

T.C.  
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DC MOTORUN KESİR DERECELİ KAYAN KIPLI HIZ DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Abdullah ÖMEROĞLU  
DANIŞMAN: Dr. Öğr. Üyesi.Özkan ATAN

VAN-2019



T.C.  
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**DC MOTORUN KESİR DERECELİ KAYAN KIPLI HIZ DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

HAZIRLAYAN: Abdullah ÖMEROĞLU

VAN-2019

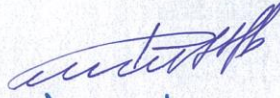


## KABUL VE ONAY SAYFASI

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Dr. Öğr. Üyesi. Özkan ATAN danışmanlığında, Abdullah ÖMEROĞLU tarafından sunulan "DC Motorun Kesir Dereceli Kayan Kipli Hız Denetimi" isimli bu çalışma Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili hükümleri gereğince 22/10/2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile başarılı bulunmuş ve yüksek lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Prof. Dr. Sabir RÜSTEMLİ

İmza:



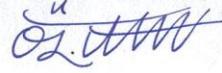
Üye: Doç. Dr. M. Nuri ALMALI

İmza:



Üye: Öğr. Üyesi Özkan ATAN

İmza:



Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 01.11.2019 tarih ve 249/SZ-I sayılı kararı ile onaylanmıştır.





## TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Abdullah ÖMEROĞLU







## ÖZET

### DC MOTORUN KESİR DERECELİ KAYAN KIPLİ HIZ DENETİMİ

ÖMEROĞLU, Abdullah

Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı : Dr. Öğr. Üyesi Özkan ATAN

Kasım 2019, 49 sayfa

Kesir dereceli kayan kipli kontrolcüsünün (KDKKK), oransal ve integral kontrolcü (PI) ve klasik kayan kipli kontrolcü (KKK) göre üstün kontrol performans göstermesi araştırmacıların ilgisini çekmeye başlamıştır. Bu kontrol yönteminin amacı, değişken yapı sistemlerine karşı, DC motorun hız ve torkunu kontrol etmek, tepe değerinin aşma miktarını azaltmak ve istenen değerlere oturma süresini azaltmaktır.

İlk aşamada, DC Motorun hızını kontrol etmek için KKK ve PI denetleyicisi kullanılmıştır. Matlab / Simulink kullanılarak bir model geliştirilmiş ve simülasyonu tasarlanmıştır. Sonradaki aşamada, KDKKK sistemini temsil eden matematiksel denklemler çıkarılmıştır ve aynı şekilde denetleyicinin simülasyonu yapılmıştır.

Robotik uygulamalarda yük altında çalışan motorların, yük durumuna bağlı değişikliklerden etkilenmemesi istenmektedir. DC motorun PI, KKK ve KDKKK sistemi kullanılarak hız kontrolü çalışılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Ayrıca motorun değişen yük durumları analiz edilmiştir.

Elde edilen teorik ve simülasyon sonuçlara göre, KDKKK sisteminin DC motorun hız ve moment kontrolü için PI ve KKK'den üstün olduğu görülmüştür. Ayrıca KDKKK yönteminin bozucu etkilere karşı daha gürbüz bir davranış gösterdiği saptanmıştır. Verilen referans hız mükemmel bir şekilde takip edilmiştir.

**Anahtar kelimeler:** Doğru akım motor, Kayma yüzeyi, Kesir dereceli kayan kipli kontrol, PI denetleyici



## ABSTRACT

### SPEED CONTROL OF DC MOTOR WITH FRACTIONAL ORDER SLIDING MODE CONTROLLER

ÖMEROĞLU, Abdullah  
M. Sc. Thesis, Electrical-Electronics Engineering  
Supervisor : Asst. Prof. Dr. Özkan ATAN  
November 2019, 49 pages

Due to the fact that fractional order sliding mode controller (FOSMC) can show superior control performance compared to proportional and integral controller (PI), calcic sliding mode controllers (SMC) has started to attract the attention of researchers. The purpose of this control management is to reduce peak overshoot, DC motor speed, torque overshoot and seating times based on variable construction systems.

In the first step, the SMC and PI controllers were used to control the speed and torque of the DC motor. A model was developed using Matlab / Simulink and its simulation was designed. The next step and after mathematical extraction of equations representing the fractional order sliding mode control system in the same way, the controller was modeled

The speed control of the DC motor using PI, SMC and fractional order mode control systems were studied and the results were compared. Furthermore, the analysis is performed according to the varying motor loads.

In robotic applications, it is desired that the motors operating under load are not affected by the changes depending on the loading situation.

According to the theoretical and simulation results obtained, the fractional grade shift mode control unit is superior to PI and SMC for DC motor speed and torque control. In addition, the FOSMC method showed a more robust behavior against disturbing effects. The desired speed was followed perfectly.

**Keywords:** DC motor, Fractional order sliding mode control, PI controller, Sliding surface



## ÖN SÖZ

Bu tez çalışmasında, özellikle her türlü ilgi ve yardımlarını esirgemeyen danışmanım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Özkan ATAN'a teşekkürlerimi bir borç bilirim. Çalışmalarım sırasında bilgi ve tecrübelerini esirgemeyen tüm Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü Hocalarıma, mesai arkadaşlarıma ve manevi desteklerinden dolayı tüm aileme teşekkürlerimi sunarım.

2019

Abdullah ÖMEROĞLU



## İÇİNDEKİLER

	<b>Sayfa</b>
ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	iii
ÖN SÖZ .....	v
İÇİNDEKİLER .....	vii
ÇİZELGELER LİSTESİ .....	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ .....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR .....	xiii
1. GİRİŞ .....	1
2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ .....	5
3. MATERYAL VE YÖNTEM .....	11
3.1. Kesir Dereceli Transfer Fonksiyonları .....	11
3.2. Kesir Dereceli Hesaplama .....	13
3.2.1. Caputo tanımı .....	13
3.2.2. Riemann - Liouville tanımı .....	14
3.2.3. Grünwald - Letnikov tanımı .....	14
3.3. Kayma Kipli Kontrolü .....	14
3.4. DC Motor Modeli .....	17
3.5. Kayan kipli kontrol Metodunun Uygulanması .....	21
3.5.1. Kayan kipli kontrol kararlılık analizi .....	22
3.6. Kesir Dereceli Kayma Kipli Kontrol .....	23
3.6.1. Kesir dereceli kayan yüzey tasarımı .....	23
3.6.2. Kesir dereceli kayma kipli kontrol tasarımı .....	23
3.6.3. Kesir dereceli kayma kipli kontrol kararlılık analizi .....	24
3.6.4. Kayma kipli kontrol sistemi ve kesir dereceli kayma kipli kontrol sisteminin blok diyagramı .....	25
3.7. Oransal İntegral Kontrol (PI) .....	28
4. BULGULAR .....	29
4.1. Denetleyici Performansının Değerlendirilmesi .....	29
4.1.1. Toplam karesel hata .....	29

	<b>Sayfa</b>
4.2. Yüksüz Durumunda Hız Ve Hız Hatası Değişmesi .....	30
4.2.1. Motorun momentumu değişmesi ( $T_L=0$ N.m).....	31
4.3. Yük Uygulanmasında Hız Ve Hız Hatası Değişmesi .....	32
4.3.1. Yük momentu = 10 N.m ve $\alpha = 0.5$ .....	32
4.3.2. Motorun momentumu değişmesi ( $T_L=10$ ) .....	34
4.3.3. Yük momentu = 20 N.m ve $\alpha = 0.5$ .....	35
4.3.4. Motorun momentumu değişmesi ( $T_L=20$ N.m) .....	37
4.3.5. Yük momentu = 5-10 N.m arasında değişir ve $\alpha = 0.5$ .....	38
4.3.6. Motorun momentumu değişmesi ( $T_L=5-10$ N.m) .....	40
5. TARTIŞMA VE SONUÇ .....	45
KAYNAKLAR .....	47
ÖZ GEÇMİŞ .....	49



## ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 3.1. DC Motor Parametreleri .....	19
Çizelge 4.1. ( $T_L=0$ N.m) Denetleyicileri aşma miktarı ve hızın oturma süresi .....	31
Çizelge 4.2. ( $T_L=0$ N.m) DC motorunun momentumu aşma miktarı ve oturma süresi .....	32
Çizelge 4.3. ( $T_L=10$ ) Denetleyicileri aşma miktarı ve hızın oturma süresi .....	34
Çizelge 4.4. ( $T_L=10$ N.m)DC motorunun momentumu aşma miktarı ve oturma süresi .....	35
Çizelge 4.5. ( $T_L=20$ ) Denetleyicileri aşma miktarı ve hızın oturma süresi .....	36
Çizelge 4.6. ( $T_L=20$ N.m) DC motorunun momentumu aşma miktarı ve oturma süresi .....	38
Çizelge 4.7. ( $T_L=5-10$ ) Denetleyicileri aşma miktarı ve hızın oturma süresi .....	41
Çizelge 4.8. ( $T_L=5-10$ N.m) DC Motorunun momentumu aşma miktarı ve oturma süresi .....	42



## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 3.1. Farklı başlangıç koşullarından başlayarak $\sigma$ değişkeninin tipik gelişimi.....	16
Şekil 3.2. Kontrol sinyalinin u tipik gelişimi ( $\sigma$ kesikli bir çizgiyi temsil eder).....	16
Şekil 3.3. DC motorun eşdeğer devresi .....	18
Şekil 3.4. DC Motorun Matematiksel Modeli .....	21
Şekil 3.5. Kontrol Sistemlerinin Blok Diyagramı (a) Kesir dereceli Kayma Kipli .....	25
Şekil 3.5. Kontrol sistemlerinin blok diyagramı (b) Kayan kipli kontrol, (c) PI kontrol.....	26
Şekil 3.6. Kesir Dereceli Kayan Kipli Kontrol (KDKKK) Blok Diyagramı.....	27
Şekil 3.7. Kesir Dereceli Kayan Kipli Kontrolcünün Blok Diyagramı .....	27
Şekil 3.8. Kayama Kipli Kontrolcünün Blok Diyagramı .....	28
Şekil 4.1. ( $T_L=0$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız hatası.....	30
Şekil 4.2. ( $T_L=0$ ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız analizi .....	30
Şekil 4.3. ( $T_L=0$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI moment değişmesi.....	31
Şekil 4.4. ( $T_L=10$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız hatası.....	32
Şekil 4.5. ( $T_L=10$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız analizi .....	33
Şekil 4.6. ( $T_L=10$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI moment değişmesi.....	34
Şekil 4.7. ( $T_L=20$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız hatası.....	35
Şekil 4.8. ( $T_L=20$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız analizi .....	36
Şekil 4.9. ( $T_L=5-10$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI moment değişmesi .....	37
Şekil 4.10. ( $T_L=5-10$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız hatası .....	38
Şekil 4.11. ( $T_L=5-10$ M.N ve $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız analizi .....	39

**Şekil****Sayfa**

Şekil 4.12. ( $T_L=20$  M.N ve  $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI moment değışmesi.....40

Şekil 4.13. ( $\alpha= 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, , 0.6,$  ve  $0.8$ ) KDKKK hız hatası .....41



## SİMGELER VE KISALTMALAR

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

### Simgeler

### Açıklama

$E_a$	Endüvi sargılarında endüklenen gerilimi (V)
$V_a$	Endüvi gerilimini (V)
$K_e$	Zıt emk katsayısı (Vs/rad)
$R_a$	Endüvi devresi direncini ( $\Omega$ )
$\theta$	Rotor konumu ( açısı ) (rad)
$I_a$	Endüvi akımını (A)
$J$	Rotor atalet momenti ( $\text{Nm s}^2/\text{rad}$ ),
$K_m$	Motor moment katsayısı ( Nm/A)
$T_L$	Yük momenti (Nm)
$R_f$	Uyartım devresi sargı direncini ( $\Omega$ )
$T_m$	Motorun ürettiği moment (Nm)
$V_f$	Uyartım devresi gerilimini (V)
$L_f$	Uyarma sargı endüktansı (H)
$I_f$	Uyartım devresi akımını (A)
$L_a$	Endüvi sargı endüktansı (H)
$K$	Makine sabitini
$\omega$	Açısal hızı (rad / s)
$\phi_f = e$	Bir kutbun manyetik akısını (Wb)

### Kısaltmalar

### Açıklama

DA	Doğru Akım
DC	Doğru Akım
AA	Alternatif Akım

<b>KDTF</b>	Kesir Dereceli Transfer Fonksiyonları
<b>KKK</b>	Kayan Kipli Kontrol
<b>SMC</b>	Kayan Kipli Kontrol
<b>KDKKK</b>	Kesir Dereceli Kayan Kipli Kontrol
<b>FOSMC</b>	Kesir Dereceli Kayan Kipli Kontrol
<b>GA</b>	Genetik Algoritmalar
<b>VSC</b>	Variable Structure Control
<b>PI</b>	Oransal Ve İntegral Kontrol
<b>PID</b>	Oransal, integral ve türevsel kontrol
<b>FOPID</b>	Kesir Dereceli PID



## 1. GİRİŞ

DC motorlar, yüksek güvenilirlikleri, esneklikleri ve düşük maliyetleri nedeniyle endüstriyel uygulamalarda, robot manipülatörlerinde, motorun hız ve konum kontrolünün gerekli olduğu ev aletlerinde yaygın olarak kullanılır (Moghbeli ve Niasar, 2007). Ayrıca düşük güç seviyelerinde ve rejeneratif sistemlerde, DC makineler hala büyük önem taşımaktadır. Çeşitli DC motor türlerini içeren elektrik türevleri, endüstrinin çarkını döndürmektedir. Popülerliklerinin ana nedeni dönme momenti ve akılarını kolay ve bağımsız bir şekilde kontrol edebilmektir (Weiyao, 2009). Bu nedenle DC motorlar, elektrikli cihazlar, bilgisayar çevre birimleri, aktüatörler, çelik haddehaneler, elektrikli araçlar ve ev aletleri gibi çeşitli endüstriyel uygulamalarda kapsamlı bir şekilde kullanılmaktadır (Chapman, 2000).

Elektrik motoru terimi ne zaman kullanılırsa, bu makinelerin dönme hızlarının, sadece kaynak akımının uygulanan voltajı ve frekansı tarafından tamamen kontrol edildiğini düşünme eğilimindeyiz. Ancak bir elektrikli makinenin dönme hızı, aynı zamanda tahrik kavramı da uygulanarak kontrol edilebilir. Bu kavram temel avantajı, hareket kontrolü sürücü yardımı ile kolayca optimize edilebilir olmasıdır. Kısacası, elektrik makinelerinin hareketini kontrol eden sistemler, elektrikli tahrikler olarak bilinir. Tipik bir tahrik sistemi bir elektrik motoruyla (birkaç tane olabilir) ve motor milinin dönüşünü kontrol eden karmaşık bir kontrol sistemi ile monte edilir. Günümüzde, bu kontrol yazılım yardımı ile kolayca yapılabilir. Böylece kontrol daha doğru bir hale gelir ve bu tahrik konsepti kullanım kolaylığı da sağlar (Experts, 2019). Ayarlanabilir hız ve hassas konumlandırma önemlidir.

Son yıllarda teknolojik gelişmelerle birlikte düşük maliyetli, düşük güçlü ve ayarlanabilir hız gerektiren ev aletleri uygulamalarında yaygın bir kullanım alanı bulmuştur (Chan, 1987). DC motor sürücü devreleri AC motor sürücülere göre daha basit ve daha ucuz olduğundan DC motorlar daha fazla tercih edilebilir. Büyük elektrik motorlarının hızı, besleme gerilimi seviyesi, yük ve diğerleri dahil olmak üzere birçok faktöre bağlıdır. Bir işlem kontrol döngüsü bu hızı DC motor için işletme voltajı veya akımının doğrudan değiştirilmesi ile düzenler. Bu elektrikli makinelerin kontrolü için güç elektroniği cihazlarının kullanımı yalnızca hassas kontrol ve hızlı tepki ile daha iyi performans sağlamakla kalmaz, aynı zamanda hızlı bakım ve uygulama kolaylığı sağlar.

Ayrıca güç elektroniğindeki gelişme, mikrodenetleyici tabanlı işlem kontrol sistemlerinde büyük gelişmeler olmuştur.. Ayrıca endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılırlar çünkü değişken hız karakteristikleri sağlarlar. Son yıllarda önerilmiş olan birçok hız kontrolü yöntemi vardır (Krishnan ve Ramaswami, 1974).

Bu sistemlerde rotor hızı yük ile birlikte artar veya azalır. Bu nedenle, Açık çevrim sistemlerin tercih edilmemesinin nedeni kapalı çevrim sistemlerin kullanılmasıdır. Oransal integral (PI) denetleyici, DC motorların hız kontrolü için kapalı devre kontrol cihazlarında yaygın olarak kullanılır (Ahmed ve ark., 1997).

Kesirli dereceli türev, 1695 yılında LHopital ve Leibniz arasında bir mektup takasıyla başlamıştır. Bir türevin derecesinin bir tamsayı olmaması durumunu araştırmışlar. Otomatik kontrol sistemlerinin alanı bu yeni operatör perspektifinden etkilenmiştir. Oransal integral türev (PID) denetleyicilerin kesir dereceli değişkenleri üzerinde önemli çalışmalar yapılmıştır. Geri beslemeli kontrol teorisine yönelik birçok yaklaşım, kesirli düzen kontrolü bağlamında yeniden düzenlenmiştir (Eckert ve ark., 2014). Kesirli matematik üzerine artan çalışmaların bir sonucunda fen bilimleri, mühendislik ve endüstri alanlarında uygulanmasında önemli ilerlemelere yol açmıştır. Birçok çalışmada kesir dereceli matematiğin modelleme sistemleri için daha uygun olduğu belirtilmektedir (Vinagre ve ark., 2000; Monje ve ark., 2008). Ayrıca kesirli matematik kontrol mühendisliğinde geniş bir uygulama alanı sunmaktadır (Moreau ve ark., 1995).

Kesirli analiz, hafızanın tanımı, çeşitli malzemelerin ve işlemlerin kalıtsal özelliklerinin belirlenmesi için mükemmel bir araç sağlar. Klasik tamsayı düzenli modellere kıyasla kesirli türevlerin birincil avantajı bu tür dinamiklerin dikkate alınmadığı yerlerdir. Kesirli türevlerin avantajları, gerçek malzemelerin mekanik, elektriksel ve elektro-mekanik özelliklerinin modellenmesinde ayrıca kayaların heolojik özelliklerinin tanımlanmasında ve diğer birçok alanda daha çekici hale gelmektedir. Son zamanlarda, kontrol edilen sistemin veya denetleyicinin bir fraksiyon diferansiyel denklem seti ile tanımlandığı dinamik sistemlerin kontrol teorisinde geniş alan fraksiyon integral ve türev uygulamaları da vardır. Sistemlerin ve işlemlerin matematiksel modellenmesi ve simülasyonu, kesirli türevler açısından tanımlanmasına dayanarak, kesir dereceli diferansiyel denklemlere, belirli bir girdi için cevabı elde etmek için bu denklemleri çözme zorunluluğuna yol açar. 300 yıldan fazla bir süredir,



kesirli türev ve integral fikri, kesir dereceli diferansiyel denklemlerin çözümü için özel bir aracın bulunmamasından dolayı açıklanması çok zor bir konu olarak kaldı. Bu nedenle, matematiksel aracı “gerçeklikten uzak” olarak değerlendirilebilir. Ancak birçok fiziksel fenomen “içsel” kesirli düzen tanımına sahiptir ve bu nedenle kesirli düzen hesabı, giriş-çıkış özelliklerini kopyalamak için gereklidir (Samko ve ark., 1987; Xue ve Chen, 2004).

Kolay kontrol ve yüksek performans avantajlarına sahip olan doğru akım (DA) motorları geniş limitlerde ayarlanabilir. DA motorları, endüstride ayarlanabilir hız ve hassas konumlandırma uygulamaları için kullanılır. Geniş bir uygulama alanı bulmanın diğer bir nedeni, Alternatif akım motorlara göre kontrol etmenin kolay olmasıdır. Alternatif akım motor sürücülerine kıyasla, DA motor sürücü devreleri hem basit hem de ucuzdur. Tahrik tasarımının basitliği, doğru akım motor sürücülerinin ayarlanabilir hız uygulamalarında öne çıkmasını sağlamıştır. Endüstride değişken hızlı sürücü sistemleri arasında çok çeşitli uygulamalar bulan DA sürücülerin uygulamasında kullanılan analog sürücüler, analog devre elemanları tarafından uygulanan karmaşık kontrol şemaları gibi dezavantajlara sahiptir. Yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler, daha hızlı işlem yapabilen mevcut sistemlerden daha küçük olan pratikte ekonomik ve ayarlanabilir hızlı DA sürücülerin kullanılmasına yol açmıştır. Serbest uyarımlı DA motor, esas olarak bağımsız iki sargıya sahiptir. Bunlardan biri, manyetik alanın oluşmasını sağlayan statordaki uyarma sargısıdır. Diğeri, rotora yerleştirilen ve manyetik motor kuvvetini oluşturan kolektör ve fırçalar tarafından beslenen sarıdır. Burada, iki sargının bağımsız beslenmesi kontrol kolaylığını sağlamaktadır. DA motorların genel kontrol prensipleri temel ilişkilerden elde edilir (Moghbeli ve Niasar, 2007).

Bir kontrolcü, hatalı bir performansı gidermek için kontrol sistemine yerleştirilen ek bir bileşen veya devredir. Belirli bir sistem tasarım kriterlerine uymuyorsa kontrol sistemlerinde telafi gereklidir. Bulanık mantık, yapay sinir ağları, oransal, oransal-integral, oransal-türev gibi kontrolcülerin yardımıyla sürekli durum hatasını, yükselme süresini, oturma süresini ve aşma miktarı gibi özelliklerini iyileştirebilirler. Kontrolcüler, belirlenmiş tasarım kriterlerini karşılamak için bir kontrol sisteminin tepkisini değiştirmek için kullanılır (Bakare ve Tahir, 2019).

Bu alışmada Matlab/Simulink ortamında PI kontrol, kayan kipli kontrol (KKK) ve kesir dereceli kayan kipli kontrol (KDKKK) yöntemleri kullanılarak serbest uyarımlı bir doğru akım motorunun hız kontrolü için benzetim çalışması yapılmış ve her kontrol yönteminden elde edilen benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır.

## 2. KAYNAK BİLDİRİŞLERİ

Kesir dereceli matematik üzerine çalışmalar artmaya devam etmektedir. Paralel olarak, bu çalışmalar , sistem modellenmesi, denetleyici tasarımı gibi alanlarda da kullanılmaktadır. Tamsayı dereceli PID'den farklı olarak; kesir dereceli PID ( $PI^{\lambda}D^{\mu}$ ) denetleyici kesir dereceli bir integratör ve kesir dereceli türevden oluşur, hem tamsayı dereceli hem de kesir dereceli modellenen sistemler üzerinde uygulanabilir.

Göktürk (2009), kesir dereceli matematikten yola çıkılarak, kesir dereceli sistem ve PID denetleyiciler tanıtılmış ve bu denetleyiciler, klasik (tamsayı dereceli) PID denetleyicilerle kıyaslanarak avantaj ve dezavantajları incelenmiştir. Uygulamalar lineer sistemler üzerine yapılmıştır. Sürekli kesir dereceli transfer fonksiyonları irrasyoneldir, ayrık kesir dereceli transfer fonksiyonları ise limitsiz bir belleğe sahiptir. Bu yüzden kesir dereceli PID denetleyiciler uygulanabilir hale getirmek için öncelikle tamsayı dereceli yaklaşımlar yapmak gerekmiştir. Tamsayı dereceli yaklaşımlar elde etmek için hem sürekli hem ayrık modellerde birçok yöntem önerilmiştir.

Kanojiya ve Meshram (2012), PID denetleyici ayar parametreleri, geleneksel Ziegler-Nichols, modifiye Ziegler-Nichols ayarlama algoritmaları kullanılarak ve PI denetleyicisi partikül sürüsü optimizasyonu kullanılarak tasarlanmıştır. Üç yöntemin de sonuçları, simülasyonun yanı sıra Matlab kodlaması ile kontrol edilir. Üç farklı DC Motor parametresinin hızı, bu üç kontrol cihazı aracılığıyla kontrol edilir.

Nagarajan ve ark. (2016), Bir DC motorun hızı, dönüştürücü olarak Chopper (kıyııcı) ve kapalı döngü hız kontrol sistemi için denetleyici olarak PI kullanılarak başarılı bir şekilde kontrol edilmiştir. Başlangıçta, DC motorun hız denetleyici için basitleştirilmiş bir kapalı döngü modeli göz önünde bulundurulmuş ve PI denetleyicinin gerekliliği incelenmiştir. Daha sonra ayrı uyarılmış bir DC motorun genelleştirilmiş bir modeli yapıldı. Matlab / Simulink üzerinden simülasyonu gerçekleştirilmiştir

Ateş, Alagöz , Şenol ve Yeroğlu (2012), kesir dereceli kapalı çevrim PID denetleyici yapısının, bir referans modele göre optimizasyon problemi için çözüm önerisi sunulmuştur. Referans model olarak Bode'nin ideal kontrol döngüsü seçilmiş

TRMS'nin ana ve kuyruk rotor birim basamak cevabının, bu referans modelin hedeflenen bir cevabına yakınsaması sağlanmıştır.  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  denetleyici yapısının (  $K_p$  ,  $K_i$  ,  $K_d$  ,  $\lambda$  ,  $\mu$  ) katsayılarının Bode'nin ideal kapalı çevrim kontrol döngüsünün cevabına göre optimizasyonu gerçekleştirilmiştir.

Aydoğdu ve Korkmaz (2012), kesir dereceli bir PID (Fractional Order PID, FOPID) denetleyici Genetik Algoritmalar (GA) yardımıyla optimal olarak tasarlanmış, optimal parametreler bulunmuş ve kesir dereceli PID denetleyicini ANFIS modeli elde edilmiştir. Daha sonra elde edilen ANFIS bulanık denetleyicisi giriş kazancı ve çıkış kazancı GA ile yeniden optimize edilerek ikinci dereceden bir sistemin kontrolünde kullanılmıştır. Kesir dereceli PID parametreleri genetik algoritmalarla performans kriterlerine göre belirlenmiş ve sistem yanıtları simülasyon çalışmaları ile incelenmiştir. Bununla birlikte, kesirli PID yapısının ANFIS ile modellenmesiyle, bu yapının yerini alabilen bulanık bir yapı oluşmuş ve farklı girdi tipleri için çıktığı nasıl takip ettiği gözlenmiştir. Ayrıca, bu bulanık FIS (bulanık çıkarım sistemi) yapısı için girdi ve çıktı kazanımları, aynı kriterlere göre genetik algoritma ile optimize edilmiştir.

Yeroğlu (2011), kesir dereceli kontrol sistemleri (KDKS)'nin frekans cevaplarının analizi ve tasarımı için bazı teknikler sunulmuştur. Bu kapsamda, KDKS'nin frekans cevaplarının elde edilebilmesi için bazı programlar geliştirilmiştir. Parametrik dayanıklı kontrol için elde edilmiş olan bazı sonuçların kesir dereceli aralık kontrol sistemlerine (KDAKS) uyarlaması yapılmış, KDAKS'nin Bode ve Nyquist zarflarının elde edilmesi için bir yöntem önerilmiştir. Elde edilen Nyquist zarfları kullanılarak Lur'e, Popov ve Çember kriterleri ile KDAKS için mutlak kararlılık analizi yapılmıştır. KDKS için bazı kontrolör tasarım teknikleri geliştirilmiştir. Bunlar; Kesir dereceli PID ( $PI^{\lambda}D^{\mu}$ ) denetleyiciler için yeni bir tasarım yöntemi, birinci derece zaman gecikmeli sistemler için yeni bir dayanıklı  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolör tasarım yöntemi, klasik yöntemler kullanılarak KDAKS için dayanıklı denetleyici tasarımı, kesir dereceli referans modele dayalı optimizasyon teknikleriyle PID denetleyici tasarımı vb. Ayrıca doğrusal olmayan bazı klasik kontrol yöntemlerinin KDKS uyarlanmasına da yer verilmiştir. Bu kapsamda yapılan çalışmalar; Kesir dereceli geçiş fonksiyonuna sahip doğrusal olmayan sistemler için limit çevrimi tahmini, kesir dereceli geçiş fonksiyonuna sahip doğrusal olmayan sistemler için PID denetleyicilerin otomatik ayarlanması ve

parametre belirsizliği yapısındaki doğrusal olmayan kesir dereceli kontrol sistemlerinin kararlılık payı hesabıdır.

Köse ve Aksoy (2010) mekanik sistemlerin modellenmesi ile, Kayan kipli denetleyici ve PID denetleyici ile denetimleri ele alınmıştır. Matlab/Simulink yazılımı ortamında değişik denetleyici türlerine ve parametre değerlerine ilişkin benzetim sonuçları elde edilerek gerekli karşılaştırmalar yapılmıştır.

Paralı (2015), kayan kipli kontrol yöntemlerinin taktik füze otopilotlarına uygulanma olanaklarının araştırılması amaçlanmıştır. Bu sebeple literatürde klasik Kayan kipli kontrol olarak da bilinen birinci dereceden kayan kipli kontrol yöntemi ve yine literatürde yüksek dereceli kayan kipli kontrol yöntemleri olarak bilinen mertebesi iki veya daha yüksek olan kayan kipli kontrol yöntemleri, kayarak veya yatarak dönen farklı taktik füze sistemlerinin otopilot tasarımlarında kullanılmıştır. Bir diğer de minimum olmayan fazlı sistemlerin kontrolünde Kayan kipli kontrol yönteminin kullanılabilmesi için bir yöntem geliştirmektir.

Ulu ve Leblebicioğlu. (2013), doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinden olan kayan kipli kontrol (KKK) yönteminin, birinci ve ikinci dereceden KKK yöntemleri uygulanarak havadan havaya bir füze için güdüm kuralı türetilmiş ve iki yöntemin örnek füze hedef çarpışma senaryoları ile karşılaştırması yapılmıştır. Yöntemlerin başarısını değerlendirmek üzere yeterli çevikliğe sahip bir havadan havaya füze altı serbestlik dereceli olarak modellenmiştir. Modellenen füze için üç eksen de dönü ve iki eksen de ivme otopilotları tasarlanmış ve uygulanacak güdüm yöntemleri için doğrusal olmayan bir benzetim ortamı hazırlanmıştır.

Tepljakov ve ark. (2016), DC motor kontrol sistemine dâhili bir PI veya PID denetleticileriyle kesir dereceli dinamikleri dâhil etmek için sisteme harici bir denetleyici eklenmiştir. Güncellenen tasarımda kesir dereceleri, sistem dinamiklerinin mevcut tam sayı dereceli DC geri besleme üzerinde birleştirilmesiyle elde edilir. Harici DC kontrol ünitesinin, orijinal DC motor sisteminin konfigürasyonunda herhangi bir değişiklik yapmadan sadece giriş ve çıkış sinyallerini elde ederek geri bildirim kontrol sistemine, uygulanabileceği ve dahil edilebileceği gösterilmiştir. Bu geri bildirim yeteneği sayesinde eş sönümlenme özelliğini içeren sistemlerde olduğu gibi sistemin gürbüzlüğünü iyileştirmenin mümkün olduğunu göstermişlerdir.

Khubalkar ve ark. (2017), sabit faz tekniği kullanılarak dolaylı yaklaşım yöntemi ile kesir dereceli oransal integral türev (FO-PID) kontrolörünün kısa tasarımı gerçekleştirilmiştir. Ayrıca FO-PID tabanlı endüstriyel DC motor sürücünün tasarımı ve geliştirilmesi yapılmıştır. Kayan nokta DSP platformu olan TMS320F28377S entegresi üzerinde bir dijital FO-PID denetleyici uygulanmıştır. Denetleyici parametrelerini optimize etmek için geliştirilmiş bir atalet ağırlığı PSO optimizasyon tekniği kullanılmıştır.

Rajasekhar ve ark. (2014), Kıyıcı beslemeli DC motor sürücünün hız kontrolü için kesir dereceli ve tam sayı dereceli PID denetleyicisinin tasarımı, uygulanması ve analizi yapılmıştır. PID ve FOPID denetleyicilerinin bağımlı parametreleri aynı zaman ve frekans domeninde tasarlanmıştır. Her iki domende de kontrolörlerin tasarımları, zaman indisleri integralleri ve frekans domeni kuralları temelinde tek bir objektif optimizasyon problemi olarak formüle edilmiştir. Ayrıca zıt tabanlı yapay arı kolonisi algoritmasının (OABC) performansı, DC motor tahrikli besleyicinin beslemeli kıyıcı hız kontrolü için PID ve FOPID denetleyicilerin tasarlanması için araştırılmıştır.

Dimeas ve ark. (2017), Operasyonel Transkonduktans Amplifikatör şeklinde aktif bir element kullanarak kesir dereceli denetleyicinin analog uygulaması için yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Uygulanan yöntemde direnç bulunmaz ve enerji verimliliği yüksektir. Tasarlanan ve uygulanan kesir dereceli denetleyici bir DC motor kontrolü için kullanılır. Ayrıca frekans ve zaman domeninde sonuçlar elde edilmiştir.

Villagra ve ark. (2012), sağlamlık ve dinamik tepki açısından sağladıkları avantajları keşfetmek için serbest model kontrol yapısında kesirli türevler kullanılmıştır. Kesirli ve tam sayılı verilere dayalı PID'ler, bir simülasyon ortamında esnek bir robot kol kontrol uygulamasında kullanılan motora entegre edilip sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Alagoz ve ark. (2018), FOPID kontrolünün doğal avantajlarını ortaya çıkarmak için bağımsız bir değerlendirme metodolojisi sunulmaktadır. Diferansiyel ve integratörün kesirli kısımları olan iki ek kontrolör katsayısının etkileri frekans alanında analiz edilmiş ve açık döngü kazanç maksimizasyonu, faz marjı ve Bozulma Oranına Referans (RDR) performansına katkıları incelenmiştir.

Kalaycı ve Yiğit. (2015), pratikte kullanılan bazı KKK teknikleri çeşitli gerçek sistemler üzerinde teorik ve deneysel olarak incelenmiştir. Bu amaçla, tek giriş tek çıkışlı doğru akım motoru tahrikli doğrusal bilyalı kızak sistemi, doğrusal olmayan basit

ters sarkaç ve tek giriş çok çıkışlı dolaylı tahrikli doğrusal olmayan arabalı ters sarkaç sistemi olmak üzere üç farklı gerçek sistem kullanılmıştır. Bu sistemlerin kontrolleri, hem teorik hem de deneysel olarak tatmin edici düzeyde gerçekleştirilmiş, elde edilen çok sayıda simülasyon ve deney sonuçları değerlendirilerek karşılaştırmalar yapılmıştır.

Özkan ve Türk (2011), kesir dereceli sistemlerin çözümündeki yaklaşımlardan biri olan Haar dalgacık yöntemiyle, lineer olmayan duffing osilatörünün analizi gerçekleştirilmiştir. Bu analiz için Matlab programı kullanılmış ve farklı başlangıç durumları için osilatör çıkışı incelenmiştir.







### 3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu tez çalışmada, PI kontrol, geleneksel KKK ve KDKKK modellenmesi ve benzetim çalışması yapılmıştır. Elde edilen PI kontrol, KKK ve KDKKK ile karşılaştırılıp sonuçlar yorumlanmıştır.

#### 3.1. Kesir Dereceli Transfer Fonksiyonları

Aşağıdaki ifade tarafından verilen kesir dereceli transfer fonksiyonu (KDTF) düşünelim:

$$G_n(s) = \frac{1}{\alpha_n s^\beta + \alpha_{n-1} s^{\beta_{n-1}} + \dots + \alpha_1 s^{\beta_1} + \alpha_0 s^{\beta_0}} \quad (3.1)$$

$\beta_k$ , ( $k = 0, 1, \dots, n$ ) ardışıl reel sabit sayı,  $\beta_n > \beta_{n-1} > \dots > \beta_1 > \beta_0 > 0$ ,  $a_k$ , ( $k = 0, 1, \dots, n$ ) ardışıl reel sabit sayı, Zaman alanında (1.1) KDTF, n-terimli kesirli dereceli diferansiyel denkleminde (KDDD) karşılık gelir.

$$a_n D^{\beta_n} y(t) + a_{n-1} D^{\beta_{n-1}} y(t) + \dots + a_1 D^{\beta_1} y(t) + a_0 D^{\beta_0} y(t) = u(t) \quad (3.2)$$

$D^\gamma \equiv {}_0D_t^\gamma$  Caputo'nun  $\gamma$  dereceli,  $t$  değişkenine bağlı, başlangıç noktası  $t = 0$  olan  $\gamma$  kesirli türevidir (Caputo (1967, 1969)).

$${}_0D_t^\gamma y(t) = \frac{1}{\Gamma(1-\delta)} \int_0^t \frac{y^{(m+1)}(\tau) d\tau}{(t-\tau)^\delta} \quad \gamma = m + \delta, m \in Z, 0 < \delta \leq 1 \quad (3.3)$$

Eğer  $\gamma < 0$  ise, ( $-\gamma$  dereceli) kesir dereceli integral aşağıdaki gibi tanımlanır.

$${}_0I_t^{-\gamma} = {}_0D_t^\gamma y(t) = \frac{1}{\Gamma(-\gamma)} \int_0^t \frac{y(\tau) d\tau}{(t-\tau)^{1+\gamma}}, (\gamma < 0) \quad (3.4)$$

(3.3)'te tanımlanan kesir dereceli türevin Laplace açılımı ise Caputo tarafından aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\int_0^{\infty} e^{-st} D^{\gamma} y(t) dt = s^{\gamma} Y(s) - \sum_{k=0}^m s^{\gamma-k-1} y^{(k)}(0) \quad (3.5)$$

Kesir dereceli integral ( $\gamma < 0$ ) için ise denklemin sağ tarafındaki toplamı atmak etemeldir. Yeni Mittag-Leffler Tipi Fonksiyon Mittag-Leffler olarak anılan fonksiyon Agarwal (1953) tarafından ortaya atılmış, Erdélyi (1955) tarafından geliştirilmiştir.

$$E_{\alpha, \beta}(Z) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{Z^j}{\Gamma(\alpha j + \beta)}, \quad \alpha > 0, \beta > 0 \quad (3.6)$$

Bu fonksiyonun k-th türevi ise:

$$E_{\alpha, \beta}^k(Z) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(j+k)! Z^j}{\Gamma(\alpha j + \alpha k + \beta)}, \quad (k = 0, 1, 2, \dots) \quad (3.7)$$

Podlubny (1994) tarafından geliştirilen Laplace açılımından önce aşağıdaki formül de gerekli olacaktır.

$$\varepsilon_k(t, y; \alpha, \beta) = t^{\alpha k + \beta - 1} E_{\alpha, \beta}^k(y t^{\alpha}), \quad (k = 0, 1, 2, \dots) \quad (3.8)$$

Buna göre Podlubny(1994) tarafından geliştirilen Laplace açılımı:

$$\int_0^{\infty} e^{-st} \varepsilon_k(t, \bar{\gamma} y; \alpha, \beta) dt = \frac{k! s^{\alpha - \beta}}{(s^{\alpha} \bar{\gamma} y)^{k+1}}, \quad Re(s) > |y|^{1/\alpha} \quad (3.9)$$

Burada kullandığımız  $\varepsilon_k(t, y; \alpha, \beta)$ 'in bir başka uygun özelliği basit kesirli farklılaşmasıdır (Podlubny, 1994):

$$0D_t^{\lambda} \varepsilon_k(t, y; \alpha, \beta) = \varepsilon_k(t, y; \alpha, \beta - \lambda), \quad (\lambda < \beta) \quad (3.10)$$

Özel fonksiyonlar, asimptotik davranışlar vb.  $\varepsilon_k(t, y; \alpha, \beta)$  fonksiyonunun diğer özellikleri, (3.6) (3.8) 'den ve Mittag-Leer fonksiyon  $E_{\alpha, \beta}(Z)$ 'nin bilinen özellikleri, Erdélyi (1955) tarafından elde edilebilir.

### 3.2. Kesir Dereceli Hesaplama

Kesirli hesap tamsayı düzen hesaplamasının geliştirilmesinden beri bilinmektedir, ancak uzun zamandan beri tek bir matematik problemi olarak kabul edilmiştir. Son yıllarda, kesirli matematik, sistem analizi ve kontrol alanları arasında ilginç bir konu haline gelmiştir. Kesir matematiği bir tamsayı düzen entegrasyonunun bir genellemesi ve tamsayı olmayan düzen olanlar için türevdir.  ${}_a D_t^\lambda$  sembolü, aşağıdaki gibi tanımlanmış kesir sırası temel işlecini gösterir.

$$D^\lambda \triangleq {}_a D_t^\lambda = \begin{cases} \frac{d^\lambda}{dt^\lambda} & R(\lambda) > 0 \\ 1 & R(\lambda) = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-\lambda} & R(\lambda) < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

Burada a ve t işlemlerinin sınırları,  $\lambda$  işlemlerinin derecesi ve tipik olarak  $\lambda \in \mathbb{R}$  ve  $\lambda$  karmaşık bir sayı olabilir. Genel kesirli entegro-diferansiyel matematiksel olarak gerçekleşmesi için en çok kullanılan üç farklı tanımlamadan gösterilecektir

#### 3.2.1. Grunwald-Letnikov (GL) tanımı

GL tanımı aşağıdaki şekilde verilir:

$${}_a D_t^\lambda f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} (h)^{-\lambda} \sum_{j=0}^{\lceil \frac{t-a}{h} \rceil} (-1)^j \binom{\lambda}{j} f(t - jh) \quad (3.12)$$

Burada  $[\cdot]$  tamsayı kısmı demektir.

### 3.2.2. Caputo tanımı

Caputo'nun tanımı aşağıdaki denklemdeki gibidir.

$$\alpha D_x^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(\lambda - n)} \int_\lambda^t \frac{f^n(\tau)}{(x-\tau)^{\lambda-n+1}} d\tau \quad (3.13)$$

### 3.2.3. Riemann-Liouville (RL) tanımı

Aşağıdaki denklemde RL tanımı ifade edilmiştir.

$${}_a \dot{D}_t^\lambda f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\lambda)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\lambda-n+1}} d\tau \quad (3.14)$$

Burada  $n-1 < \lambda < n$  şeklinde olmalıdır. Yine  $\Gamma(\cdot)$  ifadesi ise Gama fonksiyonu olarak bilinir. Caputo türevinde kesirli dereceden diferansiyel denklemlerin başlangıç şartları tamsayı dereceden diferansiyel denklemlerle aynı formdadır. Bunlara ek olarak kesirli dereceden sistemlerde ve hesaplamalarında bazı özel fonksiyonların kullanılması kaçınılmaz olmaktadır. Sıfır başlangıç koşullarıyla RL tanımın Laplace dönüşümü  $\lambda$  bu denklemde verilir:

$$L\{{}_a \dot{D}_t^\lambda f(t)\} = S^\lambda F(S) \quad (3.15)$$

Burada  $F(S)$ ,  $f(t)$  Laplace dönüşümü, açıkça görüldüğü gibi, tamsayıya göre kesir dereceli daha fazla serbestlik derecesine sahiptir.

### 3.3. Kayan Kipli Kontrol

Değişken yapı kontrolü (Variable structure control-VSC), 1800'lerin sonunda ilk kez Rusya'da Emelyanov ve arkadaşları tarafından kullanılmıştır. Kayan kipli kontrolü (SMC) 1977 yılına kadar bilinmemesine rağmen, Utkin bir çalışma yaptıktan sonra, uluslararası topluluklarda doğrusal ve doğrusal olmayan uygulamalar için kullanılmaya başlanmıştır (Edwards ve Spurgeon, 1998). Sistemdeki parametrik değişikliklere ve

rahatsız edici etkilere karşı hassasiyeti düşük olan SMC, karmaşık ve dinamik sistemleri kontrol etmede etkili bir yöntemdir. Dahası, modern teknolojiye yaygın olarak ortaya çıkan belirsiz koşullar altında çalışabilmektedir (Utkin ve ark., 1999). Kontrol sinyalinin yüksek frekanslı kayma durumu yörüngelerini bu yüzeye geçirmiştir ve kayma yüzeyi olarak adlandırılmaktadır. Bu hareket sistemin çıkış etkisini göstermektedir. Kayan kipli kontrol yöntemi, sistemin durumlarını kayan yüzeyden orijinale çekmeye çalışır. Kayma yüzeyindeki hareket kayan kipi gösterir ve başlangıç noktasından ulaşabilir kipli olarak adlandırılır. Sistem durumları parametrik değişikliklere ve rahatsız edici etkilere karşı duyarsızdır. Kayan kipli kontrolcünün amacı, sistem çıktısının istenen referansı takip etmek ve izleme hatasını asgariye indiren "u" sinyalini üretmektir. Sistem kararlı ve kararsız yörüngeler arasında geçiş yaparak kayma yüzeyine ulaşır ve kayma yüzeyindeki hata sifira yaklaşır.

SMC doğruluk, dayanıklılık, sentez ve kolay uygulama özelliklerine sahip doğrusal olmayan bir kontrol teknolojisidir. SMC sistemleri, sistem durumlarını, kayan yüzey adı verilen durum uzayındaki belirli bir yüzeye yönlendirmek için tasarlanmıştır. Kayma yüzeyine ulaşıldığında, kayan kipli kontrolü durumları kayma yüzeyinin yakınında tutar. Böylece sürgü kipini kontrol eden kontrol iki parçalı bir kontrolör tasarımıdır. İlk bölüm, kayar bir yüzeyin tasarımını içerir, böylece kayma hareketi tasarım şartnamelerini yerine getirir. İkincisi, anahtarlama yüzeyini sistem durumuna çekici yapacak bir kontrol yasası seçeneğiyle ilgilidir. Doğrusal olmayan SISO sistemi göz önünde bulundurulursa;

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u \quad (3.16)$$

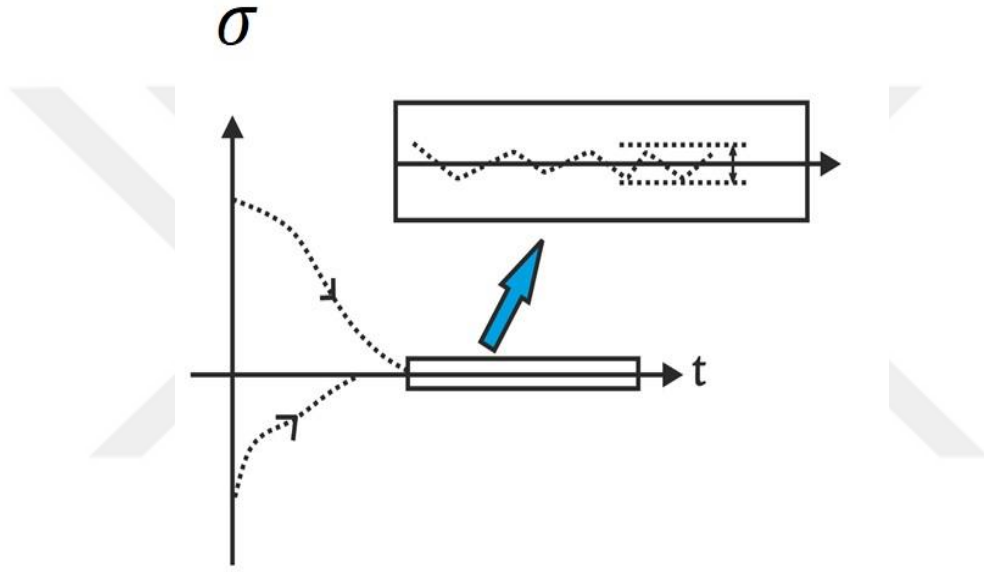
$$y = h(x, t) \quad (3.17)$$

Burada  $y$  ve  $u$  standart çıktıyı ve giriş değişkenini gösterir ve  $x \in \mathbb{R}^n$  durum vektörünü belirtmektedir. Kontrolcünün hedefi  $y_{DES}$ ' nin istenen profili takip etmesi için  $e = y - y_{DES}$  çıkış değişkenini yapmaktır, yani,  $X$  çıkış hata değişkeninin kabul edilebilir bir sürenin sonunda sıfırın küçük bir çevresine gitmesi gerekir.  $\sigma(x): \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ , sistem durumunun belirli bir skaler fonksiyonun tanımınıdır,. Çoğu zaman, kayan yüzey belirli bir sayıdaki  $\sigma = \sigma(e, \dot{e}, \dots, E^k)$  türevleriyle birlikte izleme hatasına bağlıdır,  $\sigma$

işlevi kaybolacak şekilde seçilmelidir,  $\sigma = 0$ , herhangi bir çözelti  $\sigma(t)$  sonunda sıfıra inecek olan “sabit” bir diferansiyel denklem ortaya çıkarır. Kumanda manifold boyunca süresizdir  $\sigma = 0$ .

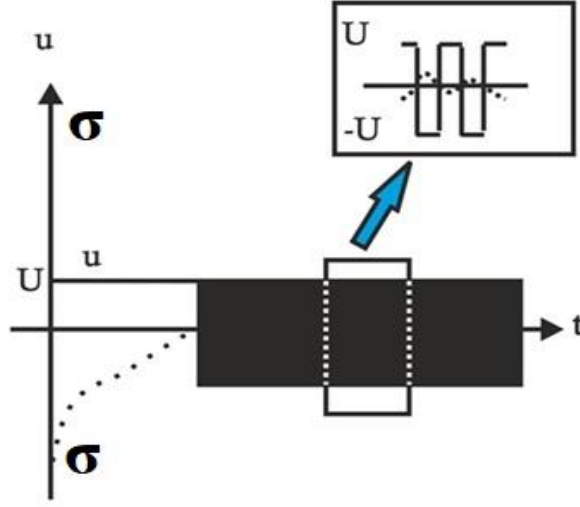
$$u = -U \operatorname{sgn}(\sigma) \quad (2.9) \text{ that is } u = \begin{cases} -U & \sigma > 0 \\ U & \sigma < 0 \end{cases} \quad (3.18)$$

$U$ , yeterince büyük bir pozitif sabittir.



Şekil 3.1. Farklı başlangıç koşullarından başlayarak  $\sigma$  değişkeninin tipik gelişimi.

Kararlı durumda, kontrol değişkeni,  $u = U$  ve  $u = -U$  değerleri arasında çok yüksek derecede (teorik olarak n ihai olmayan) bir frekansta hareket edecektir, Şekil 3.1.



Şekil 3.2. Kontrol sinyalinin  $u$  tipik gelişimi ( $\sigma$  kesikli bir çizgiyi temsil eder).

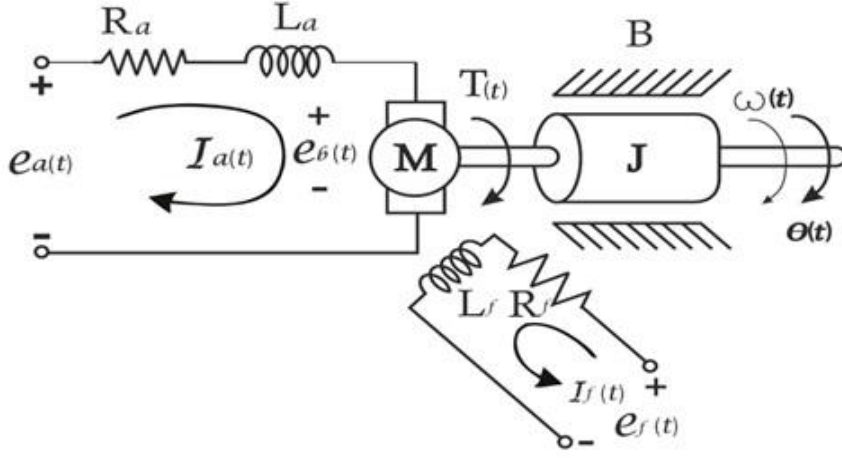
Şekil 3.2'de gösterilen sürekli yüksek frekans kontrolü elektrik uygulamalarında uygun değildir. PWM kontrol sinyallerinin genellikle kullanıldığı yerlerde salınımları yükseltir ve mekanik sistemlerin kontrolü gibi farklı alanlarda birçok problemi doğurur. Yukarıda listelenen sorunları çözmek için aralıklı "işareti" olduğunda sürenin sürekli yumuşak yaklaşımla değiştirildiği yerde kayana kipli kontrol teknikleri için iki örnekte olduğu gibi yaklaşık model uygulamaları önerilmiştir:

$$\text{SAT} \quad u = -U \text{sat}(\sigma; \varepsilon) \equiv -u \frac{\sigma}{|\sigma| + \varepsilon} \quad \varepsilon > 0 \quad \varepsilon \approx 0 \quad (3.19)$$

$$\text{TANH} \quad u = -U \tanh\left(\frac{\sigma}{\varepsilon}\right) \quad \varepsilon > 0 \quad \varepsilon \approx 0 \quad (3.20)$$

### 3.4. DC Motor Modeli

Bu çalışmada kullanılır DC motorun eşdeğer devresi Şekil 3.3'de görülmektedir. Hız kontrolü, sabit manyetik alandaki armatürün voltajını ayarlayarak gerçekleştirilmektedir. Amaç motor hızını armatür voltaj kontrolü ile kontrol etmektir. Referans sinyali istenen hızı belirler. Kolaylaştırmayı için, istenen hızı elde etmek üzere sisteme referans sinyali olarak sabit bir değer verilir.



Şekil 3.3. DC motorun eşdeğer devresi.

Sistem dinamiklerini düzenleyen diferansiyel denklemler şöyledir:

$$T(t) = T_l + J \frac{d\omega(t)}{dt} + B \omega(t) \quad (3.21)$$

Rad / s'deki açısal hızı temsil eden  $J$ ,  $\text{Kgm}^2 / \text{S}^2$ 'deki atalet momentini temsil eder ve  $b$ , Nms'deki hareket yönüne karşı çıkan viskoz sürtünme katsayısıdır. Nm'deki armatür akımı tarafından üretilen  $T$  (tork)'u aşağıdaki şekilde verilmiştir:

$$T(t) = K_t i_a(t) \quad (3.22)$$

$i_a(t)$  'nin Amp ve  $K_t$  'daki armatür akımı olduğu durumlarda Nm / Amp. Bunun karşılığında Kirchhoff'un gerilim yasasını sağladığı varsayılmaktadır.

$$e_a(t) - e_b(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d i_a(t)}{dt} \quad (3.23)$$



Burada  $R_a$  ve  $L_a$ , H'de armatür endüktansı ve sırasıyla ohmda direnç ve  $e_b$  ise V cinsinden elektromotor kuvveti temsil eder:

$$e_b(t) = K_b \omega(t) \quad (3.24)$$

Burada  $K_b$ , Vs / rad cinsinden geri emf sabitidir. Giriş terminali gerilimi  $V_a$  kontrol değişkeni olarak alınır. Yukarıdaki denklemleri kullanarak, aşağıdaki gibi durum değişkenleri olarak  $\omega$  ve  $i_a$  ile durum değişkeni ve değişken değişken olarak  $V_a$  ile durum modeli yazılabilir:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\omega(t)}{dt} \\ \frac{di_a(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -b & \frac{K_t}{J} \\ \frac{K_b}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_a} \end{bmatrix} e_a(t) \quad (3.25)$$

Çizelge 3.1. DC Motor Parametreleri.

<i>Parametreler</i>	<i>Değerler</i>	<i>Birim</i>
$L_a$	0.125	Henry (H)
$R_a$	11.5	Ohm ( $\Omega$ )
$K_t$	1.3	N.m/A
$K_b$	1.3	V.S/rad
$J$	0.0225	Kg.m <sup>2</sup>
$b$	0.00298	N.m /rad

Çizelge 3.1'de verilen parametreler kullanılarak, DC motorun kontrollü değişken olarak açılmal hızda ve manipölatör değişken olarak giriş terminal voltajında transfer fonksiyonu aşağıda belirtildiği şekilde belirlenir:

$$\frac{\omega(s)}{e_a(s)} = \frac{K_t/J L_a}{\left( \left( s + \frac{R_a}{L_a} \right) \left( s + \frac{b}{J} \right) + \frac{K_b K_t}{J L_a} \right)} \quad (3.26)$$

Eş.(3.16) ve Eş.(3.17)'den bu şekil yazılabilir.

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \left( K_t \cdot i_a - (B_m \cdot \omega + T_L) \right) \quad (3.27)$$

$T_L = 0$  kabul edilirse (işlem basitleştirmeye), aşağıdaki şekli alır.

$$\begin{aligned} \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left( K_t \cdot i_a - (B_m \cdot \omega) \right) \\ \dot{\omega} &= A i_a - G \omega \quad , A = \frac{K_t}{J} \quad G = \frac{B_m}{J} \end{aligned} \quad (3.28)$$

Sadeleştirmeler Eş. (3.30) 'da Eş. (3.26) kullanılarak yapılırsa, Eş. (3.31) elde edilir. KKK için devlet tanımları Eş. (3.32) 'de yapıldığı takdirde Eş. (3.33) elde edilir. Ayrıca, kayan yüzey denklemini Eş. (3.24) 'de olduğu gibi elde edilir. Zaman domeninde yukarıdaki denklem olabilir.

$$H_1 = \frac{K_t}{J L_a}, H_2 = \frac{R_a}{L_a}, H_3 = \frac{B}{J}, H_4 = \frac{K_b}{J L_a} \quad (3.29)$$

$$\ddot{\omega}(t) + (H_2 + H_3)\dot{\omega}(t) + (H_2 \cdot H_3 + H_4)\omega(t) = H_1 e_a(t) \quad (3.30)$$

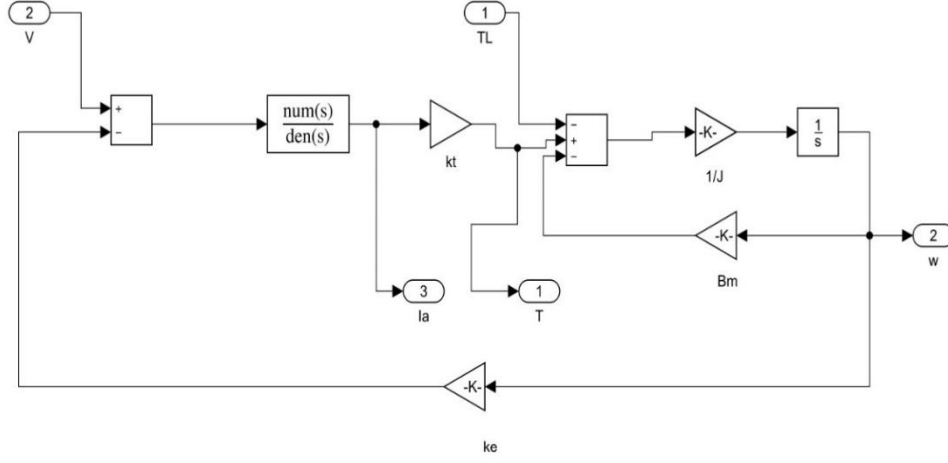
Şimdi düşünün.

$$x_1 = \omega(t), \dot{x}_1 = \dot{\omega}(t), \dot{x}_2 = \ddot{\omega}(t), x_2 = \dot{x}_1 \text{ and } u = e_a(t) \quad (3.31)$$

Sonra sistem aşağıdaki kanonik biçimde dönüştürülebilir.

$$\dot{x}_2 = \ddot{\omega}(t) = -(H_2 + H_3)\dot{\omega}(t) - (H_2 \cdot H_3 + H_4)\omega(t) + H_1 e_a(t) \quad (3.32)$$

Armatür kontrollü DC motor için ilişkiler şematik olarak Şekil 3.4'de gösterilmektedir.



Şekil 3.4. DC Motorun Matematiksel Modeli.

### 3.5. Kayan kipli kontrol Metodunun Uygulanması

Tasarlanan kontrol sistemi amacı, açısal hızı  $\omega$  kesinlikle referans sinyale yaklaştırır  $\omega_{ref}$ .

$$\begin{aligned} x_1 &= \omega_{ref} - \omega, \quad \dot{x}_1 = -\dot{\omega} \\ x_2 &= \dot{x}_1 = -\dot{\omega}, \quad \dot{x}_2 = -\ddot{\omega} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Şeklinde yazabiliriz. Burada  $x_1$  ve  $x_2$  DC motor sistemi durum değişkenimizdir. Şimdi kayan yüzeyi seçin.

$$S = Cx_1 + x_2 = Ce + \dot{e} = C(\omega_r - \omega) + \dot{\omega}_r - \dot{\omega} \quad (3.34)$$

C pozitif bir sabit olarak ayarlandığında, Eş.(3.13) alındığında ve Eş. (3.20)'ye yerleştirildiğinde, ve Eş. (3.19)'de iki tarafında zaman türevini alınca, şöyle yazılabilir:

$$\begin{aligned} \dot{S} &= C\dot{x}_1 + \dot{x}_2 = Cx_2 + \dot{x}_2 = C(\dot{\omega}_r - \dot{\omega}) + \ddot{\omega}_r - \ddot{\omega} = Cx_2 + \dot{x}_2 \\ \dot{S} &= Cx_2 + (-A\dot{i}_a + G\dot{\omega}) \end{aligned} \quad (3.35)$$

Burada, aşağıda tarif edilen üstel erişim kanunu kullanılır.

$$\dot{S} = -\varepsilon \operatorname{sgn}(S) - kS \quad (3.36)$$

$\varepsilon$  ve  $k$  pozitif sabitlerse ve  $\operatorname{sgn}(\cdot)$  signum fonksiyon anlamına gelir tanımlanan aşağıdaki şekil ifade eder .

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t), \quad u_{sw}(t) = K \operatorname{sgn}(s) \quad (3.37)$$

$$\operatorname{sgn}(s) = \begin{cases} +1 & \text{if } s(t) > 0 \\ 0 & \text{if } s(t) = 0 \\ -1 & \text{if } s(t) < 0 \end{cases} \quad (3.38)$$

Kontrol sinyalinin değiştirilmesi, sistemin durumunu kayan yüzeye çekerken  $s \neq 0$ . Kayma yüzeyine ulaştıktan sonra, anahtarlama kontrol sinyali devre dışı bırakılır ve eşdeğer kontrol sinyali sistemde kararlı kalır. Eş. (3.28) ve Eş. (3.36) yardımıyla.

$$u_a = \frac{1}{A} \int [(C + G)x_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(S) + kS] \quad (3.39)$$

### 3.5.1. Kayan kipli kontrol kararlılık analizi

Lyapunov fonksiyon tanımını istinaden, bu şekilde yazabilir.

$$V = \frac{1}{2} s^2 \quad (3.40)$$

$$V(0) = 0, s > 0, V(s) > 0 \quad (3.41)$$

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2 \leq -\eta |s| \quad (3.42)$$

Kavuşma koşulu Eş. (3.43), kayan kipli kontrol koşulu Eş. (3.44) olarak tanımlanmıştır.

$$s\dot{s} \leq -\eta |s| \quad (3.43)$$

$$s\dot{s} \leq -\eta \operatorname{sgn}(s)s \quad (3.44)$$

$$\dot{s} \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta$$

$\eta > 0$  ise kayan kipli sistem ulaşır. Dinamik denklemler devam ederse,  $u(t)$  sinyali iki bölümden oluşan Eş. (3.37)'da denkleme gösterilebilir. bölümünün ilk eşdeğer kontrol sinyalini temsil eder, diğeri Eş. (3.37) ile Eş. (3.38) gösterilir kontrol sinyalinin geçiş simgelemiştir.

### 3.6. Kesir Dereceli Kayan Kipli Kontrol

Bu bölümde, kesir dereceli kayan kipli kontrolcünün (KDKKK) tanıtılmıştır. KDKKK, kesir tesislerle kayan kipli kontrolünün kullanılması veya kesir bir düzen dinamiğine karşılık gelen kayma yüzeyi ile kayan kipli kontrolünün kullanılması veya her ikisidir. Burada “kesirli”, dinamiği yöneten farklı olan denklemlerde kesirli türevlerin dahil edilmesini ifade eder (Laplace dönüşümü uygulandığında S'nin kesirli güçlerine veya bir Fourier dönüşümü uygulandığında j'nin kesirli güçlerine karşılık gelir). Bir motor modeli önceden tanımlanmış basit bir fraksiyonel dinamiğe göre davranmaya zorlanması arzu edilebilir, çünkü böyle bir dinamik davranış önemli sağlamlık özelliklerine sahiptir ( Valério, 2012).

#### 3.6.1. Kesir dereceli kayan yüzey tasarımı

İlk olarak, kesir dereceli kayan yüzey aşağıdaki gibi tasarlanmıştır:

$$S = k_p x_1 + k_d D^\alpha x_1 = k_p x_1 + k_d D^{\alpha-1} x_2 \quad (3.45)$$

$k_p$  ve  $k_d$ 'nin pozitif sabitler olarak ayarlanması durumunda,  $D^\alpha$  fonksiyonu Eş.(3.10)'deki tanımlanmıştır, ve  $x_1$ 'in kesir dereceli göz önünde bulundurulur.

#### 3.6.2. Kesir dereceli kayan kipli kontrol tasarımı

Eş. (3.45)'de iki tarafında zaman türevini alınca:

$$\dot{S} = k_p \dot{x}_1 + k_d D^{\alpha+1} x_1 = k_p x_2 + k_d D^{\alpha-1} \dot{x}_2 \quad (3.46)$$

Eş. (3.36) 'ye benzer şekilde, üstel erişim yasası uygulanır aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$\dot{S} = k_p x_2 + k_d D^{\alpha-1} \dot{x}_2 = -\varepsilon \operatorname{sgn}(S) - kS \quad (3.47)$$

$\varepsilon$  ve  $k$  pozitif sabitlerdir,  $\operatorname{sgn}(\cdot)$  fonksiyonu Eş. (3.36) 'de olarak tanımlanan işaret fonksiyonunu belirtir. Eş. (3.36) 'den ifadeler elde edilir.

$$D^{\alpha-1} \dot{x}_2 = \frac{1}{k_d} (-k_p x_2 - \varepsilon \operatorname{sgn}(S) - kS) \quad (3.48)$$

Yukardaki denkleme iki tarafının  $(1-\mu)$  derece ile türev alırsa:

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{k_d} D^{1-\alpha} (-k_p x_2 - \varepsilon \operatorname{sgn}(S) - kS) \quad (3.49)$$

$$\dot{x}_2 = -A i_a + G \dot{\omega}$$

Eş.(3.28) ve Eş.(3.31) yardımıyla.

$$i_a = \left[ \frac{G}{A} x_2 + \frac{1}{A k_d} D^{1-\alpha} (k_p x_2 + \varepsilon \operatorname{sgn}(S) + kS) \right] \quad (3.50)$$

$\alpha$ 'nın (KDKKK) yönteminin derecesi olarak adlandırılır. Eğer  $k_p = c, k_d = 1$  ise o zaman Kesir dereceli kayan kipli kontrolcünün Blok Diyagramı Şekil 1'de gösterilmiştir.

### 3.6.3. Kesir dereceli kayan kipli kontrol kararlılık analizi

Benzer şekilde, Lyapunov fonksiyonunun türevi

$$\dot{V} = S \dot{S} = S (k_p x_2 + k_d D^{\alpha-1} \dot{x}_2) \quad (3.51)$$

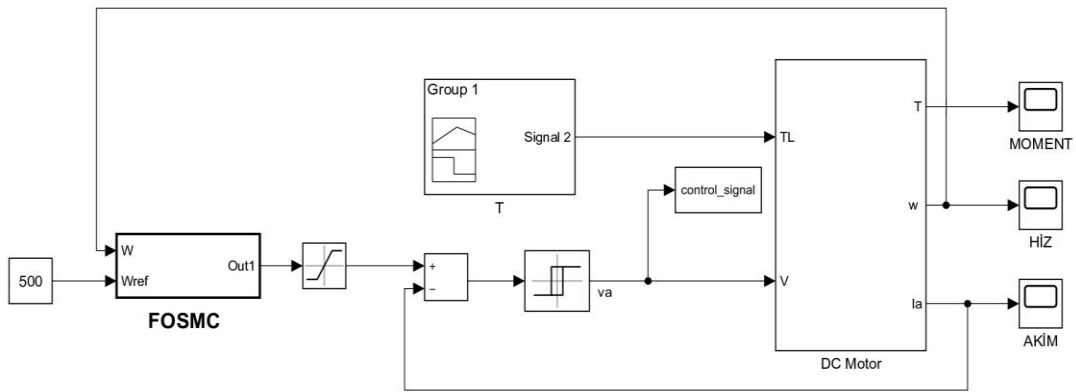
Eş. (3.35) yerine Eş. (3.38) bu sonuç alabiliriz.

$$S\dot{S} = S \left( k_p x_2 + (-k_p x_2 - \varepsilon \operatorname{sgn}(S) - kS) \right)$$

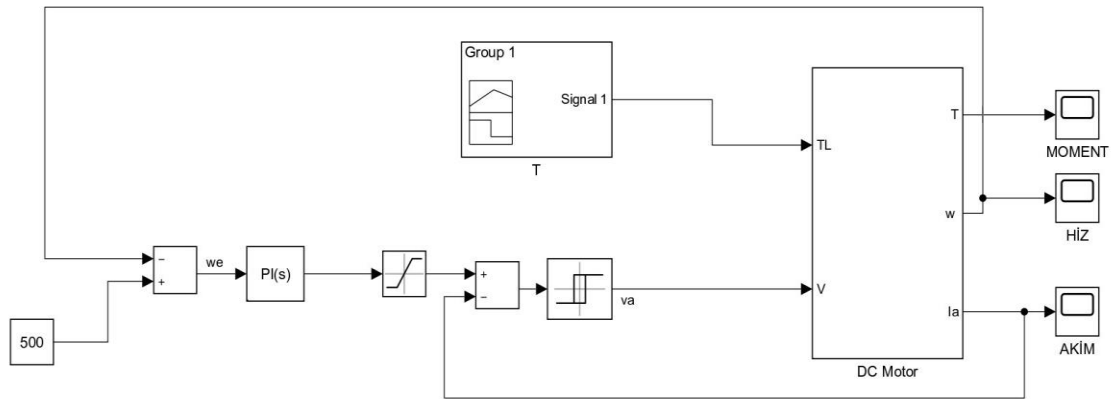
$$S\dot{S} = S(-\varepsilon \operatorname{sgn}(S) - kS) \quad (3.52)$$

Açıkçası  $S\dot{S} < 0$ , bu nedenle sistem kararlı,  $S$  ve  $\dot{S}$  belirli bir süre içinde sıfırlanır.

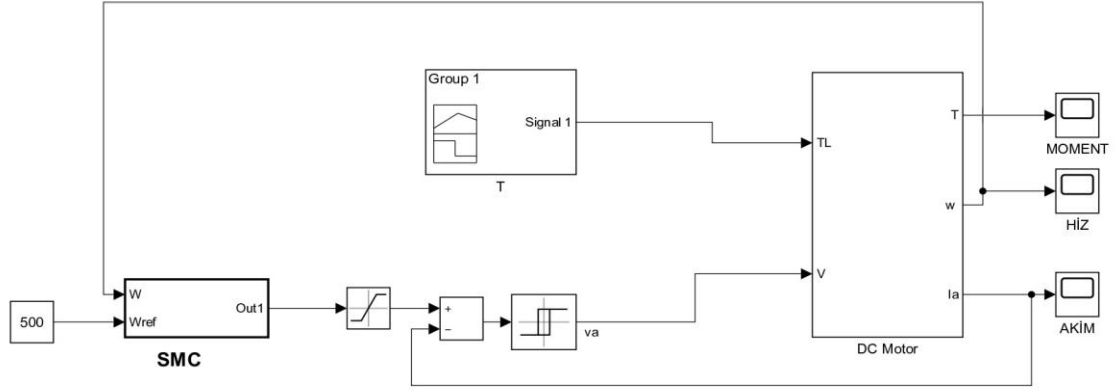
### 3.6.4. PI kontrol, kayan kipli kontrol sistemi ve kesir dereceli kayan kipli kontrol sisteminin blok diyagramı



Şekil 3.5. Kontrol sistemlerinin blok diyagramı (a) kesir dereceli kayan kipli kontrol.



(b)



Şekil 3.5. Kontrol sistemlerinin blok diyagramı (b) kayan kipli kontrol, (c) PI kontrol.

Doğru akım motor için kesir dereceli kayan kipli kontrol sisteminin yapısı motor hız hatası  $\omega_{ref} - \omega$  ve onun türevini kullanır. Başka bir deyişle, hız hatasını sıfırlarken hız hatasının değişme hızını da kontrol eder. Bu yaklaşım, kontrol cihazının başarısına önemli ölçüde katkıda bulunur. Eşit (3.50) 'da temel kontrol ararken ve kontrolör tasarımı sırasında, kontrol edilecek sistemle ilgili sadece  $(kp, kd, C, \epsilon)$  ve  $(k)$  değerlerini bilmemiz gerekir.

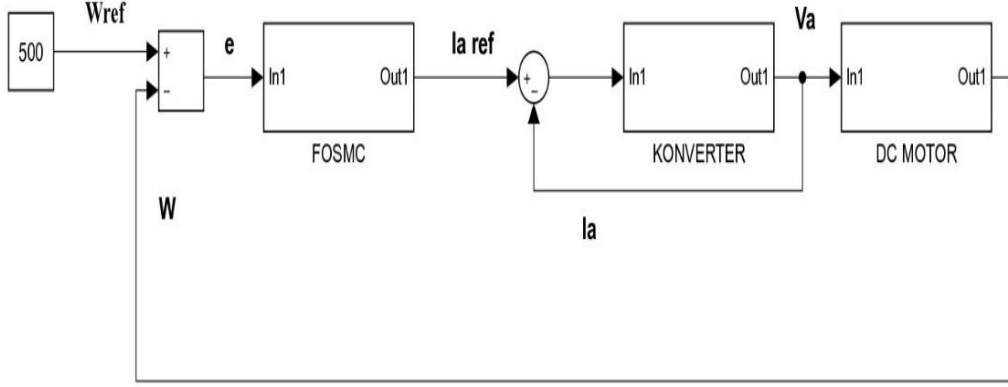
Bu durumda kontrol ünitesinin tasarımı ve uygulamasında daha çok kolaylık sağlar. Denetleyici tasarımında kullanılan  $(kp, kd, C, \epsilon)$  ve  $(k)$  parametreleri olumsuz yönde etkilenmez. Bu kontrol ünitemizin sağlam olmasına izin verir. Eşit (3.50) 'da temel kontrol ararken, tasarlanacak kontrol birimi hakkında tespit etmemiz gereken altı parametre vardır, bunlar  $(kd)$   $(kp)$   $(k)$ ,  $(\epsilon)$   $(C)$  ve  $(\alpha)$ . Bahsettiğimiz gibi  $(C)$  kayan yüzeyin eğimidir ve şekil 3.5'deki bant genişliğini etkiler.  $C$  genellikle  $[0-150]$  arasında bir tam sayıdır, fakat  $C$  seçimi için çok büyük olan sistem kararsız hale gelir.

Kontrol parametrelerinden biri olan  $(k)$  referansı yakalamakta etkilidir. Çok küçük seçilirse referans hızı yakalayamaz; çok büyük seçildiğinde, sistem salınacaktır. Kontrol parametrelerinden biri olan  $(\alpha)$  ise, kesirli türevden dolayı motor farklı koşullara tabi olsa bile, motorun sabit parametrelerindedir.

Ayrıca  $(\alpha)$  kesir derecesini gösterir ve  $0 < \alpha < 1$ , ve  $(C)$ ,  $(k)$  ve  $(\alpha)$  arasında ondalık bir sayıdır. Bu daha hassas ve daha doğru kontrol sağlar. Kesir dereceli kayan kipli denetleyici  $(e = \omega_{ref} - \omega)$  hız hatasını sıfırlayabilmek için kullanılacak referans motor akımını  $I_{a ref}$  belirler. Denetleyici tarafından belirlenen  $I_{a ref}$  bir histerisiz

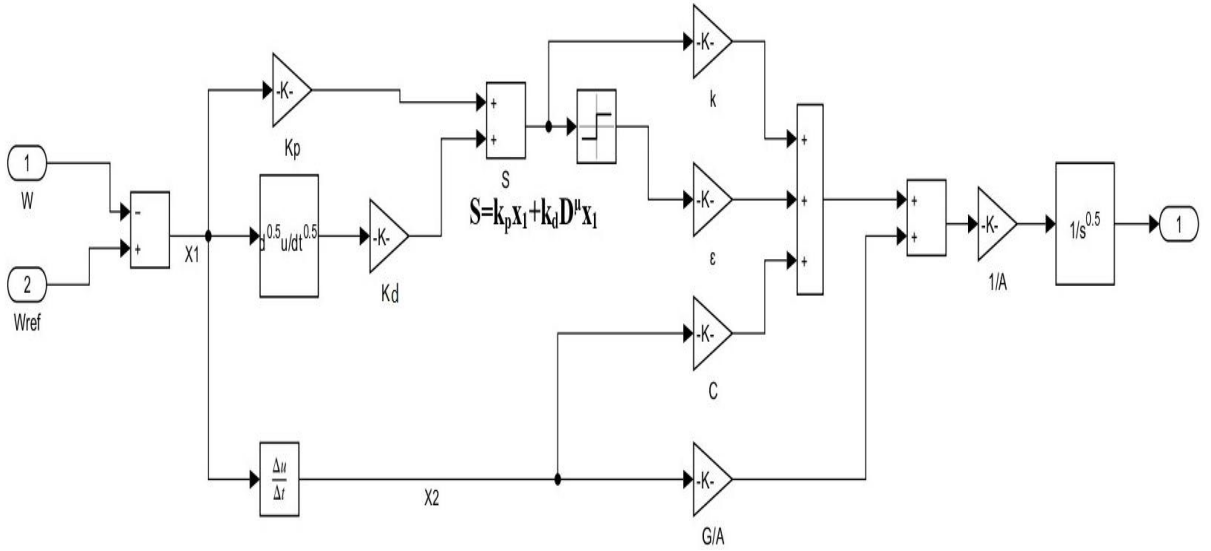


denetleyici ile konvertör üzerinde motora gerekli olan gerilimi  $V_a$ 'yı uygular. Bu durumun blok diyagramı Şekil 3.6 'de verilmiştir.

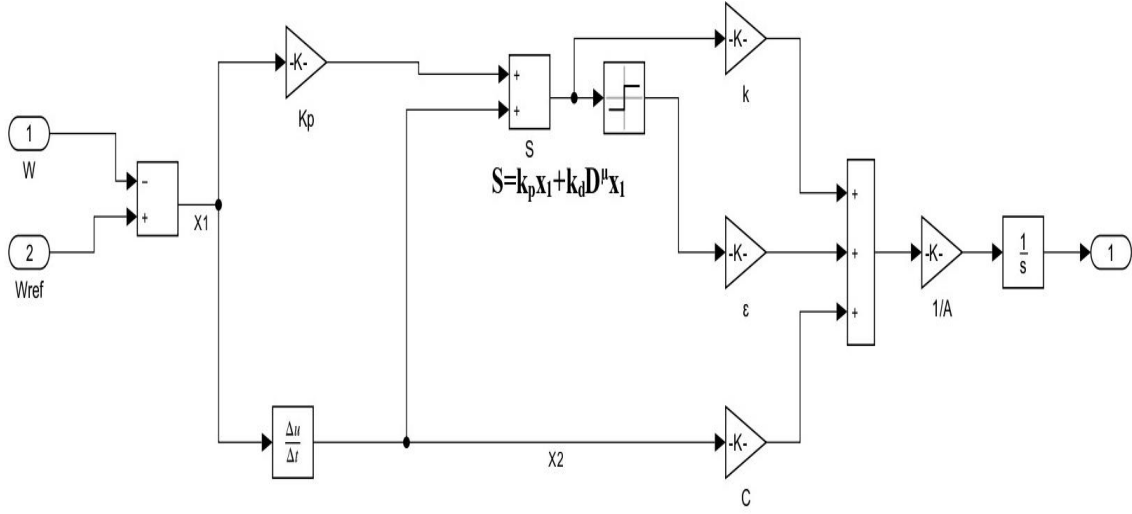


Şekil. 3.6. Kesir dereceli kayan kipli kontrol (FO-KKK) blok diyagramı.

Kayan kipli kontrolü Matlab / Simulink ortamında gerçekleştirilir ve tüm sistemi Şekil 3.5'de , Kesir dereceli kayma kipli kontrol sistemi Şekil 3.7 'de ve kayan kipli kontrol sistemi Şekil 3.8'de gösterilmektedir.



Şekil. 3.7. Kesir dereceli kayan kipli kontrolcünün blok diyagramı.



Şekil. 3.8. Kayan kipli kontrolcünün blok diyagramı.

### 3.7. Oransal integral denetleyici (PI)

Oransal integral kontrolcü, oransal ve integral terimleri birleştirir. İntegral terimi işlemin set değerine doğru hareketini hızlandırır ve sadece oransal kontrolcüde meydana gelen kalıcı sabit durum hatasını ortadan kaldırır. Bununla birlikte, integral terimi geçmişten gelen birikmiş hatalara cevap verdiği için, mevcut değer istenen değerin üzerine çıkmasına neden olabilir.

Motorun Matlab modelini kullanarak bazı durumlarda sabit motor devir değişimleri analiz edilmiştir. Kalkış zamanının analizine ek olarak yüksüz durumlarda ve farklı yüklerde gerekli tork hareketi analiz edilmiştir. Farklı durumlarda kullanılan denetleyicilerin verdiği sonuçlar kıyaslanmıştır



## **4. BULGULAR**

### **4.1. Denetleyici Performansının Değerlendirilmesi**

#### **4.1.1. Toplam karesel hata**

Sapmaların veya hataların karelerinin ortalaması, tahmin edici ile tahmin edilen arasındaki fark, ortalama karesel hata (MSE) olarak adlandırılır. Hata kaybı karesinin beklenen değeri ile ilişkilendirilir ve risk fonksiyonu olarak adlandırılır. Gerçek ve beklenen değer arasındaki fark, kesin bir tahmin verebilecek rastlantısallık veya bilgi yokluğundan kaynaklanmaktadır.

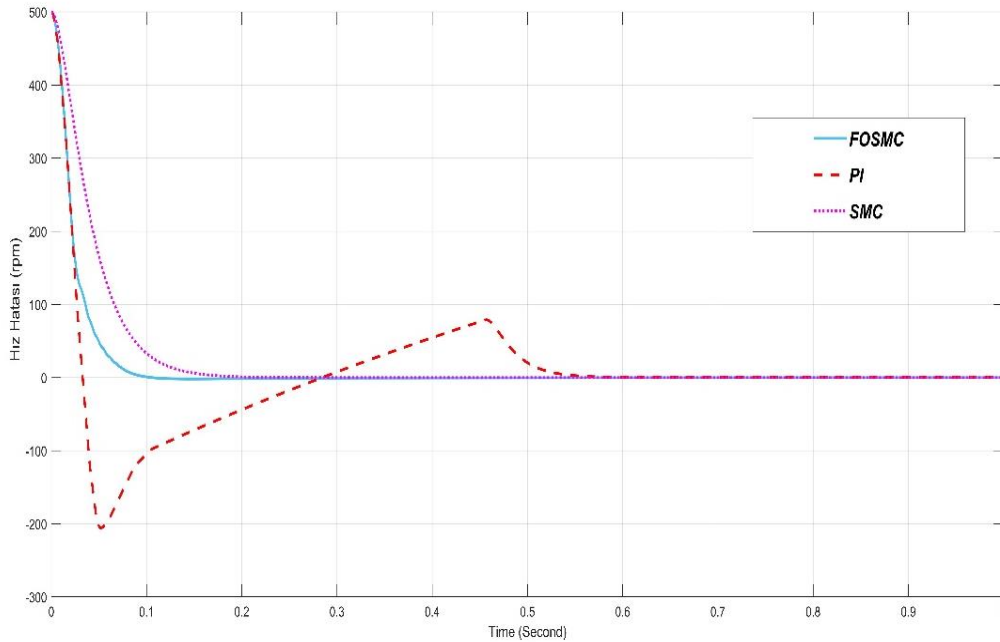
MSE, bir tahmin edicinin kalitesini negatif olmayan bir değerle belirlemeye yönelik bir ölçüdür. MSE'nin değeri sıfıra yakınsa, tahmin edicinin kalitesinin daha iyi olduğu anlamına gelir. İkinci saniyeden itibaren MSE kaynak hakkında; neyi kapsadığını, sapmanın ne olduğunu ve değişimi verir. Benzer şekilde değişim ile MSE'de miktar ölçülürken ayrıca birim olarak da ölçüm yapılır.

MSE'nin değeri, iki veya ikiden fazla istatistik modelini karşılaştırmak ve gözlemlerin bu modeller tarafından ne kadar iyi açıklanmasının sonucunu sağlamak için kullanılır. Tork, dönme hareketi yapan kuvvetlerden bahsederken kullanılan terimdir. Bir kadranı çevirirken, bir ışık anahtarını çevirirken, bir delik açarken veya bir vida veya civatayı sıkarken bir tork uygulanmaktadır.

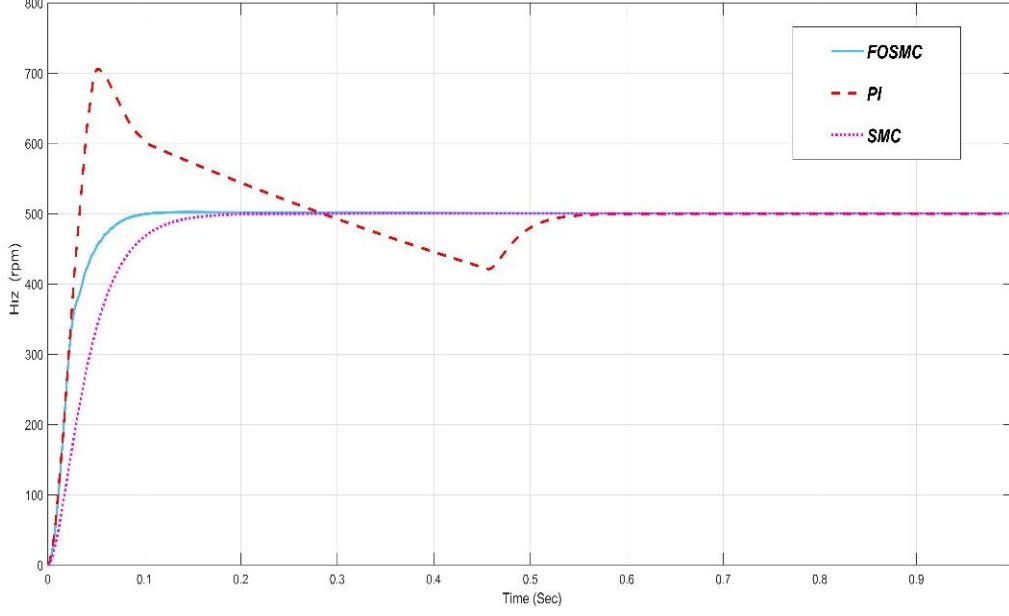
Elektrikli motor torku, manyetik akı çarpımı ve armatür akımı ile orantılıdır. Mekanik veya yük torku, kuvvet ve mesafe çarpımı ile orantılıdır. Motor akımı, uygulanan yük torku miktarına göre değişir. Bir motor sabit durumda çalıştığında, armatür akımı sabittir ve elektrikli tork mekanik tork ile aynıdır ve tam tersidir. Bir motor yavaşlarken, motor torku yük torkundan azdır. Tersine, bir motor hızlanırken, motor torku yük torkundan daha yüksektir.

İlk olarak, DC motorun hızını kontrol etmek için KKK, PI ve kesir dereceli kayan kipli denetleyici Matlab/Simulink kullanılarak yüksüz ve yük değişimleri altında analiz yapılarak sonuçları karşılaştırılmıştır.

#### 4.2. Yüksüz Durumunda Hız Ve Hız Hatası Değişmesi



Şekil 4.1. Kullanıldığı yük ( $T_L=0$  N.m ve  $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız hatası.



Şekil 4.2. ( $T_L=0$  N.m ve  $\alpha=0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız analizi.

Yüksüz durumda Şekil 4.1'e ve Şekil 4.2'ye bakıldığında KDKKK yönetimi, PI ve KKK yönetimlere göre hız hatası 0.1 saniyeden sonra mükemmel bir şekilde sıfıra gittiği görülmektedir.

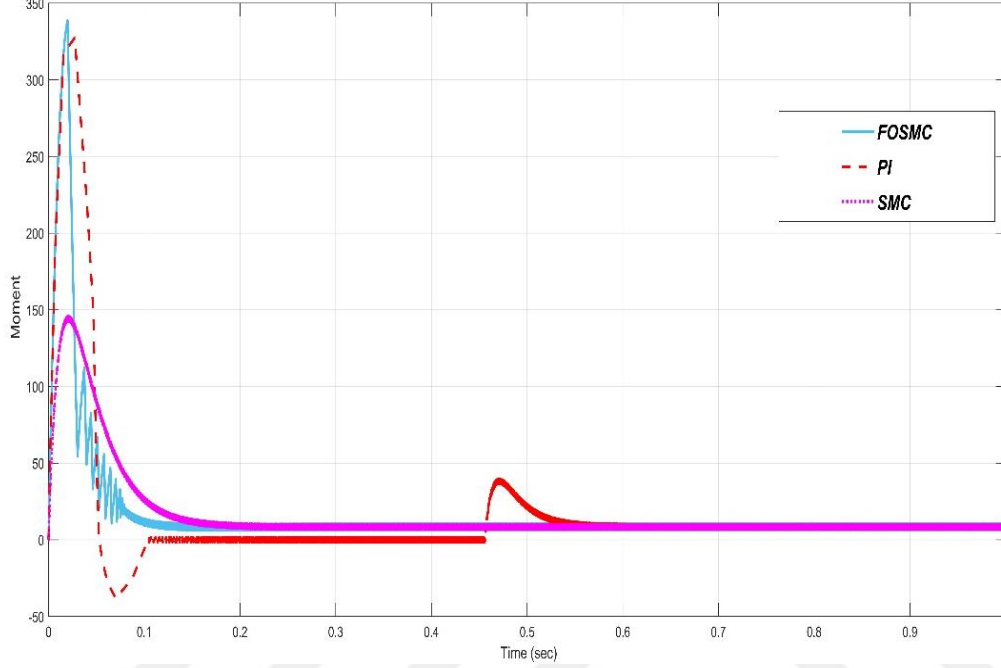
Çizelge 4.1. ( $T_L=0$  N.m) Denetleyicileri aşma miktarı ve hızın oturma süresi.

	<i>Aşma miktarı (rpm)</i>	<i>Oturma süresi (sec)</i>
PI	200	0.55
KKK	0	0.2
KDKKK	0	0.1

Zamana bağlı hız değişkeni, yüksüz durumda gösterilmiştir ve kesir dereceli kayan kipli denetleyicinin PI ve klasik kayan kipli denetleyicilerinden daha hızlı bir tepki gösterdiğini gözlemlenmiştir. Motor istenen hıza kısa süreyle ulaşmıştır. Ayrıca

KKK ve KDKKK denetleyicilerinin aşma yok iken PI denetleyicini aşma miktarı yüksektir.

#### 4.2.1. Motorunun momentumu değişmesi ( $T_L=0$ N.m)



Şekil 4.3. ( $T_L = 0$  ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI motorunun momentumu değişmesi.

Şekil 4.3'te görüldüğü gibi KDKKK denetleyici moment değişimine en iyi tepkiyi vermiştir. Fakat aşma miktarı PI denetleyicinin aşma miktarının ve KKK denetleyicinin aşma miktarının yaklaşık yarısıdır.

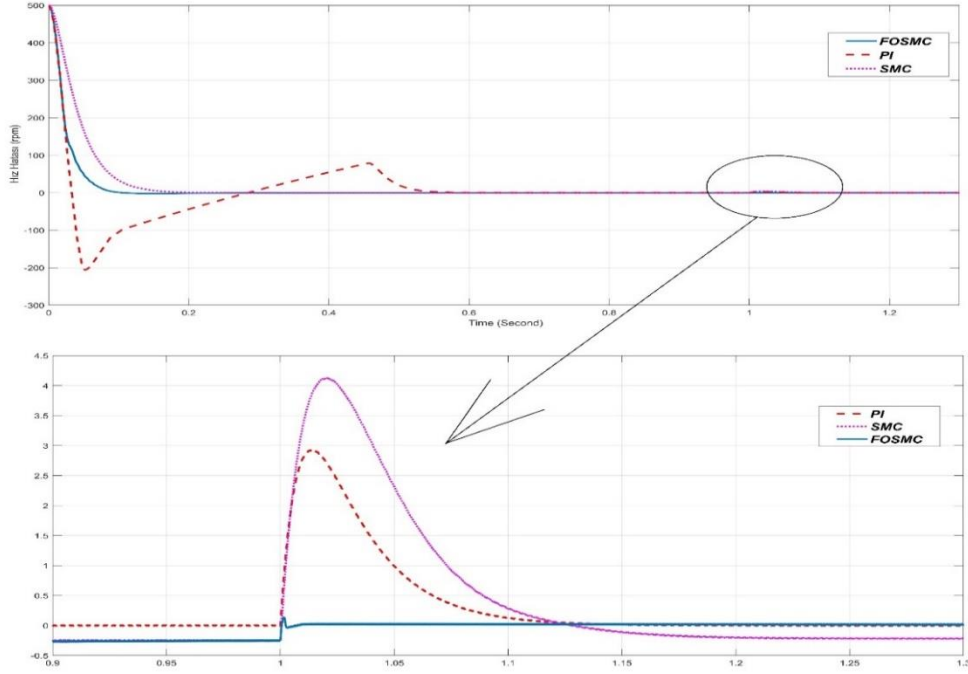
Çizelge 4.2. ( $T_L=0$  N.m) Motorunun momentumu aşma miktarı ve oturma süresi.

	<i>Aşma miktarı (N.m)</i>	<i>Oturma süresi (sec)</i>
PI	335	0.6
KKK	150	0.2
KDKKK	340	0.15

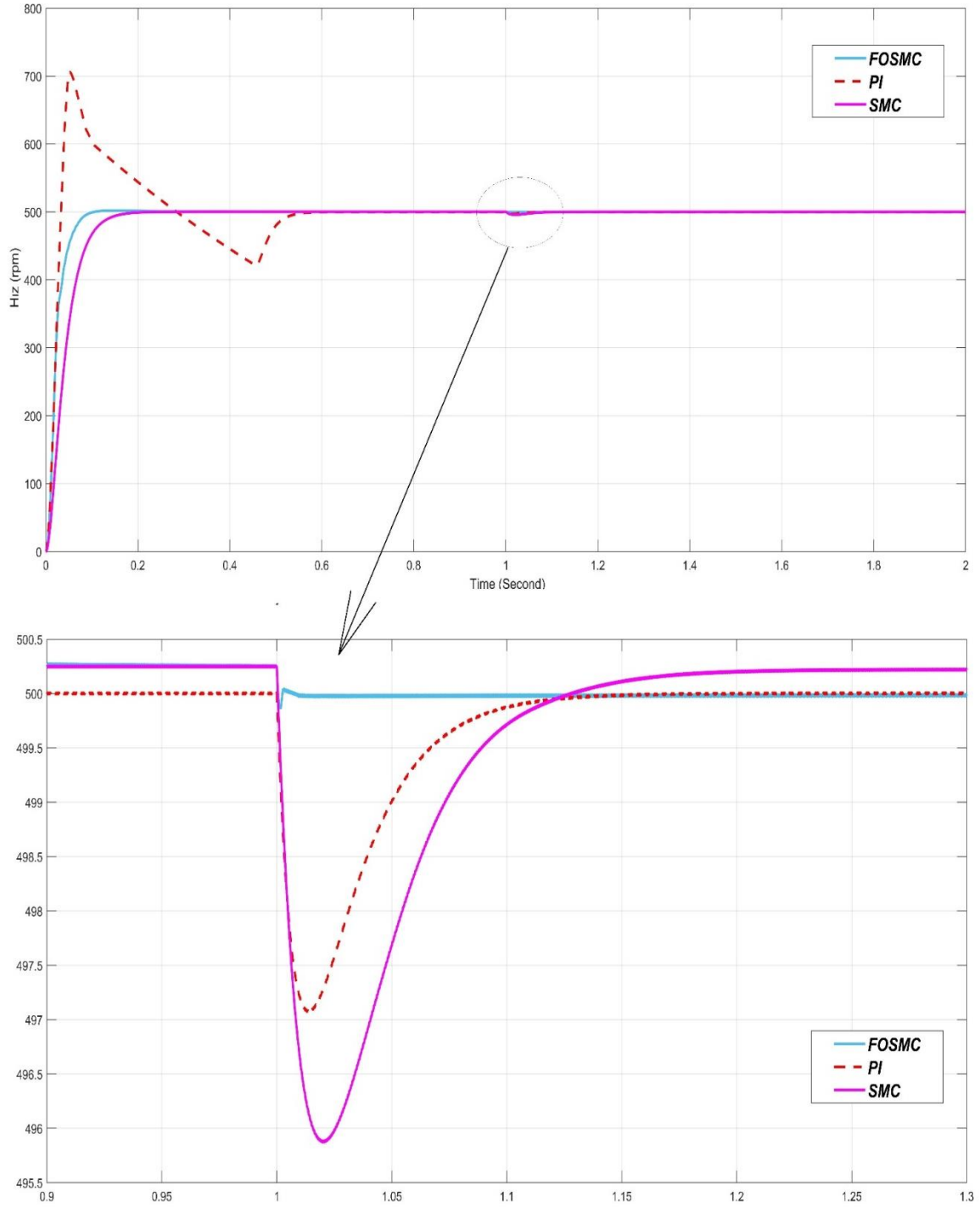
Şekil 4.4'e bakıldığında  $t=1s$ 'de uygulanan  $T_L = 10Nm$  bozucu yük momentinin etkisini KDKKK denetleyici, PI ve KKK denetleyicilere göre hız hatasını daha hızlı sıfırlayabilmektedir.

### 4.3. Yük Uygulanmasında Hız Ve Hız Hatası Değişmesi

#### 4.3.1. Yük momentu = 10 N.m ve $\alpha = 0.5$



Şekil 4.4. ( $T_L = 10$  N.m ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız hatası.



Şekil 4.5. ( $T_L = 10$  N.m ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız analizi.

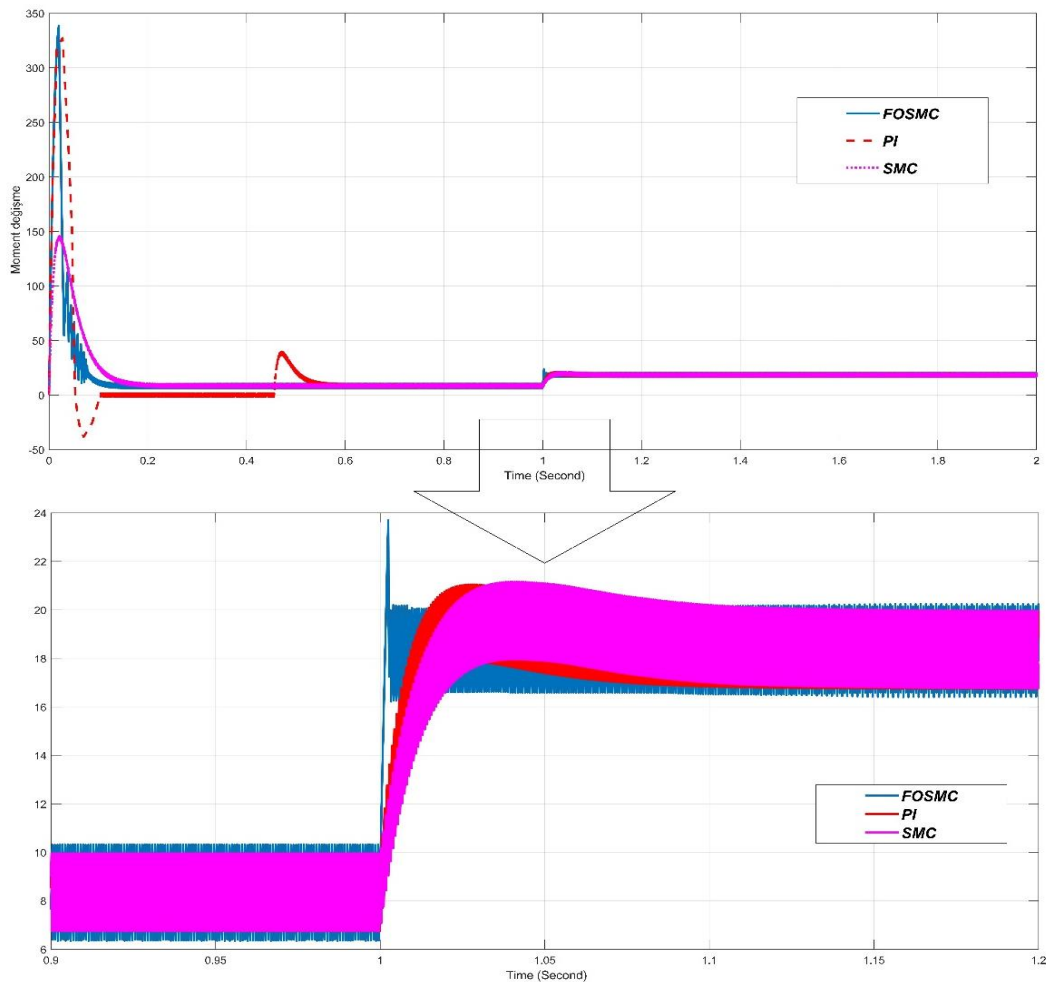


Çizelge 4.3. ( $T_L=10$  N.m) Denetleyicileri aşma miktarı ve hızın oturma süresi.

	<i>Aşma miktarı ( rpm)</i>	<i>Oturma süresi (sec)</i>
PI	3	0.12
KKK	4	0.2
KDKKK	0.5	0.01

$t=1$ . saniye'de 10 N.m yük uygulandığında hız hatası sıfırlayabilme ve aşma miktarı bakımından KDKKK denetleyici daha iyi sonuç vermiştir. PI ve KKK yakın sonuçları göstermiştir.

#### 4.3.2. Motorunun momentumu değişmesi ( $T_L=10$ N.m)

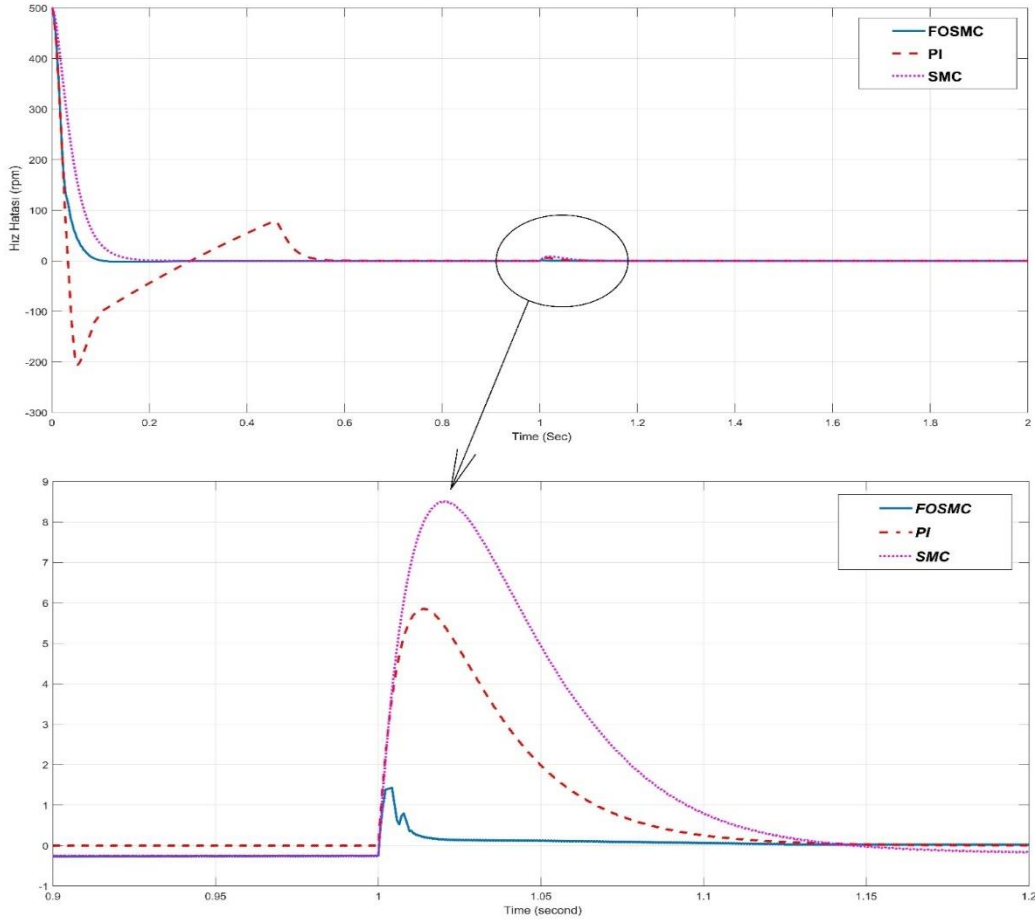
Şekil 4.6. ( $T_L = 10$  ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI motorun momentumu değişmesi.

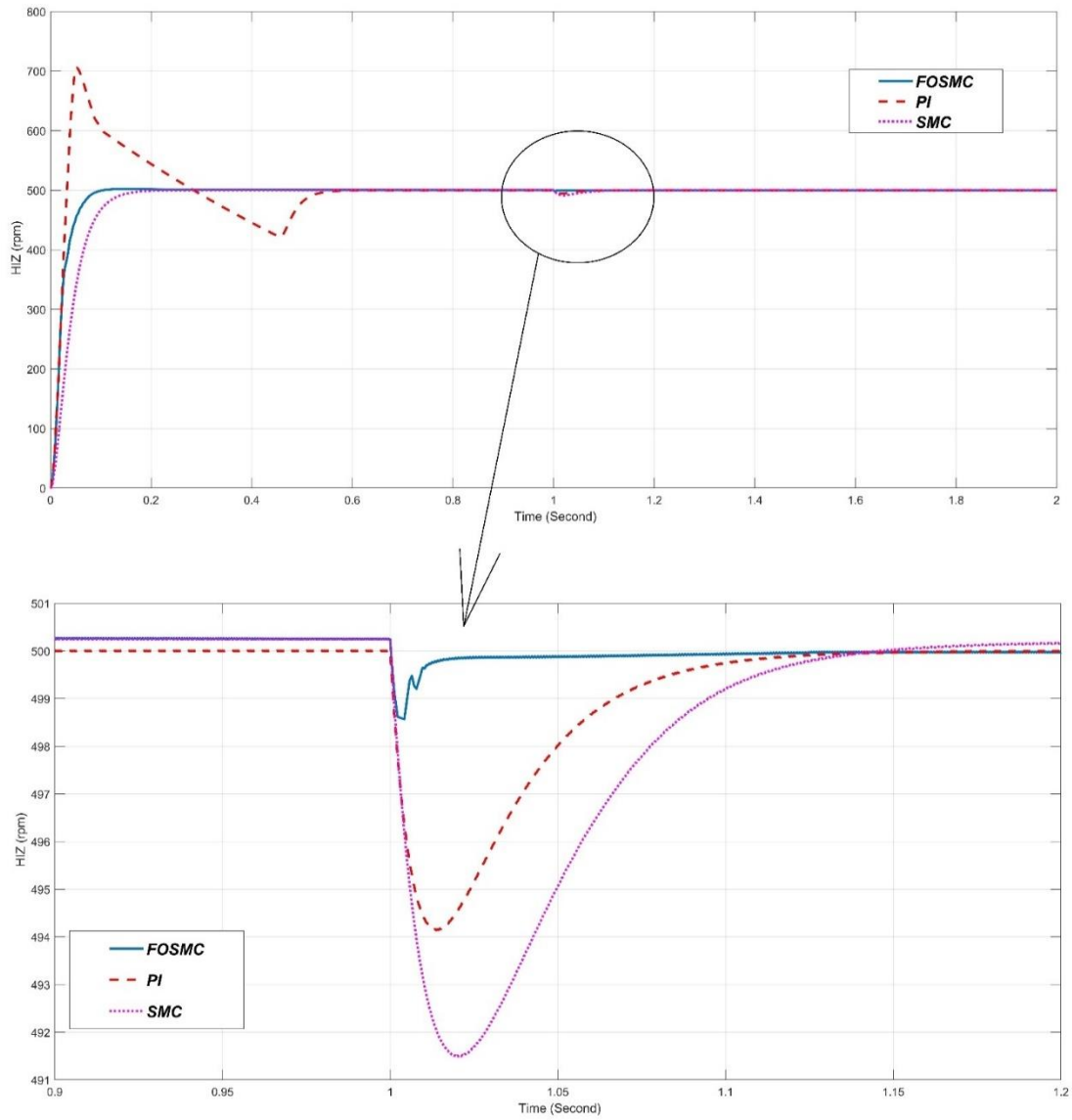
Çizelge 4.4. ( $T_L=10$  N.M) DC Motorunun momentumu aşma miktarı ve oturma süresi .

	<i>Aşma miktarı (N.m)</i>	<i>Oturma süresi (sec)</i>
PI	21	0.14
KKK	21	0.14
KDKKK	23	0.01

Şekil 4.6'da görüldüğü üzere KDKKK denetleyici momenti en hızlı tepki ile düzenleyebilmiştir. KDKKK, KKK ve PI denetleyicileri aşma miktarına göre yakın sonuçlar göstermiştir. KKK denetleyici ve PI denetleyici göre moment düzenleme süresi ve aşma miktarı eşit gözlenmiştir.

#### 4.3.3. Yük momenti = 20 N.m ve $\alpha = 0.5$

Şekil 4.7. ( $T_L = 20$  ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız hatası.



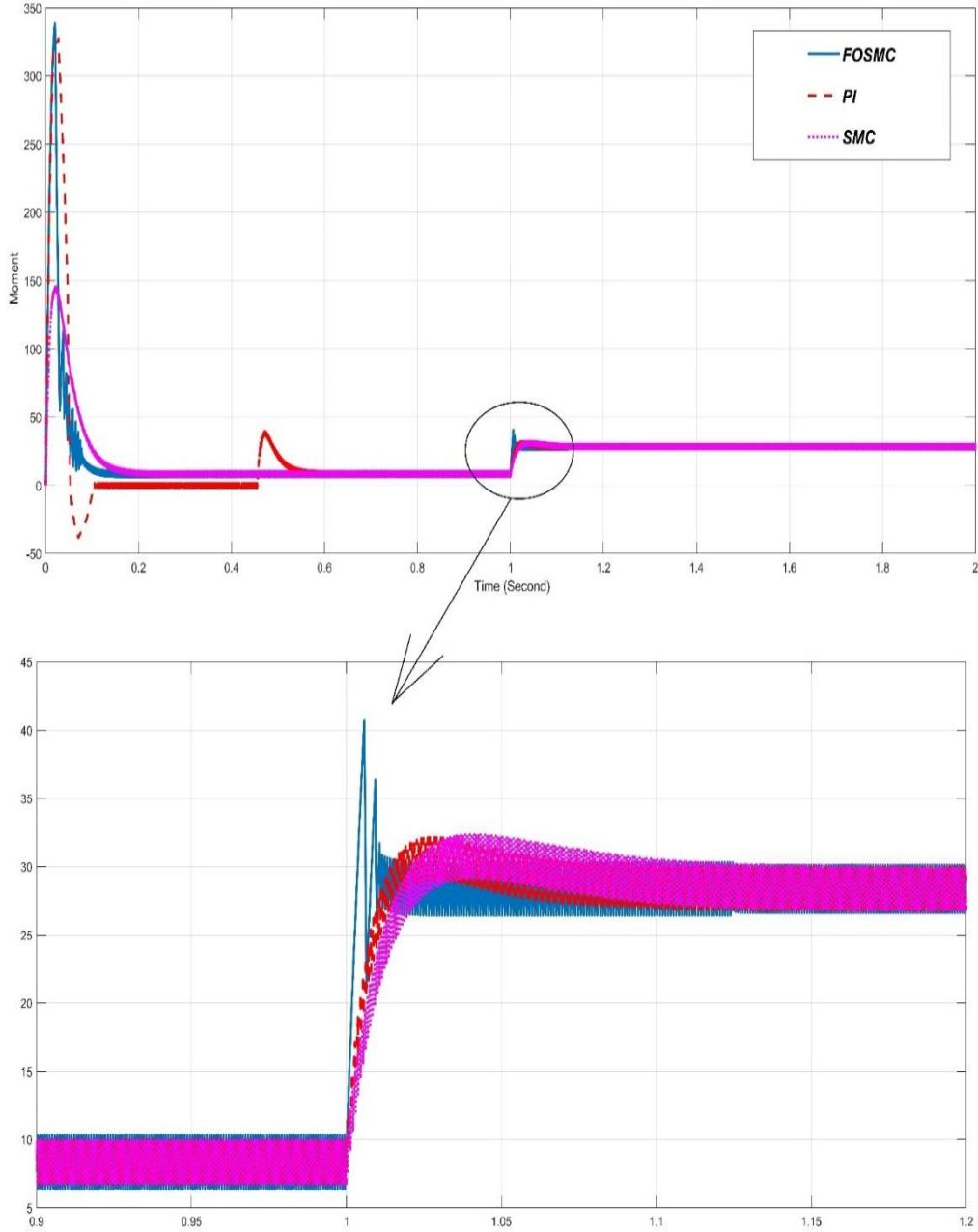
Şekil 4.8. ( $T_L = 20$  N.m ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız analizi.

Çizelge 4.5. ( $T_L=20$  N.m) Denetleyicilerini aşma miktarı ve hızın oturma süresi

	<i>Aşma miktarı (rpm)</i>	<i>Oturma süresi (sec)</i>
PI	6	0.15
KKK	8.5	0.2
KDKKK	1.3	0.1

Bu aşamada motorun şaftına 20 N.M yük uygulanmıştır. Şekil 4.7'ye ve 4.8'e  $t=1s$ 'de baktığımızda KDKKK denetleyici hız hatasını en hızlı sıfırlamıştır ve en az aşma miktarına sahiptir. PI ve KKK yakın sonuçları göstermiştir.

#### 4.3.4. Motorunun momentumu değişmesi ( $T_L=20$ N.m)



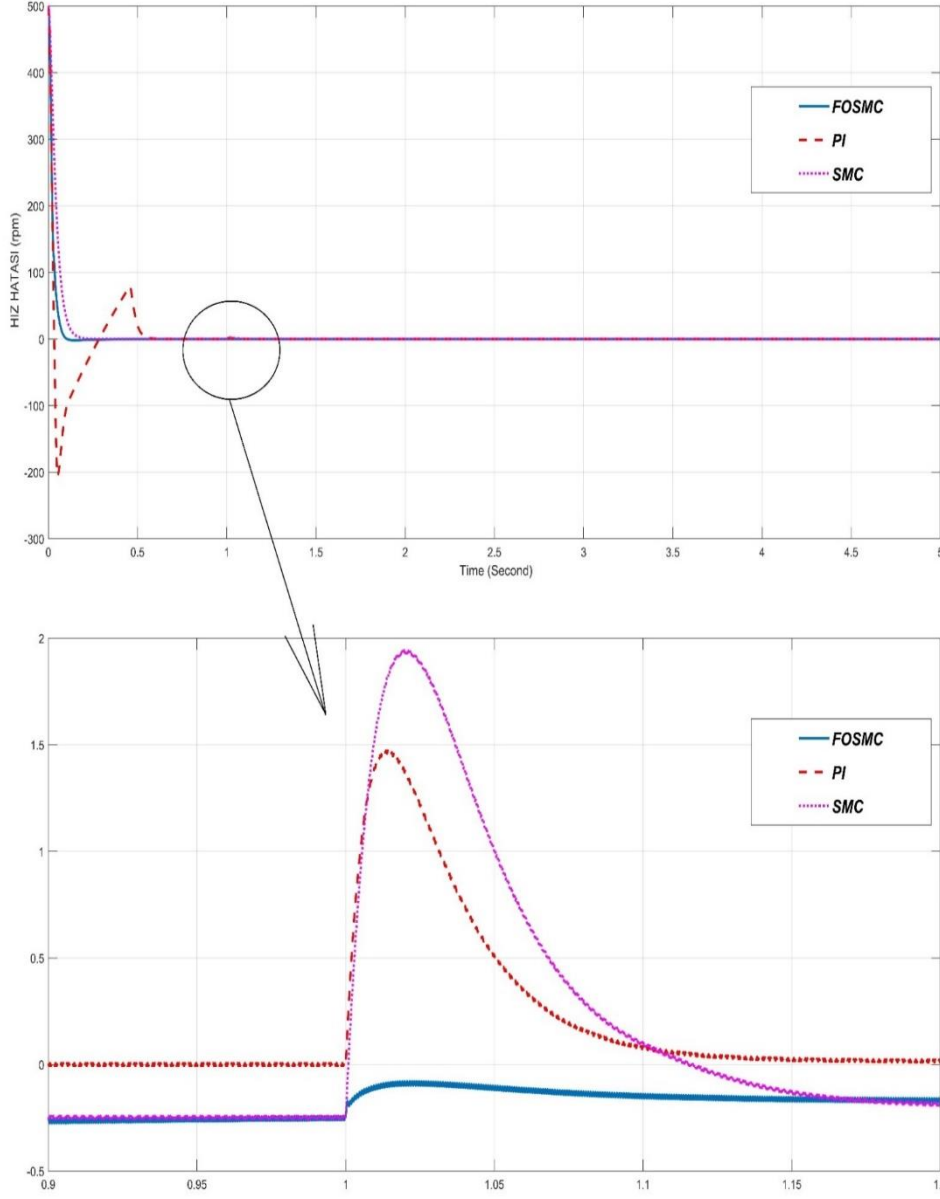
Şekil 4.9. ( $T_L = 20$  ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI motorun momentumu değişmesi.

Çizelge 4.6. ( $T_L=20$  N.m) DC Motorunun momentumu aşma miktarı ve oturma süresi.

	<i>Aşma miktarı (rpm)</i>	<i>Oturma süresi (sec)</i>
PI	32	0.14
KKK	32	0.14
KDKKK	41	0.02

Çizelge 4.6'ya göre KDKKK denetleyici PI ve KKK'a nazaran momenti dalgalanmış ama hızlı bir şekilde oturmuştur. PI ve KKK denetleyicilerin oturma süresi daha çok zaman almıştır ve aşma miktarı KDKKK'dan azdır. Bu sonuçlar ışığında KDKKK en başarılı sonuçlar göstermiştir.

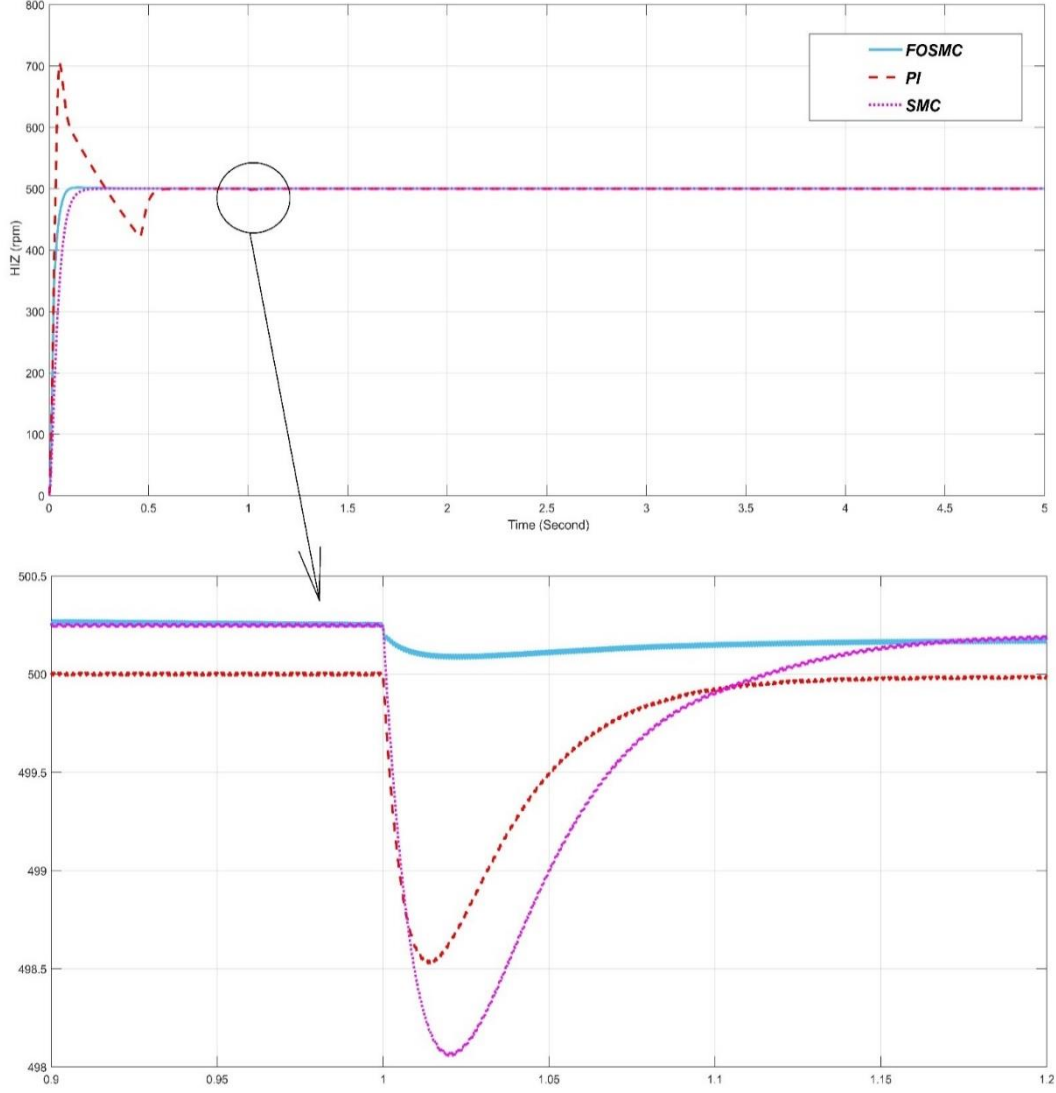
#### 4.3.5. Yük momenti = 5-10 N.m arasında değişir ve $\alpha = 0.5$



Şekil 4.10. ( $T_L = 5-10$  ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız hatası.

Yük uygulamasında  $T_L = 10\text{N.M}$ ,  $T_L = 20\text{N.M}$  ve  $T_L = 5-10\text{N.M}$  için Matlab/Simulink programı ile yapılan simülasyonlar sonucunda PI, KKK ve KDKKK denetleyici hız hataları Şekil 4.4, Şekil 4.7 ve Şekil 4.10'da görülmektedir. Motora yük  $t=1\text{s}$ 'de uygulanmıştır. Önceki şekillere bakıldığında KDKKK hız hatasının, PI ve KKK hız hatasına göre daha hızlı bir şekilde sıfıra gittiği görülmektedir. Şekil 4.10'a bakıldığında  $t=1\text{s}$ 'de uygulanan  $T_L = 5-10\text{Nm}$  bozucu yük momentinin etkisini KDKKK

kontrolcü ve PI ve KKK denetleyicileri hız hatasını çok çabuk sıfırlayabilmektedir. Şekil4.7'ye bakıldığında  $t=1s$ 'de uygulanan  $T_y=20Nm$  bozucu yük momentinin etkisini KDKKK kontrolcü yaklaşık  $t=0.1s$ 'de hız hatasını sıfırlayabilme başarısını gösterebilmiş PI ve KKK denetleyicilere göre hız hatasını daha hızlı sıfırlayabilmektedir.



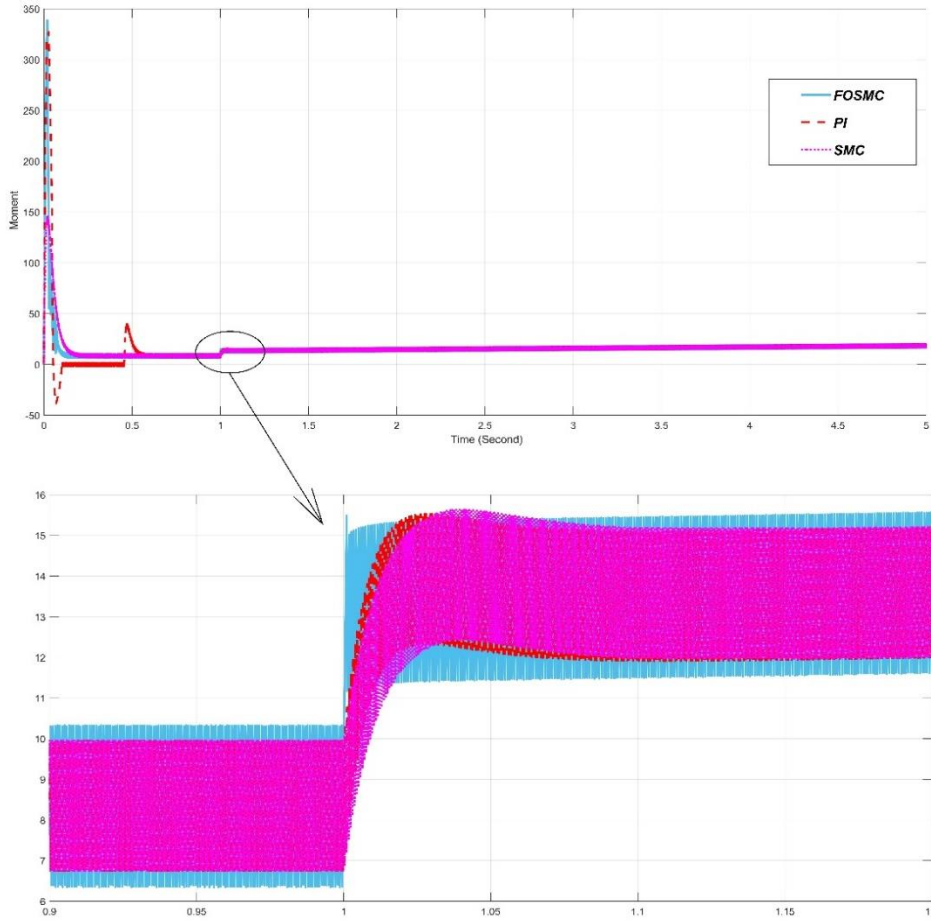
Şekil 4.11. ( $T_L = 5-10 N.m$  ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI hız analizi.

Çizelge 4.7. ( $T_L=5-10$  N.m) Denetleyicileri aşma miktarı ve hızın oturma süresi.

	<i>Aşma miktarı (rpm)</i>	<i>Oturma süresi (sec)</i>
PI	3	0.2
KKK	4	0.18
KDKKK	0.5	0.1

Bu sefer kademeli yük uygulanmıştır. Burada da KDKKK denetleyici en hızlı tepki göstermiştir ve en az aşma miktarı sahiptir. PI ve KKK denetleyiciler yakın sonuçlar gözlenmiştir.

#### 4.3.6. Motorunun momentumu değişmesi ( $T_L=5-10$ N.m)



Şekil 4.12. ( $T_L = 5-10$  N.m ve  $\alpha = 0.5$ ) KDKKK, KKK ve PI motorun momentumu

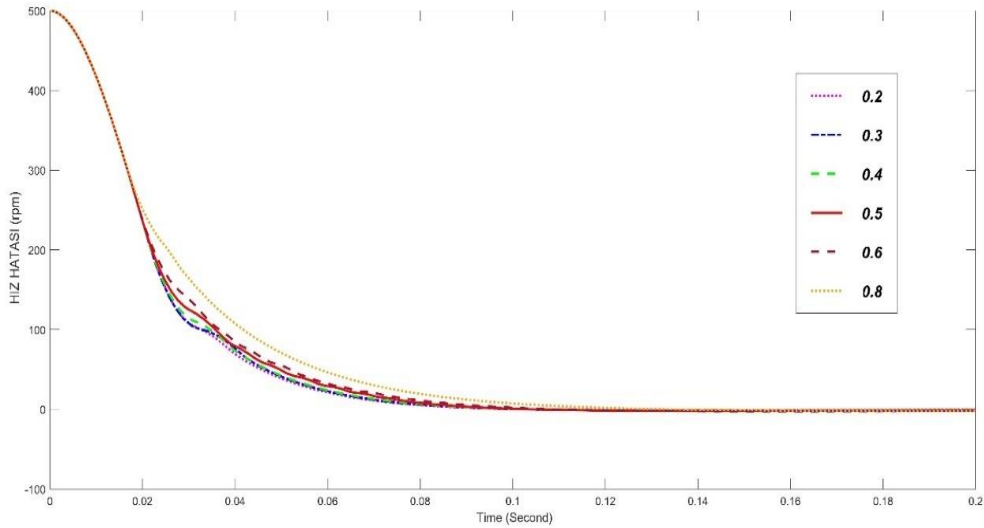


değişmesi.

Çizelge 4.8. ( $T_L = 5-10$  N.m) DC Motorunun momentumu aşma miktarı ve oturma süresi

	Aşma miktarı (N.m)	Oturma süresi (sec)
PI	15.5	0.1
KKK	15.5	0.1
KDKKK	15	0.01

Bu sonuç, bize KDKKK denetleyicinin, PI ve KKK denetleyicilere göre değişen şartlara göre daha Robust olduğunu bize göstermektedir. KKK'nin performansı, DC motorun lineer modelini ve bilinen düzensizliği kullanan Matlab simülasyonları ile değerlendirilir. KKK daha sonra PI kontrol cihazıyla karşılaştırılır. Simülasyon sonucu, kayan kipli kontrol DC motorun hız kontrolü için PI denetleyiciden daha üstün kontrolcü olduğunu göstermektedir. KKK, düzensizliklerin varlığında güçlü olduğu için, istenen hız mükemmel bir şekilde takip eder. Kesintisiz kontrolörün neden olduğu çattırtı problemi, pürüzsüz kontrol hareketi ile sözde kayan yollarla giderilir. Ancak yükte ani bir değişiklik meydana geldiğinde, PI denetleyici istenen hızı KKK 'den daha hızlı takip etmiştir.



Şekil 4.13. ( $\alpha = 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, , 0.6, \text{ ve } 0.8$ ) FO-KKK hız hatası.

Matlab/Simulink programı ile yapılan simülasyon sonucunda KDKKK denetleyici hız hatalarını kesir dereceli  $\alpha$  için ( $\alpha = 0.2, 0.3, 0.4, 0.5, , 0.6, \text{ ve } 0.8$ ) değerleri kullanılarak Şekil 4.13'ta görülmektedir. Bu şekle bakıldığında  $\alpha$ 'nın değeri arttıkça hız hatası daha az aşım yaparak sıfırlanmaktadır. Bu çalışmada  $\alpha = 0.8$  için en iyi sonucu elde edildiği görülmektedir.





## 5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu çalışmada bir DC motorun hız kontrolü için kesir dereceli kayan kipli kontrol (KDKKK), klasik kayan kipli kontrol (KKK) ve oransal integral kontrol (PI) yöntemleri aynı şartlar altında ve aynı başlangıç koşullarında her bir denetleyici için ayrı ayrı modeller tasarlanıp Matlab/Simulink programı ortamında simülasyonlar yapılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Motordaki yük ani olarak belli değerlere getirilip sonuçların gözlenmesi amaçlanmış olup söz konusu üç denetleyicinin altında, ayrı ayrı DC motorun hızı ve momentinin aşma miktarları ve oturma süreleri değişen motor yüklerine göre incelenmiş ve Çizelge 4.1-4.8 arasındaki tablolar elde edilmiştir.

DC motor sistemi 1. saniyede sırasıyla 0, 10, 20, 5-10 Nm tork ile yüklendiğinde. Şekil 4.1- 4.12 arasında geçici analiz, kararlı hal ve yükleme değişikliği açısından PI, KKK ve KDKKK denetleyicileri altında DC motor sistemine ait karşılaştırmalı grafikler elde edilmiştir.

Simülasyon sonuçlarından, KDKKK yönteminin, DC motorun hız kontrolü için PI ve KKK'den üstün olduğunu görülmektedir. Grafiklere göre, KDKKK ile kontrol edilen sistem, daha az aşma miktarına sahiptir ve yük altında iken tekrar istenen motor hızına daha çabuk ulaştığı yani oturma süresinin daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca KDKKK yönteminin bozucu etkilere karşı daha gürbüz bir davranış gösterdiği saptanmıştır.

Çalışmadan elde edilen veriler ışığında kesir dereceli kayan kipli kontrol ünitesinin gerek uygulamaları gerekse tasarımları hakkında açık sonuçlar ortaya konulmuştur. Bu sonuçlara göre KDKKK, yapılarında bulunan kesir dereceli integral ve türev terimlerinin sağladığı esneklik sayesinde, sistemlerin kontrolünde PI ve KKK'ye göre daha etkili bir performans sağlamıştır. Çalışma koşulları açısından doğrusal olmayan DC motor hız kontrolünün, KKK veya PI yerine KDKKK kullanarak pratikte daha iyi sonuçlar verdiği bu çalışma ile gösterilmiştir.



## KAYNAKLAR

- Ahmed, F. I., El-Tobshy, A. M., Mahfouz, A. A., and Ibrahim, M. M. S., 1997. PI and IP controllers in a closed loop for DC motor drives. *IEEE In Power Conversion Conference*. 6-6 August 1997., Nagaoka. 2: 613-618.
- Alagoz, B. B., Tepljakov, A., Yeroglu, C., Gonzalez, E., HosseinNia, S. H. And Petlenkov, E., 2018. A Numerical Study for Plant-Independent Evaluation of Fractional-order PID Controller Performance. *IFAC-PapersOnLine*, **51**(4): 539-544.
- Ateş, A., Alagöz, B. B., Şenol, B., and Yeroğlu, C., 2013. Kesir Dereceli PID Kontrolörler İçin Referans Model Tabanlı Optimizasyon Yöntemi. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK13)*. 26-28 Eylül 2013, Malatya. 2-7
- Aydogdu, O., and Korkmaz, M., 2011. A simple approach to design of variable parameter nonlinear pid controller. *In International Conference on Electrical Engineering and Applications*, 17-18 Aralık 2011, Chennai, India. 81-85.
- Bakare, B. I. and Tahir, A., 2019. Simulation of Direct Current (D.C) Electrical Motor Speed Control. *American Journal of Engineering Research (AJER)*.**7**: 148-156..
- Chan, C. C., 1987. Low-cost electronic-controlled variable-speed reluctance motors. *IEEE transactions on industrial electronics*, **34** (1): 95-100.
- Chapman, J., 2000. *Electric Machinery Fundamentals*, 3<sup>rd</sup> edition, WCB/McGraw-Hill, New York.
- Dimeas, I., Petras, I., and Psychalinos, C., 2017. New analog implementation technique for fractional-order controller: a DC motor control. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, **78** (1): 192-200.
- Eckert, M., Kupper, M., and Hohmann, S., 2014. Functional fractional calculus for system identification of battery cells. *At-Automatisierungstechnik*, **62** (4): 272-281.
- Experts, D., 2019. Guide to RRB Junior Engineer Stage II Electrical and Allied Engineering 3rd Edition, *Disha Publications*, New Delhi.
- Göktürk, E., 2009. *Kesirli PID tasarım yöntemi ve klasik PID ile karşılaştırmalar* (yüksek lisans tezi basılmış). İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Kanojiya, R. G., and Meshram, P. M., 2012. Optimal tuning of PI controller for speed control of DC motor drive using particle swarm optimization. *IEEE In 2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)*. 2-4 Ağustos 2012. Mylavaram, Andhra Pradesh, India. 1-6
- Kalaycı, M. B., and Yiğit, İ., 2015. Pratikte Kullanılan Bazı Kayan Kipli Kontrol Tekniklerinin Teorik Ve Deneysel İncelenmesi. *Gazi Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, **30** (1): 131-142.
- Khubalkar, S. W., Junghare, A. S., Aware, M. V., Chopade, A. S., and Das, S., 2017. Demonstrative fractional order-PID controller based DC motor drive on digital platform. *ISA transactions*.**82**: 79-93

- Korkmaz, M., and Aydoğdu, Ö., 2012. Kesir Dereceli bir PID Denetleyicinin Genetik Algoritma Optimizasyonlu ANFIS Modeli. Otomatik Kontrol *Türk Milli Komitesi 2012 Ulusal Toplantısı*. 11-13 Ekim 2012, Niğde. 11-13.
- Köse, E., Abaci, K., and Aksoy, S., 2010 Modeling and analysis of mechanical systems with PID and Sliding Mode Control. *In National Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering*. 2-5 Aralık 2010, Bursa.179-183.
- Krishnan, T., and Ramaswami, B., 1974. A fast-response dc motor speed control system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, **5**: 643-651.
- Niasar, A. H., Moghbeli, H., and Vahedi, A.. 2007. Implementation of four-switch brushless dc motor drive based on TMS320lf2407 DSP. In 2007 *IEEE International Conference on Signal Processing and Communications*. 24-27 Kasım 2007, Dubai, United Arab Emirates. 332-335
- Monje, C. A., Vinagre, B. M., Feliu, V., and Chen, Y., 2008. Tuning and auto-tuning of fractional order controllers for industry applications. *Control engineering practice*, **16** (7): 798-812.
- Moreau, X., Oustaloup, A., Nouillat, M., and Bluteau, B., 1995. La suspension CRONE: une suspension active d'ordre non entier optimal. *In Active Control in Mechanical Engineering*. Hermes Paris. 77-92.
- Nagarajan, D. R., Sathishkumar, S., Balasubramani, K., Boobalan, C., Naveen, S., and Sridhar, N., 2016. Chopper fed speed control of DC motor using PI controller. *IOSR-Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE)*, **11**(3): 65-69.
- Özkan, A. T. A. N., ve Türk, M., 2011. Kesir dereceli kaotik duffing sisteminin haar dalgacık yöntemiyle analizi. *Elektrik-Elektronik Bilgisayar Sempozyumu*.5-7 Ekim 2011, Elazığ. 102-105.
- Parali, Y., 2015. *Birinci and Yüksek Mertebeden Kayma Kipli Kontrol Yöntemlerinin Minimum Olmayan Fazlı Füzelerin Kontrolüne Uygulanması* (doktora tezi basılmış), İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Rajasekhar, A., Jatoth, R. K., and Abraham, A., 2014. Design of intelligent PID/PIλDμ speed controller for chopper fed DC motor drive using opposition based artificial bee colony algorithm. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, **29**: 13-32.
- Samko, S. G., Kilbas, A. A., and Marichev, O. I., 1987. Fractional integrals and derivatives and some of their applications. *Science and Technica*, 643 - 651.
- Tepljakov, A., Gonzalez, E. A., Petlenkov, E., Belikov, J., Monje, C. A., and Petráš, I., 2016. Incorporation of fractional-order dynamics into an existing PI/PID DC motor control loop. *ISA transactions*, **60**: 262-273.
- Ulu, M., and Leblebicioğlu, K., 2013. Birinci ve İkinci Dereceden Kayan Kipli GÜdüm Yöntemi ile Havadan Havaya FÜze GÜdümü Uygulaması. *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2013 Ulusal Toplantısı*, 26-28 Eylül 2013, Malatya. 26-28.
- Villagra, J., Vinagre, B., and Tejado, I., 2012. Data-driven fractional PID control: application to DC motors in flexible joints. *IFAC Proceedings Volumes*, **45**(3): 709-714.
- Vinagre, B. M., Podlubny, I., Dorcak, L., and Feliu, V., 2000. On fractional PID controllers: a frequency domain approach. *IFAC Proceedings Volumes*, **33**(4): 51-56.

- Weiyao, L., and QI., 2009. Speed control of DC motor using composite nonlinear feedback control. *IEEE International Conference on Control and Automation Christchurch*, 9-11 Aralık 2009, New Zealand. 2160-2164.
- Xue, D. Y., and Chen, Y., 2004. Advanced applied mathematical problem solutions with MATLAB. *Beijing: Press of Tsinghua*, 227-230.
- Yeroğlu, C., 2011. *Kesir Dereceli Kontrol Sistemlerinin Frekans Cevaplarının Hesaplanması Ve Tasarımı* (doktora tezi basılmış). İÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.





## ÖZ GEÇMİŞ

Abdullah ÖMEROĞLU, 1990 yılında Suriye’de doğdu. İlk orta ve lise öğrenimini Humus’ta tamamladı. Petrol ve Gaz önlisans bölümünü 2008’de kazandı ve 2010’da mezun olduktan sonra Albaath Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’ne başladı ve 2014’te mezun oldu. Okurken Humus Rafineri şirketini Enerji Bölümü’nde 4 yıl çalıştı. 2016’da Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi’nde Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde yüksek lisansa başladı.



T.C.  
VAN YÜZÜNCÜ YIL ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ  
LİSANSÜSTÜ TEZ ORJİNALLİK RAPORU

Tarih: 22/10/2019

Tez Başlığı / Konusu:

**DC MOTORUN KESİR DERECELİ KAYAN KIPLI HIZ DENETİMİ**

Yukarıda başlığı/konusu belirlenen tez çalışmamın Kapak sayfası, Giriş, Ana bölümler ve Sonuç bölümlerinden oluşan toplam 49 sayfalık kısmına ilişkin, 22/10/2019 tarihinde tez danışmanım tarafından Turnitin intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtreleme uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezim benzerlik oranı % 8 (sekiz) dir.

Uygulanan filtreler aşağıda verilmiştir:

- Kabul ve onay sayfası hariç,
- Teşekkür hariç,
- İçindekiler hariç,
- Simge ve kısaltmalar hariç,
- Gereç ve yöntemler hariç,
- Kaynakça hariç,
- Alıntılar hariç,
- Tezden çıkan yayımlar hariç,
- 7 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç (Limit inatch size to 7 words)

Van Yüzüncü Yıl Üniversitesi Lisansüstü Tez Orijinallik Raporu Alınması ve Kullanılmasına İlişkin Yönergeyi inceledim ve bu yönergede belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini bilgilerinize arz ederim.

22/10/2019

Adı Soyadı: Abdullah ÖMEROĞLU

Öğrenci No: 159101118

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Programı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Statüsü: Y. Lisans

Doktora

**DANIŞMAN ONAYI**  
UYGUNDUR



Dr. Öğr. Üyesi Özkan ATAN

