



Şekil 5.40. FLC, ST-FLC ve FLC-FLC'nin hesaplamalı zaman karşılaştırması.

Bu çalışmanın deneysel uygulaması, simülasyon ortamı ile gerçek zamanlı ortam arasındaki iletişim 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 örnekleme süresiyle dSPACE DS 1104'e yüklenemez. Örnekleme süresi daha büyük bir değere değiştirilirse, model yüklenebilir, ancak bu istenen 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 oluşturduktan 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.

Yürütme 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 karşılaştırıldığında 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 araştırmanın 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.

5.6 Bölüm Özeti

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 karşılaştırılır. Yüklü ve yüksüz olarak geniş ileri ve geri hız işlemlerini kapsayan sonuçlar elde edilmiş ve karşılaştırılmıştır. Moment referansı ve motor akımları araştırılmış ve analiz edilmiştir. ANFIS, FLC ile karşılaştırılmış, yerleşme süresi, yükselme süresi ve aşım, aşmada iyileşme göstererek karşılaştırılır. 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 karşılaştırıldığında yeterince iyi

sonuçlar vermektedir. 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 verdiğini göstermiştir. Son olarak, sistemin donanım sırasındaki hesaplama yükü analiz edilmiştir. Hesaplama yükü azaldıkça, örnekleme periyodu azalmakta, buda performansı veya sonuçları olumlu yönde etkilemektedir.



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 gerekir. 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 elemanlarının iyileştirilmesine ek olarak kontrol algoritmaları hayati 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 yanlışlıkları telafi etmek için daha fazla kural geliştirilebilir.

1970'lerde keşfedilmesinden bu yana FLC, yüksek performanslı AC sürücüler de dahil olmak üzere çeşitli uygulamalarda üstel bir artış gördü. 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 çalışmada kuralları basitleştirmeye dayalı bir Mamdani FLC kullanılmıştır.

FLC ayarının amacı, istenen performans ve sağlamlığı elde etmek için en iyi parametre değerlerini bulmaktır. FLC tasarım parametreleri 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. FLC kural tabanı tasarlamak için etkili bir yöntem olan "Faz- Düzlem Yörünge" yöntemi de dahil olmak üzere FLC kural tabanlı tasarım için çeşitli yaklaşımlar incelenmiştir.

FLC kural tabanı sadeleştirilmesi, sistematik prosedürler ve uygulanabilirlik açısından literatürde incelenirse, şu ana kadar önerilen basitleştirilmiş kurallı FLC yaklaşımlarının çoğunun, sistematik prosedürlerden yoksun olduğu görülmektedir. Bu çalışmada, kontrol edilen sistemin dinamik adım yanıtına dayalı bir FLC kural tabanı 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 uygulanmıştır. Bu amaçla ilk olarak üç farklı kural tabanı (9, 25 ve 49) tasarlanmıştır. Daha sonra ikinci dereceden IM sürücü sisteminin adım yanıtına ve faz düzlemi yörünge eşlemesine dayalı olarak bu kural tabanı (5, 7 ve 9) olarak basitleştirilmiştir. Son olarak IFOC tabanlı IM sürücü sisteminin simülasyon testi hem standart (9, 25, 49) hem de basitleştirilmiş (5, 7, 9) kurallar kullanılarak gerçekleştirildi. Yani önerilen yöntemle (9, 25, 49) kural boyutunda bir FLC tasarlanmış ve (5, 7, 9) bir kural boyutuna sadeleştirilmiştir. 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 çizmektedir.

Sonuç olarak bu araştırma, IM sürücü sistemlerinin ikinci derece temsilinin dinamik adım yanıtına ve faz düzlemi yörüngesine dayalı IM sürücüler için FLC kural tabanını tasarlamaya ve basitleştirmeye metodolojik bir yaklaşım önermektedir. Önerilen yöntem kontrol edilen sistemin genel dinamik adım yanıtına dayalı bir FLC kural tabanı tasarlamak için rehberlik sağlar.

Ayrıca, Kendi Kendini Ayarlayan FLC (ST- FLC) sistemi içinde önerilen kural tabanı indirgeme yöntemi uygulanmış ve performans başarısı test edilmiştir. ST-FLC, sürücü sistemindeki herhangi bir varyasyona, değişikliğe veya bozulmaya yanıt olarak FLC parametrelerini güncellemeye devam edebilmektedir. Çalışmada, 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 örnekleme ve daha düşük hesaplama süresi sağlamıştır. Ölçekleme faktörlerini otomatik

olarak ayarlamak için basit kendi kendini ayarlama mekanizmaları tanıtılmıştır. Böylece FLC'yi daha sağlam ve uyarlanabilir hale getirmek için kendi kendine ayarlayan FLC parametreleri nedeniyle performansın düşmesi önlenmiştir. 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 özellikle uygulama deneylerinde gözlenmiştir.

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

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

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. Testlerde çeşitli 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) Uygulamada, (9, 7) kural boyutları, daha az hız düşüşü ve daha hızlı toparlanma süresi ile yük bozulma reddi açısından (49, 25) kural boyutlarından daha iyi performans göstermiştir. Bunda hesaplama yükünün azalması etkindir.

3) Simülasyonda, oturma süresi açısından, standart FLC'ler, basitleştirilmiş FLC'lere göre hız tavsiyesindeki adım azaltmalar için daha iyi hız tepkilerine sahiptir. Hız komutlarında farklı adım azaltmaların 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 davranışı 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 kurallı FLC'ler, aşma açısından standart FLC'lere benzer şekilde performans gösterir, ancak yükselme ve oturma süresi açısından biraz farklılık gösterir.

Sabit parametrelili FLC yanında, ölçekleme faktörünü ayarlamak için ST-FLC tasarlanmış ve karşılaştırılmıştır. Her iki denetleyici de kural boyutu, MF'ler ve giriş ölçekleme faktörleri gibi benzer parametreler kullanır. Önerilen ST- FLC, giriş hatasına ve hata değişimine dayalı olarak çıktı ölçeklendirme faktörünü çevrimiçi olarak ayarlamak için matematiksel bir algoritma kullanır. Çıkış Ölçeklendirme Faktörü (SF), genel sistem performansını etkiler. Çıkış 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 kurallı FLC sürücü performansını korudu ve standart kurallara benzer şekilde davrandı.

Araştırma yaklaşımları MATLAB/ SIMULINK yazılımı kullanılarak yürütüldü ve FLC temelinde modellendi ve test edildi. Sistem donanım yapısı için dSPACE DS 1104, VSI ve 2hp indüksiyon motoru 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.

IM kontrol sisteminin yüksüz ve bozucu yük performansı; çeşitli referans çalışma hızlarında oturma süresi, aşma ve yükselme süresi açısından karşılaştırılarak değerlendirilmiştir. Çeşitli hızlarda farklı yükler ve farklı hızlarda tam yük kullanılarak yük bozulmasını reddetme kapasitesi karşılaştırılmıştır. Yük bozulmalarında önerilen ST-FLC'nin daha iyi performans gösterdiği görülmüştür. Sabit yüklü sistemde, 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 göstermiştir. Ayrıca, kendi kendini ayarlayan ek matematiksel model nedeniyle, ST-FLC'nin hesaplanması FLC'den daha uzun sürer. Simülasyonun ve deneysel sonuçlar performansı açısından farklı sonuçlarda vermiştir. Gerçek ölçümün doğruluğu nedeniyle, donanım testi için aşım, yükselme süresi ve oturma süresi simülasyonlardan daha yüksekti. Bu araştırmanın amaçlarına, geliştirilmiş performans için basit bir kendi kendini ayarlama tabanlı bulanık mantık hız denetleyicisi geliştirilerek ulaşılmıştır.

Bu çalışmada ayrıca sensörsüz hız kontrolü için model referans uyarlamalı sistem kullanılarak motor hızı tahmin edilmiş ve IM dolaylı alan yönelimli kontrolünde (IFOC) kullanılmıştır. Burada IM'nin hızını tahmin ve kontrol etmek amacıyla ilave hesaplama yükü oluşur. Simülasyon sonucu önerilen sensörsüz yöntemlerin sağlamlığını, geniş hız aralığında operasyon için tatmin edici sonuçlarla birlikte göstermektedir.

Ayrıca çalışmada ANFIS denetleyicide kullanılmış, standart ANFIS ve indirgenmiş kural tabanlı ANFIS için denemeler yapılmıştır. Her iki denetleyicinin etkinliği ve doğruluğu, IM sürücülerinin MATLAB/ Simulink simülasyon analizi kullanılarak doğrulandı. Sonuçlara göre her iki kontrolör de geçici ve sabit durum koşullarında üstün performans gösterdi. Standart ANFIS denetleyicisi aşma açısından daha iyi performans göstermiştir.

Sonuç olarak, FLC sistemi oldukça fazla hesaplama kapasitesi gerektirir, bu da makine tahrik sisteminin genel hesaplama yükünü artırır ve potansiyel olarak düşük performansa neden olur. Hesaplama yükü problemini aşmak için FLC için kural indirgeme yaklaşımının kullanılabileceği, sistem performansı açısından kural indirgemenin örnekle periyodu noktasında avantaj sağlayacağı görülmüştür.

6.2 Araştırma Hedeflerine Ulaşma

Bu araştırma sayesinde, birinci bölümde sunulan hedeflere başarıyla ulaşılmıştır. İlk olarak, vektör kontrollü IM türleri için standart kurallı FLC hız denetleyicisi başarıyla geliştirildi. Standart kurallı FLC maksimum sayıda kural içerdiğinden, 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 denge konumuna yakın olan kuralların seçilmesi 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 sisteminin geleneksel zahmetli deneme ve yanılma yöntemiyle karşılaştırıldığında daha sistematik ve pratiktir. Çalışma, IM sürücü sistemlerinin ikinci dereceden gösteriminin dinamik adım yanıtına ve faz düzlemi yörüngesine dayalı IM sürücüleri için FLC kural tabanı tasarlamaya ve basitleştirmeye yönelik metodolojik yaklaşım önermektedir. Ayrıca, önerilen FLC tasarım yöntemi ilerletilerek (9, 25, 49) kural boyutundan (5, 7, 9) kural boyutuna sadeleştirme yapmaya imkân vermektedir. Bunun yanı sıra, FLC'nin 49 ve 25 standart kural tabanının, 9 ve 7 indirgenmiş kural tabanına dönüştürülmesi, önemli ölçüde yürütme süresinde veya hesaplama yükünde önemli ölçüde düşmeye neden olduğu görülmektedir. Simülasyon ve uygulama sonuçları, önerilen yöntemin performans açısından da kullanılabilir olduğunu göstermektedir. Bu yaklaşımın, donanım karmaşıklığını ve özellikle gömülü denetleyici uygulaması için büyük bellek ihtiyacını ve yüksek işlemci gereksinimini azaltacağı sonucunu vermektedir. 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 çalışma sırasında FLC parametrelerini otomatik olarak ayarlamak için yeni bir "Kendi Kendini Ayarlama" mekanizması tanıtılmıştır. Çalışmada ayrıca sensörsüz kontrol için hız tahmininde Model referans uyarlanabilir sisteme (MRAS) dayalı bir yöntem kullanılmış ve simüle edilmiştir. 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. ANFIS yapısı da kontrol amacıyla kullanılmış, kural indirgeme açısından karşılaştırılmıştır.

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 karşılaştırılabilir. IM yüksek performanslı bir AC motor olduğundan, FLC kuralları SPMSM ve fırçasız DC motorlar gibi diğer AC motor türlerine uygulanabilir. Bulanık kural kontrol algoritmaları, "Sinir Ağları" veya "Genetik Algoritmalar" kullanılarak uygulanabilir.

FLC sadeleştirilmesi son zamanlarda kullanımı yaygınlaşan Model Öngörülü Kontrol (MPC) dayalı sistemlere uygulanabilir. 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 tekniğine dayalı olarak optimum çıktı elde etmek için kullanılabilir.

Güçlü modelden bağımsız tahmine dayalı kontrol (MFPC) yöntemleri, PMSM sürücüler için en iyi sağlam yöntemler olarak bulunduğu için, 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.

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.

Awailı, 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., Raggini, 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 Lafkih, 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 pi 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., Elkalashy, 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., Elkalashy, N. I., Zaky, M. S. ve Wolbank, T. M., 2017b, Slotting 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., Aguila-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., Aguila-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.

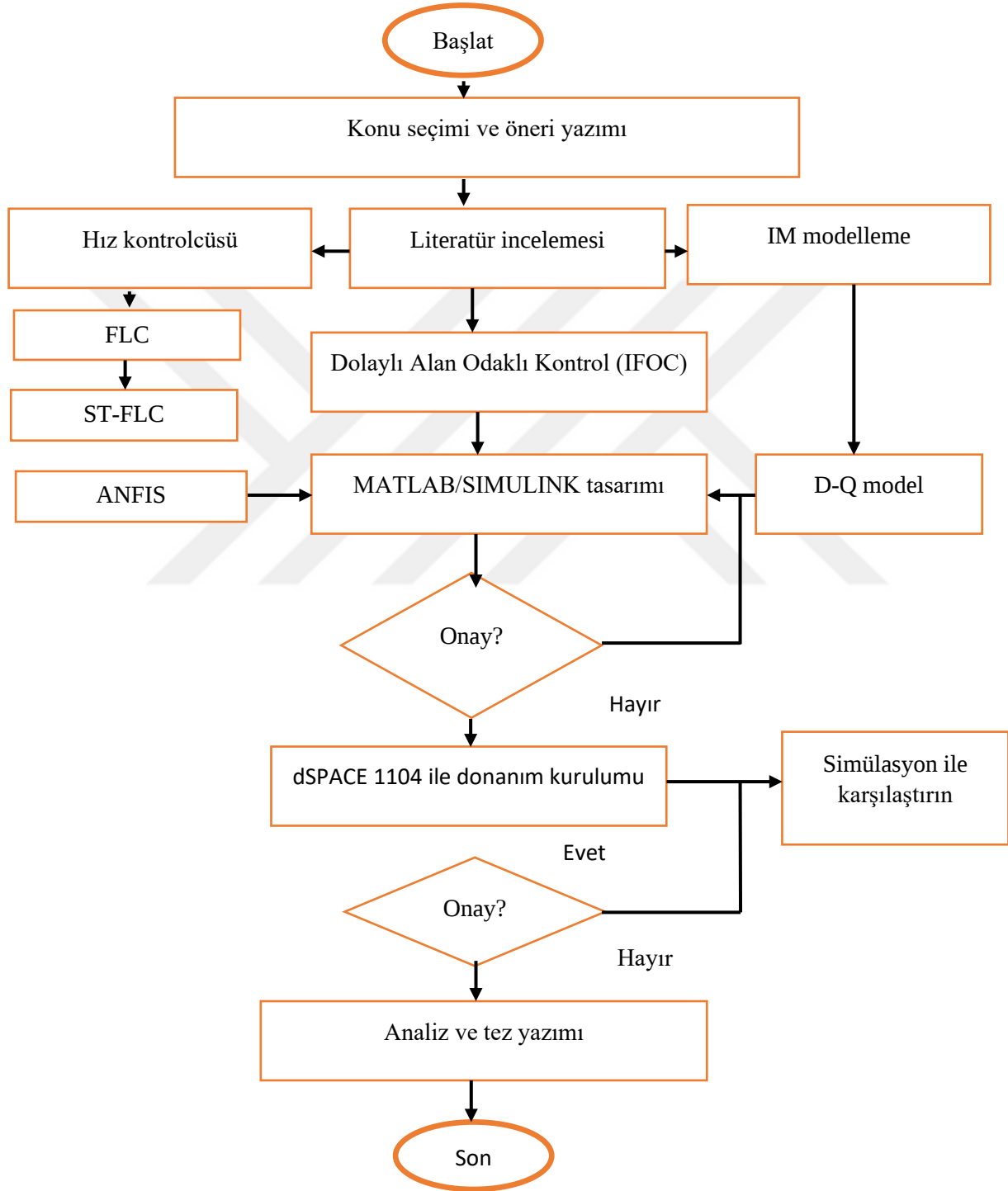
EK A

ENDÜKSİYON MOTOR PARAMETRELERİ

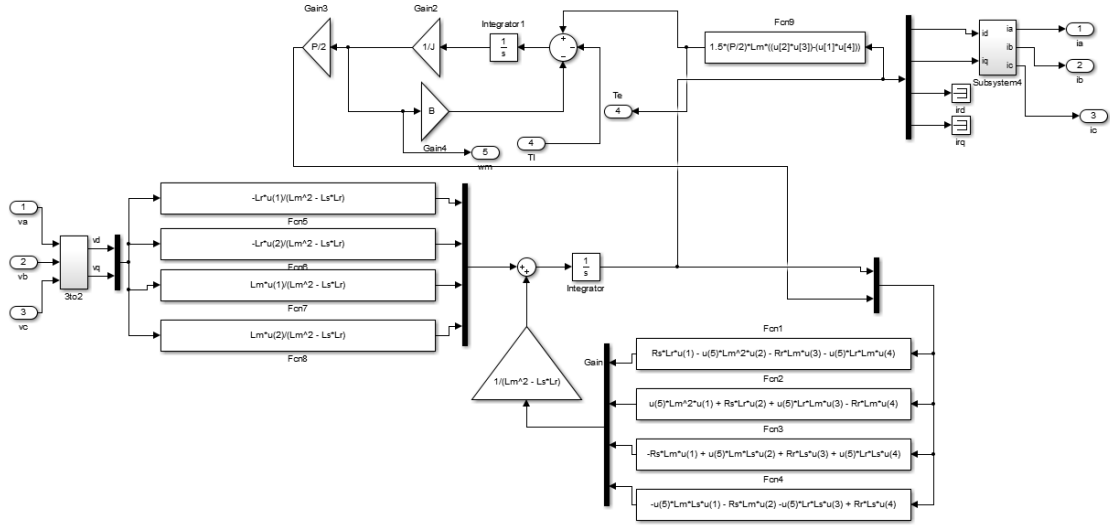
Parametreler	Değerler
Nominal Güç	2 hp
Nominal Frekans	50 Hz
Nominal Hız	1430 rpm
Nominal Akım	3.58 A
Nominal Gerilim	380 Vdc
Nominal Tork	10 Nm
Motor Verimliliği	85%
Kutup Sayısı	4
Stator Direnci	3.4 Ω
Rotor Direnci	3.6 Ω
Stator endüktansı	320 mH
Rotor Endüktansı	325 mH
Süredurum	0.01 kgm ²
Viskoz Sürtünme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

EK B

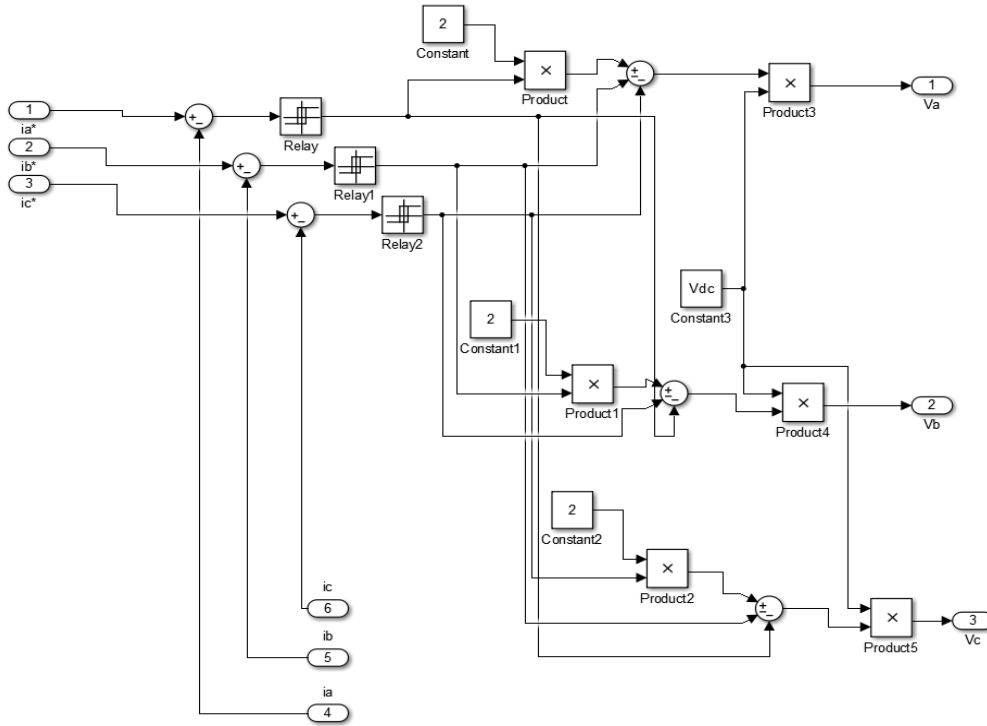
ARAŞTIRMA FAALİYETLERİ AKIŞ ŞEMASI



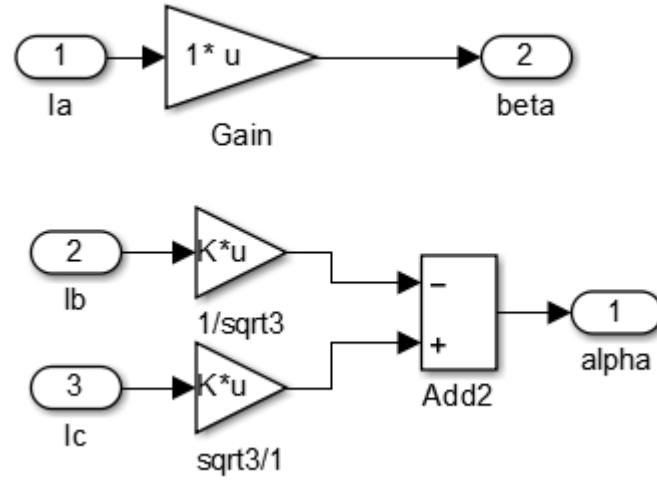
Şekil A. Araştırma faaliyetlerinin akış şeması.



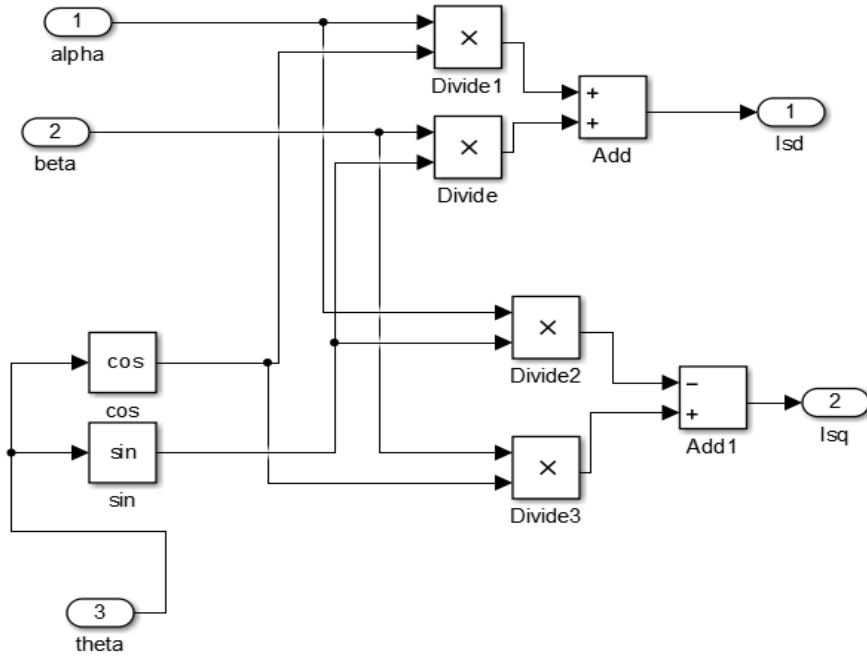
Şekil B2. Asenkron motor modeli.



Şekil B2. Asenkron motor modeli.



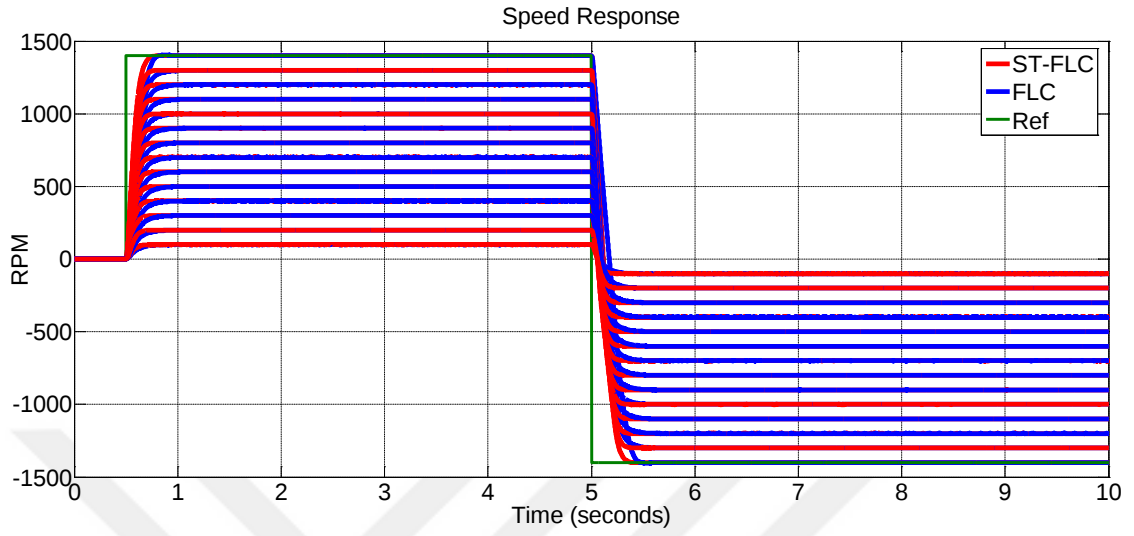
Şekil B4. Abc'den alfa-beta'ya dönüşüm.



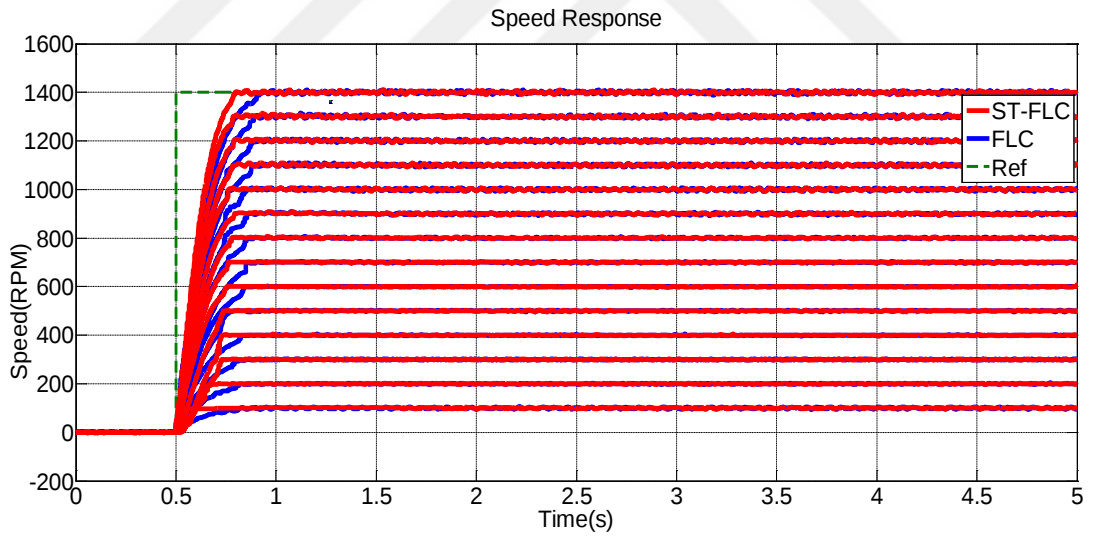
Şekil B5. Alfa-beta'dan d-q'ya Dönüşüm.

EK D

Geniş Hızlı İşlemlerde Performans



Şekil C1. Çok Çeşitli Hız Operasyonları İçin Simülasyon Sonuçları.



Şekil C2. Çok Çeşitli Hız İşlemleri İçin Deneysel Sonuçlar.