
GAZİ ÜNİVERSİTESİ
Gazi
1926

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA KESİR MERTEBELİ KAYAN KİP KONTROLCÜ İLE HIZ KONTROLÜ

Burak ÇETİN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

OCAK 2024

ETİK BEYAN

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

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

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

Burak ÇETİN

25/01/2024

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA KESİR MERTEBELİ KAYAN KİP KONTROLCÜ İLE HIZ KONTROLÜ

(Yüksek Lisans Tezi)

Burak ÇETİN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2024

ÖZET

Günümüzde mıknatıs tasarımlarında meydana gelen çeşitlilik sabit mıknatıslı senkron motorların kullanım alanlarını genişletmiştir. Bu tip motorlar diğer motorlarla karşılaştırıldığında kompakt yapıları, yüksek verimlilikte farklı hız aralıklarında çalışabilir olmaları nedeniyle tercih edilmektedir. Bu çalışmada SMSM'lerin hız kontrolü kesir mertebeli kayan kip kontrolcü kullanılarak gerçek zamanlı deneysel uygulama ile gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasında, SMSM'lerin matematiksel modelinden faydalanılmış, akım kontrolü için PI denetleyici, hız kontrolü için kesir mertebeli kayan kip kontrolcü algoritmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Deneysel uygulamada ise TMS320F28379D mikro denetleyici ve BOOSTXL-DRV8305EVM motor sürücüsü kullanılmıştır. Kontrol algoritması Simulink ortamında mikro denetleyici içerisine gömülmüş olup, PI kontrolcüsü ve kesir mertebeli kayan kip kontrolcü farklı hız değerleri için karşılaştırılmıştır. Kesir mertebeli kayan kip kontrolde kesir mertebesi μ ve kayan kip kontrol sabiti c parametreleri değiştirilerek düşük ve yüksek hız değerleri için en uygun sonuç elde edilmeye çalışılmıştır. Kesir mertebeli kayan kip kontrolcünün farklı hızlar için oldukça gürbüz bir kontrol yöntemi olduğu gözlemlenmiştir.

Bilim Kodu	:	90526
Anahtar Kelimeler	:	Sabit mıknatıslı senkron motor, kesir mertebeli kayan kip kontrol, F28379D, hız kontrolü
Sayfa Adedi	:	73
Danışman	:	Doç. Dr. Ali SAYGIN

SPEED CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR USING FRACTIONAL ORDER SLIDING MODE CONTROLLER

(M. Sc. Thesis)

Burak ÇETİN

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

January 2024

ABSTRACT

The diversity in magnet designs has expanded the usage areas of permanent magnet synchronous motors. These types of motors are preferred compared to other motors due to their compact structure and ability to operate in different speed ranges with high efficiency. In this study, the speed control of SMSMs was carried out with a real-time experimental application using a fractional-order sliding mode controller. In the simulation study, the mathematical model of SMSMs was used, PI controller for current control and fractional sliding mode controller algorithm for speed control were implemented in the Matlab/Simulink environment. In the experimental application, TMS320F28379D DSP and BOOSTXL-DRV8305EVM motor driver were used. The control algorithm was embedded into DSP from the Simulink environment. PI controller and fractional order sliding mode controller are compared for different speed values. In fractional order sliding mode control, the most appropriate results for low and high speed values were tried to be obtained by changing the fractional order μ and sliding mode control constant c parameters. It has been observed that the fractional order sliding mode controller is a very robust control method.

Science Code : 90526

Key Words : Permanent magnet synchronous motor, fractional order sliding mode control, F28379D, speed control

Page Number : 73

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Ali SAYGIN

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim boyunca ve tez çalışmamın başından sonuna kadar her türlü destek ve önerisiyle bana yol gösteren değerli akademik danışmanım Doç. Dr. Ali SAYGIN'a, eğitim hayatımın en büyük destekleyicileri olan, bugünlere gelmemi sağlayan sevgili babam ve anneme, varlıklarıyla bana güç veren, bu süreçteki en büyük destekleyici ve teşvik edicilerim olan değerli eşim Dilara ve kızım Tomris'e şükranlarımı sunuyorum.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET iv

ABSTRACT v

TEŞEKKÜR vi

İÇİNDEKİLER vii

ÇİZELGELERİN LİSTESİ viii

ŞEKİLLERİN LİSTESİ ix

RESİMLERİN LİSTESİ x

HARİTALARIN LİSTESİ xi

SİMGELER VE KISALTMALAR xii

1. GİRİŞ 1

2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR VE SİSTEM MODELİ ... 9

2.1. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor 8

2.2. SMSM Matematik Modellemesi 10

2.3. Eksen Dönüşüm Matrisleri 14

2.3.1. Clarke dönüşümü 15

2.3.2. Park dönüşümü 16

2.3.3. Ters park ve ters clarke dönüşümleri 17

2.4. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu 19

2.4.1. Anahtarlama sürelerinin bulunması 23

2.4.2. Referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesi 24

3. KAYAN KİP KONTROL TASARIMI 27

3.1. Kayan Kip Kontrol 27

3.1.1. Kontrolcü tasarımı 32

Sayfa

3.2. Kesir Mertebeli Kontrol 34
3.3. Kesir Mertebeli Kayan Kip Kontrol 35
3.3.1. Kontrolcü kararlılık analizi 37
4. DENEYSEL ÇALIŞMA 39
4.1. Deneysel Çalışma Düzeneği 39
4.1.1. Sabit mıknatıslı senkron motor 40
4.1.2. Mikro denetleyici 40
4.1.3. Motor sürücüsü 41
4.2. Benzetim Çalışmaları 42
4.2.1. Akım kontrol bloğu 44
4.2.2. PI akım denetleyici 45
4.2.3. Hız kontrol bloğu 50
4.2.4. Ana bilgisayar kontrol ekranı 52
5. DENEYSEL SONUÇLAR 53
6. SONUÇ VE ÖNERİLER 67
KAYNAKLAR 69
ÖZGEÇMİŞ 73

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge **Sayfa**

Çizelge 2.1. Gerilim vektörleri ve anahtarlama durumları 21

Çizelge 2.2. Vektör gerilimleri..... 22

Çizelge 2.3. Sektörlere göre anahtarlama süreleri 24

Çizelge 2.4. Anahtarlama durumuna göre sektör sıralaması 25

Çizelge 4.1. Motor parametreleri..... 47

Çizelge 4.2. PI denetleyici kazanç değerleri..... 48

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil **Sayfa**

Şekil 2.1. Gömülü SMSM ve yüzey monteli SMSM modelleri 9

Şekil 2.2. Yüzey monteli SMSM 11

Şekil 2.3. ABC koordinatları ile SMSM eşdeğer devresi 11

Şekil 2.4. SMSM'nin d-q eksen dinamik devresi 12

Şekil 2.5. Clarke-Park eksen dönüşümleri 14

Şekil 2.6. Clarke eksen dönüşümü 15

Şekil 2.7. Park eksen dönüşümü 17

Şekil 2.8. Ters Park eksen dönüşümü 17

Şekil 2.9. Ters Clarke eksen dönüşümü 18

Şekil 2.10. 3 fazlı 6 anahtarlı eviricinin devre şeması 20

Şekil 2.11. Uzay vektör gösterimi 22

Şekil 3.1. Kayan kip kontrol davranışı 27

Şekil 3.2. Çatırdama problemi 32

Şekil 3.3. Saturasyon fonksiyonu 33

Şekil 3.4. SMSM kontrol blok diyagramı 37

Şekil 4.1. Simulink donanım sekmesi 41

Şekil 4.2. Donanım aktarım başlığı 42

Şekil 4.3. Seri haberleşme parametreleri 42

Şekil 4.4. Simulink kontrol modeli 43

Şekil 4.5. Donanım kestirme bloğu 43

Şekil 4.6. Seri haberleşme bloğu 43

Şekil 4.7. Akım kontrol bloğu 44

Şekil 4.8. PI denetleyicisi blok diyagramı 45

Şekil **Sayfa**

Şekil 4.9. PI akım denetleyicileri bloğu 50

Şekil 4.10. Anti-windup özellikli PI akım denetleyici 50

Şekil 4.11. Hız kontrol bloğu 52

Şekil 4.12. Ana bilgisayar kontrol ekranı 53

Şekil 5.1. 1000rpm'de alan yönlendirmeli kontrol sonuçları 55

Şekil 5.2. 1000rpm'de μ=0.2 ve q=300 parametre sonuçları 55

Şekil 5.3. 1000rpm'de μ=0.5 ve q=100 parametre sonuçları 56

Şekil 5.4. 1000rpm'de μ=0.5 ve q=300 parametre sonuçları 56

Şekil 5.5. 1000rpm'de μ=0.5 ve q=500 parametre sonuçları 57

Şekil 5.6. 1000rpm'de μ=0.8 ve q=300 parametre sonuçları 57

Şekil 5.7. 2000rpm'de μ=0.2 ve q=300 parametre sonuçları 58

Şekil 5.8. 2000rpm'de μ=0.5 ve q=100 parametre sonuçları 58

Şekil 5.9. 2000rpm'de μ=0.5 ve q=300 parametre sonuçları 59

Şekil 5.10. 2000rpm'de μ=0.5 ve q=500 parametre sonuçları 59

Şekil 5.11. 2000rpm'de μ=0.8 ve q=300 parametre sonuçları 60

Şekil 5.12. 3000rpm'de alan yönlendirmeli kontrol sonuçları 61

Şekil 5.13. 3000rpm'de μ=0.2 ve q=300 parametre sonuçları 61

Şekil 5.14. 3000rpm'de μ=0.5 ve q=100 parametre sonuçları 62

Şekil 5.15. 3000rpm'de μ=0.5 ve q=300 parametre sonuçları 62

Şekil 5.16. 3000rpm'de μ=0.5 ve q=500 parametre sonuçları 63

Şekil 5.17. 3000rpm'de μ=0.8 ve q=300 parametre sonuçları 63

Şekil 5.18. 4000rpm'de μ=0.2 ve q=300 parametre sonuçları 64

Şekil 5.19. 4000rpm'de μ=0.5 ve q=100 parametre sonuçları 64

Şekil 5.20. 4000rpm'de μ=0.5 ve q=300 parametre sonuçları 65

Şekil **Sayfa**

Şekil 5.21. 4000rpm’de μ=0.5 ve q=500 parametre sonuçları..... 65

Şekil 5.22. 4000rpm’de μ=0.8 ve q=300 parametre sonuçları..... 66

RESİMLERİN LİSTESİ

Resim **Sayfa**

Resim 4.1. Deney düzeneği 38

Resim 4.2. Telco-Motion SMSM 39

Resim 4.3. F28379D Mikro denetleyici 40

Resim 4.4. DRV8305EVM motor sürücüsü 41

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	**Açıklamalar**
A	Amper
H	Henry
Hz	Hertz
m/s	Hız
ohm	Direnç birimi
rad	Radyan
rpm	Dakikadaki devir sayısı
S	Kayma yüzeyi
V	Volt, gerilim birimi
ω	Açısal hız
μ	Kesir mertebesi
θ	Rotor akı pozisyonu

Kısaltmalar	**Açıklamalar**
AC	Alternatif akım
ADC	Analog Dijital Dönüştürücü
CAN	Haberleşme alan ağı
DC	Doğru Akım
DSP	Dijital Sinyal İşlemcisi
DTC	Direk Tork Kontrol
EMF	Elektromanyetik alan
EMK	Elektromanyetizma kuvveti
FOC	Alan yönlendirmeli kontrol
MOSFET	Metal oksit yarı iletken alan etkili transistör
MRAS	Model referans uyarlama sistemi

Kısaltmalar	Açıklamalar
PI	Oransal Integral
PID	Oransal-Integral Türevsel
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
SCI	Seri haberleşme arayüzü
SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
SVPWM	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
USB	Evrensel seri veri yolu
VVC	Gerilim Vektörel Kontrol

1. GİRİŞ

Elektrik motorları temel olarak elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren cihazlardır. Tek fazlı ve üç fazlı olarak ikiye ayrılır. Üç fazlı motorlarda kendi içinde asenkron ve senkron olarak tanımlanmaktadır. Senkron motorun asenkron motordan farkı AC gerilim beslemesi frekansı ile senkron çalışabilmesidir. Çalışmamız kapsamında kullanacağımız sabit mıknatıslı senkron motor da bu üç fazlı senkron motor grubu içerisinde yer almaktadır. Sabit mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) tüm elektrik motorlarında olduğu gibi sabit haldeki stator ve döner durumdaki rotor kısımlarından oluşur.

Son yıllarda mıknatıs tasarımlarında meydana gelen çeşitlilik sabit mıknatıslı senkron motor gibi bilinen bazı motorların kullanım alanlarını genişletmiştir. Bu tip motorlar düşük-orta güç ve yüksek performans gerektiren robotik, elektrikli ev aletleri, otomotiv ve uzay-havacılık gibi çok farklı uygulama alanlarına sahiptir.

SMSM'lerde sabit bir manyetik alan oluşur, sargısız bir rotora sahiptir ve buna bağlı olarak rotorda bakır kaybı yaşanmaz. SMSM'nin bu özellikleri benzer motorlarla karşılaştırıldığında yüksek verimlilik, yüksek güç yoğunluğu, yüksek tork/hacim oranı gibi avantajlar sağlar (Zahidee ve diğerleri, 2019). Ayrıca kompakt bir yapıda olup, düşük eylemsizlik ve mekanik titreşim özelliklerine sahip olduklarından farklı hız aralıklarında çalışabilirler. Bununla birlikte, SMSM'ler motor hızı ile d, q eksen akımları arasındaki ilişki nedeniyle doğrusal değildir ve zamanla değişen yüksek dereceli karmaşık dinamik modellere sahiptir (Li, Zhou, Yu, 2013).

Literatürde SMSM'lerin kontrolü üzerine yapılan çalışmalara bakıldığında, sensörlü ve sensörsüz olarak; pozisyon, hız ve tork kontrolünün yapıldığı görülmektedir. Bu kapsamda farklı uygulama alanları için, farklı kontrol yöntemleri kullanılmıştır. Çalışmaların bir kısmında ise kontrol yöntemlerinin birbirlerine olan avantaj veya dezavantajları değerlendirilmiştir.

Yapılan bir çalışmada SMSM'lerin performans analizleri sinüs darbe geniş modülasyonu yöntemi kullanılarak Matlab/Simulink ortamında incelenmiştir. Ayrıca vektörel kontrol ve skaler kontrol metotları ile karşılaştırması yapılmıştır. Üç fazlı yıldız bağlantılı inverter

beslemeli SMSM'nin hız geçişleri sırasında hız yanıtında bir aşım veya yetersiz artış gözlemlenmemiştir. Denizaltı ve elektrikli gemi alanlarında kullanılmaya uygun olduğu değerlendirilmiştir (Pindoriya, Mishra, Singh ve Kumar, 2016).

Sensörsüz bir uygulamada düşük, orta ve yüksek hız değerleri için farklı kontrol metotlarının karşılaştırıldığı bir çalışmada düşük hız için V/F kontrol, I/F kontrol, yüksek frekans gerilim enjeksiyon kontrol; orta hız için, geri-EMF, kayan kip gözleyici, model referans adaptif kontrol, yapay sinir ağları; yüksek hız için ise I/F ve geri-EMF birleşimi, I-F ve kayan kip gözleyici birleşimi, yüksek frekans gerilim enjeksiyon ve model referans adaptif kontrol metotları değerlendirilmiştir. İncelenen yöntemlerin kayda değer başarıları bir kenara, rotor pozisyon tahmini gecikmesi, anti-yük-bozulması cevabı ve tam hız kontrolünü sensörsüz kontrol uygulamaları için gelecekte çözülmesi gereken ana problemler olarak sıralamışlardır (Q. Wang, S. Wang ve Chen, 2019).

Yapılan bir çalışmada SMSM kontrol yöntemlerini vektörel kontrol üst başlığı içerisinde incelenmiştir. Alan yönlendirmeli kontrol(FOC), doğrudan tork kontrolü(DTC) ve gerilim vektörel kontrol(VVC) yöntemleri tanımlanmış ve analiz edilmiştir. Doğrudan tork kontrolünün çekiş ve tahrik sistemlerinde, gerilim vektörel kontrolünün yüksek hassasiyetli konumlandırmaya ihtiyaç olmayan endüstriyel uygulamalarda, alan yönlendirmeli kontrolün ise yüksek hassasiyet gerektiren izleme, hedefleme ve koordinasyon gerektiren çalışmalar için uygun olduğu değerlendirilmiştir (Bida, Samokhvalov ve Al-Mahturi, 2018).

SMSM'nin sensörsüz hız kontrolü için çeşitli yöntemlerin karşılaştırıldığı bir çalışmada açık çevrim kontrol metotları denenmiştir. Ancak motor parametrelerindeki ufak bir değişiklikler büyük hatalara yol açmıştır. Bunu aşabilmek için hata düzeltmeleri için geri beslemeli kapalı çevrim yöntemleri incelenmiştir. Genişletilmiş kalma filtresi, model referans uyarlama sistemi, kayan kip gözleyici yüksek hız uygulamaları için uygun olmasına rağmen, düşük hızlar için kullanışlı olmayacağı belirtilmiştir (Singh ve Tiwari, 2017).

Dahili ve harici sabit mıknatıslı motorların ikisi içinde kullanılabilecek geri elektromotor kuvveti algoritma modelinin önerildiği bir çalışmada rotor hız ve açısal pozisyon tahmini faz gerilimleri yerine akım kontrolcüleri tarafından sağlanan referans gerilimler tarafından

yapılmaktadır. Bu çalışma ile pozisyon tahmini için matematiksel denklem ve evirici faz gecikmesine bir çözüm sunmak amaçlanmıştır. Yapılan deneysel çalışma ile pozisyon tahmini konusunda bazı hatalarla karşılaşılsa da gerilim kaynaklı invertör gecikme bilgisi ve alan yönlendirmeli kontrolün uygulanması ile çözülmüştür. Nominal hız değerleri içerisinde çalışan bir sistem için yüksek performanslı çalışma sunulmuştur (Genduso, Miceli, Rando ve Galluzzo, 2010).

Düşük hızdan yüksek hıza doğru iki farklı kontrol metoduna odaklanılan bir çalışmada motor çalıştırmada veya durdurma esnasında düşük hızda iken sabit V/f kontrolü, hızın artmaya başlaması ile birlikte kayan kip gözleyici ve kontrolü kullanılarak hassas akım ve hız tahmini yapılması çalışılmıştır. Motora yol verilirken veya durdurulurken ölü-bölge(dead-zone) problemi nedeniyle, vektörel kontrolün açık döngü olarak çalışmaması için, genlik ve döner manyetik alan açısı kademeli olarak arttırılıp, azaltılabilen sabit V/f kontrol sistemi önerilmiştir. Hızın artmaya başlaması ile birlikte rotor pozisyonu ve hızı daha doğru tahmin edilebilmiş, akım kayan kip kontrolcü tarafından doğru olarak hesaplanmış ve yapılan deneysel çalışma ile gözlemlenmiştir (Chen, Luo ve Pi, 2015).

Uzay vektör modülasyonu kullanılarak SMSM sürücüler için alan yönlendirmeli kontrol yöntemi uygulanan bir çalışma da mevcuttur. Motorda alan yönlendirmeli hız kontrolü için algoritmada hız kontrol sinyallerini referans alarak oluşturulan d-q eksen takımından q ekseni akım bloğuna uygulanmıştır. Sistemin dinamik performansı, geçici ve kalıcı durum tepkileri simülasyon altında incelenmiştir. Bir DSP kartı kullanılmış ve bu kartın Matlab/Simulink ortamında gerçek zamanlı sonuçları verilmiştir. SMSM'nin hız kontrolü sabit tork bölgesinde başarılmıştır. Çalışmanın performans grafiklerine de yer verilmiştir (Alsayid, Daud ve Zaidan, 2012).

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile sensörsüz alan yönlendirmeli hız kontrolünün incelendiği başka bir çalışmada SMSM matematiksel modeli farklı hız ve yük şartları altında adaptif sinir ağları bulanık girişim sistemi(ANFIS) ve model referans uyarlama sistemi (MRAS) algoritmaları ile çalıştırılmıştır. Verilen sonuçlarda farklı senaryolar için tüm sistemin verimlilik sonuçları elde edilmiştir (Salem, Osman, Arfa, 2018).

SMSM'nin sensörsüz olarak hız kontrolü uygulamaları için model referans benzetim sistemi ve parçacık sürüsü optimizasyonu yöntemlerinin bir arada kullanıldığı bir yöntem

de literatürde mevcuttur. Motorun hız bilgisi tahmini için model referans benzetim sistemi, PI hız kontrolünün kazanç ayarlaması için de parçacık sürüsü optimizasyonu kullanılması teklif edilmiştir. Simülasyon sonuçları önerilen kombinasyonun yük torku ve hız değişimlerine hızlı yanıt verdiğini ve hız hatasını önemli ölçüde azalttığını göstermiştir. Ayrıca bu yöntem rotor konumunu da doğru bir şekilde takip edebilmektedir (Samat, Ishak, Omar, Iqbal ve Razak, 2016).

Yeni bir referans kontrol metodu kullanılarak SMSM'nin sensörsüz ve yüksek hassasiyetli hız kontrolü ve deneysel doğrulaması üzerine yapılan bir araştırmada sigma bazlı kalman filtresi ile yapılan deneysel uygulamada UKF gözleyicisi her operasyon aralığında hatasız bir şekilde çalışmış, ayrıca hızın tersine çevrilmesi durumunda bile hızı ve işaretini doğru bir şekilde tahmin edebilmiştir. Önerilen yeni kontrol yapısı özellikle düşük hız aralığı için daha etkili olmuş, kontrol bloğu gözleyici tarafından verilen pozisyon hatasını telafi edebilmiştir. Bu referans modelin temel avantajı hız bilgisini tahmin ihtiyacını azaltmış olmasıdır. Böylece salınım uyartımı olmadan hız tahmini ile ilgili sorunları ortadan kaldırır. Çalışma simülasyon ve deneysel bulguları karşılaştırılarak sonuçlanmıştır (Urbanski, Janiszewski, 2019).

Luenberger gözleyici modeli kullanılarak düşük ve yüksek hız aralıkları için SMSM motorun sensörsüz kontrolü üzerine yapılan bir başka çalışmada rotorun çalışmasıyla değişebilecek direnç ve indüksiyon da dikkate alınmış sistemin hassasiyetini arttırmak için akım düzenleyici eklenmiştir. Luenberger gözleyicisinin yüksek hızda daha iyi performans gösterdiği ancak düşük hızda daha fazla gürültü ürettiği ve yüksek hız hatası ile çalıştığı gözlemlenmiştir (Gu, Liu, Yao, Ye ve Huang, 2022).

Kesir mertebeli sistemlerin endüstriyel otomasyondaki uygulamalarının incelendiği bir çalışmada endüstriyel otomasyon kullanımının yaygın olduğu robot, kimyasal proses, elektronik komponent üretimi gibi alanlarda gerekli olan yüksek performanslı geri besleme sistemleri ve kontrolcünün otomatik ayarlanması gibi gereksinimlerin karşılanması adına kesir mertebeli kontrolcülerin kullanılabileceğini belirtmiştir. Kesir mertebeli alt başlığı altında PID kontrol, kayan kip kontrol ve geri adımlama kontrol yöntemlerini karşılaştırmıştır (Efe, 2011).

Kesir mertebeli kontrolün kayan kip kontrolün SMSM'nin hız kontrolü üzerine etkilerinin incelendiği çalışmalardan birinde hız kontrol uygulamalarında yalnızca hız takibinin önemli olmadığını aynı zamanda yük altındaki bozunumlara duyarsız olmanın da önemli olduğunu belirterek buna çözüm olarak kayan kip kontrolü önerilmiştir. Kayan kip kontrolü sırasında gerçekleştirilen anahtarlamalar nedeniyle ortaya çıkan çatırdama etkisini azaltmak, kontrol hassasiyetini artırmak için geleneksel tamsayı mertebeli türev ve integral işlemleri yerine kesir mertebeli kayan kip kontrolcü tasarımı önerilmiştir. Kesir mertebeli türev ve integral işlemleri 0-1 aralığında çeşitli aralıklarla denenmiş ve deneysel bir çalışmada SMSM'nin hız kontrolünde elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Türev ve integral mertebelerinin seçiminin oldukça önemli olduğu ve bu yöntemin sistemin bozucu etkilerden kaçınmasında önemli bir rol oynadığı belirtilmiştir (F.Zaihidee, Mekhilef, Mubin, Rui ve E.Zaihidee, 2023).

Tamsayı mertebeli ve kesir mertebeli kayan kip kontrolcülerin karşılaştırıldığı birkaç çalışma literatürde yer almaktadır. Kayan kip kontrolü sistemdeki belirsizliklere karşı duyarsız olması ile artan sayıda araştırma makalesine konu olduğu belirtilmiş, kesir mertebesi 0.5-0.95 aralığında seçilerek, tamsayı mertebeli kayan kip kontrolcü ile simülasyon ortamında kıyaslanmıştır. Kesir mertebeli kontrol ile sistemdeki hata oranının azaltıldığı, gürbüzlük oranının artırıldığı sonucuna varılmıştır (Jiacai, Hongsheng, Fulin ve Di, 2012).

Kayan kip kontrolün sabit mıknatıslı senkron motorların hız kontrolü uygulamalarında getirdiği avantajların yanı sıra, yük altında hız takibindeki zorluklar ve çatırdama gibi olumsuzluklardan kaçınmak amacıyla kesir mertebeli kayan kip kontrolü üzerine yoğunlaşılmaktadır. Lyapunov kararlılık teoremi uygulandıktan sonra, türev ve integral işlemleri uygulanmış ve sonuçlar simülasyon ortamında ve deneysel ortamda gösterilmiştir. Belirli bir hız referansı ve yük torku altında kesir mertebeli kayan kip kontrolde çatırdama etkisinin azaltıldığı grafik ve tablo olarak ifade edilmiştir (Zaihidee, Mekhilef ve Mubin, 2017).

Tek giriş çift çıkışa sahip lineer olmayan bir sistemin kesir mertebeli kayan kip kontrolünü simülasyon tabanlı olarak gerçekleştirilen bir çalışmada sistem durum uzay formunda verilmiş, sonrasında kayma yüzey tasarımı kayan kip ve kesir mertebeli kayan kip kontrollere göre yapılmıştır. Simülasyon sonuçları örnek olarak seçilen ters sarkaç sistemi

üzerinden verilmiş ve geleneksel kayan kip kontrole göre kesir mertebeli kayan kip kontrol daha başarılı sonuçlar vermiştir (Bouarroudj, Boukhetala ve Boudjema, 2016).

Hız değişiminde hatayı en aza indirmek için kesir mertebeli PID kayan kip kontrol uygulaması üzerine yapılan çalışma kapsamında, titreşim ve bozucu etkilerin hız üzerindeki olumsuzlarından kaçınmak üzere kayan kip kontrol önerilmiştir. Kayma yüzeyinin tasarımı, sistemin gürbüzlüğünü sağlayabilmek adına PI ve PD yapısı ile dengelenmektedir. Yapılan simülasyonda kesir mertebeli kayan kip kontrolün, tam sayılı kayan kip kontrole daha hızlı tepki süresine ve daha gürbüz bir kontrole sahip olduğu kanıtlanmıştır. Kayma yüzeyindeki çatırdama bozmalarına karşın FOSMC-PI, FOSMC-PD'ye göre daha iyi performans göstermiştir (Zaihidee, Mekhilef ve Mubin, 2021).

Sabit mıknatıslı motorun sensörsüz hız ve pozisyon kontrolcüsünün gürbüzlüğünü geliştirmek için T-S bulanık çıkarım algoritmasına dayanan kesir mertebeli kayan kip kontrolcüsü de önerilmiştir. Kayan kip kontrol ve SMSM matematik modelleri baz alınarak denetleyicinin kararlılığı kanıtlanmıştır. T-S bulanık çıkarım algoritması ulaşma fazı parametreleri için kullanılır. Böylece ulaşma fazı parametreleri sabit değildir ve sistemin durumuna göre değişir. Sistemin doğruluğu simülasyon ortamında kanıtlanmıştır (Zhu, Bai, Wang, Sun, 2021).

Hız kontrol uygulaması için alan yönlendirmeli kontrol (FOC) kapsamındaki klasik PI hız kontrolcüsü yerine kesir mertebeli kayan kip kontrolün genelleştirilmiş hali olarak kabul edilen sinerjetik denetleyici ile gerçekleştirilmiştir. Bu kontrolcünün özellikleri arasında azaltılmış mertebeli model algoritması ve ayrıklaştırma prosedürü bulunmaktadır. Sinerjetik akım kontrolcüsünün, kesir mertebeli akım kontrolcüsü ile değiştirilmesi ile daha iyi bir performans elde edilmiştir (Nicola M., Nicola, C.I., 2020).

SMSM'lerin hız kontrolü için önerilen yöntemlerden biri de PID kayma yüzeyine sahip kesir mertebeli kayan kip hız kontrolüdür. Sistem üzerindeki çatırdama etkisinden kaçınmak üzere tamsayı mertebeli kontrolcü yerine kesir mertebeli kontrolcü çalışılmıştır. Sistemin kararlılığı Lyapunov teoremi ile test edilmiştir. Simülasyon sonuçları ile tamsayı mertebeli kontrolcüye göre kesir mertebeli kayan kip kontrolcünün daha gürbüz ve bozucu etkiye hızlı cevap verdiği gözlemlenmiştir. Ayrıca seçilen PID kayma yüzeyinin PI ve PD

kayma yüzeylerine göre tork dalgalanması, çatırdama etkisinin sistem üzerindeki etkisine bakıldığında daha verimli olduğu incelenmiştir (Zahidee, Mekhilef ve Mubin, 2018).

Bir başka çalışmada kesir mertebeli kayan kip kontrolü SMSM motorun pozisyon kontrolü için önerilmiştir. Çalışmada tamsayı mertebeli kontrolcü ile kesir mertebeli kontrolcülerin simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Kesir mertebeli kayan kip uygulaması için signum ve Saturasyon fonksiyonları ile denklemler oluşturulmuştur. Tamsayı ve kesir mertebeli kontrol parametreleri ortak seçilmiş olup, kesir mertebesi seçildikten sonra farklı bozucu yükler altında sonuçlar karşılaştırılmıştır. Pozisyon hatası kesir mertebeli kontrolcüde daha düşük elde edilmiştir. Sonrasında farklı kesir mertebe değerleri için kontrolcü performansları elde edilmiştir (Huang, Li, Chen, Xu, 2012).

Yakın bir zamanda yapılan bir başka çalışmada SMSM'lerde alan yönlendirmeli kontrol ile yapılan hız kontrolündeki düşük performans ve gürbüzlük nedeniyle yüksek mertebeden terminal kayan kip kontrolü önerilmiştir. Bu çalışma ile terminal kayan kip ve yüksek mertebeden kontrol kuralının avantajlı yanları bir araya getirilmiştir. Sistemin kararlılığı Lyapunov analizi ile değerlendirilmiştir. Sistemin simülasyon sonuçları karşılaştırıldığında PI denetleyiciye göre daha düşük kararlı durum hatası, daha kısa ulaşma fazı süresi elde edilmiştir (Le, Hsieh, Nguyen, P., Nguyen, M., 2023).

Bu çalışmada, sabit mıknatıslı senkron bir motorun bilgisayar ortamında benzetimi yapılması ve sensörsüz olarak gerçek zamanlı hız kontrolünün yapılması hedeflenmektedir. Motor kontrolünde kayan kip kontrolcü tiplerinden biri olan kesir mertebeli kayan kip kontrolcü (FO-SMC) metodu kullanılması amaçlanmıştır. Akım denetleyicisi PI, hız denetleyicisi FO-SMC olarak seçilmiştir. Anahtarlama yöntemi olarak uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) yöntemi uygulanmıştır. Farklı hız ve kesir mertebe değerleri için hız sonuçları karşılanmıştır. Literatürde SMSM hız kontrolü çoğunlukla simülasyon sonuçları ile verilmiş veya FOC yöntemi kullanılarak hız kontrolü yapılmıştır. Bu çalışmada literatürdeki birçok çalışmadan farklı olarak hız kontrolü gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiş ve literatürde çok az çalışmada ele alınan FO-SMC metodu kullanılarak özgün bir çalışma elde edilmiştir.

Çalışmanın ikinci bölümünde SMSM hakkında temel bilgiler verilmiş olup, motorun matematik modeli çıkartılmıştır. Sonrasında ise motor benzetimi için uygulanan eksen

dönüşüm matrisleri açıklanmıştır. Ardından uzay vektör darbe genişlik metodu incelenmiş olup, anahtarlama sürelerinin hesaplama yöntemi belirtilmiştir. Üçüncü bölümde kayan kip kontrolünün teorik altyapısı verilmiş olup, kayma yüzeyi ve kontrol kuralı seçimleri detaylandırılmıştır. Kararlılık analizinin nasıl yapılması gerektiği aç. Devamında kesir mertebeli hesaplamanın tarihsel geçmişi ve çeşitleri açıklanmıştır. Bölüm sonunda ise kesir mertebeli hesaplama ile kayan kip kontrolcünün birleşimi ile elde edilen kontrolcü ikinci bölümde elde edilen SMSM matematiksel modeline uygulanmıştır. Dördüncü bölümde gerçek zamanlı deneysel uygulamanın detayları paylaşılmıştır. Deneysel uygulamanın içeriği ve kullanılan ekipmanlar hakkında bilgiler verilmiş, simülasyon ve haberleşmenin nasıl yapıldığı açıklanmıştır. Önceki bölümlerde elde edilen çıktılar simülasyon ortamına aktarılmış, gerçek zamanlı olarak kontrol gerçekleştirilmiştir. Beşinci bölümde farklı hız değerleri için kayan kip kontrolcü parametreleri değiştirilerek en uygun hız çıktısı elde edilmiş ve sonuçlar birbiriyle karşılaştırılmıştır. Düşük veya yüksek hız aralıklarında ve kesir mertebe operatöründe yapılan değişikliklerin sistemin gürbüzlük ve kararlılığına yaptığı etkiler değerlendirilmiştir. Altıncı bölümde ise çalışmanın sonucu verilmiş ve bu çalışmanın gelecekte nasıl geliştirilebileceği konusunda önerilerde bulunulmuştur.

2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR VE SİSTEM MODELİ

Sabit mıknatıslı senkron motor(SMSM), elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirerek eyleyici olarak görev yaptığı sistemin hareketini sağlayan bir motor çeşididir. Bu bölümde ilk olarak SMSM'nin çalışma prensibi, yapısı, çeşitleri, avantaj ve dezavantajları belirtilmiştir. İkinci başlık altında detaylı matematik modeli oluşturulmuştur. Üçüncü bölümde üç fazlı motorda yapılan eksen dönüşümleri verilmiştir. Eksen dönüşümleri ile sağlanan matematiksel sadeleşme açıklanmıştır. Dördüncü bölümde anahtarlama yöntemi olarak seçilen uzay vektör darbe genişlik modülasyonu açıklanmıştır. Güç elektroniği uygulamalarında neden bu yöntemin kullanıldığı, sektör belirlemesinin nasıl yapıldığı, anahtarlama sürelerinin nasıl hesaplandığı ortaya konulmuştur.

2.1. Sabit Mıknatıslı Senkron Motor

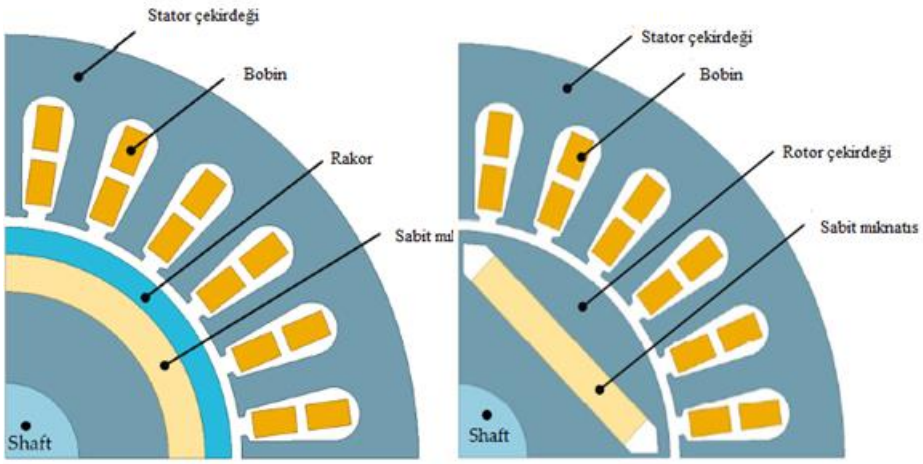
Elektrik enerjisini mekanik enerjiye çevirerek kullanıldığı sistemde eyleyici olarak görev yapan elektrik motorları besleme kaynaklarına göre DC motorlar ve AC motorlar olarak iki temel gruba ayrılır. AC motorlar kendi içerinde senkron ve asenkron motorlar olarak ayrılır. Çalışmamız kapsamında ele aldığımız sabit mıknatıslı senkron motorlarda bu grup içerisinde yer almaktadır. Sabit mıknatıslı senkron motorlar(SMSM) tüm elektrik motorlarında olduğu gibi sabit haldeki stator ve döner durumdaki rotor kısımlarından oluşur.

Bu tip motorlarda statorun üzerinde sargılar mevcuttur, rotorda ise sabit mıknatıslar yer alır. SMSM motorun yapısı gereği rotor sabit mıknatıslardan oluştuğu için manyetik akıyı kendisi oluşturur. En yaygın kullanılan mıknatıs çeşitleri Neodyum-Bor-Demir (NdFeB) ve samaryum-kobalttır (SmCo) (Jahns ve Soong, 1996).

SMSM çalışma prensibi incelendiğinde sinüzoidal dalga biçimli bir elektromotor kuvvetine sahip olduğu görülecektir. Stator sargıları 3 fazlı gerilim kaynağına bağlıdır ve her bir faz sargısı arasında 120° vardır. 3 fazlı gerilim kaynağı bu sargılar üzerinden geçerek bir manyetik alan üretir. Oluşan bu manyetik alan ile stator ve rotoru birbirinden ayıran hava aralığında birbirleriyle etkileşim oluşturulur ve rotorun dönmesine neden olan elektomagnetik gücü üretirler. Rotor hızının değeri motor gerilim ve frekansının sonucu

olarak ortaya çıkar (Krause, Wasynczuk, Sudhoff, 2002).

SMSM sabit mıknatısların rotor üzerindeki yerleşimine göre; gömülü SMSM ve yüzey monteli SMSM olmak üzere ikiye ayrılır. Şekil 2.1'de SMSM gösterimleri verilmiştir.



Şekil 2.1. Gömülü SMSM ve yüzey monteli SMSM modelleri (Du ve diğerleri, 2022)

Gömülü tip SMSM'lerde mıknatıslar rotorun içine yerleştirildiği için yüksek hızlı işlemler için daha fazla mekanik güce sahiptir. Öte yandan yüzey monteli SMSM'lerde, rotorun yüzeyine sıkışmış mıknatıslar nedeniyle daha büyük bir merkezkaç kuvveti üreten yüksek hızlı işlemler için uygun değildir. Ayrıca, artan etkin hava boşluğundan kaynaklanan küçük endüktans nedeniyle yüksek hızlı işlemler için nispeten sınırlı bir akı zayıflatma kapasitesine sahiptir (Pellegrino ve diğerleri, 2012).

Rotor yüzeyinde homojen kalınlıkta mıknatıslara sahip yüzey monteli SMSM'ler için, etkin hava boşluğu, mıknatısların radyal kalınlığı ile arttırılır. Bu nedenle yüzey monteli SMSM'ler küçük bir stator sargı endüktansına sahiptir ve d ekseni endüktansı q ekseni endüktansına eşittir. Gömülü SMSM'ler için, d q eksen endüktansları, mıknatısların düzenine bağlı olarak farklı olabilir. Bu nedenle relüktans torkundan faydalanabilirler (Kim, 2017: 163,169).

SMSM'nin diğer elektrik motorları ile karşılaştırıldığında sahip olduğu üstünlükler; rotor sabit mıknatıslardan oluştuğu için bakır kaybı oluşmaz, daha az ısınır ve ısıyı homojen bir şekilde dağıtabilir, daha hafif ve daha kompakt yapıdadır. Güçlü sabit mıknatısların

sağladığı yüksek verimlilik, yüksek güç oranı ve yüksek tork/hacim gibi avantajlara sahiptir.

Belirtilen avantajları yanı sıra SMSM'ler motor hızı ile d, q eksen akımları arasındaki ilişki nedeniyle doğrusal değildir ve zamanla değişen yüksek dereceli karmaşık dinamik modellere sahip olduğundan hız ve pozisyon kontrolü komplekstir. Kontrol uygulamalarındaki enkoder/sensör gereksiniminden dolayı yüksek maliyete sahiptir. Yine de sağladığı bu avantajlar ile sabit mıknatıslı senkron motorlar, genel kullanıma ait sürücülerden, yüksek performanslı özel sürücülere kadar farklı isterlere sahip uygulamalarda kullanılmaktadır.

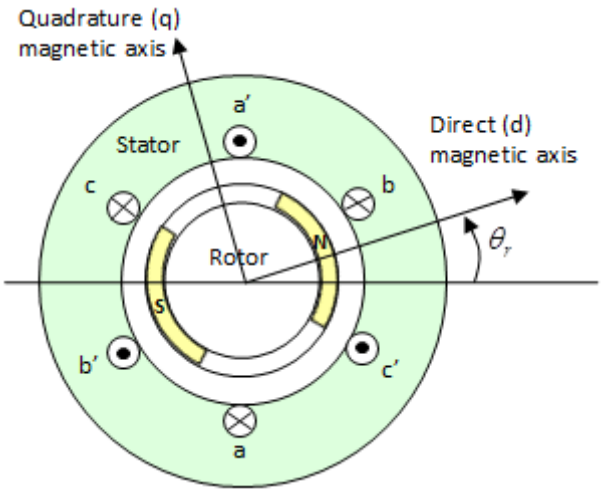
2.2. SMSM Matematik Modellemesi

Sabit mıknatıslı senkron motorun etkin bir kontrolünün yapılabilmesi için matematik modelinin iyi bir şekilde tanımlanması gerekmektedir.

Motorların matematiksel modellemeleri çıkartılırken bazı varsayım ve dönüşümler kullanılmaktadır. Üç fazlı sinüzoidal akım beslemeli SMSM motor da, iki fazlı d-q eksen takımını indirgenerek modellenir. Böylece denklem derecesi ve karmaşıklık seviyesi azaltılmış olur. Bu sayede daha hızlı kontrol çözümleri elde edilir.

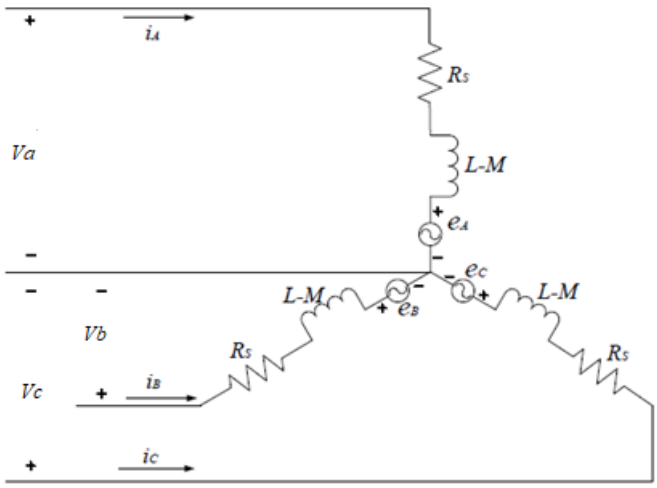
d-q model eksen takımı SMSM motorun rotor eksen takımını tanımlar. d-q notasyonu ise sırasıyla doğrudan (direct) eksen ve karesel(quadrature) eksen bileşenini temsil eder. Şekil 2.2'de görüldüğü üzere d ekseni ve stator ekseni arasında açı θ_r ile ifade edilir. d-q eksen takımı aşağıdaki kabuller ile modellenir.

- Elektrik motorunun saturasyonu ihmal edilir.
- Eddy-current ve histerezis kayıpları ihmal edilebilir.
- İndüklenmiş EMF sinüzoidaldir.



Şekil 2.2. Yüzey monteli SMSM (www.matworks.com)

SMSM eşdeğer devresi Şekil 2.3'de verilmiştir. Bu devrede V_a, V_b, V_c üç faz besleme gerilimini, I_a, I_b, I_c üç faz besleme akımını temsil eder. R_s her fazdaki stator direncini, L_s stator empedans değerini, e_{abc} rotordaki geri-EMF değerini gösterir. Görüldüğü üzere üç fazlı akımın her ikisi arasında 120° faz farkı vardır.



Şekil 2.3. ABC koordinatları ile SMSM eşdeğer devresi (Pillay ve Krishnan, 1988)

Şekil 2.3 referans alınarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$V_a = R_s\, I_a + \frac{d}{dt}(L_s I_a) + e_a \tag{2.1}$$

$$V_b = R_s\, I_b + \frac{d}{dt}(L_s I_b) + e_b \tag{2.2}$$

$$V_c = R_s\, I_c + \frac{d}{dt}(L_s I_c) + e_c \tag{2.3}$$

Geri-EMF(e_{abc}) değerinin türevi alındığında sabit mıknatısların akı bağı(ψ_f) değeri elde edilir. θ_r ise rotorun açısal pozisyonunu göstermektedir.

$$e_a = cos\ \theta_r \frac{d\psi_f}{dt} \quad (2.4)$$

$$e_b = cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \frac{d\psi_f}{dt} \quad (2.5)$$

$$e_c = cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \frac{d\psi_f}{dt} \quad (2.6)$$

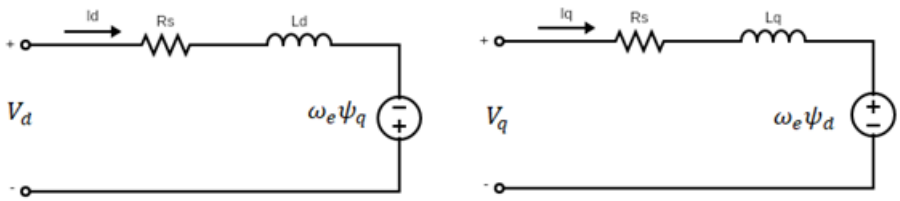
Her faz için akı değerleri aşağıda verilmiştir. Her faz için toplam akı, rotor ve stator akı değerlerinin birleşimidir.

$$\psi_a = I_a L + \psi_f \cos\theta_r \quad (2.7)$$

$$\psi_b = I_b L + \psi_f cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.8)$$

$$\psi_c = I_c L + \psi_f cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.9)$$

Şekil 2.3'de verilen SMSM eşdeğer devresi d-q eksen eşdeğer devresine Şekil 2.4'deki gibi dönüştürülür. Bu devrede gösterilen R_s stator direncini, V_d ve V_q besleme gerilimleri, I_d ve I_q besleme akımları, L_d ve L_q her faz için öz indüklenme değerini, ω_e açısal hızı, ψ_d ve ψ_q ise akı bağı temsil eder.



Şekil 2.4. SMSM'nin d-q eksen dinamik devresi (Döşoğlu ve Dursun, 2018)

Şekil 2.4 baz alınarak yukarıda verilen ABC eksen denklemleri d-q eksen eşitliklerine dönüştürülecektir. d-q eksenleri için besleme gerilimleri;

$$V_d = R_s I_d - \omega_e \psi_q + \frac{d\psi_d}{dt} \quad (2.10)$$

$$V_q = R_s I_q + \omega_e \psi_d + \frac{d\psi_q}{dt} \quad (2.11)$$

d eksenindeki toplam akı stator ve rotor akılarının bileşimine eşittir. ψ_f ise rotor akısını temsil eder.

$$\psi_d = L_d\, I_d + \psi_f \tag{2.12}$$

$$\psi_q = L_q\, I_q \tag{2.13}$$

Eş. 2.10 ve Eş. 2.11 tekrar düzenlenirse;

$$V_d = R_s I_d - \omega_e L_q\, I_q + L_d\, \frac{dI_d}{dt} \tag{2.14}$$

$$V_q = R_s I_q + \omega_e L_d\, I_d + \omega_e\, \psi_f + L_q\, \frac{dI_q}{dt} \tag{2.15}$$

$\frac{dI_d}{dt}$ ve $\frac{dI_q}{dt}$ ifadeleri yalnız bırakılır ve Eş. 2.14 ve Eş. 2.15 düzenlenir ise;

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s I_d}{L_d} + \frac{\omega_e L_q I_q}{L_d} \tag{2.16}$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s I_q}{L_q} - \frac{\omega_e L_d\, I_d}{L_q} - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \tag{2.17}$$

Yukarıdaki eşitliklerden elde edilen elektromanyetik tork aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$T_e = \frac{3}{2}\, n_p(\psi_d I_q - \psi_q I_d) \tag{2.18}$$

Eş. 2.18'da T_e üretilen elektromanyetik torku, n_p kutup çiftlerinin sayısını ifade eder. Eşitlik daha açık şekilde düzenlenirse;

$$T_e = \frac{3}{2}\, n_p\, \psi_f I_q + \frac{3}{2}\, n_p\, (L_d - L_q) I_q\, I_d \tag{2.19}$$

Eş. 2.19'un ilk kısmı sabit mıknatıslar tarafından üretilen manyetik moment, ikinci kısım ise, manyetik direnç fark sonucunda elde edilen manyetik momenttir.

Üretilen mekanik tork Eş. 2.20 ile verilmiştir. Eşitlikte yer alan B sürtünmeyi, *J* atalet momentini, T_L yükü, ω_m ise rotor hız değerini ifade etmektedir.

$$T_e = T_L + B\omega_m + J\, \frac{d\omega_m}{dt} \tag{2.20}$$

Eş. 2.19 ve Eş. 2.20 tekrar düzenlenir ise;

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{3}{2J}\, n_p\, \psi_f I_q + \frac{3}{2J}\, n_p\, (L_d - L_q) I_q\, I_d - \frac{B\omega_m}{J} - \frac{T_L}{J} \tag{2.21}$$

Eş. 2.16, Eş. 2.17 ve Eş. 2.21 eşitlikleri $L_d = L_q = L, R_d = R_q = R_s$ olarak sadeleştirilir ve düzenlenir ise sabit mıknatıslı senkron motorun genel matematiksel modeli çıkartılabilir.

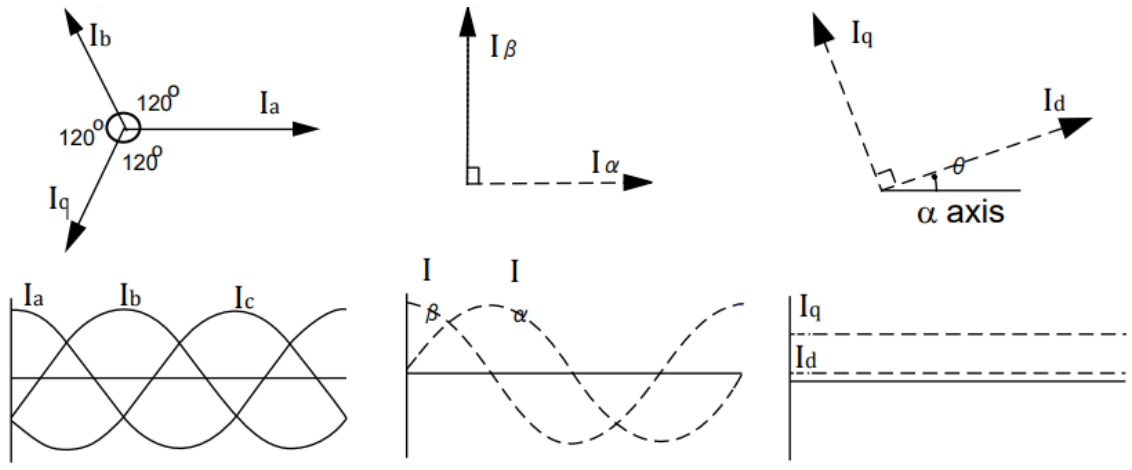
$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{d\omega_m}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L} & n_p\omega_m & 0 \\ -n_p\omega_m & -\frac{R_s}{L} & -\frac{\omega_e\psi_f}{L} \\ 0 & \frac{3}{2J}\, n_p\, \psi_f & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_d}{L} \\ \frac{V_q}{L} \\ -\frac{T_L}{J} \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

2.3. Eksen Dönüşüm Matrisleri

Üç fazlı motorlarda yer alan sargılara uygulanan akım değerleri arasında 120º faz farkı bulunmaktadır. Statik referans çerçevesi içerisinde a, b, c fazları sabit açıda bulunmalarına rağmen zamanla değişen genliğe sahiptirler. Rotor konumundaki değişim ile birlikte sürekli değişen akı, akım ve indüklenen gerilim ve akı bağları nedeniyle motorun matematiksel olarak modellenmesi zorlaşır.

Bu karmaşıklık referans etki alanı sabit çerçeveden, motorla birlikte döner eksen takımına aktarılırsa denklemlerde sadeleşme meydana gelecektir. Bu matematiksel sadeleşme Clarke-Park dönüşümleri ile gerçekleştirilir.

Bu dönüşüm Şekil 2.5'de görüldüğü iki adımda yapılır.



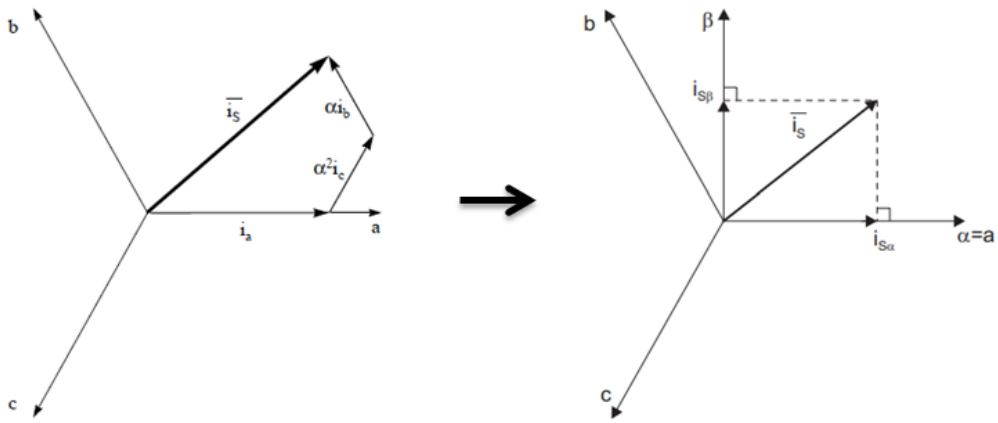
Şekil 2.5. Clarke-Park eksen dönüşümleri (Microsemi, 2013)

Şekil 2.5'de görüldüğü üzere, "Clarke" dönüşümü uygulanarak, 3 fazlı motor faz akımları(I_a, I_b, I_c), 2 fazlı stator referans çerçevesine (I_α, I_β) çevrilir. Bu dönüşüm sonrası motor değişkenleri hala motorun konumuna bağlıdır. Motorun konum bilgisine olan bağımlılıktan kurtulmak için "Park" dönüşümüne ihtiyaç vardır. 2 fazlı stator referans çerçevesinden(I_α, I_β), 2 fazlı rotor referans çerçevesine (I_d, I_q) geçiş "Park" dönüşümü ile sağlanır.

I_d ve I_q akımları birbirine diktir ve birbirlerinden bağımsızdırlar. Eş. 2.18'de belirtildiği üzere maksimum elektromanyetik tork değeri için I_d akımı sıfıra eşit olmalıdır. I_d sıfıra eşit olduğunda d fazındaki toplam akı değeri, sabit olan rotor akı değerine eşitlenir.

2.3.1. Clarke dönüşümü

Clarke dönüşümü ile AC motorların üç fazlı gerilimleri, akımları ve akıları karmaşık uzay vektörleri açısından analiz edilebilir. Stator fazlarına ait akımlarına ait stator akım vektörü Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6. Clarke eksen dönüşümü (Ramamoorthy, Larimore, Bhardwaj, 2021)

Karmaşık stator akım eşitliği aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$I_s = I_a + \alpha\, I_b + \alpha^2\, I_c \qquad (2.23)$$

Clarke dönüşümü aşağıdaki denklemler ile elde edilir:

$$I_\alpha = I_a \qquad (2.24)$$

$$I_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} I_a + \frac{2}{\sqrt{3}} I_b \quad (2.25)$$

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (2.26)$$

Eş. 2.24 ve Eş. 2.25 matris formunda yazılır ise:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Eş. 2.27'de 3 fazlı akım bileşenleri olan I_a, I_b, I_c, 2 eksenli durağan koordinat sistemindeki I_α, I_β akım bileşenlerine dönüştürülmüştür.

2.3.2. Park dönüşümü

Park dönüşümü ile iki fazlı (α,β) referans çerçevesinden (d,q) rotor referans çerçevesine geçiş sağlanır. Şekil 2.7'de iki referans çerçeve üzerindeki ilişki görülebilir. θ rotor akı pozisyonunu temsil etmektedir.

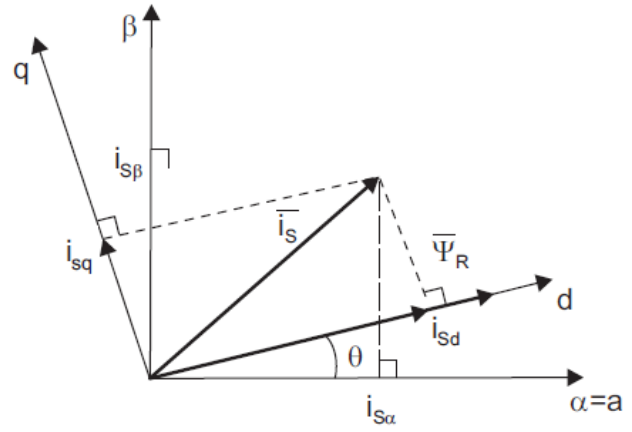
$$I_d = I_\alpha \cos\theta + I_\beta \sin\theta \quad (2.28)$$

$$I_q = -I_\alpha \sin\theta + I_\beta \cos\theta \quad (2.29)$$

Eş. 2.28 ve Eş. 2.29 matris formunda düzenlenirse:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

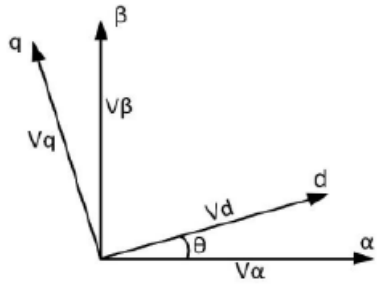
Eş. 2.28, Eş. 2.29 ve Şekil 2.27'den anlaşılacağı üzere, (d,q) referans çerçevesi (α,β) ve θ rotor akı pozisyonuna bağlıdır ve dönüşüm ile (d,q) değerleri zamanla değişmeyen sabitlere dönüşmüş durumdadır.



Şekil 2.7. Park eksen dönüşümü (Ramamoorthy, Larimore, Bhardwaj, 2021)

2.3.3. Ters park ve ters clarke dönüşümleri

İki eksenli (d,q) rotor referans çerçevesinden, iki eksenli durağan (α, β) referans çerçevesine geçiş Ters Park dönüşümü ile yapılır.



Şekil 2.8. Ters Park eksen dönüşümü

Ters Park eksen dönüşümü aşağıdaki gibidir:

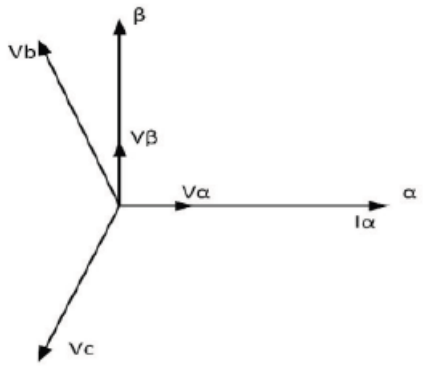
$$I_\alpha = I_d \cos\theta - I_q \sin\theta \quad (2.31)$$

$$I_\beta = I_d \sin\theta + I_q \cos\theta \quad (2.32)$$

Eş. 2.31 ve Eş. 2.32 matris formunda düzenlenirse:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

İki eksenli durağan (α, β) referans çerçevesinden, I_a, I_b, I_c stator faz akımlarına geçiş Ters Clarke dönüşümü ile yapılır.



Şekil 2.9. Ters Clarke eksen dönüşümü

Ters Clarke eksen dönüşümü denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$I_a = I_\alpha \tag{2.34}$$

$$I_b = -\frac{1}{2} I_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} I_\beta \tag{2.35}$$

$$I_c = -\frac{1}{2} I_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} I_\beta \tag{2.36}$$

Yukarıda bahsedilen dört dönüşüm de sabit mıknatıslı senkron motorun dinamik modellemesi ve kontrol uygulamalarında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Ayrıca bu dönüşümler aşağıda verilen eşitlikler şeklinde de gösterilebilir.

Clarke veya Ters Clarke dönüşümü:

$$V_a = V_d \cos\theta - V_q \sin\theta \tag{2.37}$$

$$V_b = V_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - V_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.38}$$

$$V_c = V_d \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - V_q \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{2.39}$$

Park veya Ters Park dönüşümü:

$$V_d = \frac{2}{3}\left[V_a \cos\theta + V_b \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \tag{2.40}$$

$$V_q = -\frac{2}{3}\left[V_a \sin\theta + V_b \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_c \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right] \quad (2.41)$$

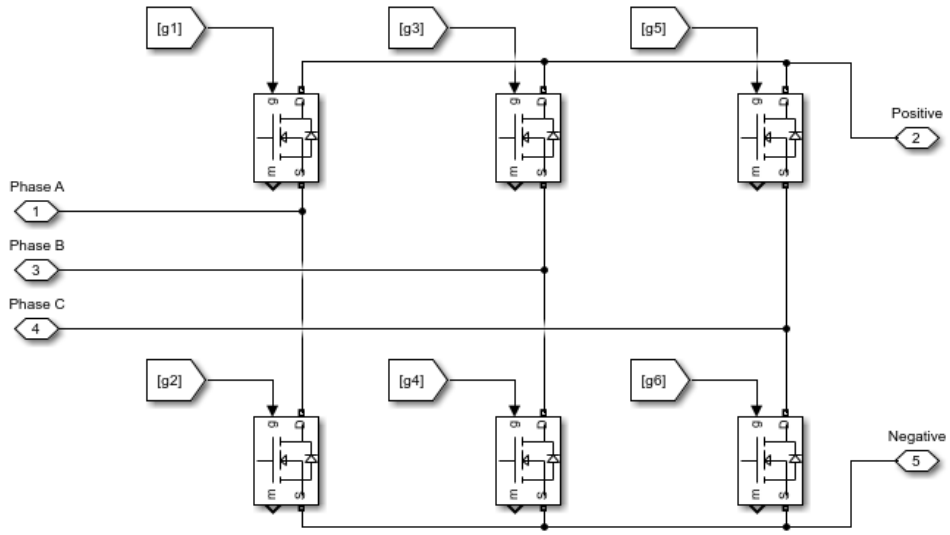
2.4. Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Güç elektroniği uygulamalarında anahtarlama elemanlarının iletim veya kesimde olma durumlarının kontrolü amacıyla darbe genişlik modülasyonu yöntemi kullanılmaktadır. Darbe genişlik modülasyonu, anahtarın iletimde kalma süresinin, anahtarlama periyodunun toplam süresine oranının belirlenmesine dayanır.

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu, üç fazlı bir gerilim beslemeli eviriciler için özel bir anahtarlama tekniğidir. Temel strateji, eviricilerde darbe genişliği modülasyonu sinyalleri kullanılarak anahtarlama kontrolü yapmak, anahtarlama sürelerini ayarlayarak motoru istenilen çalışma noktasına sürebilmektir. Üç fazlı gerilim beslemeli eviricilerde kısa devre olmaması için aynı hat üzerinde yer alan iki anahtar aynı anda iletimde olamaz. Bu nedenle 3 fazlı bir evirici 2 durumlu 3 mekanik olmak üzere 6 anahtardan oluşmaktadır. Burada 6 anahtarın ON/OFF konumuna göre (2^3) 8 olası kombinasyon elde edilir. Her bir anahtarlama kombinasyonunda motor sargılarına özel bir gerilim uygulanmış olur (Kung, Huang, 2004).

Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniği diğer yöntemlere kıyasla motor sargı akımlarında ve çıkış gerilimlerinde daha az harmonik bozulma oluşmasını sağlar, tork dalgalanmalarının daha az olmasına neden olur. Gerilim kaynaklı eviricinin girişine uygulanan AC akım sinyalinin doğrultulmasıyla elde edilen DC akım sinyalinin gerilim değeri, eviricinin çıkışında elde edilebilecek dalga formunun etkin değerini belirlemektedir. Böylece DC besleme gerilim kaynağının daha verimli kullanılabilmesi sağlar. Bir diğer kullanım avantajı ise, bu teknik sayesinde iki fazlı (d-q) düzlemde kullanılabilen gerilim vektörleri, fazladan bir dönüşüme ihtiyaç olmadan kontrol algoritmalarında kullanılabilmektedir.

Şekil 2.10'da faz gerilimleri S_1, S_3 ve S_5 anahtarlarının durumuna bağlıdır ve S_2, S_4 ve S_6 anahtarları sırasıyla bu anahtarların değilidir. Sırasıyla S_1, S_3 ve S_5 açıkken, S_2, S_4 ve S_6 anahtarlarının kapalı olması gerekir. Anahtarlar kapalı ise 1, açıkken 0'dır.



Şekil 2.10. 3 fazlı 6 anahtarlı eviricinin devre şeması

Her bir anahtarlama kombinasyonunda motor sargılarına özel bir gerilim uygulanır. Bu gerilimler uzay vektörleridir ve büyüklük ve yönleri belirlenebilir.

Çizelge 2.1. Gerilim vektörleri ve anahtarlama durumları

Vektör Gerilimi	S_1	S_2	S_3	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	V_A	V_B	V_C
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$+V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
V_2	1	1	0	0	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
V_3	0	1	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
V_4	0	1	1	$-V_{dc}$	0	$+V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
V_5	0	0	1	0	$-V_{dc}$	$+V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$
V_6	1	0	1	$+V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Anahtar konumu 000 ve 111'e denk gelen V_0, ve V_7, gerilim vektörlerinde motora gerilim uygulanmadığı için pasif durumdadır. Diğer altı gerilim vektörü ise aktiftir ve gerilim oluşmaktadır.

Anahtarlama vektörü [a,b,c], çıkış gerilim vektörü $[V_{AB}\, V_{BC}\, V_{CA}]$ ve faz gerilimleri $[V_A\, V_B\, V_C]$ arasındaki ilişki Eş. 2.42 ve Eş. 2.43'da gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{2.42}$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{DC} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{2.43}$$

Gerilim vektörlerini ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) stator gerilimleri V_A, V_B, V_C üzerinden tekrar tanımlarsak:

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} [V_A + a\, V_B + a^2 V_C] \tag{2.44}$$

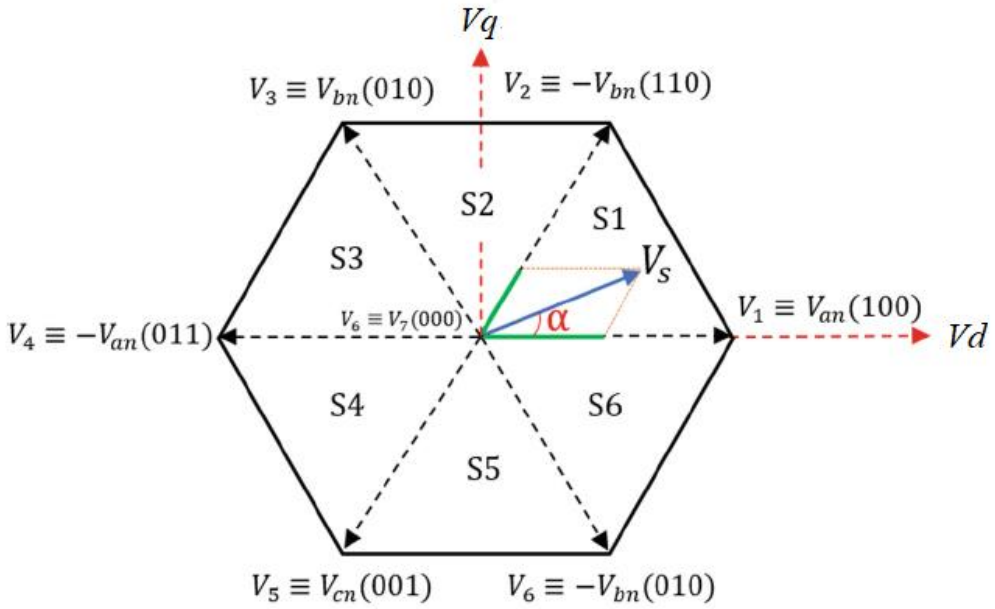
$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \tag{2.45}$$

$$a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \tag{2.46}$$

a ve a^2 Eş. 2.46 içerisinde tekrar düzenlendiğinde:

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} \left[V_A + e^{j\frac{2\pi}{3}} V_B + e^{j\frac{4\pi}{3}} V_C\right] \tag{2.47}$$

Üç fazlı motor düzleminde clarke/park dönüşümü uygulayarak yatay ve dikey d-q eksenleri olduğunu varsayalım. Gerilim vektörleri d-q düzlemini her biri 60 derece olan sektör adı verilen altı bölgeye ayırır. Şekil 2.11'de her sektöre karşılık gelen bir vektör gerilimi ve anahtarlama durumları gösterilmektedir. Uzay vektör modülasyonu sayesinde üretilen PWM sinyalleri ile $\bar{V}_s$ gerilim vektörü düzlem içerisinde kalmaktadır ve bu düzlemdeki bir dönüşü motorun bir tur dönüşünü temsil etmektedir. Böylece üç fazlı gerilim çıkışına uygulanan d-q dönüşümü ile istenilen $V_{çıkış}$ gerilimi elde edilmiş olur.



Şekil 2.11. Uzay vektör gösterimi (Mazighe, Mrabet, Astito, 2020)

Çizelge 2.2. Vektör gerilimleri

#	Vektör gerilimi
1	$\bar{V}_1 = \frac{2}{3}V_{dc}\, e^{j0} = \frac{2}{3}V_{dc} + j\,0$
2	$\bar{V}_2 = \frac{2}{3}V_{dc}\, e^{j\frac{\pi}{3}} = \frac{1}{3}V_{dc} + j\,\frac{1}{\sqrt{3}}\,V_{dc}$
3	$\bar{V}_3 = \frac{2}{3}V_{dc}\, e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\,\frac{1}{\sqrt{3}}\,V_{dc}$
4	$\bar{V}_4 = \frac{2}{3}V_{dc}\, e^{j\pi} = -\frac{2}{3}V_{dc} + j\,0$
5	$\bar{V}_5 = \frac{2}{3}V_{dc}\, e^{j-\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\,\frac{1}{\sqrt{3}}\,V_{dc}$
6	$\bar{V}_6 = \frac{2}{3}V_{dc}\, e^{j-\frac{\pi}{3}} = \frac{1}{3}V_{dc} - j\,\frac{1}{\sqrt{3}}\,V_{dc}$

d-q düzleminin çıkış vektörü Ters-Park dönüşümü uygulanarak α-β düzlemine aktarılır. V_{ref} referans gerilim vektörü, α-β vektörlerinin karekökü alınarak bulunabilir.

$$V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \tag{2.48}$$

$$\theta = \tan^{-1}\frac{V_\alpha}{V_\beta} \tag{2.49}$$

2.4.1. Anahtarlama sürelerinin bulunması

V_{ref} referans gerilim vektörü kendisine komşu iki gerilim vektörü arasında olduğu için, bu iki komşu vektörün birleşimi ile ifade edilebilir. Eş. 2.50'da T_s anahtarlama periyodu, T_n o sektördeki V_n gerilim vektörüne karşılık gelen anahtarlama sürelerini temsil etmektedir. V_{n+1} ve T_{n+1} ise bir sonraki sektöre ait gerilim vektörü ve anahtarlama süreleridir.

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_n}{T_s} V_n + \frac{T_{n+1}}{T_s} V_{n+1} \tag{2.50}$$

Burada T_s anahtarlama periyodu hesaplanırken pasif durumdaki V_0 ve V_7 gerilim vektörlerinin anahtarlama süreleri de göz önünde bulundurulmalıdır.

Sektör 1'i ele alır ve incelersek:

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \tag{2.51}$$

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{V}_2 + \frac{T_0}{T_s} \vec{V}_0 \tag{2.52}$$

$T_0 * \vec{V}_0 = 0$ olduğu için:

$$\vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T_s} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T_s} \vec{V}_2$$

α-β düzleminde V_α ve V_β şeklinde tanımlayabilmek için trigonometrik dönüşümler yapılmalıdır (Neacsu, 2001).

$$V_\alpha = \frac{T_1}{T_s} V_1 \cos 0 + \frac{T_2}{T_s} V_2 \cos(\frac{\pi}{3}) \tag{2.53}$$

$$V_\beta = 0 + \frac{T_2}{T_s} V_2 \sin(\frac{\pi}{3}) \tag{2.54}$$

Çizelge 2.1'deki değerler Eş. 2.53 ve Eş. 2.54 içinde düzenlenirse:

$$V_\alpha = \frac{T_1}{T_s} (\frac{2}{3} V_{dc}) + \frac{T_2}{T_s} (\frac{1}{2}\frac{2}{3} V_{dc}) \tag{2.55}$$

$$V_\beta = 0 + \frac{T_2}{T_s} (\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{2}{3} V_{dc}) \tag{2.56}$$

Eş. 2.55 ve Eş. 2.56 T_1 ve T_2 için tekrar düzenlenirse:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}} (\sqrt{3} V_\alpha - V_\beta) \tag{2.57}$$

$$T_2 = \sqrt{3}\frac{T_s}{V_{dc}}V_\beta \quad (2.58)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (2.59)$$

Eş. 2.51 ve Eş. 2.59 arasındaki işlemler tüm sektörlere uygulanır ise Çizelge 2.3 elde edilir.

Çizelge 2.3. Sektörlere göre anahtarlama süreleri

Sektör 1	$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta)$	$T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(2V_\beta)$
Sektör 2	$T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta)$	$T_3 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta)$
Sektör 3	$T_3 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(2V_\beta)$	$T_4 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(-\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta)$
Sektör 4	$T_4 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta)$	$T_5 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(-2V_\beta)$
Sektör 5	$T_5 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(-\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta)$	$T_6 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(\sqrt{3}V_\alpha - V_\beta)$
Sektör 6	$T_6 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(-2V_\beta)$	$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{T_s}{V_{dc}}(\sqrt{3}V_\alpha + V_\beta)$

Anahtarlama süre denklemlerini genelleştirirsek:

$$T_\alpha = \frac{\sqrt{3}V_{ref}T_s}{V_{dc}}\sin(\frac{sektör}{3}\pi - \theta) \quad (2.60)$$

$$T_\beta = \frac{\sqrt{3}V_{ref}T_s}{V_{dc}}\sin(\theta - \frac{sektör-1}{3}\pi) \quad (2.61)$$

$$T_0 = T_s - T_\alpha - T_\beta \quad (2.62)$$

2.4.2. Referans vektörün bulunduğu sektörün belirlenmesi

V_{ref} referans gerilim vektörünün hangi sektörde olduğu tespit edebilmek için Eş. 2.63 kullanılır. Ters Clarke yöntemi uygulanarak iki eksenli durağan (α, β) referans çerçevesinden, V_a, V_b, V_c stator faz gerilimlerine geçiş yapılır.

N=A+2B+4C (2.63)

Çizelge 2.4. Anahtarlama durumuna göre sektör sıralaması

Vektör Gerilimi	S_1	S_2	S_3	*Sektör No*
V_1	1	0	0	1
V_2	1	1	0	3
V_3	0	1	0	2
V_4	0	1	1	6
V_5	0	0	1	4
V_6	1	0	1	5

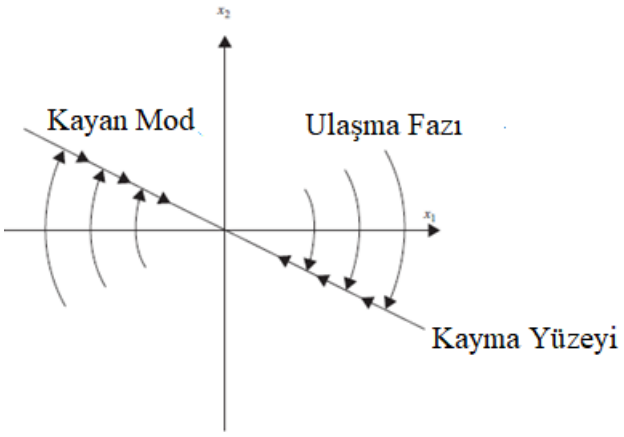
3. KAYAN KİP KONTROL TASARIMI

3.1. Kayan Kip Kontrol

Kayan kip kontrol üstün doğruluk, gürbüzlük ve kolay uygulanabilme gibi özelliklere sahip, doğrusal olmayan bir kontrol tekniğidir (Utkin, 1977). Doğrusal olmayan sistem uygulamalarında belirsizlik ve bozucu dış etki sonucunda kontrolcü yapısının gürbüz olması beklenir. Kayan kip kontrol sistem durumlarını durum uzayında kayma yüzeyi adı verilen bir yüzeye sürmek ve o yüzey üzerinde tutmak üzere tasarlanmıştır. Bunun için hızlı bir anahtarlama yapısı kullanılarak, kontrolcünün farklı durumları arasında geçiş yapılabilir ve başlangıç durumundan bağımsız olarak kayma yüzeyine geçmeye zorlanır (Young, Utkin, Ozguner, 1996). Böylece sistem üzerindeki belirsizlik ve bozucu girişlerden etkilenmemiş olur.

Kayan kip kontrol teorisi ilk olarak 1950'li yıllarda Emelyanov, Utkins ve Itkis'in çalışmaları ile ortaya atılmış ve değişken yapılı kontrolcünün (variable structure control) özel bir uygulaması olarak detaylandırılmıştır (Itkis, 1976). Kayan kip kontrol doğrusal olmayan çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemler, ayrık zamanlı modellemeler, büyük ölçekli ve sonsuz boyutlu sistemler dahil olmak üzere farklı türlerden sistemlere uygulanmıştır (Hung, Gao ve Hung, 1993). Kayan kip kontrol basit tasarımı nedeniyle otomotiv, asenkron motorlar, dizel motorlar, DC motorlar, elektrikli sürücüler gibi pratik sahalarda avantajlar sağlamaktadır.

Kayan kip kontrolcü tasarımı iki ana aşamadan, kontrol ise iki adımdan oluşmaktadır (Yu ve Kaynak, 2009). Kontrolcü tasarımı için ilk olarak kayma hareketinin özelliklerini karşılayabilmesi ve sistemin istenen performans kriterlerini sağlayabilmesi için bir kayma yüzeyi (sliding surface) seçilmelidir. İkinci tasarım aşaması ise, kayma yüzeyine erişimi için uygun kontrol kuralının (control law) seçimi ile ilgilidir (Utkin, 1977). Kontrolün ilk adımı, durum uzayında sistem durumlarının başlangıç noktalarından kayma yüzeyine ulaşmasıdır. Bu bölüm ulaşma fazı(reaching phase) olarak adlandırılır. İkinci adımda kayma yüzeyine ulaşmış olan sistem durumlarının sınırlandırılarak kayma yüzeyinde kalması ve denge noktasına ulaşması sağlanır. Bu bölüm kayan mod (sliding mode) olarak tanımlanmaktadır (Yu ve Kaynak, 2009).



Şekil 3.1. Kayan kip kontrol davranışı

Şekil 3.1'de görüldüğü üzere sistem kayma yüzeyi dışında ise kayma yüzeyine doğru taşınır. Sistem kayma yüzeyine ulaştığında yüzeydeki davranışı çevresel belirsizlikler ve bozucu etkilere bağlı olarak çatırdama (chattering) dalgalı hareketlerine neden olmaktadır. Bu durum kontrolcünün sonsuz frekansta anahtarlama yapabilmesi anlamını taşır ve ideal kayan kip olarak adlandırılır.

Literatürde en çok kullanılan ve klasik kayan kip kontrol uygulamalarında tamsayı mertebeli yani birinci, ikinci dereceden veya integral kayma yüzeyleri kullanılmaktadır. Bu çalışma ile teklif edilen kesir mertebeli kontrol, tamsayı mertebeli kontrole göre daha fazla ayarlanabilir parametreye sahip olduğundan sistemin gürbüzlük ve doğruluğu artırılabilecektir.

Kayan kip kontrol uygulamalarından bazılarında ise yüksek dereceli, terminal tip, hızlı entegreli terminal tip, uyarlanabilir, nöro-uyarlanabilir, bulanık tip ve PID kayan kip kontrolcüler kullanıldığı gözlemlenmiştir.

Lyapunov kararlılık analizi, geliştirilen kayan kip kontrolcülerin kararlılık analizlerini diferansiyel denklem çözümü yapmadan doğrulama amacıyla oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaktadır (Zaihidee, Mekhilef ve Mubin, 2019).

V fonksiyonunu, x durumu ve x durumunun birinci dereceden türevinin skaler fonksiyonu olduğunu ele alalım:

$\|x\| \to \infty$ *V(x) pozitif bir fonksiyon iken,*

$\dot{V}(x)$ *ise negatif bir fonksiyondur.*

Lyapunov fonksiyonu, sistem dinamiklerinin bir fonksiyonudur ve pozitif seçilmelidir. Bu durumda Eş. 3.1 ve Eş. 3.2'de yer alan s kayma yüzeyini temsil eder. Eş. 3.3 gerçekleştiğinde sistemin stabilizasyonu sağlanmış olup, durum yörüngesi ulaşma fazını tamamlamış demektir.

$$V(t) = \left(\frac{1}{2}\right) s^2(t) \tag{3.1}$$

$$(0) = 0 \; ve \; V(t) > 0 \; for \; s(t) \neq 0 \tag{3.2}$$

$$\dot{V}(t) = s(t)\dot{s}(t) < 0 \tag{3.3}$$

Kayan kip kontrolünü teorik olarak incelediğimizde ise:

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \tag{3.4}$$

$$\dot{x}_2(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) + d(x,t) \tag{3.5}$$

$\mathrm{f(x,t)}$ ve $\mathrm{g(x,t)}$ lineer olmayan fonksiyonlar, x(t) durum vektörü, u(t) kontrol girişi, $\mathrm{d(x,t)}$ belirsizlik ve bozucu dış etkileri temsil etmektedir. $|\mathrm{d(x,t)}| \leq \mathrm{d_{max}}$ eşitliğinde $\mathrm{d(x,t)}$'in pozitif bir sabit olan $\mathrm{d_{max}}$ tarafından sınırlandırıldığı kabul edilir.

$$s(t) = (c + \frac{d}{dt})^{n-1} \, e^t \tag{3.6}$$

Kayan kip yüzeyi s, sistemin derecesi n ile ifade edilir. c pozitif bir sabittir ve kayma yüzeyinin eğimini belirler. Eğer sistem ikinci dereceden ise Eş. 3.7'deki gibi oluşur.

$$s(t) = ce(t) + \dot{e}(t) \tag{3.7}$$

$$e = x_d - x_1 \tag{3.8}$$

$$\dot{e} = \dot{x}_d - \dot{x}_1 \tag{3.9}$$

Eş. 3.7'de c>0 ile Hurwitz şartı sağlanır. Hata sinyali ve onun türev değeri Eş. 3.9 ve Eş. 3.10'da gösterilmiştir. x_1 anlık pozisyon, x_d ideal pozisyon değerleridir.

Eş. 3.7'yi düzenlediğimizde:

$$\dot{s} = c\dot{e}(t) + \ddot{e}(t) \quad (3.10)$$

$$\dot{s} = c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) + (\ddot{x}_d - \ddot{x}_1) \quad (3.11)$$

$$\dot{s} = c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) + (\ddot{x}_d - f - gu - d) \quad (3.12)$$

Kayan kip kontrolcüye ait kontrol giriş sinyali u(t), anahtarlama kontrolü $u_{sw}(t)$ ve eşdeğer kontrol $u_{eq}(t)$ olmak üzere iki sinyalin toplamı ile ifade edilir. Anahtarlama kontrolü sistemin durum yörüngesini kayma yüzeyine doğru zorlayan kontrol sinyalidir. Anahtarlama kontrolünde kritik nokta uygun kontrol kuralının seçilmesidir. Bu seçim sırasında Lyapunov kararlılık analizi kullanılmaktadır.

$$u(t) = u_{sw}(t) + u_{eq}(t) \quad (3.13)$$

Eşdeğer kontrol, durum yörüngesinin kayma yüzeyinde kalmasını sağlayan $\dot{s}(t) = 0$ sonucunda elde edilir. $\dot{s}(t) = 0$ eşitliği sağlandığı sürece durum yörüngesi kayma yüzeyi üzerinde kalır. Eşdeğer kontrolde bozucu dış etkiler ve belirsizlikler ihmal edilir.

Eş. 3.7'de görüleceği üzere, eğer s(t)=0 olursa,

$$ce(t) + \dot{e}(t) = 0 \quad (3.14)$$

$$e(t) = e(0)\exp(-ct) \quad (3.15)$$

Eş. 3.14 ve Eş. 3.15'e göre pozisyon ve hız hataları, c değeri ile birlikte üstel olarak sıfıra yakınsama eğilimindedir.

Kontrol kuralı seçimi için birkaç klasik kontrol kuralından bahsetmenin gerekmektedir.

<u>Sabit Oranlı Kontrol Kuralı:</u>

Bu kural, sabit bir ε hızında durum yörüngesinin kayma yüzeyine ulaşmasını sağlayan anahtarlama kontrol kuralıdır. Son derece basit bir kontrol tipidir ancak ε'nin küçük bir değer olması durumunda ulaşma fazı uzun sürecektir. ε'nin büyük bir değer olması da çatırdama problemi yaratacaktır. ε sabit oran değerini temsil eder.

$\dot{s}$ = -ε *sgn(s),* ε >0, (3.16)

Üstel Kontrol Kuralı:

$\dot{s}$ = - ks denklemdeki üstel terimdir ve $s = s(0)e^{-kt}$ şeklinde de ifade edilir. Üstel kontrol kuralı sayesinde durum yörüngesi kayma yüzeyine daha hızlı ulaşmaktadır. Bu yöntem ile ulaşma fazı kısaltılmış olur ancak s≅0 durumunda $\dot{s}$ = -ε sgn(s) kontrol kuralı uygulanmaktadır. Dahası çatırdama problemini azaltmak için daha büyük k değeri kullanılırken, daha küçük ε kullanılmaktadır.

$\dot{s}$ = -ε sgn(s) - qs, ε >0, q>0 (3.17)

Güç Oranı Kontrol Kuralı:

Bu kontrol kuralı, eğer durum yörüngesi kayma yüzeyinden uzak ise ulaşma hızını artırır ancak kayma yüzeyine yakın ise oranı azaltır. Bu hızlı ulaşma fazı, düşük çatırdama problemini sağlar.

$\dot{s}$ = -k $|s|^{\alpha}$ sgn(s), k >0, 1>α>0 (3.18)

Genel Kontrol Kuralı:

$\dot{s}$ = -ε *sgn(s) – f(s),* ε >0, (3.19)

f(0)=0 ve s≠0, *sf(s)* > 0 şeklinde uygulanmaktadır.

Örneğimize geri dönecek olursak; Eş. 3.16'da anahtarlama kontrolünün yalnızca iki çıkış sinyali bulunmaktadır ve anahtarlama sinyalinin işaretine kayma yüzeyinin işareti tarafından karar verilmektedir. Eğer kayma yüzeyi pozitif ise anahtarlama kontrol sinyali pozitif, kayma yüzeyi negatif ise anahtarlama kontrol sinyali negatiftir. Anahtarlama kontrol sinyali sign(s) fonksiyonu sayesinde +1 ve -1 arasında yüksek frekans aralığında anahtarlanır.

$$sign(s(t)) = \begin{cases} 1, & s(t) > 0 \\ 0, & s(t) = 0 \\ -1, & s(t) < 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

3.1.1. Kontrolcü tasarımı

Eş. 2.12'yi ele aldığımızda ve üstel kontrol kuralını adapte ettiğimizde:

$$c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) + (\ddot{x}_d - f - gu - d) = -\varepsilon\,\mathrm{sgn(s)} - \mathrm{ks} \tag{3.21}$$

Kayan kip kontrolcü sinyali denklemini tekrar düzenlersek, eşitliğin sağında kalan tüm parametreler d bozucu dış etki değeri dışında bilinmektedir.

$$u(t) = \frac{1}{g}(\varepsilon\,\mathrm{sgn(s)} + \mathrm{ks} + c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) + \ddot{x}_d - f - d) \tag{3.22}$$

Dış bozucu etki parametresini tekrar oluşturduğumuzda Eş. 3.23'ü elde ederiz.

$$u(t) = \frac{1}{g}(\varepsilon\,\mathrm{sgn(s)} + \mathrm{ks} + c(\dot{x}_d - \dot{x}_1) + \ddot{x}_d - f - Dsgn(s) \tag{3.23}$$

Eş. 3.23, Eş. 2.12 içerisinde tekrar düzenlenirse:

$$\dot{s} = -\varepsilon\,\mathrm{sgn(s)} - \mathrm{ks} - Dsgn(s) - d \tag{3.24}$$

Lyapunov kararlılık analizini uyguladığımızda;

$$\dot{V}(t) = s\dot{s}(t) = s(-\varepsilon\,\mathrm{sgn(s)} - \mathrm{ks} - Dsgn(s) - d) \tag{3.25}$$

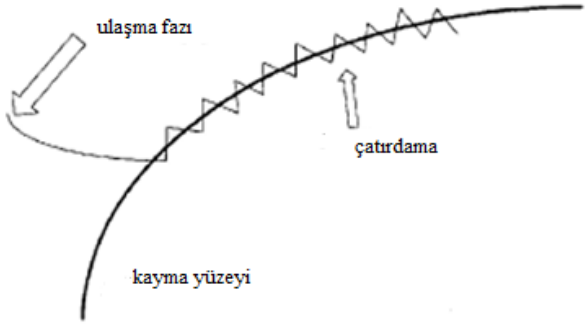
$$\dot{V}(t) = s\dot{s}(t) = -ks^2 - \varepsilon|s| - D|s| - ds \tag{3.26}$$

Kayma yüzeyi s(t) k değeri ile birlikte üstel bir şekilde sıfıra yakınsamaktadır.

Kayan kip kontrolün iki temel avantajı bulunmaktadır. Birincisi, sistemin dinamik davranışının kayma yüzeyinin seçimi konusunda esnektir. İkincisi kapalı döngü yanıtının sistemi, bozucu dış etkilere karşı tamamen duyarsız hale getirmesidir.

Kayan kip kontrol yönteminin ana dezavantajı ise kayma yüzeyine yakın bölgede oluşan çatırdama problemidir(chattering phenomenon). Çatırdama problemi olası iki mekanizma tarafından tetiklenmektedir. İlk olarak kayma yüzeyinin çevresinde oluşan küçük genlikli yüksek frekanslı gürültü dinamikleri tarafından oluşmaktadır. Bu sensör ve aktüatörlerden kaynaklı gürültü dinamiklerini temsil etmektedir. İkinci olarak ise anahtarlamanın ideal

olmadığı durumlar tek başına yüksek frekanslı salınımlara sebep olur (Liu, 2017: 2). Çatırdama problemi sonuç olarak anahtarlama kontrol sinyalinin kayma yüzeyi etrafında istenmeyen yüksek frekans ve küçük genlikte salınımlar yaratır (Behnamgol, Vali, Mohammadzaman, 2015). Çatırdama ile birlikte sistemde kontrol doğruluğu azalır, elektronik devrelerde yüksek ısıl kayıplar oluşur, sistem üzerinde titreşime bağlı aşınma ve bozulmalar meydana getirir (Zaihidee, Mekhilef ve Mubin, 2019).

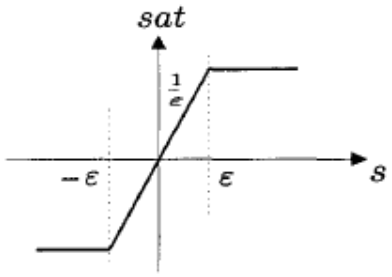


Şekil 3.2. Çatırdama problemi (Perruquetti, Barbot, 2002)

Literatürde kayan kip kontrol uygulamalarında karşılaşılan çatırdama problemi için iki farklı yöntem önerilmiştir. Bunlar anahtarlama kontrol sinyali sign(s) fonksiyonu yerine kullanılması teklif edilen saturasyon ve tangent fonksiyonlarıdır. Saturasyon fonksiyonu daha yaygın olarak kullanılmaktadır.

Saturasyon fonksiyonunda Δ sınır katmanı belirlenir. Durum yörüngesi, sınır katmanının dışında ise anahtarlama kontrolü kullanılır. Sınır katmanın içinde ise doğrusal geri besleme kontrolü kullanılır. Bu şekilde çatırdama problemi ortadan kaldırılmış olur.

$$sat(s) = \begin{cases} 1, & s > \Delta \\ ks, & |s| \leq \Delta \\ -1, & s < -\Delta \end{cases} \qquad k = \frac{1}{\Delta} \tag{3.27}$$



Şekil 3.3. Saturasyon fonksiyonu (Perruquetti, Barbot, 2002)

3.2. Kesir Mertebeli Kontrol

Kesir mertebeli kayan kip kontrol, doğrusal olmayan sistemler için kayma yüzeyi tasarımında klasik kesir mertebeli hesaplama (fractional calculus) kullanımını öneren bir kontrol yöntemidir. Kesir mertebeli hesaplama teorik olarak 300 yıl önce ortaya çıkmış olmasına rağmen, son yıllarda çok geniş mühendislik uygulamalarında kullanılmaktadır (Efe, 2011). Geleneksel tamsayı mertebeli hesaplama kesir mertebeli hesaplamaya doğru evrilmiştir. Kesir mertebeli hesaplama veri depolama özelliği nedeniyle tamsayı mertebeli hesaplamadan daha kararlıdır (Huang, Cui, Shi, Li, & Xiang, 2014; B. Zhang et al., 2012).

Eş. 3.28'de yer alan eşitlikte ${}_aD_t^\mu$ kesir mertebeli analizin temel operatör gösterimidir. Eşitlikte μ kesir mertebesini temsil eder, *a* ve *t* sınır değerleridir (Chen, Petras, Xue, 2009).

$$ {}_aD_t^\mu = \begin{cases} \frac{d^\mu}{dt^\mu} & \mu > 0 \\ 1 & \mu = 0 \\ \int_a^t (d\mu)^{-\mu} & \mu < 0 \end{cases} \tag{3.28} $$

Literatürde kesir mertebe analizi için farklı yaklaşımlar bulunmakla birlikte genellikle Grunwald-Letnikov, Riemann-Liouville ve Caputos tanımları kullanılmaktadır.

Grunwald-Letnikov yaklaşımı;

$$ {}_aD_t^\mu\, f(t) = \lim_{h\to 0} \frac{1}{h^\mu} \sum_{k=0}^{\frac{t-\mu}{h}} (-1)^k \binom{\mu}{k} f(t-kh) \tag{3.29} $$

Riemann-Liouville yaklaşımı;

$$ {}_aD_t^\mu\, f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\mu)} \left(\frac{d}{dt}\right)^m \int_\mu^t \frac{f(\Gamma)}{(t-\Gamma)^{\mu-m+1}}\, d\Gamma \tag{3.30} $$

$m-1<\mu<m$ ve Γ *Euler gamma fonksiyonudur.*

Caputos yaklaşımı;

$$ {}_aD_t^\mu\, f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-\mu)} \int_\mu^t \frac{f^m(\Gamma)}{(t-)^{\mu-m+1}}\, d\Gamma \tag{3.31} $$

Kesir mertebeli bir diferansiyel denklemin çözümlemesi, tamsayı mertebeli bir diferansiyel denklem kadar basit olmadığı için mühendislik uygulamalarında sıklıkla Laplace dönüşümü uygulanması gerekebilir (Bouarroudj, Boukhetala ve Boudjema, 2016).

3.3. Kesir Mertebeli Kayan Kip Kontrol

Kesir mertebeli kayan kip kontrolcüyü sabit mıknatıslı senkron motora uygulayabilmek için motorun Eş. 2.22 ile verilen matematik modeli kullanılacaktır. Bu kapsamda x_1 ve x_2 durum değişkenleri tanımlanır. x_1 referans hız değerine göre hız değerindeki hatayı temsil eder.

$$x_1 = \omega_{m_{ref}} - \omega_m \tag{3.32}$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = \frac{\omega_{m_{ref}} - \omega_m}{dt} = -\dot{\omega}_m \tag{3.33}$$

Eş. 3.32 ve Eş. 3.33'de verilen x_1 ve x_2 durum değişkenleri düzenlenirse:

$$\dot{x}_1 = \dot{\omega}_{mref} - \dot{\omega}_m = \dot{\omega}_{mref} - \frac{1}{J}\left(-T_L + \frac{3}{2} n_p \psi_f I_q - B\omega_m\right) \tag{3.34}$$

$$\dot{x}_2 = \ddot{\omega}_{mref} - \ddot{\omega}_m = \ddot{\omega}_{mref} - \frac{1}{J}\left(-\dot{T}_L + \frac{3}{2} n_p \psi_f \dot{I}_q - B\dot{\omega}_m\right) \tag{3.35}$$

Seçilen sıfır hatalı kayma yüzeyi Eş. 3.34 ile tanımlanmıştır. Denklemdeki c değiştirilebilir pozitif sabit değişkeni temsil etmektedir.

$$s = cx_1 + x_2 \tag{3.36}$$

$$\dot{s} = cx_2 + \dot{x}_2 = cx_2 + \frac{1}{J}\left(-\dot{T}_L + \frac{3}{2} n_p \psi_f \dot{I}_q - B\dot{\omega}_m\right) \tag{3.37}$$

Kayma yüzeyi s değerine üstel kontrol metodu uygulanır ise ε ve q değiştirilebilir pozitif sabit değişkenleri ifade etmektedir.

$$\dot{s} = -\varepsilon sgn(s) - qs,\ \ \varepsilon, q > 0 \tag{3.38}$$

Kesir mertebeli kayan kip kontrolcü için seçilen S kayma yüzeyi Eş. 3.39 ile belirtilmiştir. μ kesir mertebesidir (Nicola, M., Nicola C.I., 2020).

$$s = k_p x_1 + k_d D^{\mu} x_1 \tag{3.39}$$

Eş. 3.39 tekrar düzenlendiğinde Eş. 3.40 elde edilmektedir.

$$s = k_p x_1 + k_d D^{\mu-1} x_2 \tag{3.40}$$

Eş. 3.40'e türev işlemi uygulanıp düzenlendiğinde sırasıyla Eş. 3.41 ve Eş. 3.42 elde edilir.

$$\dot{s} = k_p \dot{x}_1 + k_d D^{\mu+1} x_1 \tag{3.41}$$

$$\dot{s} = k_p x_2 + k_d D^{\mu-1} \dot{x}_2 \tag{3.42}$$

Eş. 3.35 ile verilen eşitlik Eş. 3.42 içerisinde tekrar düzenlenirse:

$$\dot{s} = k_p x_2 + k_d D^{\mu-1}(\ddot{\omega}_{mref} + \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{3 n_p \psi_f \dot{i}_q}{2J} + \frac{B \dot{\omega}_m}{J}) \tag{3.43}$$

Eş. 3.43 ve Eş. 3.38 birbirine eşitlenirse:

$$-\varepsilon sgn(s) - qs = k_p x_2 + k_d D^{\mu-1}(\ddot{\omega}_{mref} + \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{3 n_p \psi_f \dot{i}_q}{2J} + \frac{B \dot{\omega}_m}{J}) \tag{3.44}$$

Durum yörüngesinin kayma yüzeyi üzerinde kalma şartı olan $\dot{s} = 0$ eşitliği kabul edilir ve uygulanır ise:

$$-\varepsilon sgn(s) - qs - k_p x_2 = k_d D^{\mu-1}(\ddot{\omega}_{mref} + \frac{\dot{T}_L}{J} - \frac{3 n_p \psi_f \dot{i}_q}{2J} + \frac{B \dot{\omega}_m}{J}) \tag{3.45}$$

Eş. 3.56 ile verilen eşitliğin iki tarafına da $(1 - \mu)$ operatör türevi uygulanırsa:

$$D^{1-\mu} \frac{(-\varepsilon sgn(s) - qs - k_p x_2)}{k_d} = \ddot{\omega}_{m_{ref}} - \frac{3}{2J} n_p \psi_f \dot{i}_q + \frac{B \dot{\omega}_m}{J} + \frac{\dot{T}_L}{J} \tag{3.46}$$

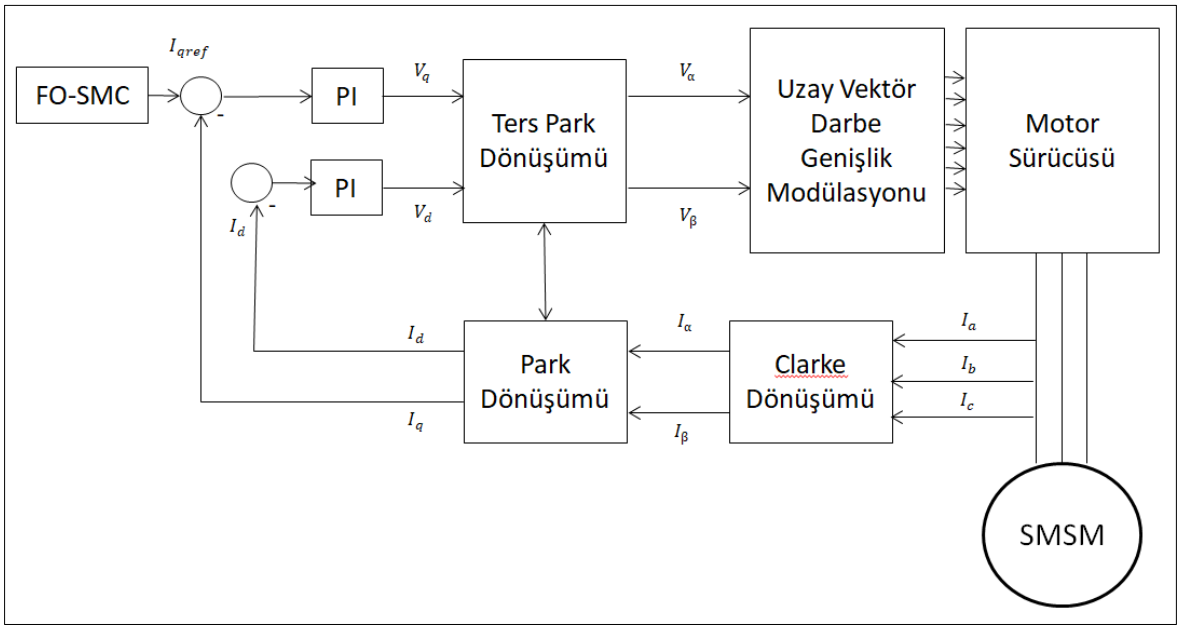
Eş. 3.46 tekrar düzenlenirse:

$$\frac{3}{2J} n_p \psi_f \dot{i}_q = \ddot{\omega}_{m_{ref}} + \frac{B \dot{\omega}_m}{J} + \frac{\dot{T}_L}{J} - D^{1-\mu} \frac{(-\varepsilon sgn(s) - qs - k_p x_2)}{k_d} \tag{3.47}$$

Sonuç olarak elde edilen I_q referans kontrol akım değeri Eş. 3.48'da yer aldığı gibi elde edilmiştir.

$$\dot{I}_{qref}(t) = \frac{1}{\frac{3}{2J} n_p \psi_f}\left[\ddot{\omega}_{m_{ref}} + \frac{B\dot{\omega}_m}{J} + \frac{\dot{T}_L}{J} - D^{1-\mu}\frac{(-\varepsilon sgn(S) - qS - k_p x_2)}{k_d}\right] \quad (3.48)$$

Buraya kadar elde edilen eşitlik ve dönüşümleri kesir mertebeli kayan kip kontrol metodu ile birlikte göstermek istediğimizde Şekil 3.4 elde edilmektedir.



Şekil 3.4. SMSM kontrol blok diyagramı

3.3.1. Kontrolcü kararlılık analizi

Kesir mertebeli kayan kip kontrolcüsünün kararlılık analizi için Lyapunov fonksiyonu seçilmiştir. Lyapunov fonksiyonu Eş. 3.49'da tanımlanmıştır. Kararlılık teoremine göre kayma yüzeyine ulaşma koşulu $s\dot{s} < 0$ olmalıdır.

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(k_p x_2 + k_d D^{\mu-1}\dot{x}_2) \quad (3.49)$$

$$\dot{V} = s\dot{s} = s(k_p x_2 + (-k_p x_2 - \varepsilon sgn(s) - qs) \quad (3.50)$$

$$s\dot{s} = s(-\varepsilon sgn(s) - qs) \quad (3.51)$$

Eş. 3.62'de verilen q pozitif bir sabit ise V(t) üstel olarak sıfıra yakınsama eğilimindedir. Kontrol kuralında $\varepsilon sgn(s)$ dışarıdan gelen bozucu etkilere karşı gürbüz kontrolü sağlayan ifadedir.

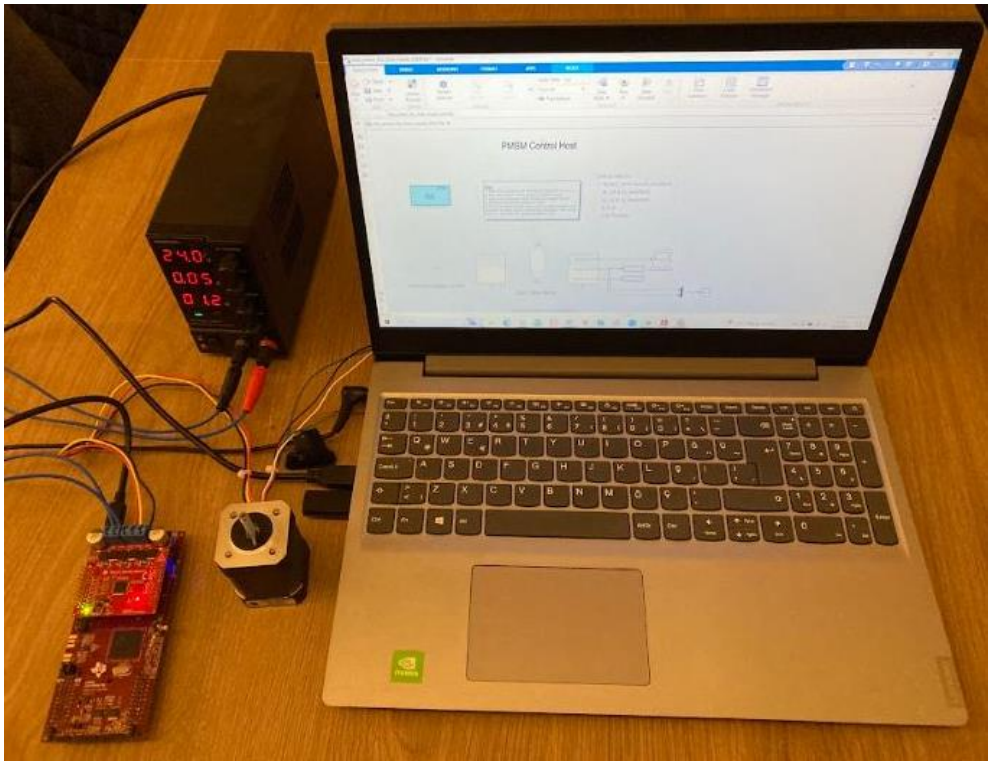
4. DENEYSEL ÇALIŞMA

Bu bölümde önceki kısımlarda teorik olarak tanımlanan sabit mıknatıslı senkron motorun, kesir mertebeli kayan kip kontrolünün deneysel çalışması ve deneysel sonuçlarına yer verilecektir.

4.1. Deneysel Çalışma Düzeneği

Deneysel çalışma aşağıda detayları verilen bir adet sabit mıknatıslı senkron motor, mikro denetleyici, SMSM motoru sürebilmek için 3 fazlı motor sürücü, SMSM motor için güç kaynağı ve çıktıları takip edebilmek amacıyla bir ana bilgisayar kullanılmıştır. Sistemin deney düzeneği Resim 4.1 ile verilmiştir.

- Telco-Motion DT4260-24-055-04 SMSM
- LAUNCHXL-F28379D mikro denetleyici
- BOOSTXL-DRV8305EVM motor sürücüsü
- DC Güç Kaynağı
- Bilgisayar



Resim 4.1. Deney düzeneği

İlgili donanımın entegrasyonu Matlab Simulink programında gerçekleştirilmiştir. Bu program ile beraber “Embedded Coder Support Package for TI C2000 Processors”, “Motor Control Blockset” ve “FOMCON Toolbox” modülleri kullanılmıştır. Böylece gerçek zamanlı hız kontrolü ve çıktı takibi yapılabilmiştir.

4.1.1. Sabit mıknatıslı senkron motor

Telco-Motion DT4260 sensörlü ve sensörsüz kontrol uygulamalarına uygun, bu çalışmada da kullanılan mikro denetleyici ve motor sürücüsü ile entegre bir şekilde çalışabilen bir motordur. Kompakt yapısı, yüksek hız ve torkta çalışabilirliği nedeniyle seçilmiştir. Nominal gerilim değeri 24V, nominal güç değeri 55W, nominal hız değeri 4000rpm olarak verilmektedir.



Resim 4.2. Telco-Motion SMSM

4.1.2. Mikro denetleyici

LAUNCHXL-F28379D mikro denetleyicisi sabit mıknatıslı senkron motor ve benzeri motorların pozisyon ve hız kontrolünde oldukça yaygın olarak kullanılmakta ve kolay kullanımı, uygun fiyatı ile avantajlar sunmaktadır. Ana bilgisayar ile seri haberleşme sağlayan USB arayüzüne sahiptir. Simulink içerisindeki ilgili modüller kullanılarak yazılım geliştirilebilir ve kodlar bu mikro denetleyici içerisine gömülebilmektedir. Bunun yanında Texas Instrument firmasına ait Code Composer Studio yazılımı ile C dile ile de

kodlama seçeneğine sahiptir.



Resim 4.3. F28379D Mikro denetleyici

LAUNCHXL-F28379D mikro denetleyicisinin diğer özellikleri aşağıda verilmiştir.

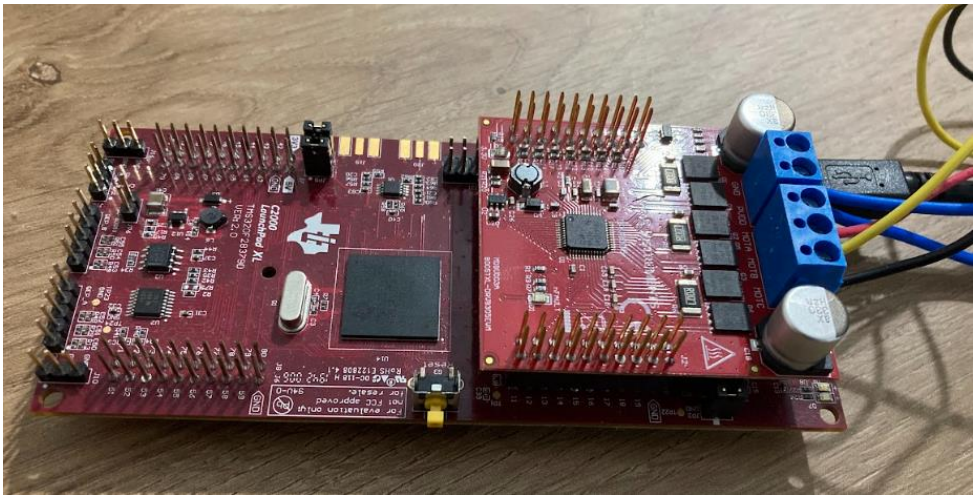
- XDS100v2 yüksek hızlı derleme ve programlama sağlayan USB arayüzü
- Entegre alıcı/vericili CAN arayüzü
- Çift çekirdekli merkezi işlemci birimi çalışma frekansı 200MHz
- Dijital veri transferi için SCI arayüzü
- 16 bit çözünürlükte analog dijital dönüştürücü (ADC)
- 16 bit çözünürlükte darbe genişlik modülatörü (ePWM)
- 4x20 giriş, çıkış pini

4.1.3. Motor sürücüsü

BOOSTXL-DRV8305EVM 3 fazlı motor uygulamalarında kullanılmak üzere geliştirilmiştir. LAUNCHXL-F28379D mikro denetleyicisi ile güç ve kontrol sinyalleri üzerinden entegre çalışabildiği için bu çalışmada tercih edilmiştir.

Motor sürücüsü aşağıdaki özelliklere sahiptir:

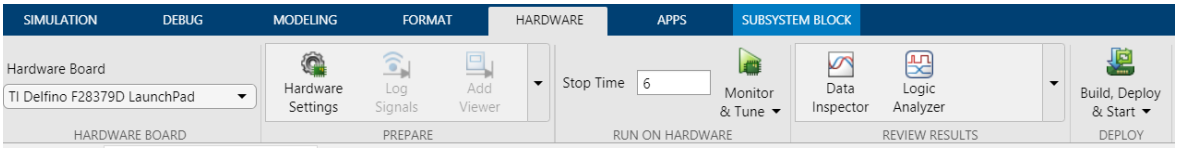
- Kompakt 3 faz sürücü
- 4,4-45 V aralığında besleme gerilimini ve 15 ampere kadar RMS sürücü akımını destekler.
- 6 adet Güç MOSFET'i
- Bağımsız motor fazı ve DC veri-yolu gerilimi
- Yarım köprü devreleri için yan akım şönt algılaması
- Kısa devre, termal, geçiş ve düşük gerilim korumaları



Resim 4.4. DRV8305EVM motor sürücüsü

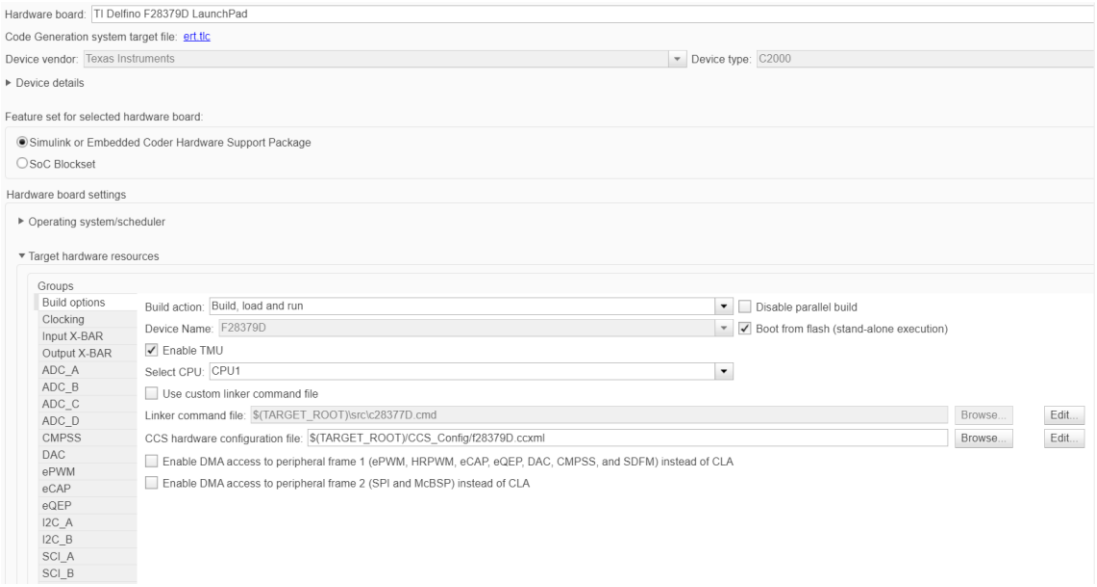
4.2. Benzetim Çalışmaları

Simulink ortamında oluşturulan model “Hardware” sekmesi altından mikro denetleyiciye aktarılabilmektedir. Aynı sekme altında “Hardware Board” ile hedef mikro denetleyici seçilebilmektedir. “Hardware Settings” başlığı altında ise konfigürasyonla ilgili ayarlamalar yapılabilmektedir.



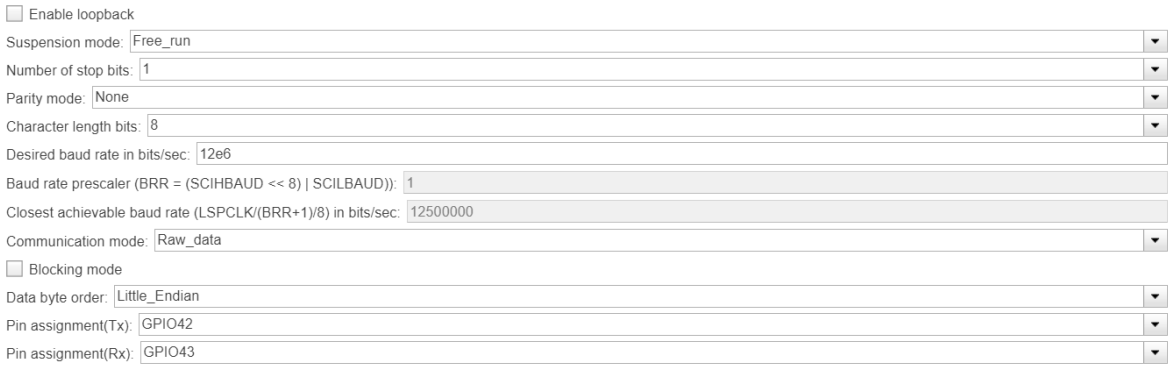
Şekil 4.1. Simulink donanım sekmesi

Bu başlık altında ilk olarak “Solver” seçimi Fixed-step ve ode4(Runge-Kutta) olarak yapılmıştır. “Hardware Implementation” başlığı altında CPU örnekleme zamanı 200 MHz, mikro denetleyicinin maksimum işlem frekansı 50 MHz, analog dijital dönüştürücü frekansı 40 MHz, osilatör frekansı 10 MHz seçilmiştir.



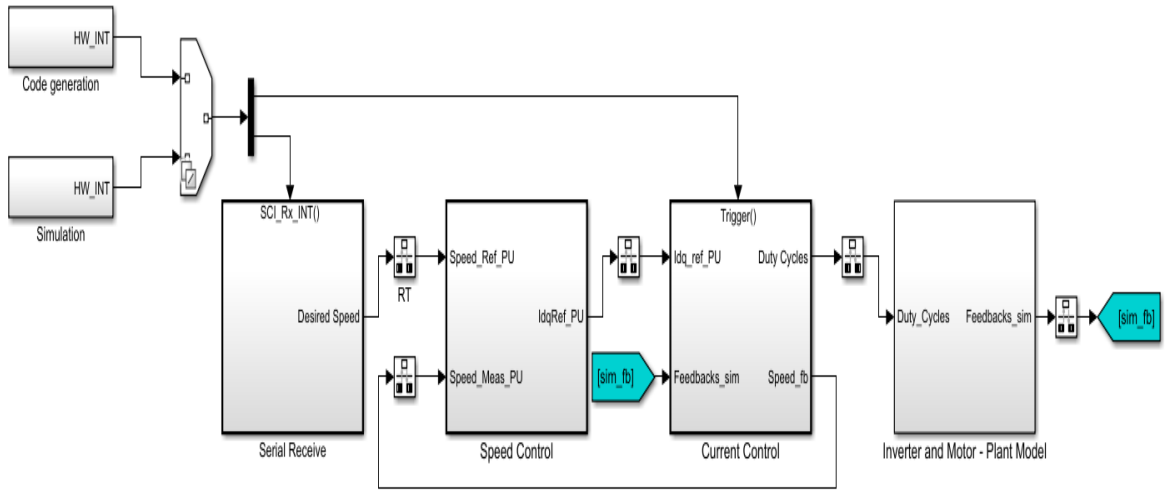
Şekil 4.2. Donanım aktarım başlığı

Bu çalışmada mikro denetleyici ile bilgisayar arasındaki veri iletimi SCI üzerinden USB kablo ile sağlanmaktadır. SCI dijital verilerin asenkron çevre birimlerine gönderilip alınabilmesini sağlamaktadır. Simulink'te bulunan SCI Transmit ve SCI Receive blokları ile veri iletimi gerçekleştirilmektedir. Mikro denetleyici ile bilgisayar arasındaki baud hızı 12e6 olarak alınmıştır. Diğer seri haberleşme parametreleri Şekil 4.3'daki gibi seçilmiştir.



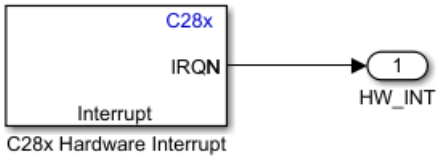
Şekil 4.3. Seri haberleşme parametreleri

Simulink ortamında hazırlanan kontrol modeli Şekil 4.4'de verilmiştir.



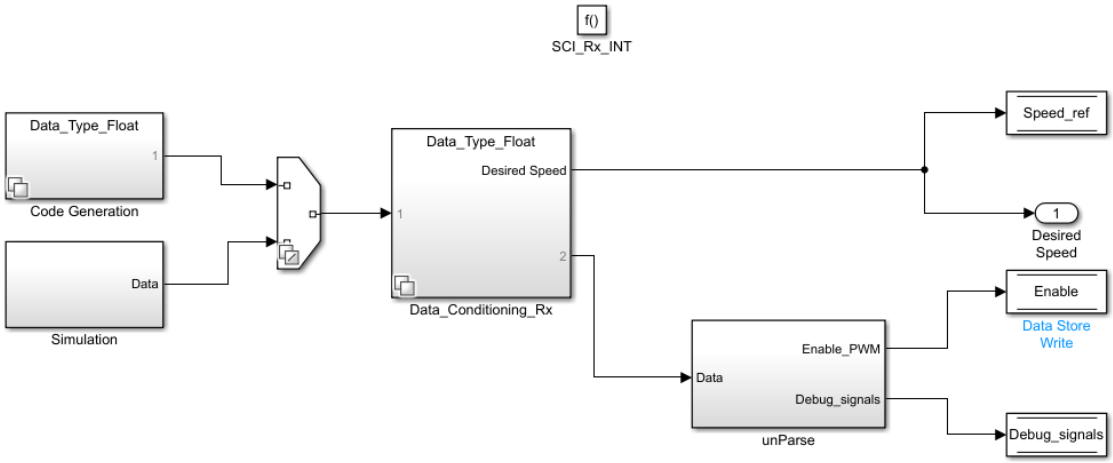
Şekil 4.4. Simulink kontrol modeli

Şekil 4.5 ile verilen C28x bloğu DSP Chip kütüphanesi tarafından tetiklenen kesintilerin asenkron olarak işlenmesini sağlayarak, alt sistem modellerini çalıştıran bir bloktur.



Şekil 4.5. Donanım kestirme bloğu

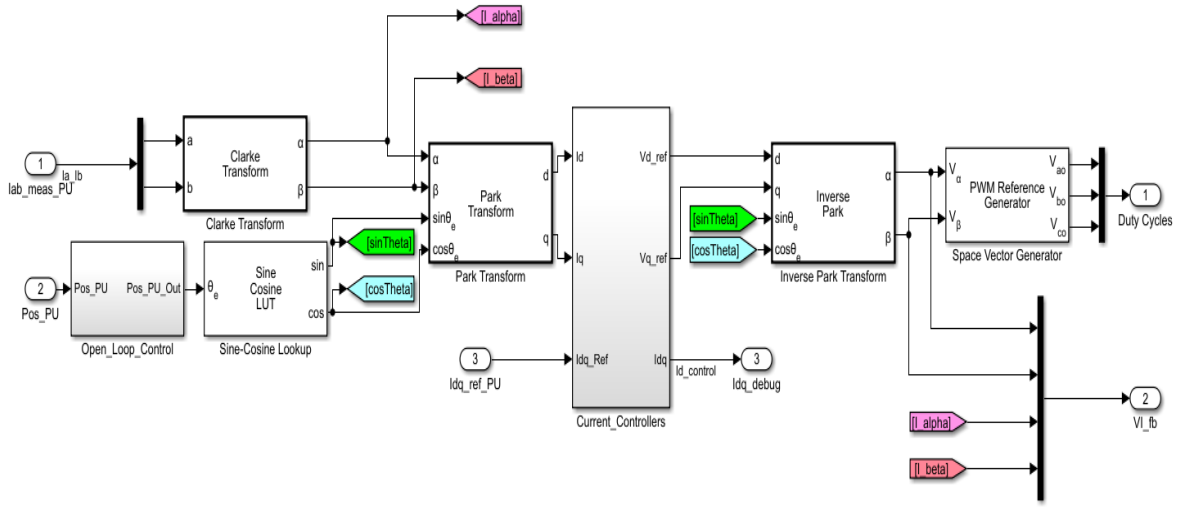
Seri haberleşme bloğu MCU ile diğer cihazlar arasında seri haberleşmeyi sağlar. Donanım aktarım başlığı altında dijital veriyi alacağı pin seçilebilmektedir.



Şekil 4.6. Seri haberleşme bloğu

4.2.1. Akım kontrol bloğu

Akım kontrol bloğu Şekil 4.7'de verilmiştir. Bu blok içerisinde 3 fazlı akım bileşenleri olan I_a, I_b, I_c, 2 eksenli durağan koordinat sistemindeki I_α, I_β akım bileşenlerine dönüştürülmüştür. Sonrasında Park dönüşümü ile iki fazlı (α,β) referans çerçevesinden (d,q) rotor referans çerçevesine geçiş sağlanır. Şekil 4.7 ile verilen "Current Controller" bloğunda I_d ve I_q akımlarına PI denetleyiciye uygulanır. V_{dref} ve V_{qref} çıktılarına Ters Park dönüşümü uygulanır. İki fazlı (α,β) referans çerçevesinden referans uzay vektör PWM çevrimleri üretilir.



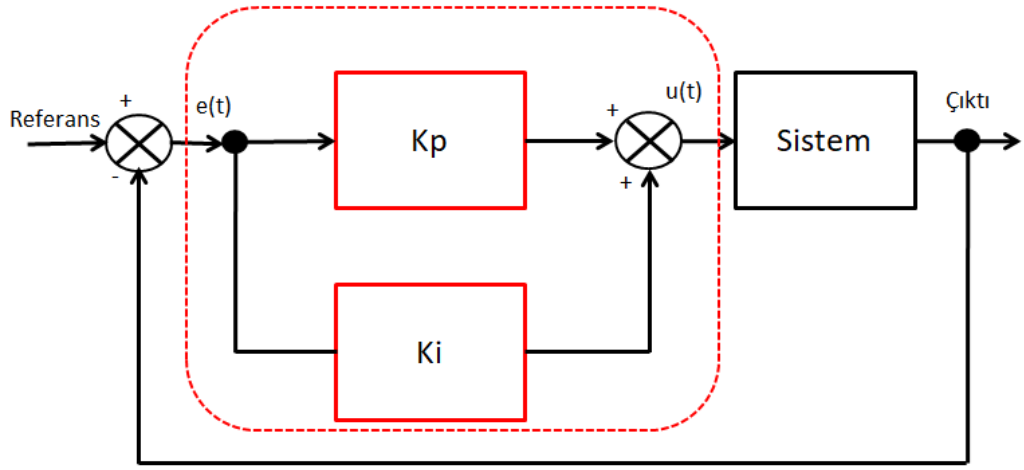
Şekil 4.7. Akım kontrol bloğu

Darbe genişlik modülasyonu (PWM) frekans değeri 20 kHz olarak alınmıştır. Benzer mikro denetleyiciler için PWM sinyalleri oluşturmak için kullanılan ePWM blokları kullanılmıştır.

4.2.2. PI akım denetleyici

PI kontrolü PID kontrolünün en yaygın kullanılan tipi olup, P (oransal) ve I (integral) kazançlarından oluşmaktadır. Hızlı cevap gerektiren ve referans takibi yapılan uygulamalarda tercih edilmektedir. Farklı sistemler için konum, hız, tork, gerilim ve akım üzerinden sistem kontrol edilmektedir. Denetleyici P ve I kazançları ile hızlı cevap ve minimum hata ile sistemin kontrolünü amaçlamaktadır. PI denetleyicisinin blok diyagramı

Şekil 4.8'de verilmiştir. Bu çalışma kapsamında alan yönlendirme kontrol tekniğindeki akım kontrolü için PI denetleyiciler kullanılmıştır.



Şekil 4.8. PI denetleyicisi blok diyagramı

Blok diyagramda u(t) PI denetleyicisinin sisteme verdiği çıktısını, e(t) referans ve sistem çıktısı arasındaki hatayı ifade etmektedir. K_p ve K_i sırasıyla oransal ve integral kazançlarıdır.

PI denetleyicisinin matematiksel denklemi Eş. 4.1'de verilmiştir.

$$(t) = K_p\, e(t) + K_i \int_{t_0}^{t} e(t)dt \qquad (4.1)$$

Tasarlanan hız kontrolü uygulaması için hız kontrol döngüsü ve akım kontrol döngüleri birbirleri ile ardışık yapıdadır. Ancak bu iki döngü birbirinden bağımsız yapıdadır ve ayrı ayrı tasarlanabilmektedir.

PI denetleyici tasarımında gerekli olan motor parametreleri Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Motor parametreleri

Motor Parametresi	**Sembol**	**Motor Değer**	**Birim**
Kutup Çifti Sayısı	P	4	-
Stator Direnci	Rs	0,5214	ohm
Stator Endüktansı (d eksen)	Ld	$4{,}4118\text{x}10^{-4}$	H
Stator Endüktansı (q eksen)	Lq	$4{,}2059\ \text{x}10^{-4}$	H
Geri EMF sabiti	Ke	3,8817	Vpk_LL/krpm
Motor Eylemsizliği	J	$5{,}660310^{-6}$	kgm^2
Sürtünme Katsayısı	B	$1{,}514410^{-5}$	kgm^2/s
Nominal Akım	I_rated	2,29	A
Nominal Hız	N_base	4000	rpm
Nominal Tork	T_rated	0,0735	Nm
DC Hat Gerilimi	Vdc	24	V

SMSM'nin matematiksel modellemelerinin yer aldığı Eş. 2.16 ve Eş. 2.17'den yola çıkılarak I_d ve I_q için bir PI denetleyici tasarlanabilir. Burada I_d akımı sabit akıyı korumak için 0 olarak alınır. Ayrıca I_{dq} akım kontrolleri, hız etkisinden bağımsız olduğu için ω_e=0 olarak kabul edilir.

$$\frac{dI_d}{dt} = \frac{V_d}{L_d} - \frac{R_s I_d}{L_d} + \frac{\omega_e L_q I_q}{L_d} \tag{4.2}$$

$$\frac{dI_q}{dt} = \frac{V_q}{L_q} - \frac{R_s I_q}{L_q} - \frac{\omega_e L_d I_d}{L_q} - \frac{\omega_e \psi_f}{L_q} \tag{4.3}$$

Yukarıda belirtilen 2 eşitliğe de Laplace dönüşümü uygulandığında aşağıdaki transfer fonksiyonları elde edilir.

$$G_s = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{sL_d + R_s} \tag{4.4}$$

$$G_s = \frac{I_q(s)}{V_q(s)} = \frac{1}{sL_q + R_s} \tag{4.5}$$

PI denetleyicisi için transfer fonksiyonu yazıldığında

$$G_k = \frac{K_p s + K_i}{s} \tag{4.6}$$

Sonuç olarak PI denetleyicisinin I_d ve I_q için kapalı çevrim döngüleri elde edilmiş olur.

$$G_{s_Id} = \frac{K_p s + K_i}{L_d s^2 + (K_p + R_s)s + K_i} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + \frac{(K_p + R_s)}{L_d} s + \frac{K_i}{L_d}} \tag{4.7}$$

$$G_{s_Iq} = \frac{K_p s + K_i}{L_q s^2 + (K_p + R_s)s + K_i} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + \frac{(K_p + R_s)}{L_q} s + \frac{K_i}{L_q}} \tag{4.8}$$

İkinci dereceden karakteristik bir sistemin denklemiyle Eş. 4.7 ve Eş. 4.8 eşitlenirse Eş. 4.9 elde edilir. Bu denklemde ξ sönüm oranını, ω_{bw} ise bant genişliğini temsil etmektedir.

$$s^2 + \frac{(K_p + R_s)}{L_{dq}} s + \frac{K_i}{L_{dq}} = s^2 + 2\xi\omega_{bw} s + {\omega_{bw}}^2 \tag{4.9}$$

$$\omega_{bw} = \omega_n (1 - 2\xi^2 + \sqrt{2 - 4\xi^2 + 4\xi^4})^{0.5} \tag{4.10}$$

Eş. 4.9 kullanılarak K_p ve K_i kazançları belirlenebilir. Kutup-sıfır oranına göre kazanç oranları Eş. 4.11'de verilmektedir.

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{L_{dq}} \tag{4.11}$$

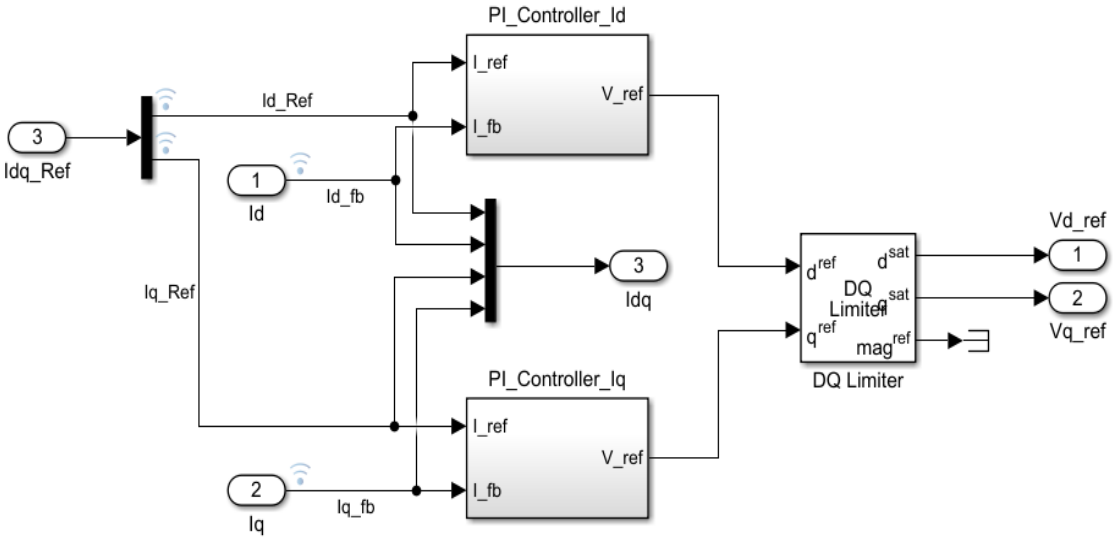
Bu çalışmada Texas Instrument'a ait LAUNCHXL-D28379D mikro denetleyici ve DRV8305EVM inverter modülü kullanılacağından anahtarlama frekansı 20 kHz olarak alınacaktır. DC hat gerilimi 24V'dur. Darbe genişlik modülasyonu frekansı f_{pwm} ve Simulink frekansı $f_{simulink}$ 20 kHz olarak alınmıştır. SMSM frekansı f_{smsm} ve DRV8305EVM inverter freksansları $f_{inverter}$ 40 kHz olarak hesaplanmaktadır.

Belirlenen bu hesaplama ve parametreler sonucunda elde edilen d ve q eksenleri için belirlenen K_p ve K_i kazanç değerleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2. PI denetleyici kazanç değerleri

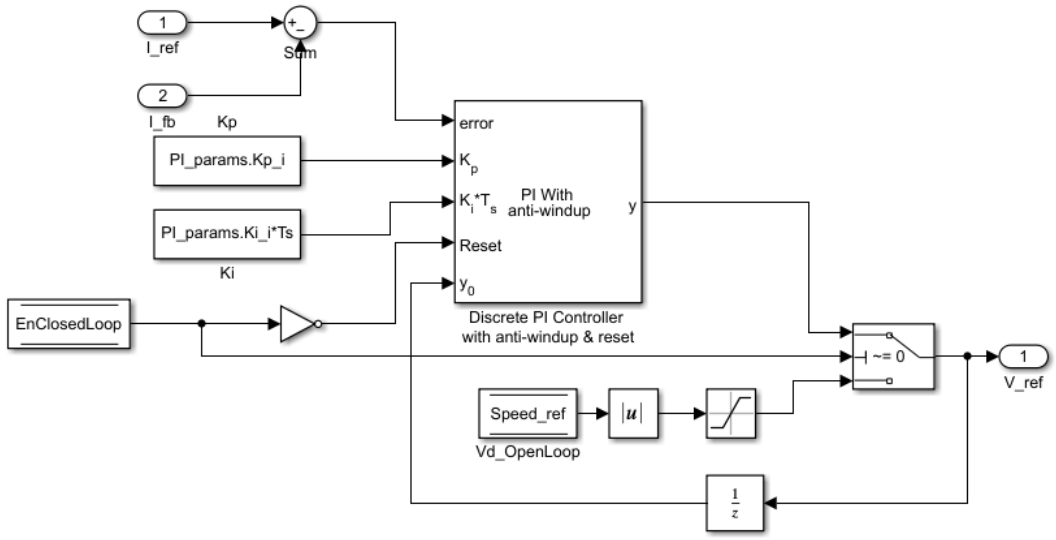
Kazanç Sembolü	**Kazanç Değeri**
$K_p_I_d$	0,85284
$K_i_I_d$	1016
$K_p_I_q$	0,81303
$K_i_I_q$	1016

Simulink ortamında d-q eksenleri için oluşturulan PI akım denetleyici alt sistem blok diyagramı Şekil 4.9'da verilmiştir.



Şekil 4.9. PI akım denetleyicileri bloğu

Standart PI denetleyiciler maksimum gerilim altında motoru doygunluk limitlerine çok hızlı bir şekilde getirir. Bunun nedeni Ki kazancı birikmiş hata değerlerini de sıfırlamaya çalıştığından dolayı, çıkış sinyalinin limit değerlerini aşmasıdır. Bu sinyal geniş kontrol aralığı yaratacağı ve yerleşim süresini uzatacağından dolayı gerçek sistemin zarar görmesine neden olacaktır. Bu istenmeyen durum windup olarak bilinir. Bu fenomenden kaçınmak için Ki maksimum kazanç limitini sınırlayacak bir strateji ile anti-windup yaklaşımı uygulanmaktadır. Şekil 4.10'da bu yaklaşımın uygulandığı PI akım denetleyicisi görülmektedir.



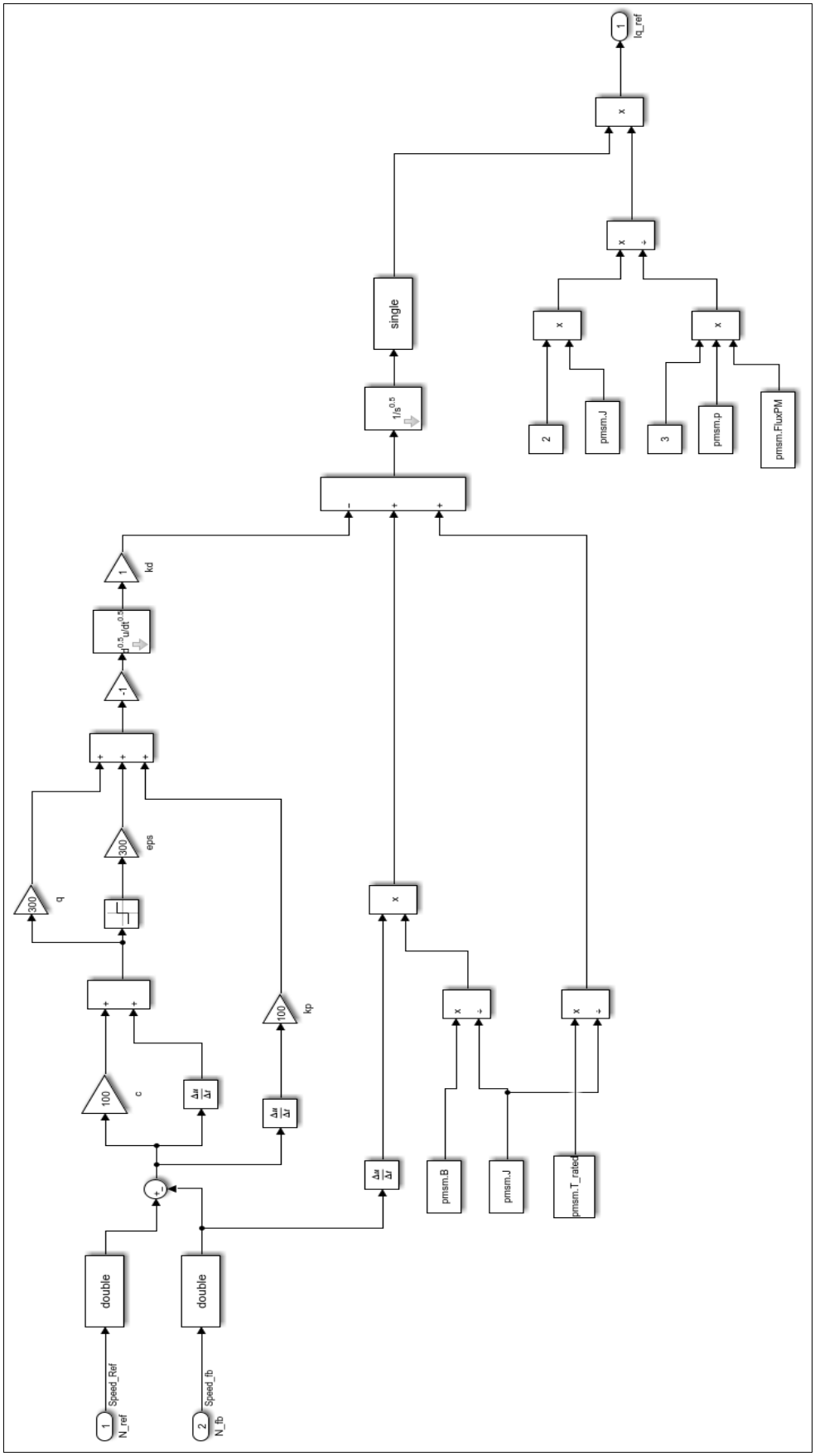
Şekil 4.10. Anti-windup özellikli PI akım denetleyici

4.2.3. Hız kontrol bloğu

Sabit mıknatıslı senkron motorun hız kontrolü için kesir mertebeli kayan kip kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bu kontrol için Eş. 3.48'da verilen matematiksel denklem Simulink ortamına aktarılmıştır.

Bu denetleyici bloğunda referans hız ve ölçülen hız değeri girdi olarak işlenmektedir. Bu iki değerin farkı hatayı vermektedir. Eş. 3.48'da yer alan SMSM matematik modeli ve kesir mertebeli kayan kip kontrol teorisinden gelmiş olan parametreler birlikte kullanılmaktadır.

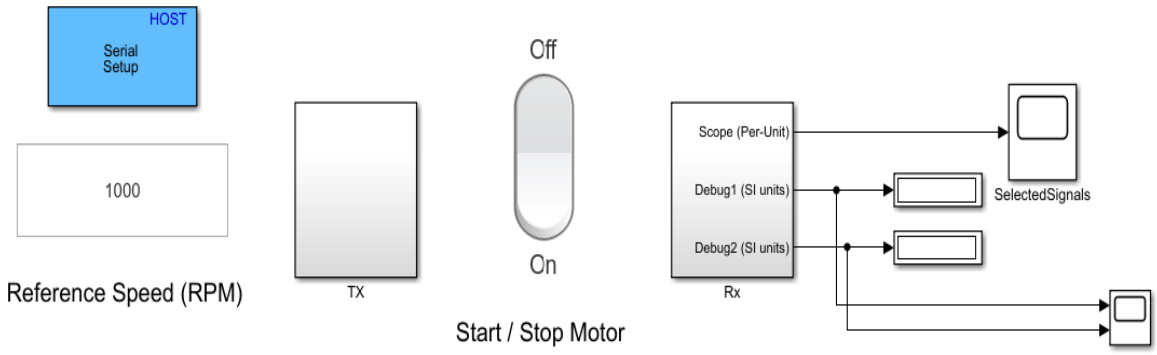
Eş. 3.38 matematik modelinde yer alan k kazanç değeri 1, kp kazanç değeri 100, q kazanç değeri 300, kayan kip üstel kontrol kuralından gelen ε sabiti ise 300 olarak alınmıştır. Motorun hız çıktısını iyileştirebilmek için c sabiti ve μ kesir mertebe değeri değiştirilmiştir.



Şekil 4.11. Hız kontrol bloğu

4.2.4. Ana bilgisayar kontrol ekranı

Şekil 4.12 ile ana bilgisayar tarafındaki kontrol ekranı verilmiştir. Seri haberleşme parametre ayarlamaları için “Host Serial Setup” bloğu kullanılır. Bağlantı noktası ve baud hızı seçimi bu blok içerisinde yapılabilir. TX bloğu içerisinde yer alan ana bilgisayar seri haberleşme bloğu ile iletim sağlanır. Motor ON/OFF butonu ile aktif hale getirilir. Reference Speed bloğu içerisine talep edilen hız değeri girilir. RX bloğu gönderilen sinyallerin alındığı, ayıklandığı ve gözlemlenebildiği bir bloktur.



Şekil 4.12. Ana bilgisayar kontrol ekranı

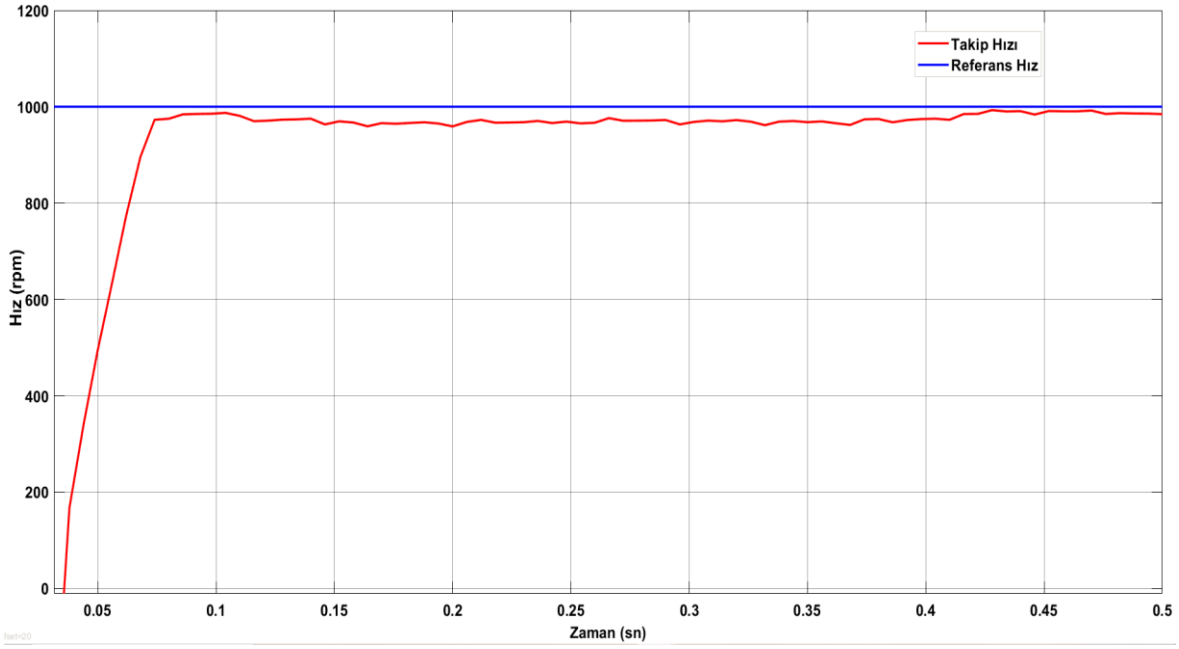
5. DENEYSEL SONUÇLAR

Önerilen kesir mertebeli kayan kip kontrolcünün performansını test etmek için deneysel çalışmalar yapılmıştır. Deneysel çalışmamızda kesir mertebeli kayan kip kontrolcüsünün düşük ve yüksek hız değerleri için etkin bir performans göstermesi koşulu aranmıştır. Deneysel çalışmamızda 1000 rpm'den başlayarak 2000 rpm, 3000 rpm ve 4000 rpm değerleri için karşılaştırmalar yapılmıştır. Kontrolcüden beklenilen bu hız aralığı için en düşük yerleşme süresi içerisinde, hız değerinde bir aşım yaşanmadan referans hız değerine oturmasıdır. 1000 rpm ve 3000 rpm hız değerleri için klasik PI denetleyicili alan yönlendirmeli hız kontrolü sonuçları ile karşılaştırma yapılmıştır.

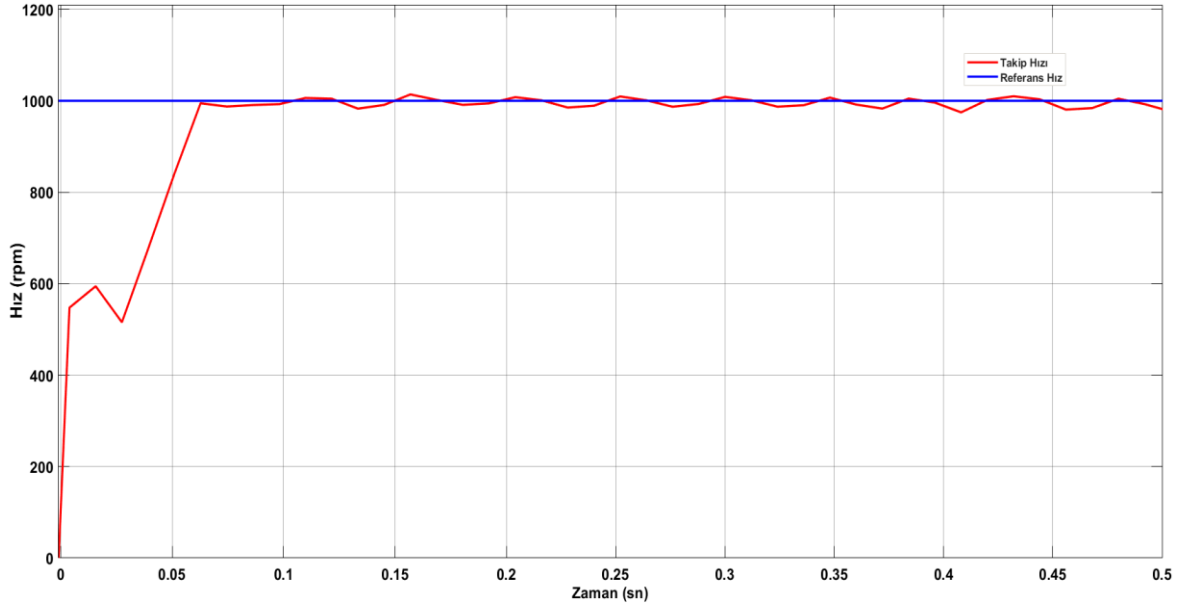
Optimum kontrol parametresine ulaşabilmek adına, kesir mertebesi μ 0,2, 0,5 ve 0,8 olarak seçilmiş ve tüm hız değerlerine uygulanmıştır. Aynı şekilde kayan kip kontrol sabiti c ise 100, 300 ve 500 olarak alınmıştır. Bu başlığın devamında bu değişkenler sonrasında elde edilen Simulink grafikleri paylaşılacaktır ve optimum parametreler seçilecektir.

Hız-zaman grafikleri Şekil 4.12 ile verilen kontrol ekranı kullanılarak elde edilmiştir.

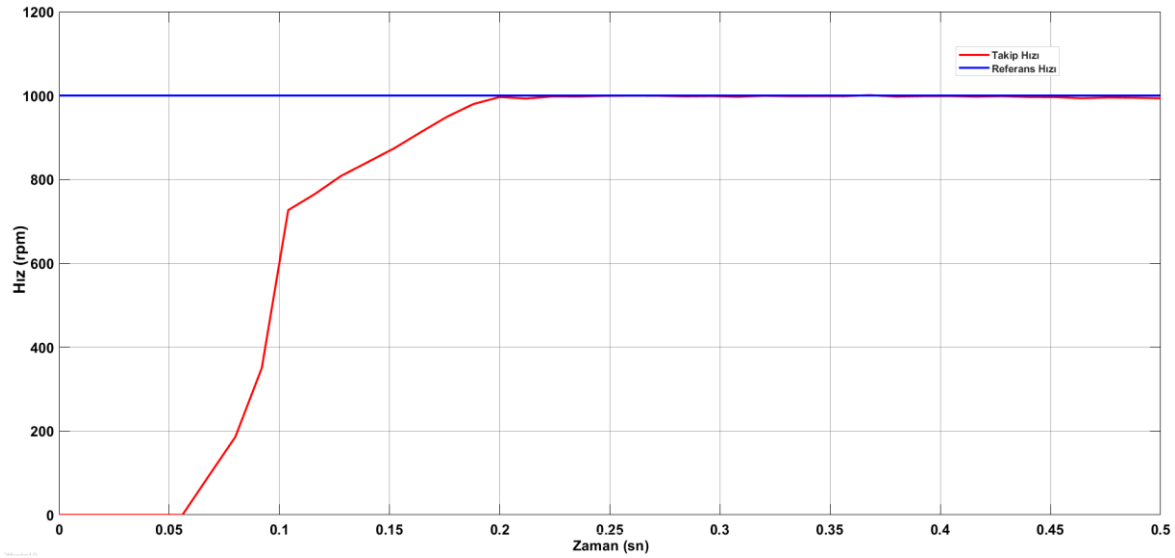
Düşük hız değeri olarak aldığımız 1000rpm'de μ=0,5 ve c=300 parametreleri ile en uygun sonuç elde edilmiştir. Grafikler incelendiğinde referans hıza yerleşme süresi en kısa bu parametreler iledir. Şekil 5.5 ile verilen μ=0,5 ve c=500 parametre sonuçlarında referans hız değeri için bazı aşımlar söz konusudur. Şekil 5.3'de verilen μ=0,5 ve c=100 parametreleri ile ise yerleşme süresi diğer sonuçlara göre uzundur. Şekil 5.1 ile verilen klasik PI denetleyici kontrolcü ise referans hıza yerleşme süresi kısa sürelidir ancak referans hız değerinde dalgalanmalar mevcuttur.



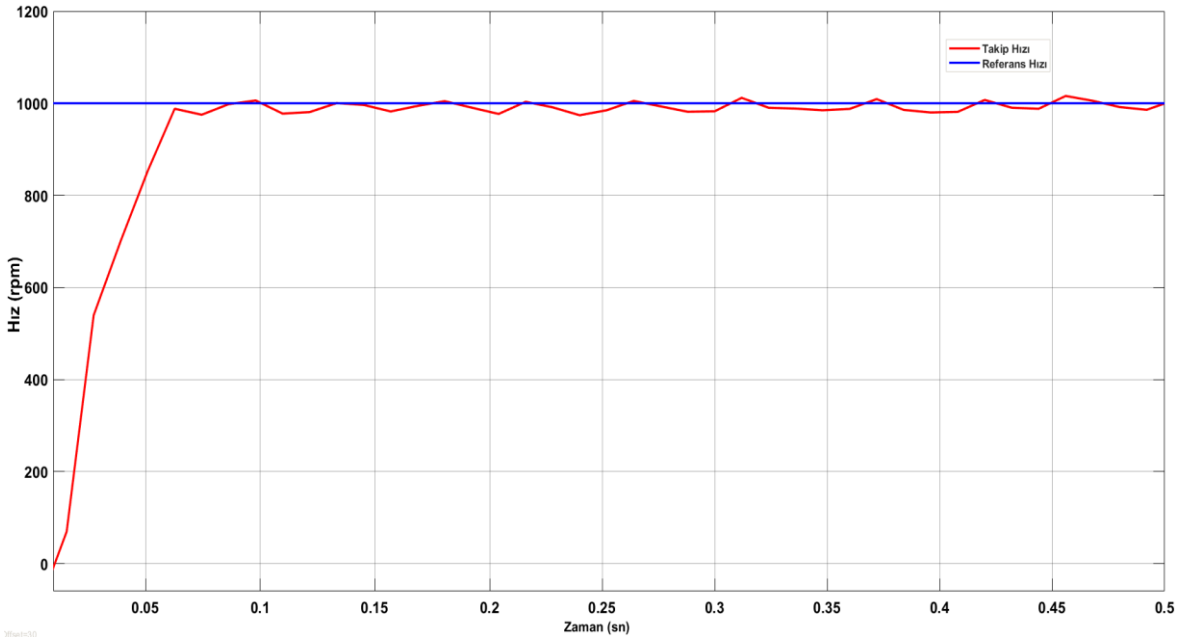
Şekil 5.1. 1000rpm'de alan yönlendirmeli kontrol



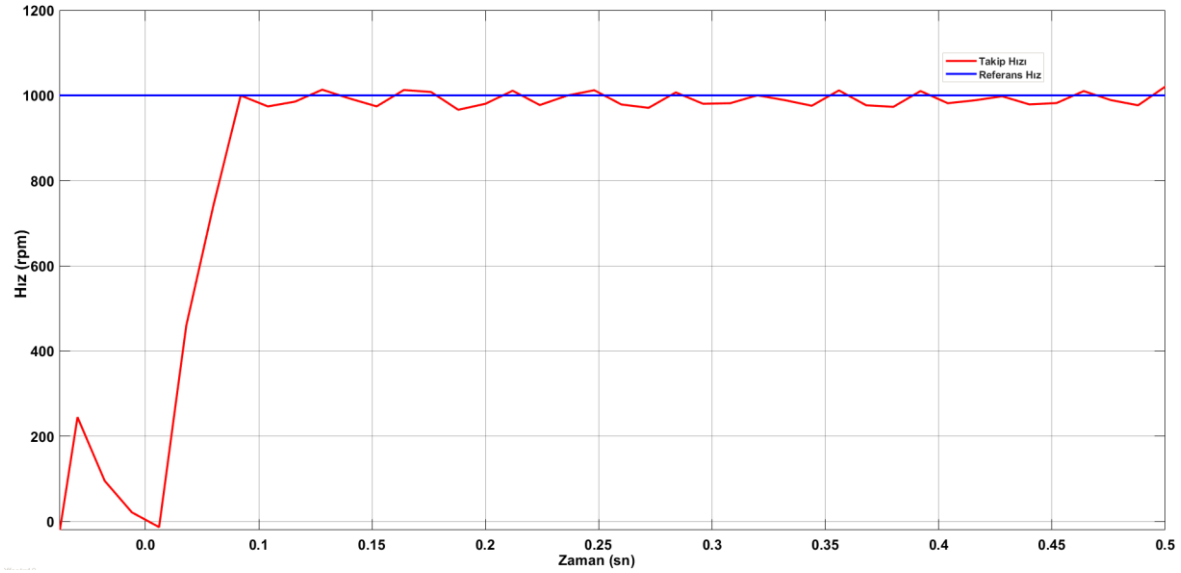
Şekil 5.2. 1000rpm'de μ=0,2 ve c=300 parametre sonuçları



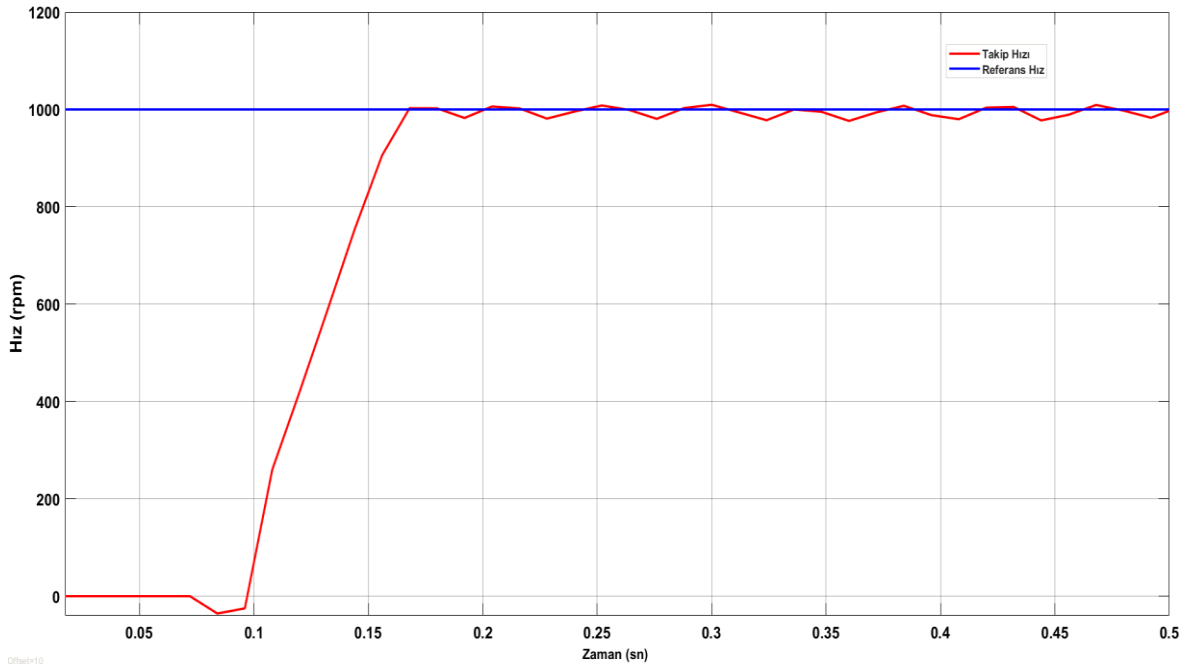
Şekil 5.3. 1000rpm'de μ=0,5 ve c=100 parametre sonuçları



Şekil 5.4. 1000rpm'de μ=0,5 ve c=300 parametre sonuçları

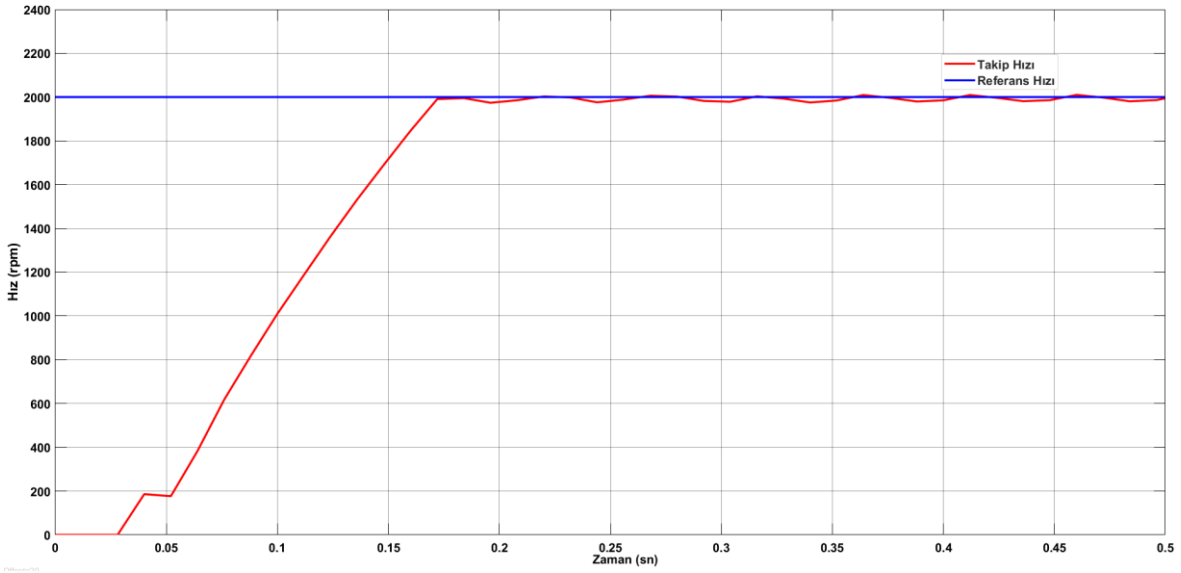


Şekil 5.5. 1000rpm'de μ=0,5 ve c=500 parametre sonuçları

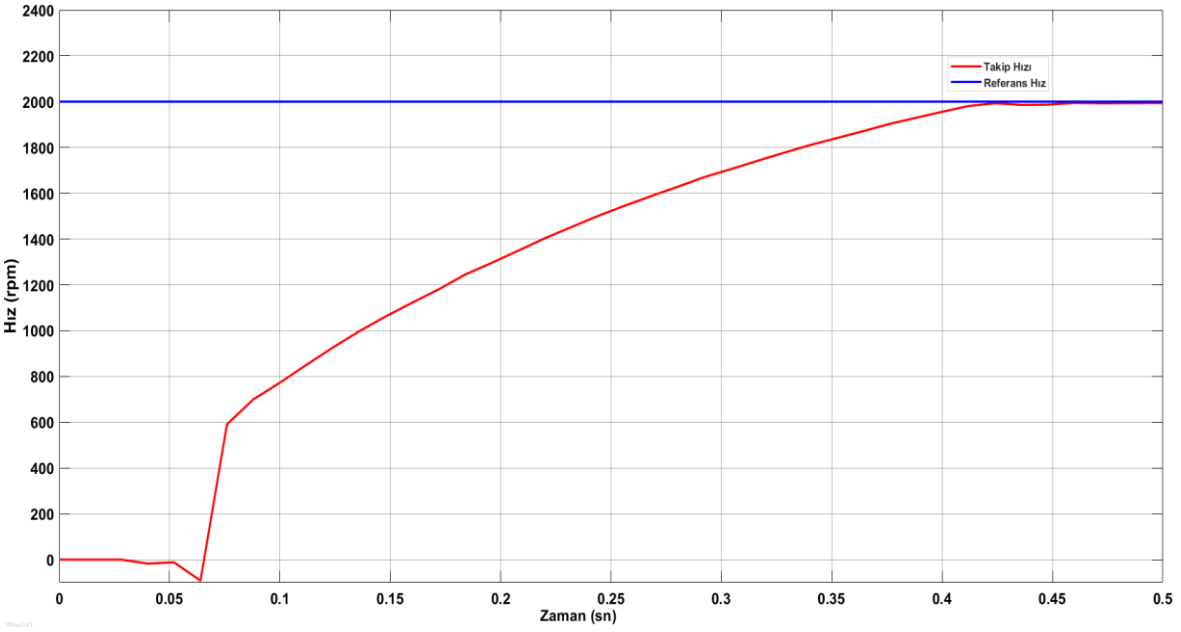


Şekil 5.6. 1000rpm'de μ=0,8 ve c=300 parametre sonuçları

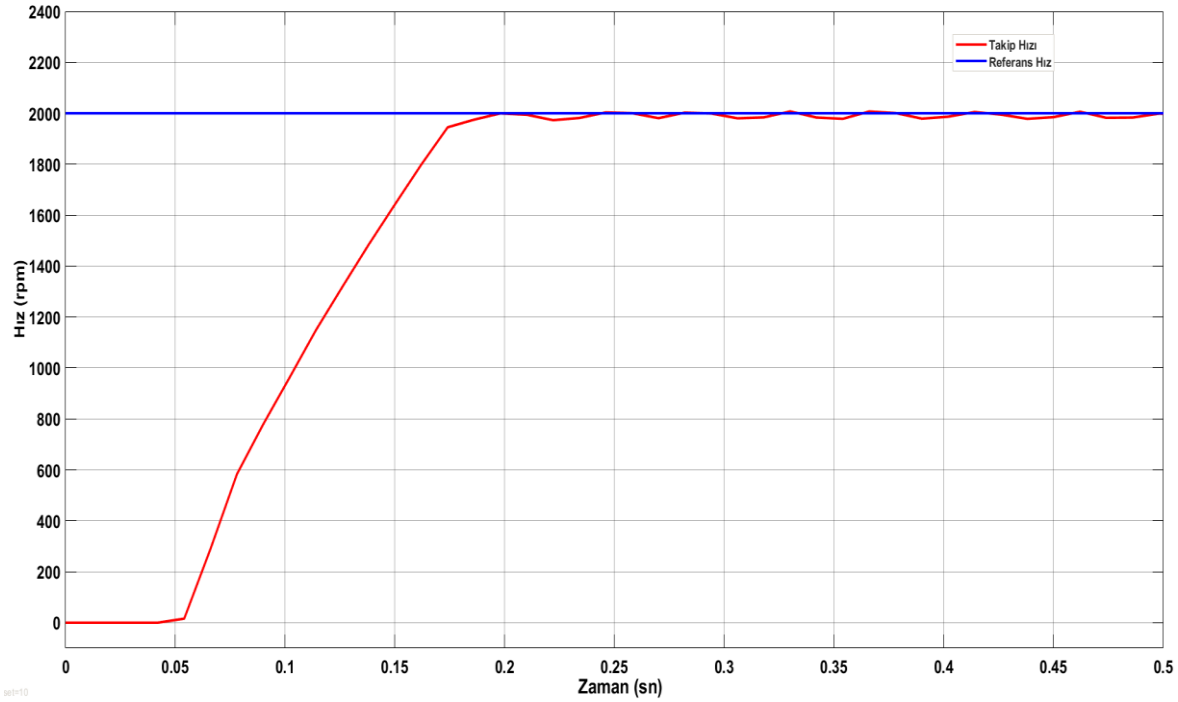
Referans hız değeri 2000rpm olan grafikler incelendiğinde Şekil 5.9, Şekil 5.10, ve Şekil 5.11'da hızın referansa yerleşme süreleri birbirine yakındır. Ancak 1000rpm'de de gözlendiği şekilde Şekil 5.10'da c değerinin yüksek olması nedeniyle referans değer üzerinde aşımlar mevcuttur. Şekil 5.8'de c değerinin 100 seçilmesinin sonucu olarak yerleşme süresi oldukça uzun sürmüştür. Şekil 5.9 ve Şekil 5.11 incelendiğinde ise kesir mertebe operatör farklılığının bir farka neden olmadığı değerlendirilebilir.



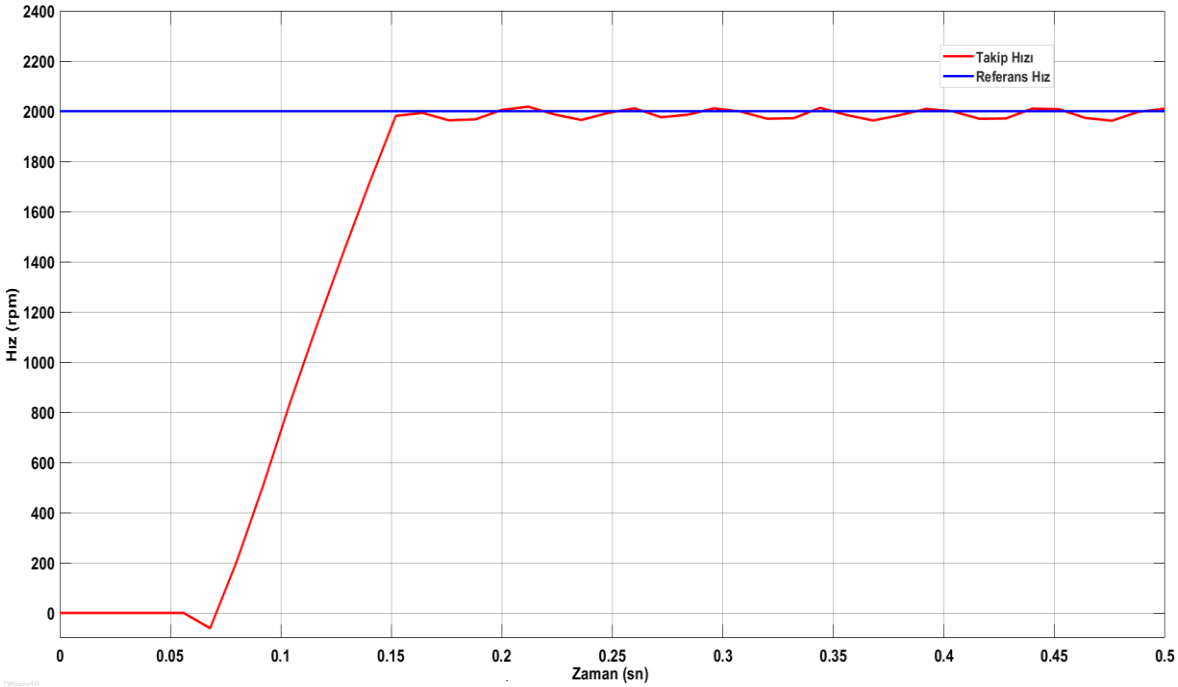
Şekil 5.7. 2000rpm'de μ=0,2 ve c=300 parametre sonuçları



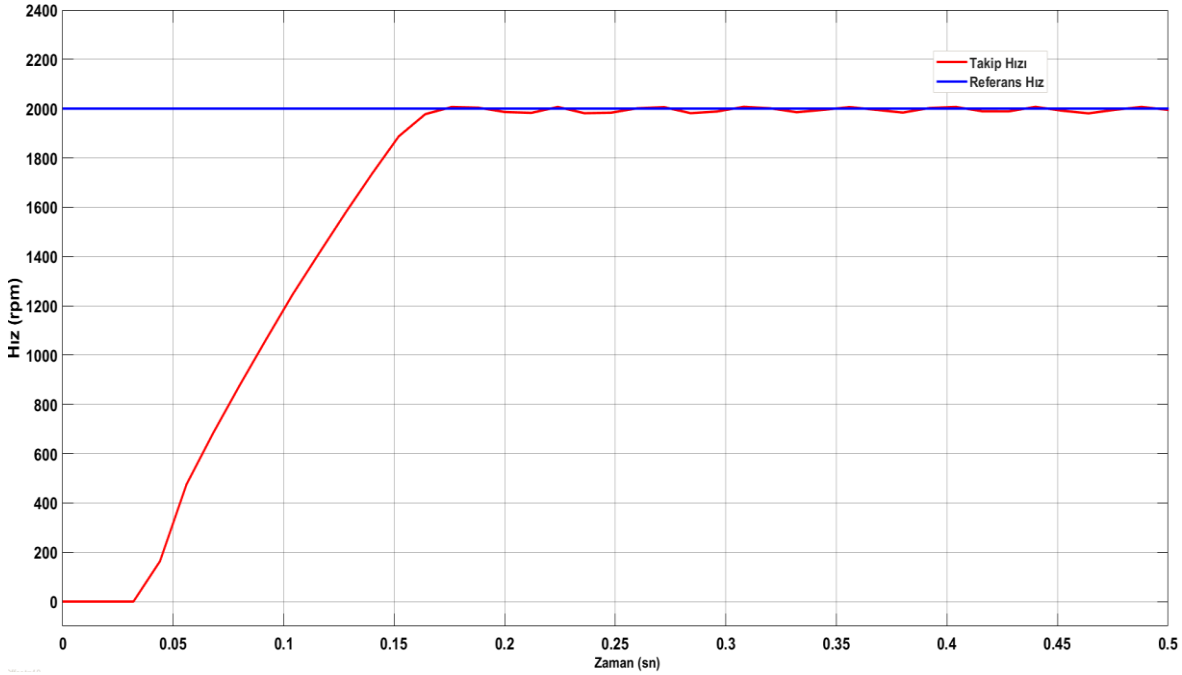
Şekil 5.8. 2000rpm'de μ=0,5 ve c=100 parametre sonuçları



Şekil 5.9. 2000rpm'de μ=0,5 ve c=300 parametre sonuçları

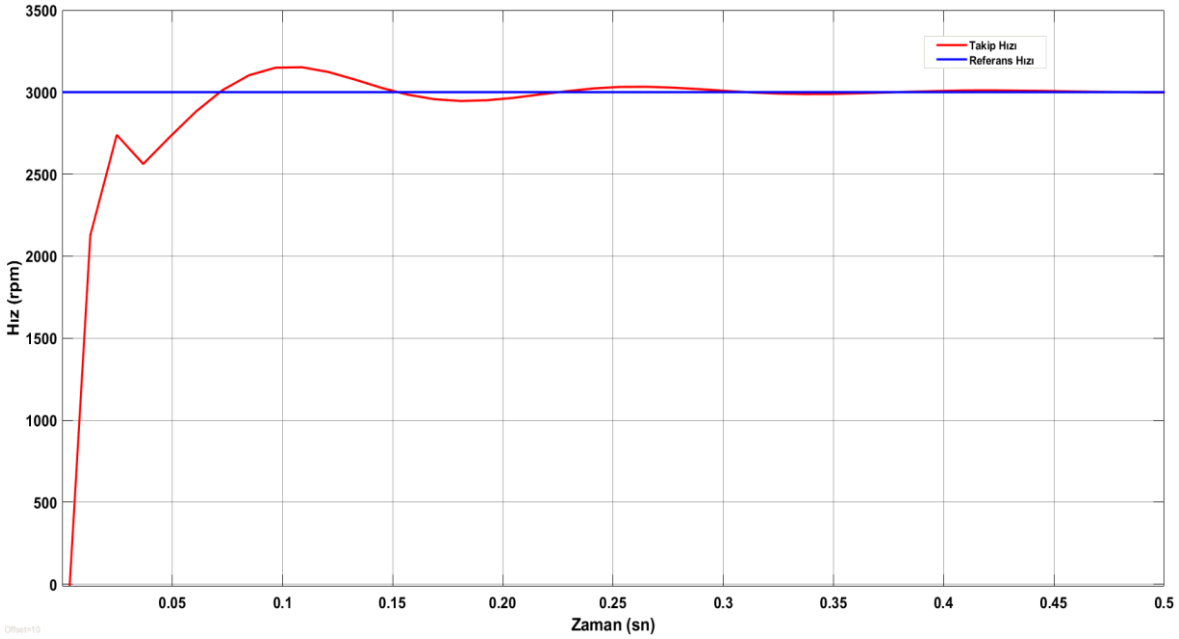


Şekil 5.10. 2000rpm'de μ=0,5 ve c=500 parametre sonuçları

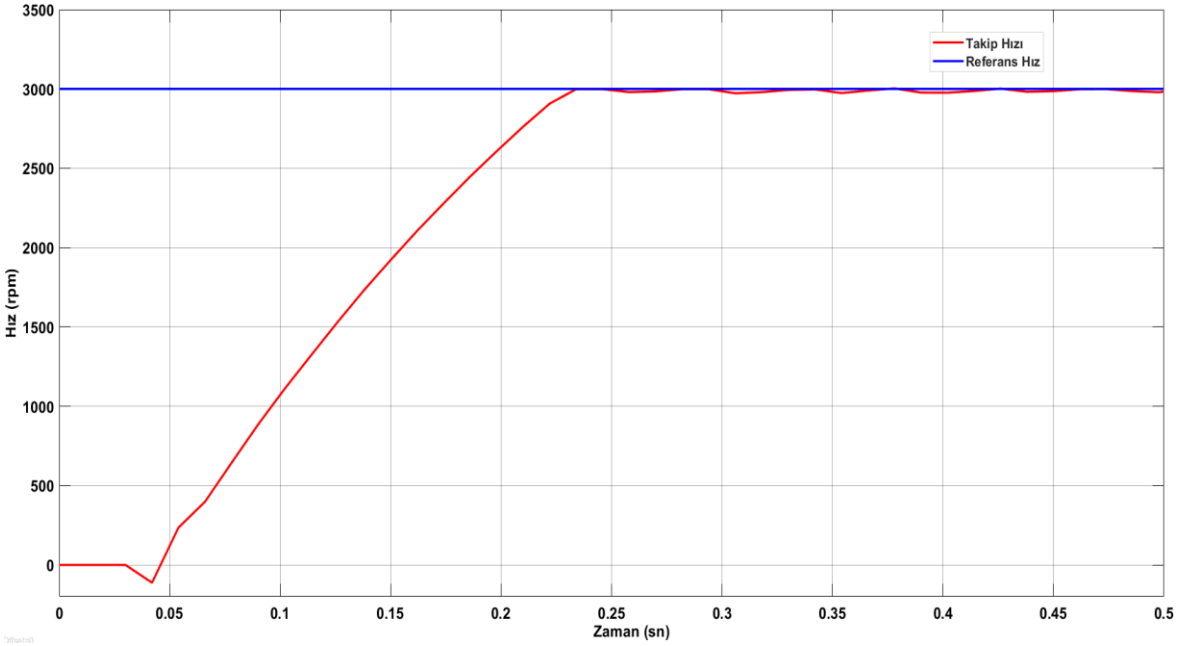


Şekil 5.11. 2000rpm'de μ=0,8 ve c=300 parametre sonuçları

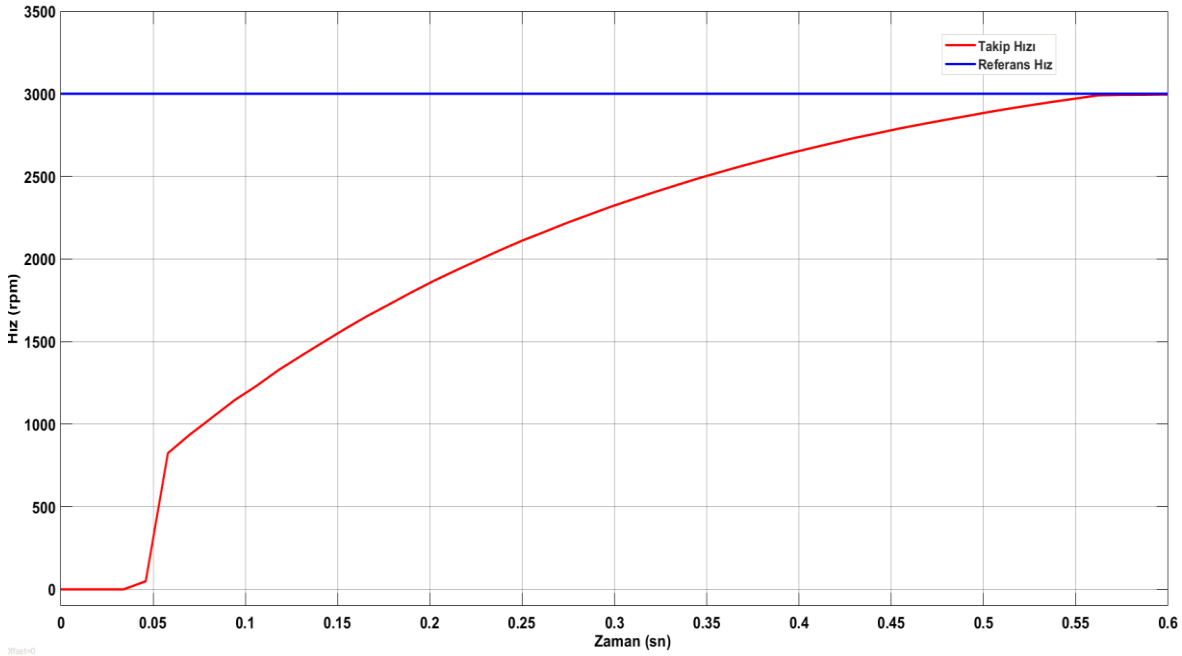
Referans değeri 3000rpm olarak seçildiğinde daha önce verilen 1000rpm ve 2000rpm sonuçlarına yakın çıktılar elde edilmiştir. Klasik PI denetleyici kontrolünde hız değeri %4,5 aşılmıştır. PI denetleyici 1000rpm'deki sonuca göre daha başarısız olmuştur. Şekil 5.15 ve Şekil 5.17 karşılaştırıldığında kesir mertebe μ değerinin artırılmasının hızın referans değerine herhangi bir bozulma ile karşılaşmadan ulaştığı değerlendirilebilir. Daha önceki grafiklerde görüldüğü üzere c değerinin küçük seçilmesi yerleşme süresini oldukça uzatmış, yüksek seçilmesi ise referans değer üzerinde bozulma ve aşımlara neden olmuştur. Bu hız değeri için en ideal çıktı Şekil 5.17 ile elde edilmiştir.



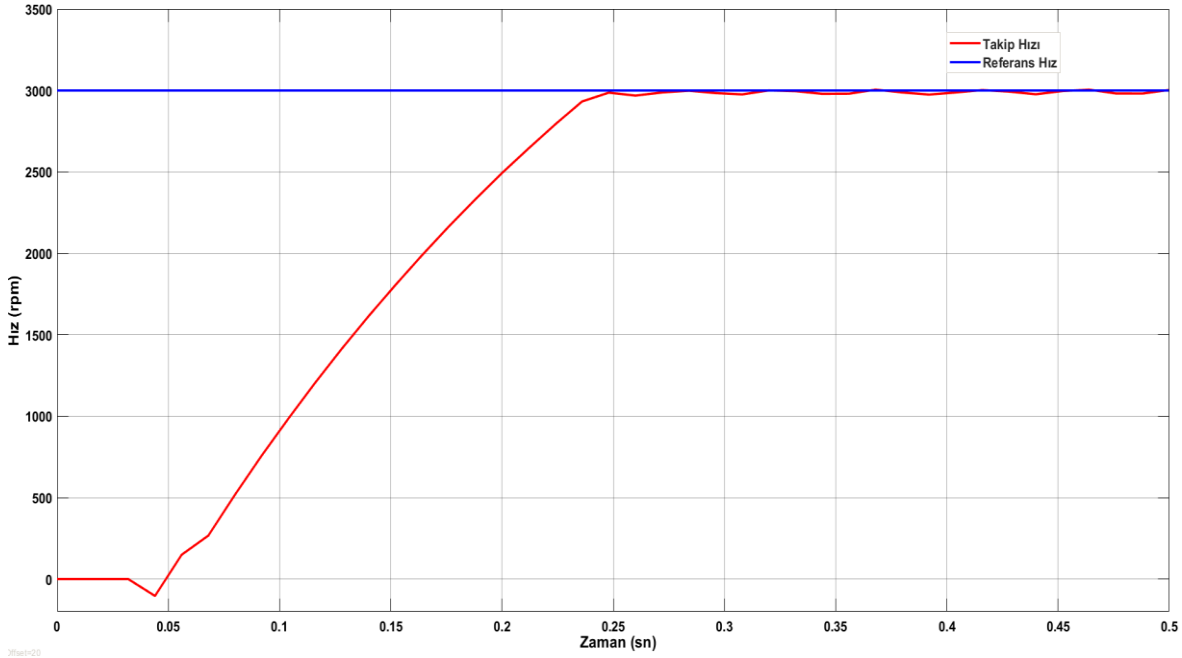
Şekil 5.12. 3000rpm'de alan yönlendirmeli kontrol



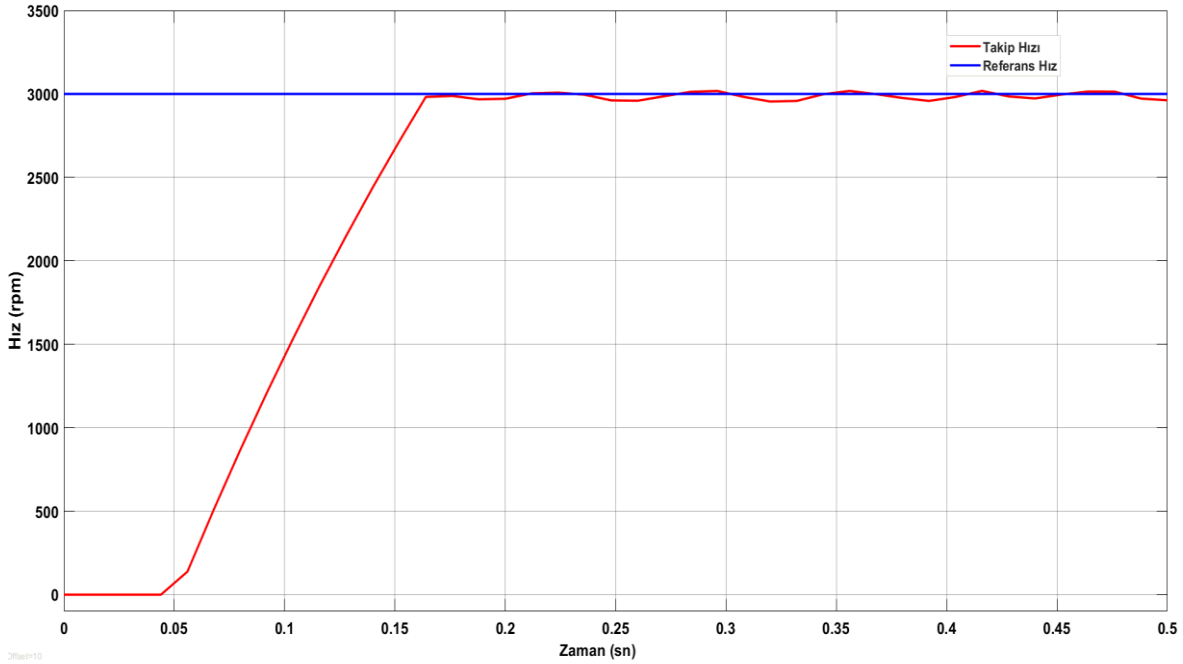
Şekil 5.13. 3000rpm'de μ=0,2 ve c=300 parametre sonuçları



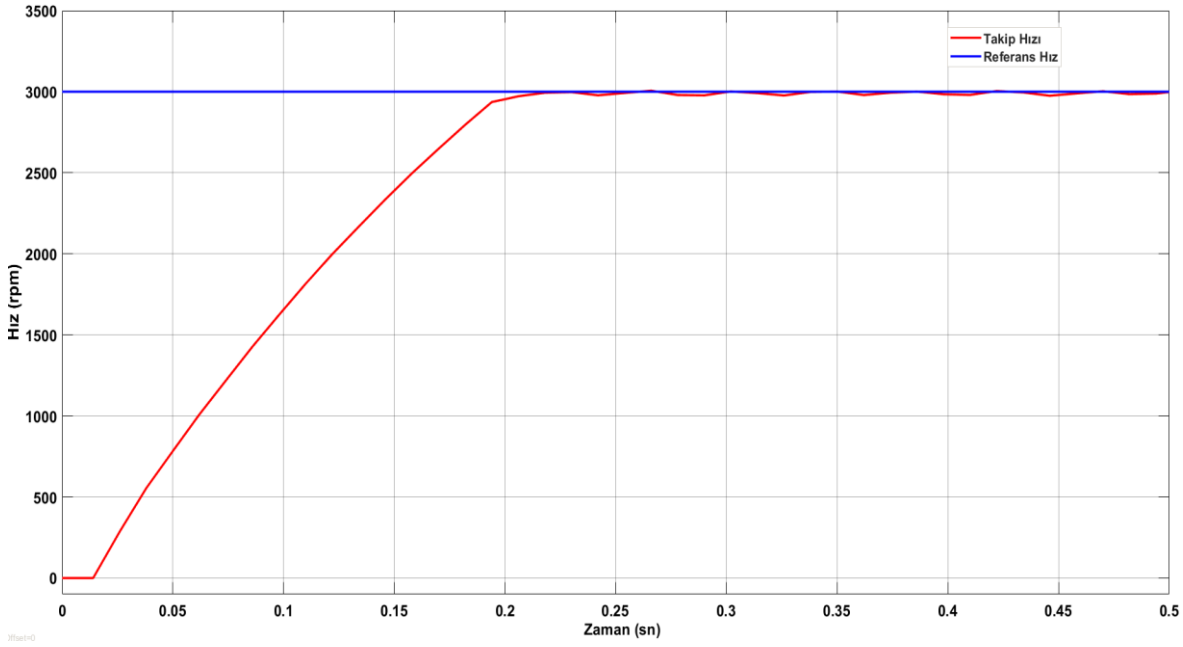
Şekil 5.14. 3000rpm'de μ=0,5 ve c=100 parametre sonuçları



Şekil 5.15. 3000rpm'de μ=0,5 ve c=300 parametre sonuçları

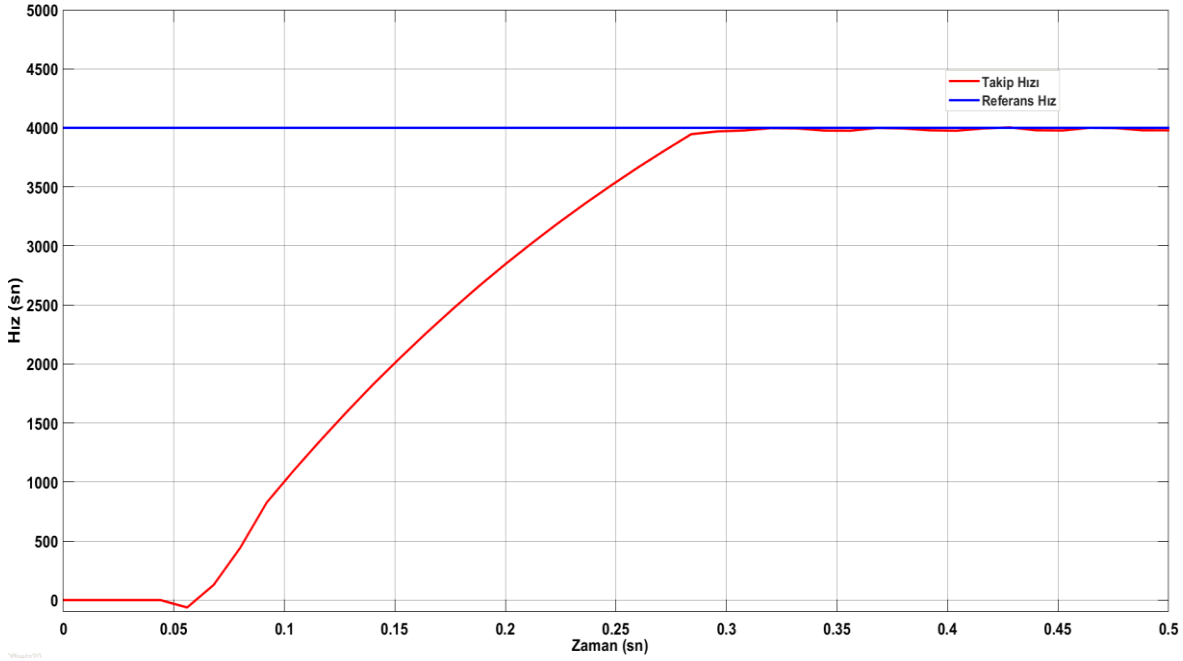


Şekil 5.16. 3000rpm'de μ=0,5 ve c=500 parametre sonuçları

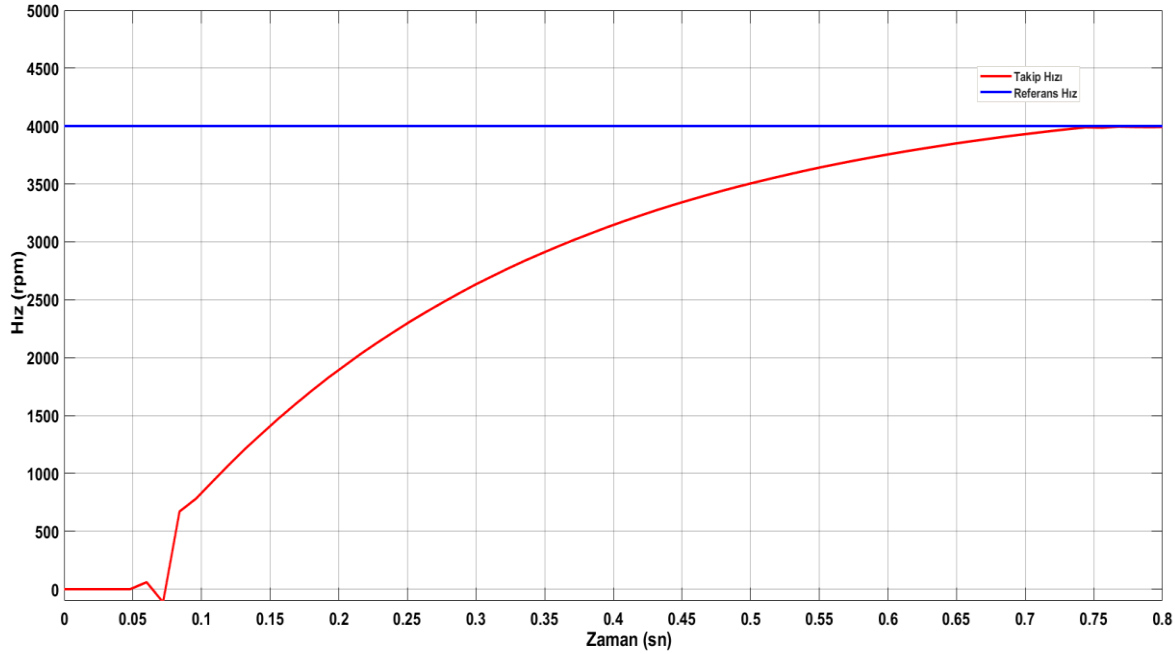


Şekil 5.17. 3000rpm'de μ=0.8 ve c=300 parametre sonuçları

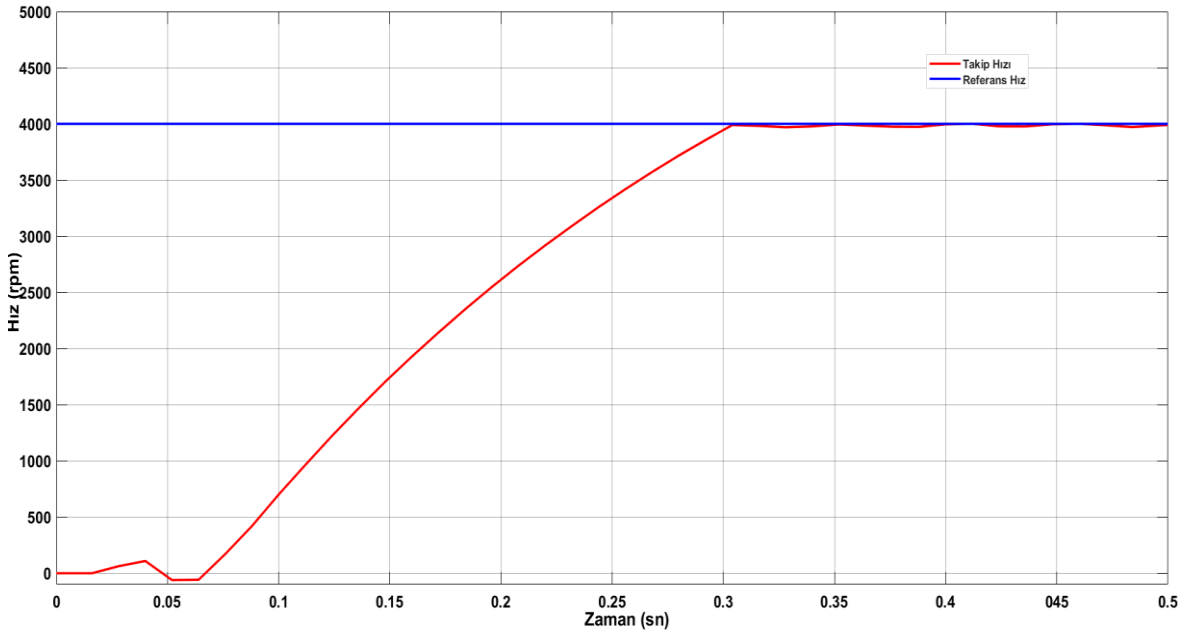
Yüksek hız olarak kabul ettiğimiz 4000rpm referans hız değeri ile elde edilen grafikler paylaşılmıştır. 3000rpm referans hız sonuçları ile karşılaştırıldığında en ideal sonucun Şekil 5.20'de verilen μ=0,5 ve c=300 parametreleri ile edildiği görülmektedir. Diğer parametreler için daha önce elde edilen 3 farklı hız değeri ile benzer sonuçlar elde edildiği gözlemlenmektedir.



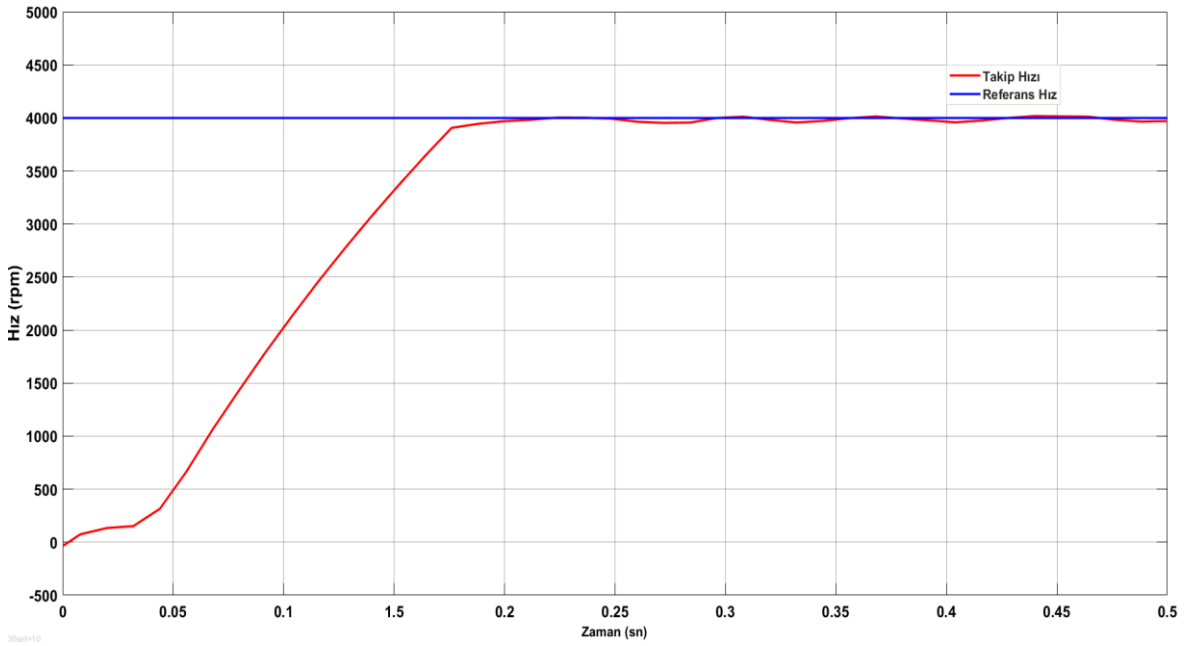
Şekil 5.18. 4000 rpm'de μ=0,2 ve c=300 parametre sonuçları



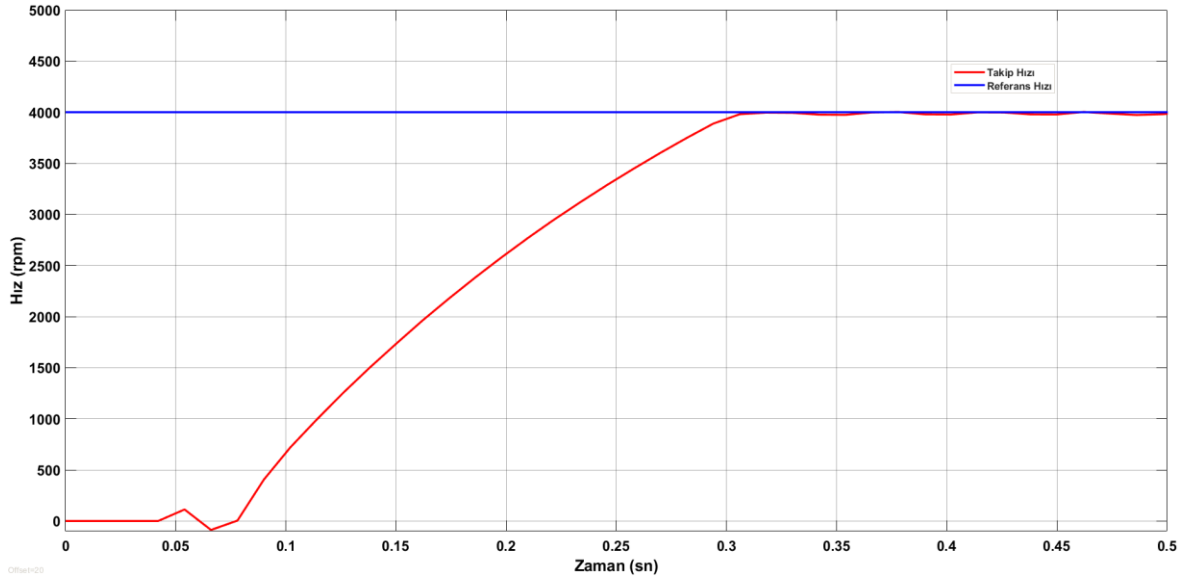
Şekil 5.19. 4000 rpm'de μ=0,5 ve c=100 parametre sonuçları



Şekil 5.20. 4000 rpm'de μ=0,5 ve c=300 parametre sonuçları



Şekil 5.21. 4000rpm'de μ=0,5 ve c=500 parametre sonuçları



Şekil 5.22. 4000rpm'de μ=0,8 ve c=300 parametre sonuçları

Çalışma kapsamında elde edilen sonuçlar incelendiğinde seçilen parametrelerin uygun olduğu değerlendirilebilir. Kayan kip kontrol kural denkleminden gelen c değerinin değişiminin hızın referans değerine ulaşma süresine direk etki ettiği görülmektedir. Bu değerin çok yüksek seçilmesi hız değerinde aşımlara ve bozulmalara sebep olmaktadır. Düşük seçilmesi ise yerleşim süresini olumsuz manada artırmaktadır. Kesir mertebe μ'de yapılan değişimlerin ise 0,5 ve 0,8 değerleri için daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmektedir. Elde edilen sonuçlar göstermiştir ki kesir mertebeli kayan kip kontrolcü farklı hız aralıkları için uygundur.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tezde sabit mıknatıslı senkron bir motorda hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Literatürde sabit mıknatıslı senkron motorun hız kontrolü için yapılan bir çok kontrol çalışması incelenmiştir. Bu motor çeşidi için uygulanan kontrolcü tiplerinin benzer ve sınırlı olduğu değerlendirilmiş bu kapsamda gürbüz bir kontrol metodu olarak öne çıkan kayan kip kontrol ve onun bir çeşidi olan kesir mertebeli kayan kip kontrol önerilmiştir. Hız kontrolünü gerçekleştirebilmek için kesir mertebeli kayan kip kontrolcü metodu uygulanmıştır. Sabit mıknatıslı senkron motorun hız kontrolünde alan yönlendirmeli kontrol tekniği tercih edilmiştir. Alan yönlendirmeli kontrol tekniğindeki hız denetimi için kullanılan PI kontrolcüsü ve tez çalışmasında geliştirilen kesir mertebeli kayan kip kontrolcü ayrı ayrı kullanılarak hem benzetim hem de gerçek zamanlı deneysel çalışma gerçekleştirilmiştir.

Matlab/Simulink ortamında sabit mıknatıslı senkron motorun hız kontrolünün benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Sabit mıknatıslı senkron motorun gerçek parametrelerinin elde edilmesi Matlab/Simulink ortamında parametre hesaplamaları yapılarak hem simülasyonda hem de deney düzeneğinde kullanılmıştır. Deneysel olarak elde edilen motor parametreleri önceki bölümlerde belirtilen matematiksel modellerde kullanılmıştır. Böylece simülasyonda ve deney düzeneğinde aynı parametreler kullanılmıştır.

Yapılan deneysel çalışma düzeneği; Texas Instrument firmasına ait TMS30F28379D DSP işlemci, DRV8305 motor sürücüsü ve Telco Motion DT4260-24-055 SMSM motorundan oluşmaktadır. Mikro denetleyici/motor sürücüsü ile entegre çalışabilen Matlab /Simulink'teki modüller sayesinde geliştirilen kontrol algoritması mikro denetleyiciye yüklenmiştir. Burada kullanılan konfigürasyon ayarlamaları ilgili bölümde detaylandırılmıştır. Hız kontrol algoritmasında önce PI denetleyici akabinde kesir mertebe kayan kip kontrol metodundaki parametreler değiştirilerek optimum hız kontrolü sağlanmıştır. Kesir mertebeli kayan kip kontrolcüde lamba ve c değeri değiştirilerek denetleyicinin hız kontrolüne olan etkisi incelenmiştir. Klasik PI denetleyici kullanıldığında hızda %2,5 salınım elde edilirken kesir mertebeli kayan kip kontrolcüde hızdaki bu salınımın %0,4 mertebesinde kaldığı deneysel olarak da doğrulanmıştır. Doğrusal olmayan motor karakteristiğinde kesir mertebeli kayan kip kontrolcünün daha

kararlı davranış gösterdiği PI kontrolcünün ise doğrusal olmayan değişimleri denetlemede tam karşılamadığı görülmüştür. Elde edilen benzetim ve deneysel çalışmaların sonucunda kesir mertebeli kayan kip denetleyicinin SMSM motorun hız kontrolünde daha başarılı olduğu tespit edilmiştir.

Bu tez ile ilişki olarak ileride yapılabilecek çalışmalar düşünüldüğünde verilebilecek öneriler aşağıdaki gibidir.

- Hız kontrolü için kayan kip kontrolün adaptif veya yapay sinir ağları gibi alt başlıkları ile çalışılabilir
- Hız kontrolü için diğer doğrusal olmayan kontrolcüler birlikte veya ayrı ayrı olarak çalışılabilir.
- Tez çalışması pozisyon kontrolü yapılarak geliştirilebilir.
- Farklı yükler altında hız kontrolü denetlenebilir.

KAYNAKLAR

Zaihidee, F. M., Mekhilef, S., Mubin, M. (2019). Robust speed control of PMSM using sliding mode control (SMC) - a review. *Energies 2019,* 12(9), 1669.

Li, S., Zhou, M., Yu, X. (2013). Design and implementation of terminal sliding mode control method for PMSM speed regulation system. I*EEE Transactions on Industrial Informatics*, 9(4), 1879-1891.

Pindoriye, R. M., Mishra, A. K., Singh, B., ve Kumar, R. (2016). *Performance analysis of control strategies of permanent magnet synchronous motor*. IEEE Region 10 Conference (TENCON), Marina Bay Sands 2159-3450.

Q. Wang, S.Wang ve Chen, C. (2019). Review of Sensorless control techniques for PMSM drives. *IEEJ Transactions On Electrical And Electronic Engineering*, 14, 1543-1552.

Bida, V. M., Samokhvalov, D. V., Al-Mahturi, F. S. (2018). *PMSM vector control techniques - A survey*. IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St. Petersburg.

Singh, S., Tiwari, A.N. (2017). *Various techniques of sensorless speed control of PMSM: a review*. Second International Conference on Electrical, Computer and Communication Technologies (ICECCT), Coimbatore, 1-6.

Genduso, F., Miceli, R., Rando, C., Galluzzo, G. R. (2010). Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 57(6), 2092-2100.

Chen, S., Luo, Y., Pi, Y. (2015). PMSM sensorless control with separate control strategies and smooth switch from low speed to high speed. *ISA Transactions*, 58, 650–658.

Alsayid, B., Daud, A. K., Zaidan, A. (2012). Simulation and digital control of speed for permanent magnet synchronous motor with space vector modulation. *European Journal of Scientific Research*, 68(2), 450-216X.

Salem, W. A. A., Osman, G. F., Arfa, S. H. (2018). *Adaptive neuro-fuzzy inference system based field oriented control of PMSM & Speed Estimation*. Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON), Nasr City, 626-631.

Samat, A. A. A., Ishak, D., Omar, A. M. S., Iqbal, S., Razak, M. A. A. (2016). A new speed sensorless field oriented controller for PMSM based on MRAS and PSO. *Journal of Electrical Systems*, 12(3), 565-573.

Urbanski, K., Janiszewski, D. (2019). Sensorless control of the permanent magnet synchronous motor. *Sensors 2019*, 19, 3546.

Gu, D., Liu, T., Yao, Y., Ye, L., & Xu, H. (2023).. Sensorless PMSM control system based on luenberger observer. *In Journal of Physics*, 2497(1).

Efe, M. Ö. (2011). Fractional order systems in ındustrial automation-a survey. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 7(4), 582-591.

Zaihidee F. M., Mekhilef, S., Mubin, M., Rui, T. J., Zaihidee, E. (2023). Effects of fractional order on performance of FOSMC for speed control of PMSM. *Journal of Advanced Research in Applied Sciences and Engineering Technology 31*, 110-118.

Jiacai, H., Hongsheng, L., Fulin, T., Di, L. (2012). *Fractional order sliding mode controller for the speed control of a permanent magnet synchronous motor*. 24th Chinese Control and Decision Conference (CCDC), Taiyuan, 1203-1208.

Zaihidee F. M., Mekhilef, S., Mubin, M. (2017). Application of fractional order sliding mode control for speed control of permanent magnet synchronous motor. *IEEE Access*, 7, 2169-3536.

Bouarroudj, N., Boukhetala, D., Boudjema, F. (2016). Sliding mode controller based on fractional order calculus for a class of nonlinear systems. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 6(5), 2088-8708.

Zaihidee F. M., Mekhilef, S., Mubin, M. (2021). Fractional order PID sliding mode control for speed regulation of permanent magnet synchronous motor. *Journal of Engineering Research*, 9(3A), 209-218.

Zhu, Y., Bai, Y., Wang, H., Sun, L. (2021). Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on T-S fuzzy inference algorithm fractional order sliding mode. *Progress In Electromagnetics Research*, 105, 161-172.

Nicola, M., Nicola, C. I. (2020). *Sensorless control of PMSM based on fractional order synergetic control*. 11th International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE 2020), Iasi.

Zaihidee F. M., Mekhilef, S., Mubin, M. (2018). *Fractional order SMC for speed control of PMSM*. The International Electrical Engineering Congress IEECON 2018, Krabi, 1-4.

Huang, J., Li, H., Chen Y., Xu Q. (2012). Robust position control of PMSM using fractional-order sliding mode controller. *Hindawi Publishing Corporation Abstract and Applied Analysis 2012.*

Le, T., Hsieh, M., Nguyen P., Nguyen M. (2023). S*peed control for permanent magnet synchronous motor based on terminal sliding mode high-order control*. Proceedings of 2023 International Conference on System Science and Engineering, Ho Chi Minh City.

Jahns, T., Soong, W. (1996). Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives-a review. IEEE *Transactions On Industrial Electronics*, 43(2), 321–330.

Krause, P.C., Wasynczuk, O. and Sudhoff, S.D. (2002). *Analysis of electric machinery and drive systems*. New York:Wiley IEEE Press, 62-65.

Du, G., Li, N., Zhou, Q., Gao, W., Wang, L., Pu, T. (2022). Multi-physics comparison of surface-mounted and interior permanent magnet synchronous motor for high-speed applications. *Machines 2022,* 10, 700.

Pellegrino, G., Vagati, A., Guglielmi, P., Boazzo B. (2012). Performance comparison between surface-mounted and interior pm motor drives for electric vehicle application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(2).

Kim, S. H. (2017). *Electric motor control*. Amsterdam: Elsevier, 163-169.

Pillay, P., Krishnan, R. (1988). Modeling of permanent magnet motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics,* 35, 537-541.

Döşoğlu, M. K., Dursun, M. (2018). Response and analysis of permanent magnet synchronous motor according to different reference signals, *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, 18-22.

İnternet: Microsemi, Park, Clarke, Inverse Park & Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementations User Guide. URL: https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide Son Erişim Tarihi: 18.06.2023.

Ramamoorthy, R. T., Larimore, B., Bhardwaj, M. (2013). Sensored Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Using TMS320F2837x.

Kung, Y. S., Huang, P. G. (2004). *High performance position controller for PMSM drives based on TMS320F2812 DSP*. IEEE International Conference on Control Applications, Taipei, 290-295.

Mazighe, M., Mrabet, M., Astito, A. (2020). *Hardware in loop application DSP F28379D based modeling and ımplementation of vector control for permanent magnet synchronous motor*. International Conference on Advanced Intelligent Systems for Sustainable Development, Marrakech, 135-144.

Neacsu, D. O. (2001). *Space vector modulation-an introduction*. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Denver.

Utkin, V.I. (1977). Variable structure systems with sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control,* AC-22, 212-222.

Young, K. D., Utkin V. I., Ozguner U., (1996). A control engineer's guide to sliding mode control, *IEEE International Workshop on Variable Structure Systems-VSS'96*.

Itkis, Y. (1976). *Control systems of variable structure*, New York: Wiley, 110-113.

Yu, X., Kaynak, O., (2009). Sliding-mode control with soft computing: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(9).

Liu, J. (2017). *Sliding mode control using MATLAB*, Beijing: Elsevier, 18-19.

Behnamgol, V., Vali, A. R., Mohammadzaman, I. (2015). Second order sliding mode control with finite time convergence. *Amirkabir International Journal of Modeling, Identification, Simulation & Control* 45(2), 41-52.

Perruquetti, W., Barbot, J. P. (2002). *Sliding mode control in engineering*, New York: Marcel Dekker, 205-209.

Nicola, M., Nicola C.I. (2020). Sensorless fractional order control of PMSM based on synergetic and sliding mode controllers. *Electronics 2020*, 9, 1494.

Chen, Y. Q., Petras, I., Xue, D. (2009). *Fractional order control - a tutorial*. American Control Conference, St. Louis, 1397 - 1411.



Gazili olmak ayrıcalıktır