

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DÖRT KOL MEKANİZMALI MEKATRONİK BİR SİSTEMİN AKILLI
YÖNTEMLERLE KONTROLÜ**

Gonca ÖZMEN KOCA

Doktora Tezi

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

AĞUSTOS-2010

**T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DÖRT KOL MEKANİZMALI MEKATRONİK BİR SİSTEMİN AKILLI
YÖNTEMLERLE KONTROLÜ**

**DOKTORA TEZİ
Gonca ÖZMEN KOCA
(05131204)**

**Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Programı: Elektrik Makinaları**

**Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR
İkinci Danışman: Prof. Dr. Z. Hakan AKPOLAT**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 17 Ağustos 2010

AĞUSTOS, 2010

**T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DÖRT KOL MEKANİZMALI MEKATRONİK BİR SİSTEMİN
AKILLI YÖNTEMLERLE KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Gonca ÖZMEN KOCA

(05131204)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 17 Ağustos 2010

Tezin Savunulduğu Tarih : 07 Eylül 2010

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Hanifi GÜLDEMİR (F.Ü)

Doç. Dr. Serdar Ethem HAMAMCI (İ.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Ahmet ORHAN (F.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Orhan ÇAKAR (F.Ü)

AĞUSTOS-2010

ÖNSÖZ

Bu tez çalışması süresince engin bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım, bana yol gösteren ve destek olan danışman hocalarım, Sayın Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR ve Sayın Prof. Dr. Z. Hakan AKPOLAT' a teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarımda bilgi ve tecrübesini benden hiçbir zaman esirgemeyen Sayın Öğr. Gör. Dr. Cafer BAL'a ve deney setinin şekillenmesinde bana fazlasıyla destek olan Sayın Yrd. Doç. Dr. Orhan ÇAKAR'a ve Sayın Arş. Gör. Alper TANYILDIZI'na teşekkürü borç bilirim.

Her yönde ve her an desteklerini hissettiğim eşime, annelerime, babama, kardeşlerime ve neşe kaynağım oğlum Hazar'a gösterdikleri sabır ve anlayıştan dolayı şükranlarımı sunarım.

Gonca ÖZMEN KOCA
ELAZIĞ-2010

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	II
İÇİNDEKİLER.....	III
ÖZET.....	V
SUMMARY.....	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VII
TABLOLAR LİSTESİ.....	XII
SEMBOLLER LİSTESİ.....	XIII
KISALTMALAR LİSTESİ.....	XV
EKLER LİSTESİ.....	XVI
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Tezin Amacı.....	3
1.2. Tezin Bölümleri.....	4
2. DÖRT KOL MEKANİZMALARI.....	6
2.1. Dört Kol Mekanizma Türleri.....	8
2.1.1. Grasshof Teoremi.....	10
2.2. Dört Kol Mekanizmasının Kinematığı.....	11
2.2.1. Dört Kol Mekanizması için Konum Analizi.....	11
2.2.2. Farklı Düzlemsel Hareketler için Hız Analizi.....	17
2.2.3. Dört Kol Mekanizması için Hız Analizi.....	22
3. KAYMA KIPLI KONTROL.....	24
3.1. Kayma Kipli Kontrol Yöntemi.....	24
3.2. Kayma Kipli Kontrolör Tasarımı.....	25
3.3. KKK Yönteminin Mikroişlemci ile Gerçekleştirilmesi.....	28
3.4. Kayma Kipli Kontrol Yönteminin Elektrik Sürücü Sistemlerine Uygulanması.....	30
4. BULANIK KONTROL.....	32
4.1. Bulanık Mantık.....	32
4.2. Bulanık Kontrol.....	33
4.2.1. Bulanıklaştırma.....	34
4.2.2. Kural tablosu ve bulanık çıkarım.....	35
4.2.3. Durultma.....	38
4.3. Tip-2 Bulanık Kontrol.....	39
4.3.1. Tip-2 Üyelik Fonksiyonları.....	40
4.3.2. Tip-2 Bulanık Sistemlerde Kurallar ve Bulanık Çıkarım.....	41
4.3.3. Tip İndirgeme ve Durultma.....	43
4.4. Singleton ve Non-singleton Bulanık Sistem Kavramları.....	44
4.4.1. Singleton Tip-1 Bulanık Sistemler.....	45
4.4.2. Nonsingleton Tip-1 Bulanık Sistemler.....	45
4.4.3. Singleton Tip-2 Bulanık Sistemler.....	46
4.4.4. Nonsingleton Tip-2 Bulanık Sistemler.....	47
5. SERBEST UYARMALI DA MOTOR İLE SÜRÜLEN DÖRT KOL MEKANİZMALI SİSTEMİN MATEMATİKSEL MODELİ.....	48
5.1. Dört-Kol Mekanizmasının Matematiksel Modeli.....	48
5.2. Serbest Uyarmalı DA Motorun Matematiksel Modeli.....	53

5.3.	Serbest Uyarmalı DA Motor ile Sürülen Dört Kol Mekanizmalı Sistemin Matematiksel Modeli	54
6.	DÖRT KOL MEKANİZMASININ BENZETİM ÇALIŞMALARI.	57
6.1.	Dört Kol Mekanizmasının Hız Kontrolü	58
6.1.1.	Dört Kol Mekanizmasının Tip-1 Bulanık Hız Kontrolü	60
6.1.2.	Dört Kol Mekanizmasının Tip-2 Bulanık Hız Kontrolü	63
6.1.3.	Dört Kol Mekanizmasının Tip-1 ve Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Hız Kontrolü	68
6.1.4.	Dört Kol Mekanizmasının Nonsingleton Tip-1 ve Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Hız Kontrolü	74
7.	DÖRT KOL MEKANİZMASININ DENEYSEL ÇALIŞMALARI	86
7.1.	Deney Setinin Tanıtılması	86
7.2.	Dört Kol Mekanizmasının Nonsingleton Tip-1 ve Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Hız Kontrolü	88
8.	SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME.....	98
	KAYNAKLAR.....	100
	EKLER	
	ÖZGEÇMİŞ	

ÖZET

Bu tez çalışmasında bir serbest uyarımlı doğru akım motoru ile sürülen dört kol mekanizmasının krank açısal hızının akıllı ve dayanıklı yöntemlerle kontrolü gerçekleştirilmiştir. Motora bağlı olan krank döndüğü zaman atalet etkisinden dolayı krank açısal hızında periyodik dalgalanmalar gözlenir. Mekanizmanın tasarımında zamanlama gerekliliğinden dolayı krank hızının sabit olması gerekir. Bu çalışmanın amacı krank hızında oluşan salınımları minimuma indirmektedir.

Krank açısal hızındaki salınımların azaltılması yönünde belirsizlikleri modellemede tercih edilen bulanık mantığın kullanılmasının uygun olacağı düşünülmüştür. Bulanık kümeler için kesin üyelik derecesinin bulunmasının zor olduğu durumlarda Tip-2 bulanık mantık tercih edilir. Tip-2 bulanık mantığın belirsizlikler ve parametre değişimlerine karşı etkinliği sayesinde iyi bir kontrol performansı elde edilebilir. Hem belirsizliklere karşı etkili bir yapı, hem de basit bir algoritma oluşturmak için Tip-2 Bulanık Mantık, Kayma Kipli Kontrol tekniğiyle birlikte kullanılmıştır. Giriş ölçüm belirsizliklerini de modellemek amacıyla yeni bir Nonsingleton Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Yapılan benzetim çalışmalarına göre, kontrol performansı yönünden en iyi sonucu Nonsingleton Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Kontrol yapısı vermiştir. Ancak Nonsingleton Tip-1 ve Nonsingleton Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Kontrol yöntemlerinin ikisinin de kontrol performansı yüksektir. Bu iki yöntemin yüzdelik hata değerleri ve mutlak hataları arasındaki fark çok küçük değerler olduğundan uygulamada çok anlamlı değildir. Bu amaçla endüstriyel uygulamalar açısından bakıldığında, daha basit bir kontrol algoritması için Nonsingleton Tip-1 Bulanık Kayma Kipli Kontrol yapısının kullanılmasının uygun olacağı kanaatine varılmıştır. Bu farklı denetim yapılarının avantaj ve dezavantajları benzetim ve deneysel çalışmalarla ortaya koyulmuştur. Önerilen kontrol yönteminin etkinliğini gösteren benzetim ve deneysel sonuçlar verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Tip-1 Bulanık Mantık, Tip-2 Bulanık Mantık, Kayma Kipli Kontrol, Dört-Kol Mekanizması, Krank Açısal Hız Kontrolü, Dayanıklı Kontrol.

SUMMARY

Control of a Mechatronic System Containing a Four Bar Mechanism by Using Intelligent Methods

In this thesis, the intelligent and robust crank angular speed control of a four-bar mechanism driven by an externally excited DC motor is implemented. When the crank coupled with the motor rotates, the crank angular speed also changes periodically because of the changes in inertia forces of the rigid links. Due to the timing requirement, a constant crank angular speed is essential. The purpose of this study is to reduce angular speed fluctuations of the crank.

It is thought that the use of fuzzy logic preferred for modeling the uncertainties in order to reduce the angular speed fluctuations of the crank is appropriate. Type-2 fuzzy logic is preferred where it is difficult to determine an exact membership function for a fuzzy set. A good control performance is obtained with type-2 fuzzy logic due to its effectiveness on nonlinearities and parameter variations. Type-2 fuzzy logic and Sliding Mode Control are combined to obtain both a simple algorithm and an effective structure against uncertainties. A new Nonsingleton Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control method is developed to model also the input measurement uncertainties. The best results according to control performance are obtained using Nonsingleton Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control structure for simulation studies. However, the control performances of both Nonsingleton Type-1 and Nonsingleton Type-2 Fuzzy Sliding Mode Control are superior. The error percentage and the difference between the absolute error values of these methods are very small so that it is not meaningful in the practice. For this purpose, as far as the industrial applications are concerned, it is thought that the use of Nonsingleton Type-1 Fuzzy Sliding Mode Control is suitable in order to have a simpler control algorithm. The advantages and disadvantages of these control structures are presented with simulation and experimental studies. The simulation and experimental results showing the effectiveness of the proposed control method is illustrated.

Keywords: Type-1 Fuzzy Logic, Type-2 Fuzzy Logic, Sliding Mode Control, Four-Bar Mechanism, Crank Angular Speed Control, Robust Control.

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1. Dört kol mekanizması	6
Şekil 2.2. Farklı uygulamalarda kullanılan dört kol mekanizmaları	7
Şekil 2.3 Çift-kol mekanizması	8
Şekil 2.4 Çift-sarkaç mekanizması	9
Şekil 2.5 Kol-sarkaç mekanizması	9
Şekil 2.6 Dört-kol mekanizmasının kritik konumu	10
Şekil 2.7 Bir dört-kol mekanizmasının vektörlerle gösterilmesi	11
Şekil 2.8 Bir dört-kol mekanizmasının kol uzunlukları ve açıları ile birlikte vektörlerle gösterilmesi	12
Şekil 2.9 Bir dört-kol mekanizmasının açık montajı	17
Şekil 2.10 Bir dört-kol mekanizmasının çapraz montajı	17
Şekil 2.11 Öteleme hareketi	18
Şekil 2.12 Öteleme hareketi (konum vektörleri ile birlikte)	18
Şekil 2.13 Sabit bir eksen etrafında dönme hareketi	19
Şekil 2.14 Genel düzlemsel hareket	20
Şekil 2.15 Genel düzlemsel hareketin vektörlerle gösterimi	21
Şekil 3.1. İkinci derece bir sistem için ulaşma ve kayma modları	26
Şekil 3.2. Sınır tabakasının yer aldığı kontrol girişinin transfer karakteristiği	29
Şekil 3.3. Sınır tabakasının yer aldığı ikinci derece KKK sistemi için faz düzlemi ...	30
Şekil 4.1. En sık kullanılan üyelik fonksiyonları	33
Şekil 4.2 Bulanık kontrolör	33
Şekil 4.3. Hata ve hata değişiminin grafiksel olarak bulunması	34
Şekil 4.4. Çıkış üyelik fonksiyonları	35
Şekil 4.5. $e=-0.7$ ve $de=0.3$ değerleri için ilgili kuralların uygulanışı	37
Şekil 4.6. Toparlama işlemi	37
Şekil 4.7. Tip-2 bulanık kontrol sistemi	39
Şekil 4.8. a) Tip-1 üyelik fonksiyonu b) Bulanıklaştırılmış tip-1 üyelik fonksiyonu c) FOU(Belirsizliğin Ayak İzi)	40
Şekil 4.9. Tip-2 bulanık mantık sistem için kuralın kesinlik derecesinin	

bulunması işlemi.....	42
Şekil 4.10. Tip-2 bulanık mantık sistem için çıkış-sonuç işlemi	
(a) minumum t-norm ile (b) çarpım t-norm ile.....	42
Şekil 4.11. Singleton tip-1 bulanık sistemler için minimum t-norm ile	
kuralların kesinlik derecesinin bulunması işlemi	45
Şekil 4.12. Nonsingleton tip-1 bulanık sistemler için minimum t-norm ile	
kuralların kesinlik derecesinin bulunması işlemi	46
Şekil 4.13. Singleton tip-2 bulanık sistemler için kuralların kesinlik derecesinin	
bulunması işlemi.....	46
Şekil 4.14. Nonsingleton tip-2 bulanık sistemler için kuralların kesinlik derecesinin	
bulunması işlemi.....	47
Şekil 5.1 Bir dört kol mekanizmasının genel görünümü	48
Şekil 5.2. <i>i</i> . kolun üzerindeki herhangi bir P_i noktasının konumu	49
Şekil 5.3. Serbest uyarmalı bir DA motorun blok şeması	53
Şekil 6.1. Dört-kol mekanizmasının açık çevrim açısal hız cevabı.....	58
Şekil 6.2. Dört-kol mekanizmasının krank açısal hızının kontrolü	58
Şekil 6.3. Dört-kol mekanizmasının bulanık kontrolü	59
Şekil 6.4. Aşırı toplamayı engelleyen (Anti-windup integrator) yapı	60
Şekil 6.5. Tip-1 a) giriş üyelik fonksiyonları b) çıkış üyelik fonksiyonları	61
Şekil 6.6. Dört-kol mekanizmasının krank açısal hızının T1BK' ü için	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi	63
Şekil 6.7. Tip-2 a) giriş üyelik fonksiyonları b) çıkış üyelik fonksiyonları	64
Şekil 6.8. Dört-kol mekanizmasının krank açısal hızının T2BK' ü için	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi	67
Şekil 6.9. Dört-kol mekanizmasının bulanık kayma kipli hız kontrolü	68
Şekil 6.10. Geriye yayılım algoritmasıyla eğitime ait hız değişimi	69
Şekil 6.11. Geriye yayılım algoritmasıyla eğitime ait hız değişiminin	
a) pozitif hız için b) negatif hız için yakınlştırılmış hali	70
Şekil 6.12. Geriye yayılım algoritmasıyla eğitime ait	
a) hız hata değişimi b) hız hata değişiminin yakınlştırılmış hali	71

Şekil 6.13. Dört-kol mekanizmasının krank açısıl hızının T1BKKK' ü için	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	72
Şekil 6.14. Dört-kol mekanizmasının krank açısıl hızının T2BKKK' ü için	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref})değişimi.....	73
Şekil 6.15. Aynı değerler için T1BKKK ve T2BKKK'e ait hız hatalarının	
2-2.4sn arasındaki yakınlştırılmış görünümü	74
Şekil 6.16. 20 rad/sn referans hız için NT1BKKK kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	75
Şekil 6.17. 20 rad/sn referans hız için NT2BKKK kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	76
Şekil 6.18. Aynı değerler için NT1BKKK ve NT2BKKK'e ait hız hatalarının	
2-2.4sn arasındaki yakınlştırılmış görünümü	77
Şekil 6.19. Önerilen kontrol yöntemi (NT1BKKK) kullanılarak 20 rad/sn	
referans hız değerinden yavaşlama:	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref})değişimi.....	78
Şekil 6.20. -20 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref})değişimi	79
Şekil 6.21. 15 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref})değişimi	
c) hız hatasının (e) 2-2.5sn arasındaki yakınlştırılmış görünümü	80
Şekil 6.22. Önerilen kontrol yöntemi kullanılarak 15 rad/sn referans	
hız değerinden yavaşlama:	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref})değişimi	81

Şekil 6.23. -15 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	82
Şekil 6.24. 10 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi	
c) 2-2.5sn arasındaki yakınlaştırılmış görünümü	83
Şekil 6.25. Önerilen kontrol yöntemi kullanılarak 10 rad/sn	
referans hız değerinden yavaşlama:	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi	84
Şekil 6.26. -10 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi	85
Şekil 7.1. Deney setinin blok şeması.....	86
Şekil 7.2. Control Desk Developper arayüzünün genel görünümü	87
Şekil 7.3. Deney setinin fotoğrafı	87
Şekil 7.4. 20 rad/sn referans hız için NT1BKkk kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi	
c) hız hatasının (e) 2-2.7sn arasındaki yakınlaştırılmış görünümü.....	88
Şekil 7.5. 20 rad/sn referans hız için NT2BKkk kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi	
c) hız hatasının (e) 2-2.7sn arasındaki yakınlaştırılmış görünümü.....	89
Şekil 7.6. 20 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama:	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	90
Şekil 7.7. -20 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	91

Şekil 7.8. 15 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi	
c) hız hatası(e) 2-2.5sn arasındaki yakınlaştırılmış görünümü.....	92
Şekil 7.9. 15 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama:	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	93
Şekil 7.10. -15 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	94
Şekil 7.11. 10 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi	
c) hız hatası (e) 2-2.5sn arasındaki yakınlaştırılmış görünümü.....	95
Şekil 7.12. 10 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama:	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	96
Şekil 7.13. -10 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak	
a) referans hız ve gerçek hızın (ω , ω_{ref}) değişimi	
b) referans akım ve gerçek akımın (i , i_{ref}) değişimi.....	97

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 4.1. Kural tablosu	35
Tablo 4.2. Bulunan hata ve hatanın türevlerine göre etkin olan kurallar	36
Tablo 6.1. Dört-kol mekanizmasının parametreleri.....	57
Tablo 6.2. Motorun parametreleri.....	57
Tablo 6.3. Tip-1 bulanık sistemin kural tablosu.....	61
Tablo 6.4. Bulanık kayma kipli kontrol sisteminin kural tablosu	68

SEMBOLLER LİSTESİ

l	: bir dört kollu döner mafsallı zincirde en uzun kolun boyutu (m)
s	: bir dört kollu döner mafsallı zincirde en kısa kolun boyutu (m)
p, q	: bir dört kollu döner mafsallı zincirde diğer kolların boyutu (m)
a_i	: dört kol mekanizmasında i . kolun uzunluğu (m)
θ_i	: dört kol mekanizmasında i . kolun yer eksenine göre saat ibrelerinin tersi yönde yaptığı açı (rad)
r	: konum vektörü (m)
V	: çizgisel hız (m/sn)
ω	: açısal hız (rad/s)
k	: etki katsayısı
$x(t)$	: durum vektörü
$u(t)$	: kontrol sinyali
$f(t)$	: bozucu giriş
A, b, d	: sabit matrisler
A_n, b_n, d_n	: nominal sistem parametrelerinden oluşan matris ve vektörler
$\Delta A, \Delta b, \Delta d$	: bilinmeyen sistem parametrelerinin belirsizliklerini gösteren matris ve vektörler
B_p	: b_n 'in sözde tersi
x^d	: ulaşılmak istenen durum vektörü
e	: izleme hatası
de	: izleme hatasının türevi
S	: anahtarlama fonksiyonu
λ	: kayma çizgisi eğimi
u_{eq}	: eşdeğer kontrol kuralı
$u_{\max}$	: maksimum kontrol sinyali
$y(t)$	: çıkış vektörü

μ	: üyelik derecesi
m	: kütle (kg)
J	: eylemsizlik katsayısı (kg.m ²)
B	: sürtünme katsayısı (N.m.s/rad)
C	: sönümleme katsayısı
k	: yay sabiti
K	: kinetik enerji
P	: potansiyel enerji
P_g	: yer çekiminden dolayı oluşan potansiyel enerji
P_s	: yayda depolanan potansiyel enerji
D	: yutulan enerji
T	: harici uygulanan moment (N.m)
w_i	: etki katsayısı
$\theta_{D,0}$	: 3. kolun başlangıç açısal pozisyonu (rad)
g	: yer çekim sabiti
V	: motorun giriş gerilimi (V)
R_a	: motorun armatür direnci (Ω)
L_a	: motorun armatür indüktansı (H)
i_a	: motorun armatür akımı (A)
R_f	: motorun alan sargı direnci (Ω)
L_f	: motorun alan sargı indüktansı (H)
i_f	: motorun alan sargı akımı (A)
K_g	: motor gerilim sabiti (V.sn/rad)
K_m	: motor moment sabiti (N.m/A)
n	: sistemin dişli oranı
T_m	: manyetik motor momenti (N.m)

KISALTMALAR LİSTESİ

KKK	: Kayma Kipli Kontrol
BKKK	: Bulanık Kayma Kipli Kontrol
T1BK	: Tip-1 Bulanık Kontrol
T2BK	: Tip-2 Bulanık Kontrol
T1BKKK	: Tip-1 Bulanık Kayma Kipli Kontrol
T2BKKK	: Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Kontrol
NT1BKKK	: Nonsingleton Tip-1 Bulanık Kayma Kipli Kontrol
NT2BKKK	: Nonsingleton Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Kontrol

EKLER LİSTESİ

Ek-1 DA Motor MATLAB/Simulink Modeli

Ek-2 Dört Kol Mekanizmasının MATLAB/Simulink Modeli

Ek-3 Deneyisel Çalışmalar için Oluşturulan Kapalı Çevrim Hız Kontrol MATLAB/Simulink Modeli

Ek-4 NT1BKKK Yapısının MATLAB/Simulink Modeli

Ek-5 NT2BKKK Yapısının MATLAB/Simulink Modeli

1. GİRİŞ

Dört kol mekanizmaları çok çeşitli hareketleri birkaç basit parçayla yapabildiklerinden endüstride çok geniş bir uygulama alanına sahiptir. Bu mekanizma iş makinalarının hareketini sağlayan sistemlerde, dikiş makinalarında, oyuncaklarda, paketleme makinalarında, bebek arabalarında, robotların hareket mekanizmalarında ve benzeri pek çok alanda kullanılır [1]. Ayrıca otomobil endüstrisinde de geniş bir kullanım alanı vardır. Örneğin, otomobillerde Ackerman direksiyon mekanizmasında, süspansiyon sistemlerinde ve silecek sistemlerinde motorun dönme hareketini sileceklerin hareketine dönüştürmede kullanılır [2].

Dört kol mekanizmaları, teorik olarak ayrıntılı bir şekilde incelenmiş ve çeşitli uygulamaları yapılmıştır [3]. Bu mekanizmalar dört koldan oluşur ve her biri diğer ikisine bir dirsek ile bağlanarak kapalı bir sistem oluşturur. Dört kollu mekanizmalarda bir kol sabittir. Sabit kolun konumu değişmediğinden mekanizmanın işlevini diğer kollar belirler [4]. Sabit kola döner mafsallarla bağlı kollar iki tip hareket yapabilirler: Sabit kola göre tam bir dönme hareketi yapılabiliyorsa buna krank, belirli bir açısal aralıkta salınım yapılabiliyorsa buna da sarkaç denir. Sabit kola bağlı kolların krank ya da sarkaç olma durumuna göre hareket açısından üç farklı dört-kol mekanizması oluşacaktır. Bunlar çift-krank, çift-sarkaç veya kol-sarkaç mekanizmalarıdır [5].

Dört kol mekanizmalarının uygulamadaki çeşitliliği araştırmacıları bu mekanizmanın analiz ve sentezi yanında kontrolüne dayalı çalışmalar yapmaya da yöneltmiştir [3,6]. Bu mekanizmaların bulunduğu sistemlerin analiz ve sentezindeki yanıltıcı kabullerden biri krank açısal hızının sabit olmasıdır. Mekanizma bir elektrik motoruyla sürüldüğünde bu kabul doğru olmaz [6]. Motora bağlı olan krank döndüğü zaman atalet etkisinden dolayı krank açısal hızında periyodik olarak değişen bir davranış gözlenir [3,7]. Mekanizmanın tasarımında zamanlama gerekliliğinden dolayı krank hızının sabit olması gerekmektedir. Bu yüzden Tao ve Sadler [6] dört-kol mekanizmasının optimal kontrolör kazançlarını klasik kontrol yöntemlerinden PID kontrolörü ve doğrusal olmayan programlama tekniğini kullanarak belirlemeye çalışmışlardır. Tao ve Sadler bundan sonraki birçok çalışmaya referans olan bu çalışma aracılığıyla iki farklı dört kol mekanizması için optimize edilmiş kontrol parametreleri ile elde ettikleri en iyi sabit hız davranışını sunmuşlardır. Dulger ve Uyan [8] fırçasız servo motor ile sürülen bir dört-kol mekanizmasını modelleyip farklı

hareket profillerinde test etmişlerdir. Çalışma deneysel olarak da gerçekleştirilmiştir. Ancak modelleme sürtünme, motor kayıpları gibi etkileri ihmal ederek ideal şartlara göre yapılmıştır. PD kontrol yönteminin kullanıldığı diğer çalışmalar da Li ve diğerleri [9] ile Zhang ve Chen [10] tarafından yapılmıştır. Bu çalışmalarda kütlenin yeniden dağılımı yapılarak servo motorla sürülen kapalı çevrim bir mekanizmanın dinamik modeli basitleştirilmiştir. Hız izleme ve yörünge izleme konusundaki benzetim çalışmaları önerilen yöntemin etkinliğini göstermektedir. Bu çalışmalarda amaç titreşim kuvvetini dengeleme prensibi ile kütlenin yeniden dağılımını yaparak Lagrange eşitliğindeki yerçekimi terimini elimine etmektir. Böylece dinamik model basitleştirilerek kontrol için daha az performans harcanmaktadır. Burada amaç performansı yüksek bir kontrolör tasarımı değil, kontrol edilmesi daha kolay mekanizmaların tasarımıdır.

Fung ve diğerleri [11] sabit mıknatıslı senkron servo motor ile sürülen hızlı geri dönüşlü mekanizmada kayan parçanın pozisyon kontrolünü Bulanık Yapay Sinir Ağı yöntemiyle kontrol etmişlerdir. Sistemi basitleştirmek için Zhang ve diğerleri [12] mekatronik tasarım metodolojisini kullanarak, PD kontrol yöntemiyle hareket izleme performansını iyileştirmeye çalışmışlardır.

Bunlara ek olarak bir kayma yüzeyi oluşturmak ve bilinmeyen doğrusal olmayan fonksiyonların derecesini düşürmek için hata kestirimi yapılmış ve Adaptif Yapay Sinir Ağı Yapısı kullanılarak kontrolör tasarlanmıştır [13]. Dört-kol mekanizmasının kontrolü için Trevisani ve diğerleri [14] enerji tabanlı kontrol tasarım tekniği kullanmışlardır. Ayrıca Sitti [15] dört kol mekanizması ile mikro-mekanik uçan böcek thorax tasarımı yapmıştır.

Mekanizmanın tasarımında zamanlama gerekliliğinden dolayı krank açısı hızının sabit olması kabulünü sağlamak için Gündoğdu ve Erentürk DA motor ile sürülen dört-kol mekanizmasını bulanık mantık kullanarak kontrol etmişlerdir [7]. Çalışmada önerilen bulanık kontrol yöntemi kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları optimize edilmiş bir PID kontrolör kullanılarak elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmış ve bulanık kontrol yönteminin üstünlükleri vurgulanmıştır. Ayrıca Erentürk aynı mekatronik sisteme bulanık mantık ve gri sistem modelleme yaklaşımını birleştirerek uygulamıştır [3]. Bu çalışma, benzetim anındaki hata değerlerini kullanarak bir sonraki adımda oluşacak hata değerlerinin tahmin edilmesi ve buna göre kontrolör parametrelerinin ayarlanması mantığına dayanmaktadır. Bu yöntemin performansı benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.

Ancak deneysel çalışmada dinamik şartlar altında bu yaklaşım kullanılarak hata değerlerinin tahminin gerçekçi olmayacağı öngörülebilir.

Yukarıda bahsedilen çalışmaların büyük çoğunluğunda kontrol edilen sistemin parametrelerinin bilindiği ve sabit olduğu varsayılarak kontrolör tasarımları yapılmıştır. Ancak uygulamada, bu parametrelerin tam olarak bilinmesi ve sabit kalması genellikle mümkün değildir. Bu belirsizliklere rağmen iyi bir kontrol performansının sağlanmasında Bulanık Mantığın kullanılabileceği rahatlıkla söylenebilir. Bir elemanın küme içerisindeki üyeliğinin tam olarak 0 ya da 1 şeklinde belirlenemediği durumlarda bulanık kümeler kullanılır. Bu bulanık kümeler içerisinde üyeliğin kesin bir şekilde belirlenemediği durumlarda da Tip-2 bulanık kümeler kullanılmaktadır. Tip-2 bulanık üyelik fonksiyonları Tip-1 üyelik fonksiyonlarının belirli sınırlar arasında genişletilmesinden elde edilir. Tip-2 bulanık mantığın belirsizlikler ve parametre değişimlerine karşı etkinliği sayesinde iyi bir kontrol performansı elde edilebilir [16-21].

Bulanık sistemin girişleri için nonsingleton ve singleton ifadeleri kullanılır. Singleton ifadesi girişlerin kesin bir değere sahip olduğunu, nonsingleton ifadesi de girişlerden en az bir tanesinin bulanık küme olduğunu gösterir. Özellikle gürültünün etkili olduğu durumlarda giriş belirsizliklerini de modellemek için nonsingleton yapının kullanılması uygundur. Böylece sistem giriş ölçüm belirsizliklerine karşı da duyarlı hale gelir [16].

Doğrusal olmayan veya değişen parametrelere sahip sistemlerin kontrolü için kullanılan en etkili dayanıklı kontrol yöntemlerinden biri Kayma Kipli Kontrol (KKK) yöntemidir [22-25]. Modellenmemiş parametreler ve bozucu girişlerin etkili olduğu durumlarda bu yöntem dayanıklı bir kontrol sağlar. Hem daha iyi bir kontrol performansı sağlamak, hem de daha basit bir kontrol algoritması oluşturmak için bulanık mantık, Kayma Kipli Kontrol (KKK) tekniğiyle birlikte kullanılabilir [26-30].

1.1. Tezin Amacı

Bu tez çalışmasının amacı, serbest uyarmalı DA motorla sürülen dört-kol mekanizmalı mekatronik bir sistemde hız dalgalanmalarını mümkün olduğu kadar azaltacak, endüstriyel uygulanabilirliği yüksek, akıllı ve dayanıklı kontrol yöntemlerine dayalı bir kontrolör geliştirmektir.

Motora bağlı olan krank döndüğü zaman atalet etkisinden dolayı krank açısal hızında periyodik olarak değişen bir davranış gözlenir. Mekanizmanın tasarımında zamanlama

gerekliliğinden dolayı krank hızının sabit olması gerekir. Bu çalışmanın hedefi elektrik motoruyla sürülen dört-kol mekanizmasının krank açısal hızında oluşan salınımları azaltmaktır. Bu hedef doğrultusunda akıllı ve dayanıklı kontrol yaklaşımları bir arada kullanılarak performanslar benzetim ve deneysel çalışmalarla incelenecektir.

1.2. Tezin Bölümleri

Bu tez çalışması sekiz bölüm olarak düzenlenmiştir. Bölüm 2’de farklı dört kol mekanizmaları tanıtılmış ve hangi amaçla hangi alanlarda kullanıldığı araştırılmıştır. Ayrıca dört kol mekanizmaları için konum ve hız analizleri gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 3’de modellenmemiş parametreler ve bozucu girişlerin etkili olduğu durumlarda bile dayanıklı bir kontrol sağlayan KKK yöntemi tanıtılmıştır. Kayma kipli kontrolör tasarımı verilmiş ve mikroişlemci uygulamalarında karşılaşılan sorunlar ve çözümleri üzerinde durulmuştur. Bununla birlikte KKK yönteminin elektrik sürücü sistemlerinde kullanımı araştırılmıştır.

Bölüm 4’de bulanık kontrol yapısı bir örnekle incelenmiştir. Tip-1 ve Tip-2 bulanık sistemlerin farklılıkları ortaya koyulmuş ve kontrol yapıları tanıtılmıştır. Singleton ve nonsingleton bulanık sistem kavramları açıklanmış ve bu kavramların tip-1 ve tip-2 sistemlerde uygulamaları sunulmuştur.

Bölüm 5’de serbest uyarmalı DA motorla sürülen dört kol mekanizmalı sistemin tamamı için matematiksel model elde edilmiştir. Bunun için DA motorun gerilim ve moment eşitlikleri ile Lagrange eşitliğinden faydalanılmıştır. Sistemin tamamı incelenmiş ve matematiksel model durum değişkenleri türünden ifade edilmiştir.

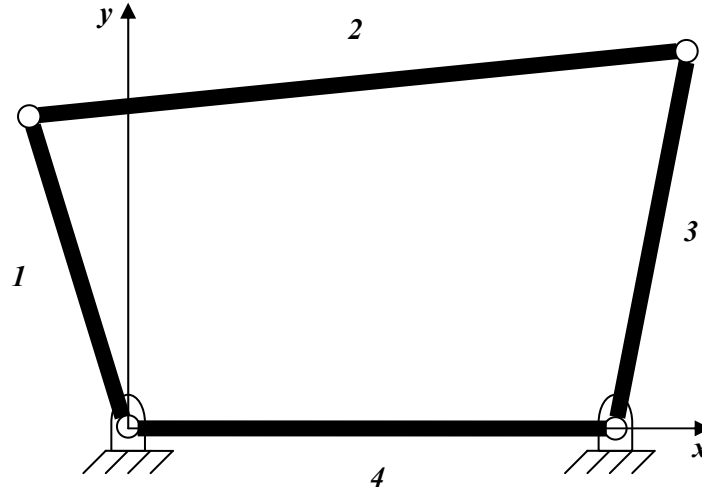
Bölüm 6’da bu tez çalışmasında kullanılan motor ile dört kol mekanizmasının parametreleri verilmiş, benzetim çalışmalarında kullanılacak sistemin tamamı tanıtılmıştır. Kullanılacak farklı kontrol yöntemleri verilmiş ve performansları benzetim çalışmalarıyla sınanmıştır.

Bölüm 7’de deneysel çalışmalarda kullanılan DS1104 denetleyici kartın genel özellikleri anlatılmış ve verilerin gerçek zamanlı olarak gözlenmesini sağlayan Control Desk Developer yazılımı tanıtılmıştır. Önerilen kontrol yönteminin deneysel başarımını göstermek için farklı referans değerlerinde hız, akım ve hız hatasının değişimleri grafikler ile verilmiştir.

Bölüm 8’de elde edilen sonuçlar değerlendirilmiş ve önerilen yöntemin uygunluğu tartışılmıştır. Bunun sonucunda ileride yapılabilecek çalışmalarla ilgili bazı öneriler sunulmuştur.

2. DÖRT KOL MEKANİZMALARI

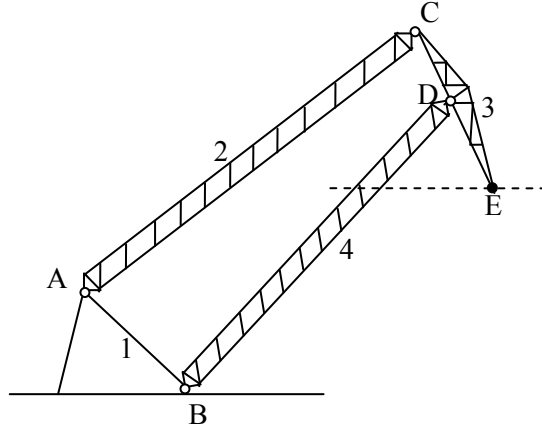
Dört kol mekanizmaları, dört koldan ve her birini diğer ikisine bağlamak için gerekli dört dönel mafsaldan oluşan kapalı sistemlerdir. Dört kollu mekanizmalarda bir kol sabittir. Sabit kolun konumu değişmediğinden mekanizmanın konumunu diğer kollar belirler. Sabit kola döner mafsal ile bağlı kollar iki tip hareket yapabilirler: Sabit kola göre tam bir dönme hareketi yapılabiliriyorsa buna krank, belirli bir açısal aralıkta salınım yapılabiliriyorsa buna da sarkaç denir. Şekil 2.1.'de bir dört kol mekanizması gösterilmiştir. Burada 1, 2, 3 numaralı kollar hareketli ve 4 numaralı kol ise sabittir. Sabit kola bağlı kolların krank ya da sarkaç olma durumuna göre hareket açısından farklı dört-kol mekanizmaları oluşmaktadır.



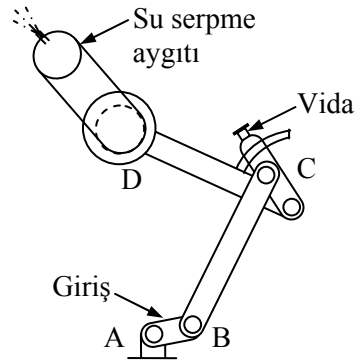
Şekil 2.1. Dört kol mekanizması

Dört-kol mekanizmaları çok çeşitli hareketleri birkaç basit parçayla yapabildiklerinden endüstride çok geniş bir uygulama alanına sahiptir. Bu mekanizmalar iş makinalarının hareketini sağlayan sistemlerde, dikiş makinalarında, oyuncaklarda, paketleme makinalarında, bebek arabalarında, robotların hareket mekanizmalarında ve benzeri pek çok alanda kullanılır [1]. Ayrıca otomobil endüstrisinde de geniş bir kullanım alanı vardır. Örneğin, otomobillerde Ackerman direksiyon mekanizmasında, süspansiyon sistemlerinde ve silecek sistemlerinde motorun dönme hareketini sileceklerin hareketine dönüştürmede kullanılır [2].

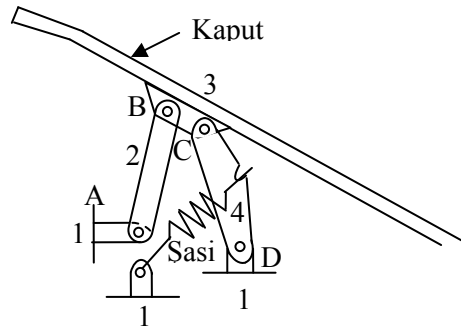
Farklı dört-kol mekanizmaları; fonksiyon üretme, belli bir yörüngedeki hareketi sağlama ve hareket üretme gibi başlıca üç görevi gerçekleştirmek amacıyla çok farklı uygulamalarda kullanılırlar. Şekil 2.2'deki her bir dört-kol mekanizması farklı bir görev için kullanılmaktadır [31].



a) Düz bir çizgide hareket sağlayan vinç



b) Çimenleri sulama mekanizması



c) Otomobil ile kaputun bağlantısını sağlayan mekanizma

Şekil 2.2. Farklı uygulamalarda kullanılan dört kol mekanizmaları

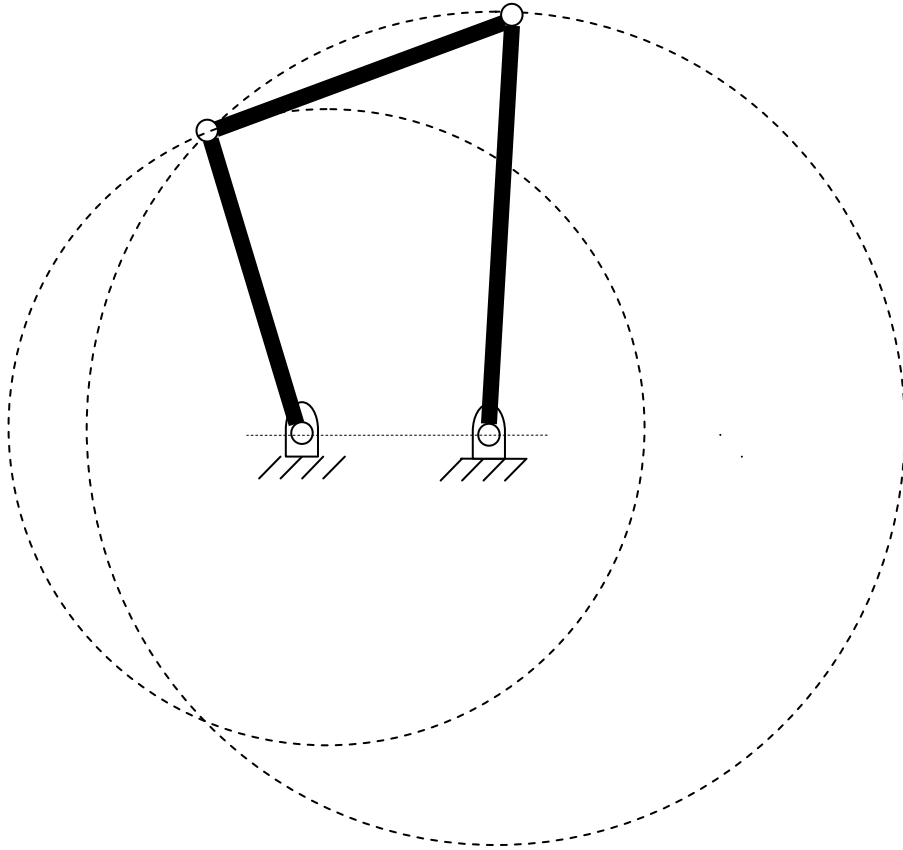
Şekil 2.2.a'daki dört kol mekanizması düz bir çizgi yörüngesinde hareket üretmektedir. Şekil 2.2.b'deki çimenleri sulama mekanizması su serpmeye aygıtının başının açısını değiştirmek için ayarlanabilir kolları kullanmaktadır. Vida, kolların bağlantı noktasını değiştirerek su serpmeye aygıtının başının yönünü değiştirmektedir. Burada dört kol mekanizması arzu edilen görevi gerçekleştirmek için fonksiyon üretme amacıyla kullanılmaktadır. Şekil 2.2.c'deki dört kol mekanizması kaput ile şasi arasındaki yönlendirmeyi gerçekleştirmektedir ve görevi hareket üretmektir.

2.1. Dört Kol Mekanizma Türleri

Sabit kola bağlı kolların krank veya sarkaç olma durumuna göre hareket açısından üç farklı dört-kol mekanizması bulunmaktadır [32]. Bunlar çift-kol, çift-sarkaç veya kol-sarkaç mekanizmalarıdır.

a) Çift-Kol Mekanizmaları

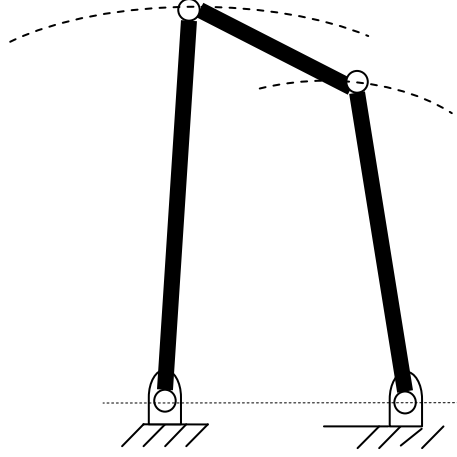
Sabit kola bağlı olan iki kol da tam bir dönme yapıyorsa bu tip mekanizmalar çift-krank veya çift-kol mekanizmaları olarak adlandırılır. Şekil 2.3.'de bir çift-kol mekanizması çizdiği yörüngeyle birlikte verilmiştir.



Şekil 2.3. Çift-kol mekanizması

b) Çift-Sarkaç Mekanizmaları

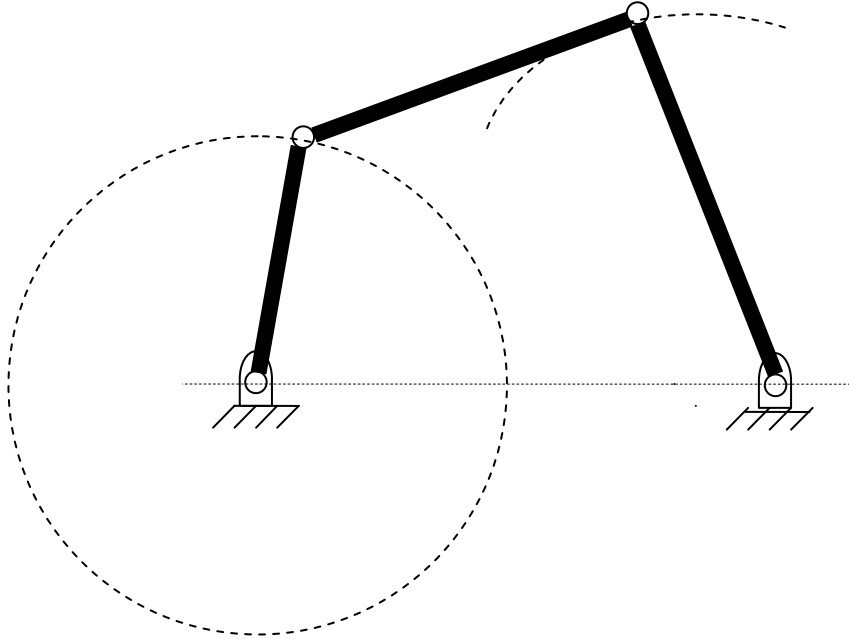
Sabit kola bağlı olan iki kolda sadece salınım yapıyorsa bu tip mekanizmalar çift-sarkaç mekanizmaları olarak adlandırılır. Şekil 2.4.'de bir çift-sarkaç mekanizması gösterilmiştir.



Şekil 2.4. Çift-sarkaç mekanizması

c) Kol-Sarkaç Mekanizmaları

Sabit kola bağlı kolların birisi tam bir dönme yaparken diğeri salınım yapıyorsa bu tip mekanizmalar da kol-sarkaç mekanizmaları olarak adlandırılır. Şekil 2.5.'de bir kol-sarkaç mekanizması verilmiştir.



Şekil 2.5. Kol-sarkaç mekanizması

2.1.1. Grasshof Teoremi

Mekanizmaların hareket özellikleri uzuv boyutlarına bağlıdır. Grasshof Teoremine göre uzuv boyutlarına bağlı olarak farklı dört kol mekanizmaları elde edilir [33].

Bir dört kollu döner mafsallı zincirde;

l : en uzun kolun boyutu

s : en kısa kolun boyutu

p, q : diğer kolların boyutu olmak üzere,

1. Eğer $l + s < p + q$ ise;

a) En kısa uzuvlardan biri sabit ise, en kısa uzuv kranktır ve kol-sarkaç mekanizması elde edilir.

b) Eğer en kısa kol sabit ise çift-krank mekanizması elde edilir.

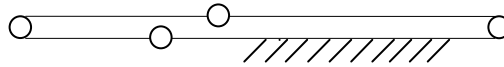
c) Eğer en kısa kolun karşısındaki kol sabit ise çift-sarkaç mekanizması elde edilir.

2. Eğer $l + s > p + q$ ise;

Çift-sarkaç mekanizması elde edilir.

3. Eğer $l + s = p + q$ ise;

1. maddede açıklandığı gibi üç farklı dört kol mekanizması elde edilir. Bu tip mekanizmalarda en kısa ve en uzun kolun boyutları toplamı diğer iki kolun boyutları toplamına eşit olduğundan tüm kolların bir doğru üzerinde olduğu kritik bir konum oluşacaktır (Şekil 2.6.) ve krankın bu konumdan hafif bir sapması durumunda diğer iki hareketli kolun nasıl hareket edeceği belirsizdir.



Şekil 2.6. Dört-kol mekanizmasının kritik konumu

Dört kol mekanizmalarında, kol boyutlarının tümü bir sabit değer ile çarpıldığında veya bölündüğünde mekanizmanın hareket özellikleri değişmez. Ayrıca kolların birbirlerine göre açısal konumlarında da bir değişiklik olmaz. Bu da mekanizmada oranlar sabit kalmak şartıyla mekanizmayı büyütme ya da küçültme imkânı tanır.

Dört kol mekanizmalarında kol-sarkaç mekanizmaları makine tasarımı açısından önemli bir yere sahiptir. Bu yüzden tezin bundan sonraki kısımlarında ele alınacak dört kol mekanizması bir kol-sarkaç mekanizması olacaktır.

2.2. Dört Kol Mekanizmasının Kinematik Analizi

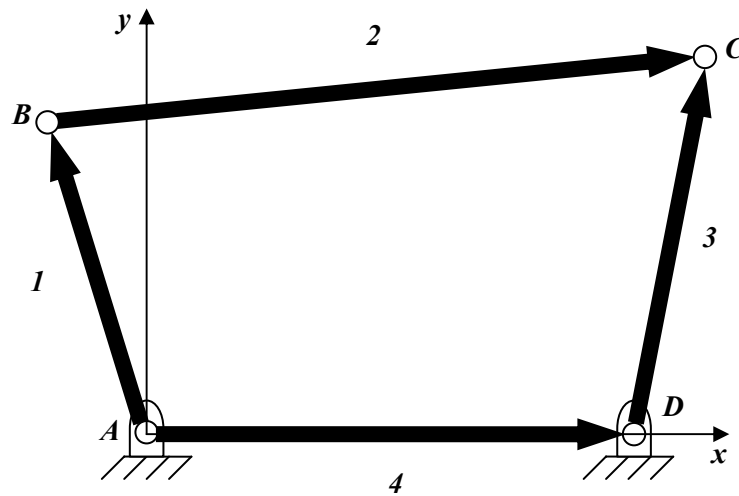
Bir mekanizmanın kinematik analizi denildiğinde, bütün boyutları bilinen mekanizmadaki elemanların veya elemanlar üzerindeki istenen noktaların konum, hız ve ivmelerinin hesaplanması akla gelir [33,34]. Bu bölümde bir dört kol mekanizmasının kinematik analizi yolu ile konum ve hız denklemleri elde edilecektir.

2.2.1. Dört Kol Mekanizması için Konum Analizi

Şekil 2.7.'deki dört kol mekanizmasında $\underline{AB}$, $\underline{BC}$, $\underline{DC}$ ve $\underline{AD}$ her bir kola ait vektörel büyüklükler ve dört kol mekanizması da kapalı bir devre olarak tanımlanırsa, bu devreye ait vektörel çevrim denklemi [35];

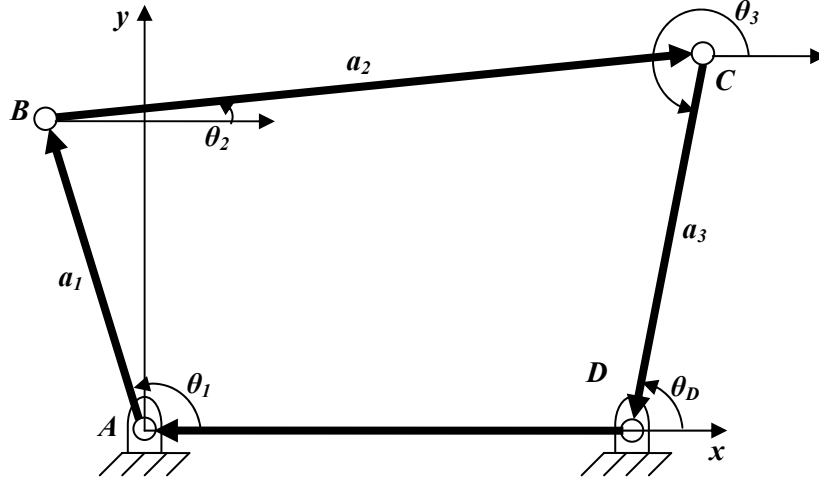
$$\underline{AB} + \underline{BC} = \underline{AD} + \underline{DC} \quad (2.1)$$

olarak ifade edilir.



Şekil 2.7. Bir dört-kol mekanizmasının vektörlerle gösterilmesi

Bir konum vektörü uzunluk ve yön ile ifade edilebilir. Vektörlerin açısı saat ibrelerinin tersi yöndedir. Dört kol mekanizması vektörlerle Şekil 2.8.'deki gibi gösterilebilir.



Şekil 2.8. Bir dört-kol mekanizmasının kol uzunlukları ve açıları ile birlikte vektörlerle gösterilmesi

Şekilde görüldüğü gibi, i . kolun açısı θ_i olmak üzere θ_3 ve θ_D , 3 numaralı kola ait açılardır ve $\theta_3 = \theta_D + \pi$ dir. Vektörel çevrim denklemi karmaşık sayılarla ifade edilecek olursa;

$$a_1(\cos\theta_1 + i\sin\theta_1) + a_2(\cos\theta_2 + i\sin\theta_2) - a_3(\cos\theta_D + i\sin\theta_D) - a_4 = 0 \quad (2.2)$$

Denklem (2.2)' den iki skaler eşitlik yazılabilir:

$$a_1\cos\theta_1 + a_2\cos\theta_2 - a_3\cos\theta_D - a_4 = 0 \quad (2.3.a)$$

$$a_1\sin\theta_1 + a_2\sin\theta_2 - a_3\sin\theta_D = 0. \quad (2.3.b)$$

Bu skaler eşitlikler konum çevrim eşitlikleri olarak adlandırılır. Konum analizi yaparken, amacımız bir krank açısına bağlı olarak kolların konumlarını bulmaktır. Örneğin 2 ve 3 numaralı kolların konumlarını θ_1 'e göre bulalım. İşlem kolaylığı sağlamak amacıyla çevrim denklemi üstel formda yazılacak olursa:

$$a_1 e^{j\theta_1} + a_2 e^{j\theta_2} - a_3 e^{j\theta_D} - a_4 = 0 \quad (2.4.a)$$

$$a_1 e^{-j\theta_1} + a_2 e^{-j\theta_2} - a_3 e^{-j\theta_D} - a_4 = 0 \quad (2.4.b)$$

Denklem (2.4.b), (2.4.a)'nın kompleks eşleniği alınarak bulunmuştur. θ_2 'nin hesaplanması için θ_D 'nin denklemlerden yok edilmesi gerekir. Bu amaç doğrultusunda; (2.4.a) ve (2.4.b) denklemlerini,

$$a_3 e^{j\theta_D} = a_1 e^{j\theta_1} + a_2 e^{j\theta_2} - a_4 \quad (2.5.a)$$

$$a_3 e^{j\theta_D} = a_1 e^{-j\theta_1} + a_2 e^{-j\theta_2} - a_4 \quad (2.5.b)$$

şeklinde yazabiliriz. Bu denklemleri taraf tarafa çarparsak:

$$a_3^2 = a_1^2 + a_1 a_2 e^{j(\theta_1 - \theta_2)} - a_1 a_4 e^{j\theta_1} + a_1 a_2 e^{j(-\theta_1 + \theta_2)} + a_2^2 - a_2 a_4 e^{j\theta_2} - a_1 a_4 e^{-j\theta_1} - a_2 a_4 e^{-j\theta_2} + a_4^2 \quad (2.6)$$

Denklem (2.6)'da Euler denklemine göre $\cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$ yazılacak olursa;

$$\frac{a_4}{a_1} \cos\theta_2 + \frac{a_4}{a_2} \cos\theta_1 + \frac{a_3^2 - a_1^2 - a_2^2 - a_4^2}{2a_1 a_2} = \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (2.7)$$

ifadesi elde edilir. Denklem (2.7)'yi daha sade bir şekilde yazarsak;

$$K_1 \cos\theta_2 + K_2 \cos\theta_1 + K_3 = \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (2.8)$$

Freudenstein denklemi elde edilir. Burada,

$$K_1 = \frac{a_4}{a_1} \quad (2.9.a)$$

$$K_2 = \frac{a_4}{a_2} \quad (2.9.b)$$

$$K_3 = \frac{a_3^2 - a_1^2 - a_2^2 - a_4^2}{2a_1a_2} \quad (2.9.c)$$

dir. Freudenstein denklemini,

$$K_1 \cos \theta_2 + K_2 \cos \theta_1 + K_3 = \cos \theta_1 \cos \theta_2 + \sin \theta_1 \sin \theta_2 \quad (2.10)$$

şeklinde de yazabiliriz. Bu denklemi düzenlersek;

$$(K_1 - \cos \theta_1) \cos \theta_2 - \sin \theta_1 \sin \theta_2 + K_2 \cos \theta_1 + K_3 = 0 \quad (2.11)$$

$\sin \theta, \cos \theta$ terimleri yerine $\tan \theta$ terimini kullanmak için,

$$\sin \theta = \frac{2 \tan \left(\frac{1}{2} \theta \right)}{\left[1 + \tan^2 \left(\frac{1}{2} \theta \right) \right]} \quad (2.12.a)$$

$$\cos \theta = \frac{1 - \tan^2 \left(\frac{1}{2} \theta \right)}{\left[1 + \tan^2 \left(\frac{1}{2} \theta \right) \right]} \quad (2.12.b)$$

yarım açı eşitliklerinden faydalanılır. Denklem (2.11)'de (2.12.a) ve (2.12.b) yerine yazılırsa;

$$A \tan^2 \left(\frac{\theta_2}{2} \right) + B \tan \left(\frac{\theta_2}{2} \right) + C = 0 \quad (2.13)$$

elde edilir. Bu denklemde:

$$A = \cos \theta_1 (1 + K_2) - K_1 + K_3 \quad (2.14.a)$$

$$B = -2\sin\theta_1 \quad (2.14.b)$$

$$C = \cos\theta_1(K_2 - 1) + K_1 + K_3 \quad (2.14.c)$$

dir. Denklem (2.13) ikinci dereceden tek bilinmeyenli bir denklemdir. Bu denklemden;

$$\theta_2 = 2\text{Tan}^{-1} \left[\frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \right] \quad (2.15)$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde θ_D açısını bulmak için θ_2 açısının yok edilmesi gerekir.

θ_2 açısını yok etmek için denklem (2.4.a) ve (2.4.b),

$$a_2 e^{j\theta_2} = -a_1 e^{j\theta_1} + a_3 e^{j\theta_D} + a_4 \quad (2.16.a)$$

$$a_2 e^{-j\theta_2} = -a_1 e^{-j\theta_1} + a_3 e^{-j\theta_D} + a_4 \quad (2.16.b)$$

şeklinde düzenlenir. Bu denklemleri taraf tarafa çarparsak:

$$\begin{aligned} a_2^2 = a_3^2 + a_3 a_4 e^{j\theta_D} - a_1 a_3 e^{j(\theta_D - \theta_1)} + a_3 a_4 e^{-j\theta_D} - a_1 a_3 e^{j(\theta_1 - \theta_D)} + a_4^2 - a_1 a_4 e^{-j\theta_1} \\ - a_1 a_4 e^{-j\theta_1} - a_1 a_4 e^{j\theta_1} + a_1^2 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Bu denklemde $\cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$ yerine yazılarak;

$$\frac{a_4}{a_1} \cos\theta_D - \frac{a_4}{a_3} \cos\theta_1 + \frac{a_1^2 - a_2^2 + a_3^2 + a_4^2}{2a_1 a_3} = \cos(\theta_D - \theta_1) \quad (2.18)$$

elde edilir. Denklem (2.18)'i daha sade bir şekilde yazarsak:

$$K_1 \cos\theta_D - K_2 \cos\theta_1 + K_3 = \cos(\theta_D - \theta_1) \quad (2.19)$$

ifadesi elde edilir. Bu denklemde,

$$K_1 = \frac{a_4}{a_1} \quad (2.20.a)$$

$$K_2 = \frac{a_4}{a_3} \quad (2.20.b)$$

$$K_3 = \frac{a_1^2 - a_2^2 + a_3^2 + a_4^2}{2a_1a_3} \quad (2.20.c)$$

dir. Denklem (2.19)'u düzenlersek;

$$(K_1 - \cos \theta_1) \cos \theta_D - \sin \theta_D \sin \theta_1 - K_2 \cos \theta_1 + K_3 = 0 \quad (2.21)$$

elde edilir. Bu denklemde, denklem (2.12.a) ve (2.12.b)'deki yarım açı formülleri yerine yazılırsa;

$$A \tan^2 \left(\frac{\theta_D}{2} \right) + B \tan \left(\frac{\theta_D}{2} \right) + C = 0 \quad (2.22)$$

elde edilir. Burada,

$$A = \cos \theta_1 (1 - K_2) - K_1 + K_3 \quad (2.23.a)$$

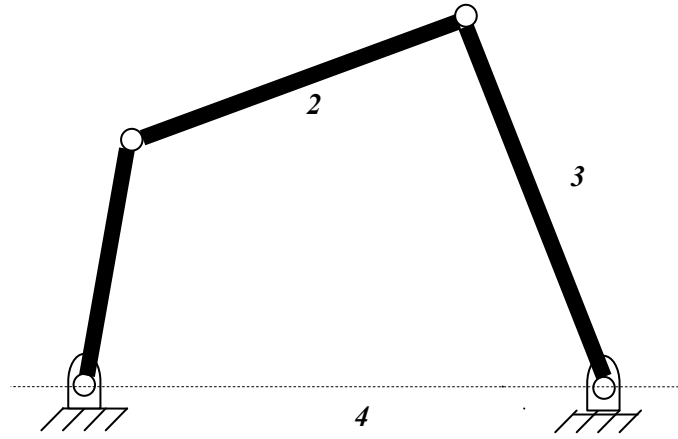
$$B = -2 \sin \theta_1 \quad (2.23.b)$$

$$C = -\cos \theta_1 (1 + K_2) + K_1 + K_3 \quad (2.23.c)$$

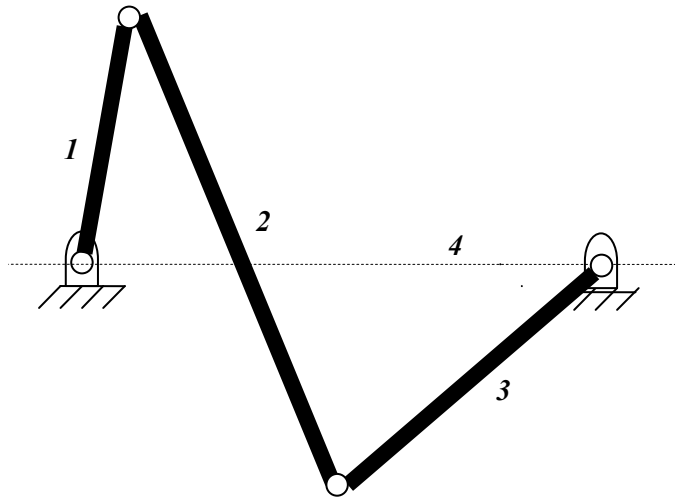
dır. Denklem (22) çözülürse;

$$\theta_D = 2 \tan^{-1} \left[\frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A} \right] \quad (2.24)$$

olarak bulunur. Denklem (2.15) ve (2.24)'de iki kök hesaplanırsa, (–) İşaretli çözümün dört kol mekanizmasının açık montajlı (Şekil 2.9) haline, (+) işaretli çözümün ise çapraz montajlı (Şekil 2.10) haline karşılık geldiği söylenebilir.



Şekil 2.9. Bir dört-kol mekanizmasının açık montajı



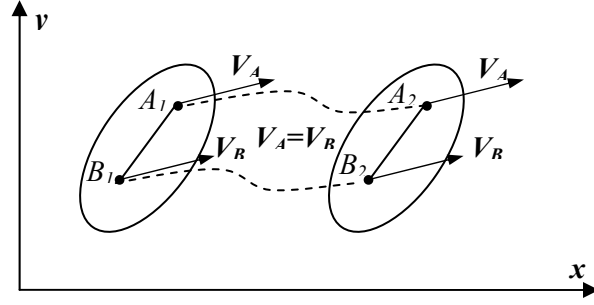
Şekil 2.10. Bir dört-kol mekanizmasının çapraz montajı

Bilinmeyen açıların bulunmasıyla konum analizi gerçekleşmiş olur. Hız çevrim eşitlikleri de konum çevrim eşitliklerinin türevleri alınarak elde edilir.

2.2.2. Farklı Düzlemsel Hareketler için Hız Analizi

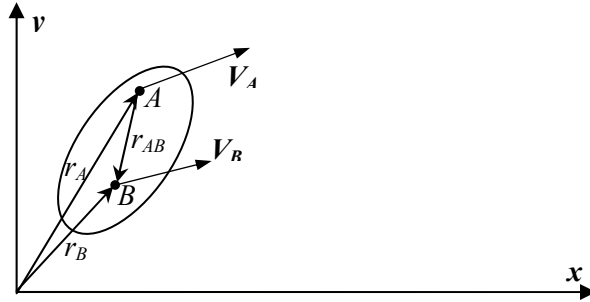
Düzlemdeki hareket; öteleme, sabit bir eksen etrafında dönme ve genel düzlemsel hareket olmak üzere üç farklı şekildedir.

Öteleme hareketi: Bir cismin hareketinde cismin üzerindeki her nokta paralel yörüngeler çiziyorsa bu hareket öteleme hareketi olarak adlandırılır (Şekil 2.11). Öteleme yapan cisimlerde cismin üzerinde bulunan noktaların hızları birbirine eşittir.



Şekil 2.11. Öteleme hareketi

Şekil 2.11'deki cisim, konum vektörleriyle birlikte Şekil 2.12'de verilmiştir.



Şekil 2.12. Öteleme hareketi (konum vektörleri ile birlikte)

B noktasının konum vektörü r_B olmak üzere;

$$r_B = r_A + r_{AB} \quad (2.25)$$

şeklinde yazılabilir. Bu noktanın hızı Denklem (2.25)'in zamana göre türevi alınarak;

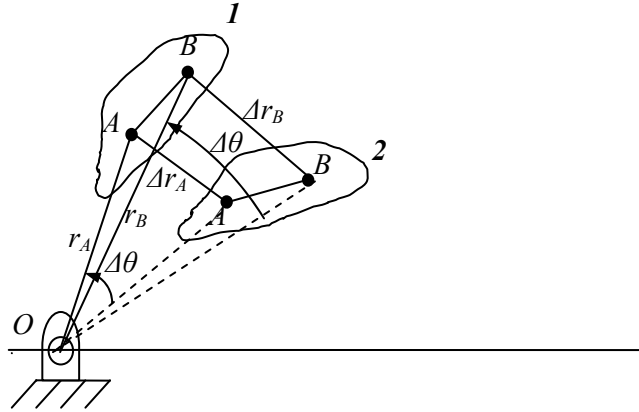
$$\frac{dr_B}{dt} = \frac{dr_A}{dt} + \frac{dr_{AB}}{dt} \quad (2.26)$$

elde edilir. Bu denklemdeki ikinci terim $(\frac{dr_{AB}}{dt})$, r_{AB} vektörünün şiddeti ve yönü değişmediğinden sıfır olacaktır. Böylece denklem,

$$\frac{dr_B}{dt} = \frac{dr_A}{dt} \quad \text{veya} \quad V_B = V_A \quad (2.27)$$

şeklinde yazılabilir.

Sabit bir eksen etrafında dönme hareketi: Bu tip harekette cisim üzerinde bulunan her nokta aynı merkezli dairelerin yayları üzerinde hareket edecektir (Şekil 2.13).



Şekil 2.13. Sabit bir eksen etrafında dönme hareketi

O noktası dönme merkezi olmak üzere A ve B noktalarının yer değiştirme miktarları bu noktaların O dönme merkezinden uzaklığı (r_A, r_B) ile açısal yer değişiminin $(\Delta\theta)$ çarpımına eşittir.

$$\Delta r_A = r_A \Delta\theta \quad (2.28.a)$$

$$\Delta r_B = r_B \Delta\theta \quad (2.28.b)$$

Bu noktaların yer değişimlerinin Δt zaman aralığında olduğu kabul edilirse hızları;

$$\frac{\Delta r_A}{\Delta t} = V_A = r_A \frac{\Delta \theta}{\Delta t} \quad (2.29.a)$$

$$\frac{\Delta r_B}{\Delta t} = V_B = r_B \frac{\Delta \theta}{\Delta t} \quad (2.29.b)$$

olur. Burada $\frac{d\theta}{dt} = \dot{\theta} = \omega$ cismin açısal hızıdır. Böylece Denklem (2.29) yeniden yazılacak olursa;

$$V_A = r_A \omega \quad (2.30.a)$$

$$V_B = r_B \omega \quad (2.30.b)$$

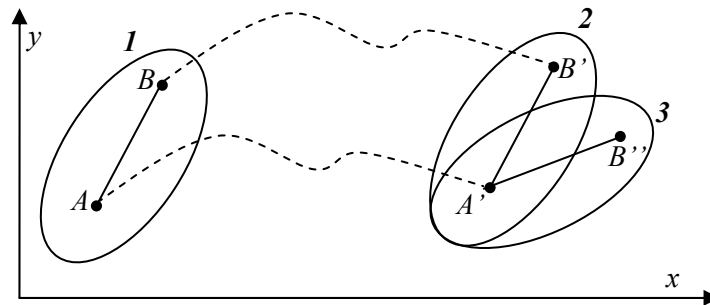
dır. Denklem (2.30.a)'yi kompleks sayılarla gösterecek olursak:

$$V_A = ir_A \omega e^{j\theta} \quad (2.31)$$

Bu denklemde “ $r_A \omega$ ” hız vektörünün şiddetini “ $ie^{j\theta}$ ” ise hız vektörünün yönünü göstermektedir.

Genel düzlemsel hareket:

Bu harekette hem dönme hem de öteleme hareketi mevcuttur. Bu yüzden bağlı hareket kavramı kullanılacaktır. Şekil 2.14’de de görüleceği gibi, cisim 1. konumdan ikinci konuma geçerken öteleme hareketi, 2. konumdan 3. konuma geçerken de dönme hareketi yapmaktadır.



Şekil 2.14. Genel düzlemsel hareket

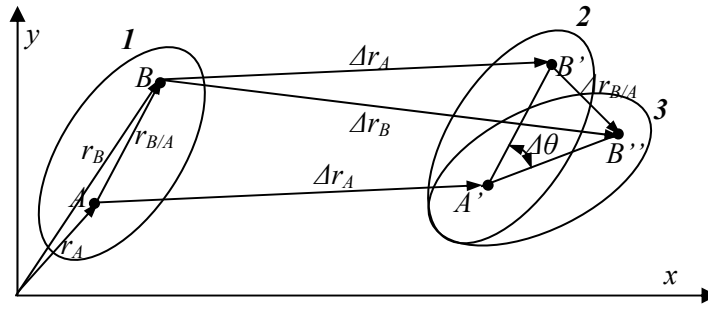
Şekil 2.15’de **B** noktasının toplam yer değişimi;

$$\Delta r_B = \Delta r_A + \Delta r_{B/A} \quad (2.32)$$

olarak belirlenir. $\Delta r_{B/A}$ dönme hareketi sonucunda oluştuğundan,

$$\Delta r_{B/A} = |BA| \Delta \theta \quad (2.33)$$

şeklinde ifade edilebilir.



Şekil 2.15. Genel düzlemsel hareketin vektörlerle gösterimi

Yer değiştirmenin zamana göre değişimi hızı vereceğinden B noktasının hızı,

$$V_B = V_A + V_{B/A} \quad (2.34)$$

olarak gösterilebilir. **B** noktası **A** noktası etrafında dönme yaptığından bağıl hızdan bahsedilebilir ve $V_{B/A}$ bağıl hızı ise,

$$V_{B/A} = \omega r_{B/A} \quad (2.35)$$

dır.

2.2.3. Dört Kol Mekanizması için Hız Analizi

Hız denklemini elde etmek için (2.3.a) ve (2.3.b) deki konum çevrim eşitliklerinin birinci türevi alınırsa [36]:

$$a_1\dot{\theta}_1\sin\theta_1 + a_2\dot{\theta}_2\sin\theta_2 + a_3\dot{\theta}_3\sin\theta_3 = 0 \quad (2.36.a)$$

$$a_1\dot{\theta}_1\cos\theta_1 + a_2\dot{\theta}_2\cos\theta_2 + a_3\dot{\theta}_3\cos\theta_3 = 0 \quad (2.36.b)$$

Bu denklemlerde $\dot{\theta}_1$ bilindiğine göre amacımız $\dot{\theta}_2$ ve $\dot{\theta}_3$ 'ı bulmaktır. Denklemler matrisel biçimde yazılacak olursa;

$$\begin{bmatrix} a_2S_2 & a_3S_3 \\ a_2C_2 & a_3C_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1\dot{\theta}_1S_1 \\ -a_1\dot{\theta}_1C_1 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

burada,

$$S_k = \sin\theta_k \quad (2.38.a)$$

$$C_k = \cos\theta_k \quad (2.38.b)$$

dır. Denklem (2.37)'den $\dot{\theta}_2$ ve $\dot{\theta}_3$ yalnız bırakılırsa;

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{(a_2a_3S_2C_3 - a_2a_3S_3C_2)} \begin{bmatrix} a_3C_3 & -a_3S_3 \\ -a_2C_2 & a_2S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -a_1\dot{\theta}_1S_1 \\ -a_1\dot{\theta}_1C_1 \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

ifadesi elde edilir. Buradan $\dot{\theta}_2$ ve $\dot{\theta}_3$;

$$\dot{\theta}_2 = \frac{-a_3a_1C_3S_1\dot{\theta}_1 + a_3a_1S_3C_1\dot{\theta}_1}{-a_2a_3C_3S_2 - a_2a_3S_3C_2} \quad (2.40.a)$$

$$\dot{\theta}_3 = \frac{-a_2a_1C_2S_1\dot{\theta}_1 - a_2a_1S_2C_1\dot{\theta}_1}{a_2a_3C_3S_2 - a_2a_3S_3C_2} \quad (2.40.b)$$

olarak bulunur. Denklemler düzenlenirse;

$$\dot{\theta}_2 = \dot{\theta}_1 \frac{a_1}{a_2} \frac{\sin(\theta_3 - \theta_1)}{\sin(\theta_2 - \theta_3)} \quad (2.41.a)$$

$$\dot{\theta}_3 = \dot{\theta}_1 \frac{a_1}{a_3} \frac{\sin(\theta_1 - \theta_2)}{\sin(\theta_2 - \theta_3)} \quad (2.41.b)$$

elde edilir. Denklemler daha sade bir şekilde,

$$\dot{\theta}_2 = \dot{\theta}_1 k_{12} \quad (2.42.a)$$

$$\dot{\theta}_3 = \dot{\theta}_1 k_{13} \quad (2.42.b)$$

şeklinde yazılabilir. Burada k_{12} ve k_{13} etki katsayıları veya hız oranları olarak adlandırılır ve

$$k_{12} = \frac{a_1}{a_2} \frac{\sin(\theta_3 - \theta_1)}{\sin(\theta_2 - \theta_3)} \quad (2.43.a)$$

$$k_{13} = \frac{a_1}{a_3} \frac{\sin(\theta_1 - \theta_2)}{\sin(\theta_2 - \theta_3)} = \frac{a_1}{a_3} \frac{\sin(\theta_2 - \theta_1)}{\sin(\theta_3 - \theta_2)} \quad (2.43.b)$$

olarak ifade edilir [37].

3. KAYMA KIPLİ KONTROL

3.1. Kayma Kipli Kontrol Yöntemi

Doğrusal olmayan veya değişen parametrelere sahip sistemlerin kontrolü için kullanılan en etkili dayanıklı kontrol yöntemlerinden biri Kayma Kipli Kontrol (KKK) yöntemidir [22]. Modellenmemiş dinamikler ve bozucu girişlerin etkili olduğu durumlarda bu yöntem dayanıklı bir kontrol sağlar.

KKK yönteminde asıl amacımız sistem kaçınıcı dereceden olursa olsun sistemin davranışını birinci dereceye indirgeyecek kontrol girişini belirlemek ve sistemi birinci derece gibi davranmaya zorlamaktır. Böylece, bu yöntemle modellenmemiş parametreler ve bozucu girişlerin etkisinin görüldüğü durumlarda bile kararlı ve dayanıklı bir kontrol elde edilir. Bu yöntemin en büyük dezavantajı kontrol sinyalinin bir değerden başka bir değere sonsuz hızda anahtarlanması varsayımıdır.

Sonsuz hızda anahtarlama pratik sistemlerde mümkün değildir. Bunun sebebi; mikroişlemcilerin sonlu bir örnekleme periyoduna sahip olmasıdır.

KKK yönteminin pratikteki uygulamalarında kalıcı durumda ulaşılmak istenilen nokta etrafında çatırdama (chattering) olarak bilinen yüksek frekans salınımları oluşur. Buda sistemin modellenmemiş yüksek frekans dinamiklerini ortaya çıkarır. Son yıllarda bu çatırdamaları azaltmaya veya yok etmeye yönelik pek çok yöntem önerilmiştir [24,36-40].

Çatırdama problemini azaltmak ya da yok etmek amacıyla kullanılan en popüler yöntemlerden biri, sürekli olmayan $\text{sgn}(S)$ terimi yerine sürekli olan $\text{sat}(S)$ teriminin kullanılmasıdır. Çatırdama problemini azaltmak ve KKK tasarımına sistematik bir yol belirlemek amacıyla kullanılan en yaygın yöntemlerden biri de Gao ve Hung' un Erişim Kuralı yaklaşımıdır [24]. Diğer bir yöntem sistemin önüne alçak geçiren bir integratör eklenmesi suretiyle oluşturulan Dinamik KKK yapısıdır [38]. Bu yöntemde de kayma değişkeninin hesaplanma zorunluluğu vardır. Bu problemi çözmek için de farklı yaklaşımlar mevcuttur. Ancak en temel görüş asimptotik bir gözetleyici kullanarak kayma değişkeni hesaplama problemini ortadan kaldırmaktır [39]. Literatürde, burada bahsettiğimiz yöntemler dışında farklı yaklaşımlarda bulunmaktadır [40-42].

3.2. Kayma Kipli Kontrolör Tasarımı

Kanonik formda ikinci derece tek girişli bir sistem,

$$\dot{\underline{x}}(t) = A\underline{x}(t) + \underline{b}u(t) + \underline{d}f(t) \quad (3.1)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\underline{x}(t)$ durum vektörü, $u(t)$ kontrol sinyali, $f(t)$ bozucu girişi ve A , $\underline{b}$, $\underline{d}$ sabit matrislerdir. Parametre belirsizlikleri dikkate alınacak olursa,

$$\dot{\underline{x}}(t) = (A_n + \Delta A)\underline{x}(t) + (\underline{b}_n + \Delta \underline{b})u(t) + (\underline{d}_n + \Delta \underline{d})f(t) \quad (3.2)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. Burada A_n , $\underline{b}_n$ ve $\underline{d}_n$ nominal sistem parametrelerinden oluşan matris ve vektörleri, ΔA , $\Delta \underline{b}$ ve $\Delta \underline{d}$ bilinmeyen sistem parametrelerinin belirsizliklerini gösteren matris ve vektörleri temsil etmektedir. Belirsizliklerin toplamını $L(\underline{x}, t)$ ile ifade edersek:

$$L(\underline{x}, t) = B_p (\Delta A \underline{x}(t) + \Delta \underline{b} u(t) + \Delta \underline{d} f(t)). \quad (3.3)$$

Burada B_p , $\underline{b}_n$ 'in sözde tersidir. Aslında $\underline{b}_n$ kare matris değildir ve gerçek anlamda tersi yoktur. Ancak tersi $B_p = (\underline{b}_n^T \underline{b}_n)^{-1} \underline{b}_n^T$ şeklinde hesaplanabilir. Ayrıca $|L(\underline{x}, t)| \leq L_{\max}$ şeklinde sınırlı olarak kabul edilmiştir.

Denklem (3.3)'ü kullanarak denklem (3.2)'yi yeniden yazacak olursak:

$$\dot{\underline{x}}(t) = A_n \underline{x}(t) + \underline{b}_n (u(t) + L(\underline{x}, t)). \quad (3.4)$$

Böylece ikinci derece denklem parametre belirsizlikleri ile birlikte en genel haliyle tanımlanmış olur. Burada kontrolün amacı, model belirsizlikleri ve harici bozucular olsa bile $\underline{x}$ durum vektörünün ulaşılmak istenilen durum vektörü $\underline{x}^d$ 'i izlemesinin sağlanmasıdır. İzleme hatasını,

$$\underline{e} = \underline{x} - \underline{x}_d = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_d \\ \dot{x}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} = [e \quad \dot{e}]^T \quad (3.5)$$

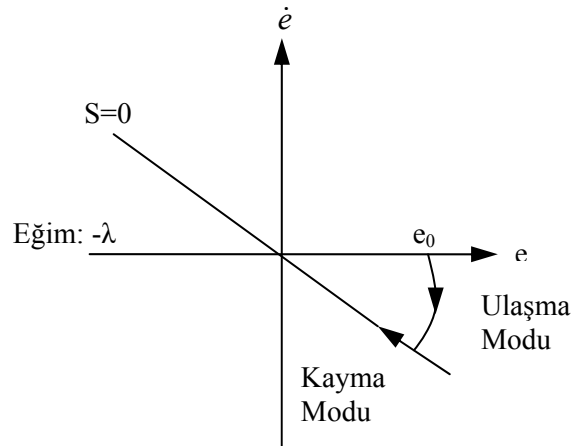
ve anahtarlama fonksiyonunu ise,

$$S = \lambda e + \dot{e} = C\underline{e} \quad (3.6)$$

şeklinde ifade edebiliriz. Burada $S = 0$ 'ın sağlanması durumunda, $\underline{x}$ 'in $\underline{x}_d$ 'yi izlemesi ve hatanın $1/\lambda$ zaman sabiti ile azalması garanti altına alınmış olmaktadır. İkinci derece bir sistem için kayma ve ulaşma modları Şekil 3.1'de gösterilmektedir. Şekilde de görüldüğü gibi, ulaşma modu $S = 0$ doğrusuna ulaşma olarak tanımlanır. Kayma modu ise $\underline{e}$ 'nin $S = 0$ doğrusuna ulaştıktan sonra bozucu girişler ve parametre değişiklikleri altında bile, bu doğru üzerinden orijine kaymasıdır. Orijine doğru kaymayı sağlayacak kontrol girişi u 'yu belirlemek için bir Lyapunov fonksiyonu kullanılır [23]. Örneğin bir Lyapunov fonksiyonu,

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (3.7)$$

olarak tanımlanabilir.



Şekil 3.1. İkinci derece bir sistem için ulaşma ve kayma modları

Lyapunov fonksiyonunun sürekli azalan olması ve kontrolün gerçekleşmesi için gerekli şart,

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt}(S^2) \leq -\eta|S| \quad (3.8)$$

dır [43]. η pozitif bir sayı olmak üzere ulaşma şartı,

$$\dot{S} \operatorname{sgn}(S) \leq -\eta \quad (3.9)$$

olarak elde edilir. Burada,

$$\operatorname{sgn}(S) = \begin{cases} +1 & S > 0 \\ -1 & S < 0 \end{cases}$$

dir. $S = 0$ ve $\dot{S} = 0$ olursa bu bize $S = 0$ doğrusu üzerinde hareket edildiğini gösterir. Sonsuz hızda anahtarlama için ortalama değer $S = 0$ doğrusu üzerinde olur.

Eğer bozucu girişlerin ve parametre değişikliklerinin olmadığını varsayarsak denklem (3.1),

$$\dot{\underline{x}}(t) = A_n \underline{x}(t) + \underline{b}_n u(t) \quad (3.10)$$

şeklinde ifade edilebilir. Denklem (3.6)'da eşitliğin her iki tarafının türevi alınıp sıfıra eşitlenirse;

$$\dot{S} = \lambda \dot{e} + \ddot{e} = 0 \quad (3.11)$$

ifadesi elde edilir. Bu denklemde, denklem (3.5) ve (3.10) yerine yazılırsa,

$$u_{eq} = (C \underline{b}_n)^{-1} C(\dot{\underline{x}}^d - A_n \underline{x}) \quad (3.12)$$

olarak bulunur. Buna eşdeğer kontrol kuralı denir [23]. KKK'de bir kontrol kuralı, u_{eq} ve parametre değişiklikleri ve bozucu giriş etkisini bastıracak olan $u_{\max} \text{sgn}(S)$ teriminden oluşur. Bu yaklaşıma göre kontrol kuralı,

$$u = u_{eq} - u_{\max} \text{sgn}(S) \quad (3.13)$$

olarak ifade edilir. Denklem (3.5) ve (3.6) kullanılarak, denklem (3.13), (3.4)'de yerine yazılırsa,

$$\dot{S} = C\underline{b}_n (-u_{\max} \text{sgn}(S) + L) \quad (3.14)$$

elde edilir. Bu eşitlik S 'in dinamiğini belirler. Denklem (3.9), (3.14)'de yerine yazılırsa,

$$C\underline{b}_n u_{\max} \geq C\underline{b}_n L \text{sgn}(S) + \eta \quad (3.15)$$

olur. Dayanıklı bir kontrolün sağlanması için,

$$\begin{aligned} C\underline{b}_n > 0 \quad \text{için} \quad u_{\max} &\geq L_{\max} + (C\underline{b}_n)^{-1} \eta \\ C\underline{b}_n < 0 \quad \text{için} \quad u_{\max} &\leq -L_{\max} + (C\underline{b}_n)^{-1} \eta \end{aligned} \quad (3.16)$$

olması gerekir. Böylece denklem (3.2) ile ifade edilen sistem için dayanıklı bir kontrolör tasarlanmış olur.

3.3. KKK Yönteminin Mikroişlemci ile Gerçekleştirilmesi

Bir önceki bölümde Denklem 3.13 ile verilen kontrol sinyali u , parametre değişiklikleri ve bozucu giriş etkisini bastıracak olan $\text{sgn}(S)$ fonksiyonunu içerir. KKK yönteminin sürekli rejimdeki uygulamalarında, anahtarlamanın $+1$, -1 aralığında $S=0$ doğrusu üzerinde sonsuz hızda yapıldığı varsayılır ki ancak anahtarlama sonsuz hızda yapılırsa $S=0$ doğrusu üzerinde kalınabilir. Bununla birlikte pratikteki uygulamalarda mikroişlemciler sonlu bir örnekleme periyoduna sahip olduklarından sonsuz hızda

anahtarlama gerçekleştirilemez. Bu yüzden KKK yönteminin pratikteki uygulamalarında ulaşılmak istenen denge noktası etrafında çatırdama olarak da adlandırılan yüksek frekanslı salınımların oluşması problemi kaçınılmazdır. Bu çatırdamalar aynı zamanda sistemin modellenmemiş yüksek frekans dinamiklerinin ortaya çıkmasına da sebep olmaktadır. Şüphesiz çatırdama problemi pratik uygulamalarda istenmeyen bir durum olduğundan araştırmacılar bunu engellemek için çalışmalar yapmaya yönelmişlerdir [24].

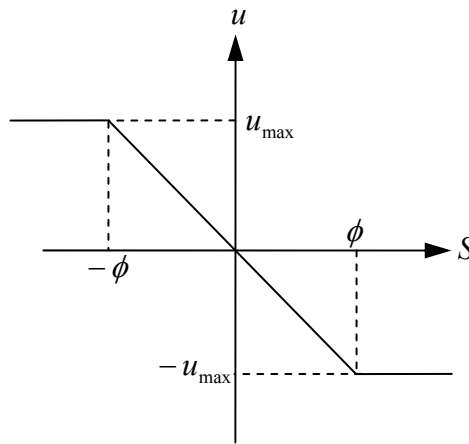
Çatırdama problemini azaltmak ya da yok etmek amacıyla en çok tercih edilen yöntemlerden biri, sürekli olmayan $\text{sgn}(S)$ terimi yerine sürekli olan $\text{sat}(S)$ teriminin kullanılmasıdır. Bu terim;

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} |S| \leq \phi & \text{ise } S / \phi \\ |S| > \phi & \text{ise } \text{sgn}(S) \end{cases}$$

şeklinde ifade edilir. Burada ϕ pozitif bir sabittir ve sınır tabakası kalınlığını gösterir. Kontrol girişi,

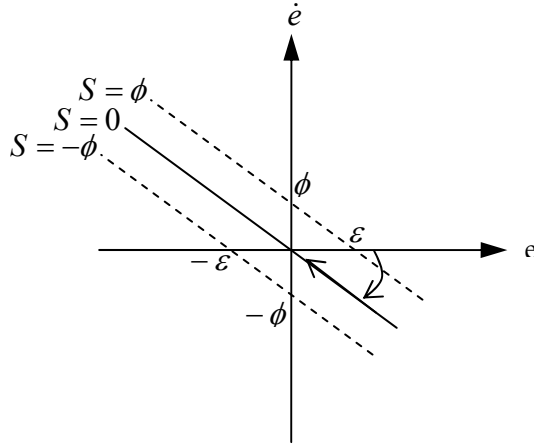
$$u = u_{eq} - u_{\max} \text{sat}(S) \quad (3.17)$$

olur. Kontrol girişine ait karakteristik Şekil 3.2’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Sınır tabakasının yer aldığı kontrol girişinin transfer karakteristiği

Bu yöntemde anahtarlama eğrisi etrafında bir sınır tabakası belirlenerek sistemin davranışının bu sınır tabakası içinde kalması sağlanır. Şekil 3.3’de sınır tabakasının yer aldığı ikinci derece KKK sistemi için faz düzlemi gösterilmiştir. Burada sınır tabakası kontrol girişinin dinamiklerini yatıştırır. Şekilde de görüldüğü gibi bant genişliği 2ϕ olup $\varepsilon = \phi / \lambda$ dır.



Şekil 3.3. Sınır tabakasının yer aldığı ikinci derece KKK sistemi için faz düzlemi

KKK tasarımına sistematik bir yol belirlemek ve çatırdama problemini azaltmak amacıyla kullanılan en yaygın yöntemlerden diğeri ise Gao ve Hung’un Erişim Kuralı yaklaşımıdır [24]. Bu yaklaşımda, Erişim Kuralı anahtarlama fonksiyonu S ’in dinamiğini belirleyen diferansiyel bir eşitliktir. Kontrol girişi, sistemin bilinen modeli ve bozucuların sınırlarının erişim kuralı ile birlikte kullanılmasıyla elde edilir. Erişim Kuralı yaklaşımında klasik yaklaşımdan farklı olarak Lyapunov fonksiyonu tanımlanmadan asimptotik kararlı S ’in erişim kuralı tanımlanarak kontrol işareti kolayca elde edilir [24].

3.4. Kayma Kipli Kontrol Yönteminin Elektrik Sürücü Sistemlerine Uygulanması

KKK yöntemi, modellenmemiş parametreler ve bozucu girişlerin etkili olduğu durumlarda dayanıklı bir kontrol sağladığından elektrik sürücü sistemlerinde yaygın bir şekilde uygulanmaktadır. Elektrik sürücü sistemlerinde sıcaklık, gürültü, bozucu giriş gibi dış etkenlerden ve parametre belirsizliklerinden dolayı KKK yöntemi sıklıkla tercih edilmektedir.

KKK yöntemi asenkron servo sürücü sistemlerinin kontrolüyle ilgili birçok çalışmada kullanılmaktadır [44-49]. Hızlı dinamik cevabı, parametre değişimleri ve bozucu

girişlere karşı etkili performansı sayesinde kullanım alanı yaygınlaşmaktadır [22]. Düşük yüklerde referans akı başlangıç değerinde tutulduğunda elektrik sürücülerinin verimi azalır. Bu yüzden hız ve yükteki değişimlerde motor akısının kontrolü verim açısından önemlidir. KKK yöntemi üç faz asenkron motorlarda akı kontrolünde de kullanılır [50]. Son yıllarda kayma kipli gözetleyiciler asenkron motorun algılayıcısız hız kontrolü için de çoğunlukla tercih edilmektedir [51, 52-55].

DA servo mekanizmaların kontrolünde de modellenmemiş stator dinamikleri ve enkoder, takogenerator gibi algılayıcı dinamiklerinin varlığında KKK yöntemi tercih edilmektedir [56]. KKK yöntemi DA servo sistemlerin pozisyon kontrolü için de kullanılır [57].

Robotik kontrol uygulamalarında da parametre değişimleri ve bozucu girişlerin etkisinin görüldüğü durumlarda bile kararlı ve dayanıklı bir kontrol performansı sağladığından KKK yöntemi yaygın olarak kullanılır [58,59].

Elektrik sürücü sistemlerinde dinamik şartların etkisi altında parametre değişimleri kaçınılmazdır. Bu yüzden KKK yöntemi, dinamik şartlar altında dayanıklı bir kontrol sağlamak için elektrik sürücü sistemleriyle ilgili birçok uygulamada tercih edilmektedir [57].

4. BULANIK KONTROL

4.1. Bulanık Mantık

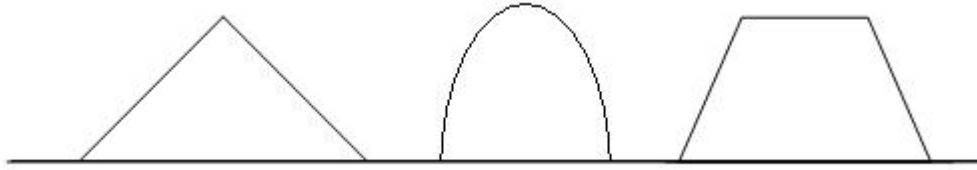
Bulanıklık kavramının kelime anlamı; niteliği tam anlaşılamayan, iyi seçilmeyen, açık seçik görünmeyen, net olmayandır. Dereceli üyelik kavramı yardımı ile teknik bilim dünyasına da taşınmış olan bu kavram, gerçek dünyada meydana gelen her değere bir üyelik derecesi vererek insan düşüncesine özdeş işlemlerin gerçekleşmesini sağlar. Böylece belirsiz ve kesin olmayan verileri modellemeye yardımcı olur.

Bulanık Mantık ve Bulanık Küme Teorisi ilk kez 1965 yılında Kaliforniya Üniversitesinden Azeri kökenli Prof. Dr. Lotfi A. Zadeh tarafından ortaya atılarak çalışmalara başlanmıştır [60] ve çok geniş bir uygulama alanı bulmuştur. Bulanık mantık; bulanık matematik, bulanık sistemler, bulanık karar verme, belirsizlik ve bilgi, bulanık mantık ve yapay zeka gibi birçok araştırma alanında kullanılmaktadır. Bu alanların hiçbiri bağımsız değildir, aralarında kuvvetli bir ilişki vardır. Örneğin bulanık matematik ve bulanık mantık kavramları kullanılarak bulanık denetim oluşmuştur. Günümüzde denetimi bulanık mantığa dayalı olarak gerçekleştirilen sistemler çok geniş bir uygulama alanına sahiptir. Otomatik çamaşır makinesi, mikrodalga fırın, ısıtıcı, elektrik süpürgesi, televizyon, kablosuz ütü, tıraş makinesi gibi akıllı olarak nitelendirdiğimiz aletler hep bu mantığa dayalı çalışır. Ayrıca uçak iniş kontrol sistemi veya şoförsüz araba uygulamaları da yine bulanık mantığın uygulama alanlarındandır.

Bulanık kümeler dayalı olan bulanık mantık genelde, evrendeki bütün bireylere bir üyelik derecesi atayarak onları matematiksel olarak tanımlar. Bu üyelik dereceleri $[0-1]$ kapalı aralığındadır. Bulanık kümelerde üye olandan olmayana geçiş kesin biçimde değildir. Oysa geleneksel var-yok mantığında kümeye kesinlikle ait ya da kesinlikle ait değil şeklinde iki grup vardır. Keskin küme olarak adlandırılan bu kümeler üye olanlarla olmayanlar arasında kesin bir fark vardır. Ancak gerçekte çoğu terim için bu kesinlik kavramının kullanılması doğru olmaz. Örneğin $100^{\circ}C$ suyun sıcaklığı ‘sıcak’ olarak ifade edilirse, $95^{\circ}C$ suyun sıcaklığının ‘sıcak değil’ kabul edilmesi doğru olmadığı gibi yanlış da değildir. Bu sebeple önermelerin doğru (1), yanlış (0) değerleri arasındaki değerleri de içermesi daha doğru sonuç verecektir. Bulanık küme kavramı olarak ifade edilen bu

yaklaşım az, sık, orta, düşük, çok gibi dilsel etiketleri kullanarak dereceli veri modellemesini gerçekleştirmektedir. Böylece daha gerçekçi sonuçlar elde edilir.

Bulanık mantık teorisine göre; bir elamanın kümeye üye olup olmadığının eğer üye ise hangi oranda üyesi olduğunun saptanması için üyelik fonksiyonları tanımlanır. En sık kullanılan üyelik fonksiyonları Şekil 4.1’de verilmiştir.



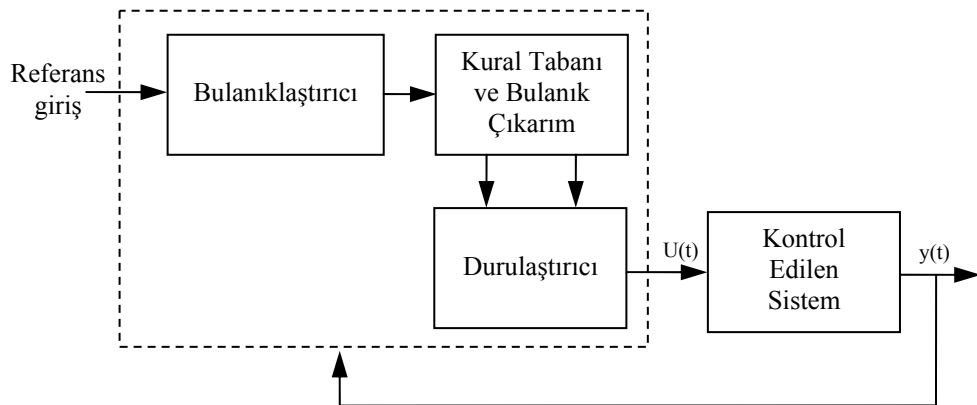
Şekil 4.1. En sık kullanılan üyelik fonksiyonları

4.2. Bulanık Kontrol

İnsanın düşünme tarzını kullanan bulanık kontrol sistemlerinde kontrolör yapısı üç ana bölümden oluşur [61]. Bunlar;

- Bulanıklaştırma
- Kural Tabanı ve Bulanık Çıkarım
- Durultma olarak adlandırılır.

Bu bölümleri içeren bulanık kontrolörün genel yapısı Şekil 4.2’de verilmiştir.

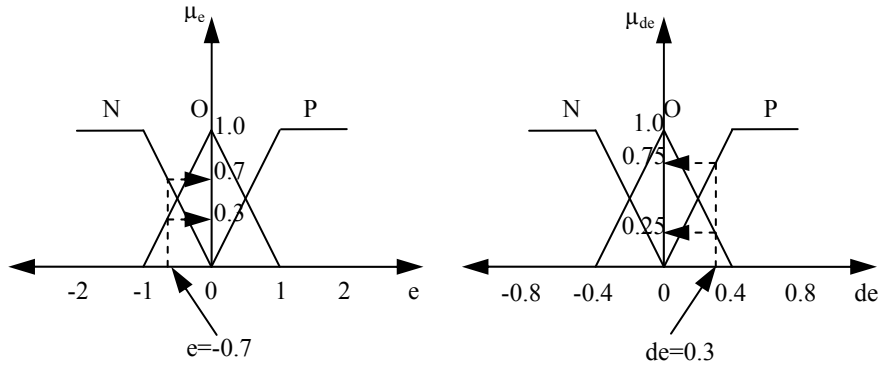


Şekil 4.2. Bulanık kontrolör [61]

Şekil 4.2'e göre, önce $y(t)$ çıkış değerleri ölçülür. Sonra bu değerler bulanıklaştırıcı ile bulanık sonuçlandırma işleminin yapılacağı bulanık çıkarıma hazır bir hale getirilir. Bulanık çıkarım kısmında bulandırıcının çıkışları (üyelik dereceleri) ve kural tabanı kullanılarak bulanık bir küme oluşturulur. Daha sonra bir durultma yöntemiyle bulanık sonuç değeri elde edilir. Bu değer kontrol sinyali $U(t)$ 'dir. Son olarak da bu değer sisteme uygulanır.

4.2.1. Bulanıklaştırma

Giriş değerlerini üyelik derecelerine dönüştürme işlemini bulanıklaştırıcı yapar. Böylece değerler çıkarım mekanizmasında kolayca kullanılabilir. Giriş değişkenlerinin aldığı her değer için, ilgili bulanık kümelerde bir üyelik derecesi hesaplanır. Örneğin ilk giriş değişkeni ayarlanması gereken parametrenin hatası (e) ve ikinci giriş değişkeni ise hatanın türevi (de) olsun. Bu girişler için Şekil 4.3'de üçgen üyelik fonksiyonları ile karakterize edilen N-‘Negatif’, O-‘Orta’ ve P-‘Pozitif’ bulanık kümelerinin tanımlandığını varsayalım.

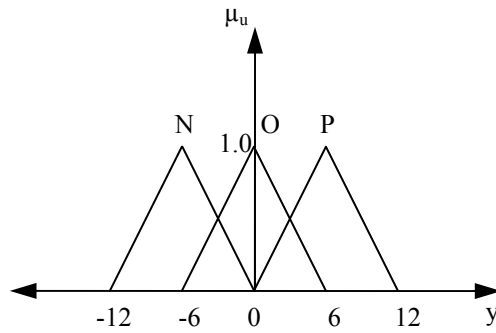


Şekil 4.3. Hata ve hata değişiminin grafiksel olarak bulunması [62]

Örnek olarak seçilen $e = -0.7$ ve $de = 0.3$ giriş değerleri için ilgili kümelere ait üyelik dereceleri aşağıda verilmiştir:

Hata ($e = -0.7$)		Hatanın değişimi ($de = 0.3$)	
Üyelik derecesi	Bulanık Küme	Üyelik derecesi	Bulanık Küme
0.7	N	0.25	O
0.3	O	0.75	P

Böylece verilen giriş değerleri ile ilgili her üyelik fonksiyonu için bir üyelik derecesi hesaplanmış olur. Yine örnek olarak, çıkış üyelik fonksiyonları için Şekil 4.4’de verilen bulanık kümeler gösterilebilir.



Şekil 4.4. Çıkış üyelik fonksiyonları [62]

4.2.2. Kural tablosu ve bulanık çıkarım

Kural tablosu uzman kişilerin sistem hakkındaki sözel ifadelerden elde edilen IF-THEN yapılarından oluşur. Yukarıda ki örnek için elde edilen bir kural tablosu Tablo 4.1’de verilmiştir.

Tablo 4.1.Kural tablosu [62]

$e \backslash de$	N_{de}	O_{de}	P_{de}
N_e	N_u	N_u	O_u
O_e	N_u	O_u	P_u
P_e	O_u	P_u	P_u

Tablo formatında verilen kurallar örneğin,

IF (e is N_e AND de is N_{de}) THEN (u is N_u) şeklinde yazılır. Burada AND operatörü yerine OR veya NOT operatörleri de kullanılabilir. Verilen $e = -1.7$ ve $de = 0.3$ için Tablo 4.2’de görüldüğü gibi kural tablosunun dört kuralı etkin olacaktır.

Tablo 4.2.Bulunan hata ve hatanın türevlerine göre etkin olan kurallar [62]

$\begin{matrix} \text{de} \\ e \end{matrix}$	N_{de}	O_{de}	P_{de}	} Kural Numaraları
N_e		2	3	
O_e		5	6	
P_e				

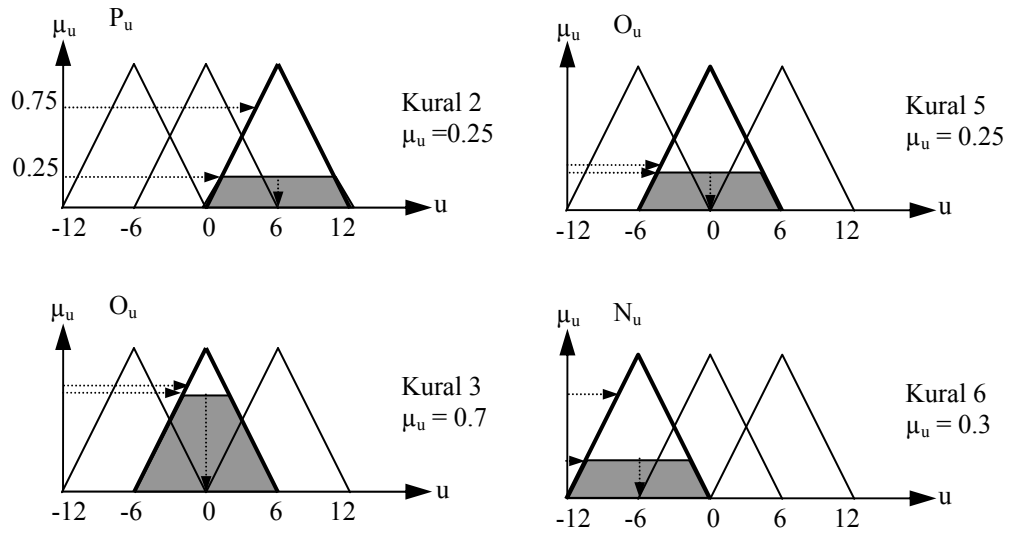
Tablodan da anlaşıldığı gibi, hata negatif ve hatanın değişimi yaklaşık sıfır ise 2. kuralın uygulanması gerekir yani uygulanacak kontrol işareti pozitif olacaktır. Hata ve hatanın türevi yaklaşık sıfır ise 5. kuralın uygulanması gerekir yani uygulanacak kontrol işareti sıfır olacaktır. Hata negatif ve hatanın değişimi pozitif ise 3. kuralın uygulanması gerekir yani uygulanacak kontrol işareti sıfır olacaktır. Son olarak, hata yaklaşık sıfır ve hatanın değişimi pozitif ise 6. kuralın uygulanması gerekir yani uygulanacak kontrol işareti negatif olacaktır.

Bulanık çıkarım mekanizmasında üç ana işlem gerçekleştirilir. Birincisi, giriş değişkenlerinin üyelik dereceleri arasında AND, OR veya NOT işlemlerinden birinin kullanılması sonucunda her kural için bir kuralın kesinlik derecesi elde edilir. İkincisi, kuralın kesinlik derecesi ile ilgili kuralın bulanık çıkış kümesi arasındaki ima işlemidir. Üçüncüsü, ima edilen bulanık çıkış kümelerinin toparlanması işlemidir. AND ifadesi için genelde minimum veya çarpma, OR ifadesi için maksimum veya olasılık VEYA’sı, İMA ifadesi için minimum veya çarpma ve TOPARLAMA ifadesi için ise maksimum veya toplama işlemleri yapılır [63].

Tablo 4.2’de belirtilen dört kural için kuralların kesinlik dereceleri minimum operatörü kullanılarak aşağıda görüldüğü gibi hesaplanabilir:

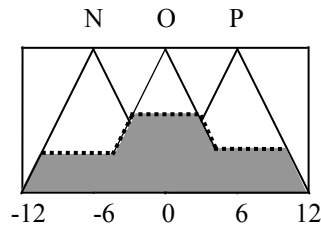
$$\begin{array}{ll}
e = N \text{ ve } de = O \text{ için } u = P & \rightarrow \min(0.7, 0.25) = 0.25 = \mu_{u1} \\
e = N \text{ ve } de = P \text{ için } u = O & \rightarrow \min(0.7, 0.75) = 0.7 = \mu_{u2} \\
e = O \text{ ve } de = O \text{ için } u = O & \rightarrow \min(0.3, 0.25) = 0.25 = \mu_{u3} \\
e = O \text{ ve } de = P \text{ için } u = N & \rightarrow \min(0.3, 0.75) = 0.3 = \mu_{u4}
\end{array}$$

İlgili kuralların kesinlik derecelerini alarak ima işleminin gerçekleştirilmesi Şekil 4.5’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi ima işlemi için minimum operatörü kullanılmıştır.



Şekil 4.5. $e=-0.7$ ve $de=0.3$ değerleri için ilgili kuralların uygulandığı [62]

İma işleminden sonra ima edilen bulanık çıkış kümeleri toplama işlemine tabi tutulur. Bu örnekte toplama işlemi için maksimum operatörü kullanılmıştır. Toparlama sonucunda elde edilen bulanık küme Şekil 4.6’da verilmiştir.



Şekil 4.6. Toparlama işlemi [62]

4.2.3. Durultma

Durultma işlemi bulanıklaştırıcının aksine bulanık niceliği kesin bir değere dönüştürme işlemidir. Bulanık denetimin son işlemi olan durultmada uygulanacak kontrol işareti normalize edilir. Farklı durultma yöntemleri olmasına rağmen en popülerleri ‘Ağırlık Merkezi’ yöntemidir. Bu yöntemde bulanık çıkış kümesinin ağırlık merkezi denklem (4.1) ile hesaplanır.

$$u^* = \frac{\int u \mu_{out}(u) du}{\int \mu_{out}(u) du} \quad (4.1)$$

Bu denklemdeki çıkış bulanık kümesi $\mu_{out}(u)$ fonksiyonunun integralini hesaplamamanın zor veya zaman alıcı olduğu durumlarda ağırlık merkezi yöntemi yerine “merkezlerin ağırlıklı ortalaması” yönteminin kullanılması tercih edilebilir. Bu yöntemde göre kontrol işaretinin normalize edilmiş değeri denklem (4.2) kullanılarak hesaplanır.

$$u^* = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{ui} u_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{ui}} \quad (4.2)$$

Denklem (4.2)’deki μ_{ui} , i . kuralın kesinlik derecesini, u_i ise i . kuralın bulanık çıkış kümesinin merkezini göstermektedir. Bu yöntem direk ima edilen bulanık çıkış kümelerini kullandığından toplama işlemine ihtiyaç duymamaktadır. Şekil 4.5.’deki ima edilmiş bulanık çıkış kümelerini kullanarak denklem (4.2)’i gerçekleştirirsek kontrol işaretinin normalize değeri;

$$u^* = \frac{0.25 * (6) + 0.25 * (0) + 0.7 * (0) + 0.3 * (-6)}{0.25 + 0.25 + 0.7 + 0.3} = -0.2 \quad (4.3)$$

olarak bulunur. Buraya kadar bahsedilen bulanık denetleyiciler standart Mamdani tipi bulanık denetleyicilerdi. Bulanık denetleyicilerin çok kullanılan diğer bir türünde fonksiyonel yani Sugeno tipi denetleyicilerdir [58]. Sugeno tipi bulanık denetleyicilerin

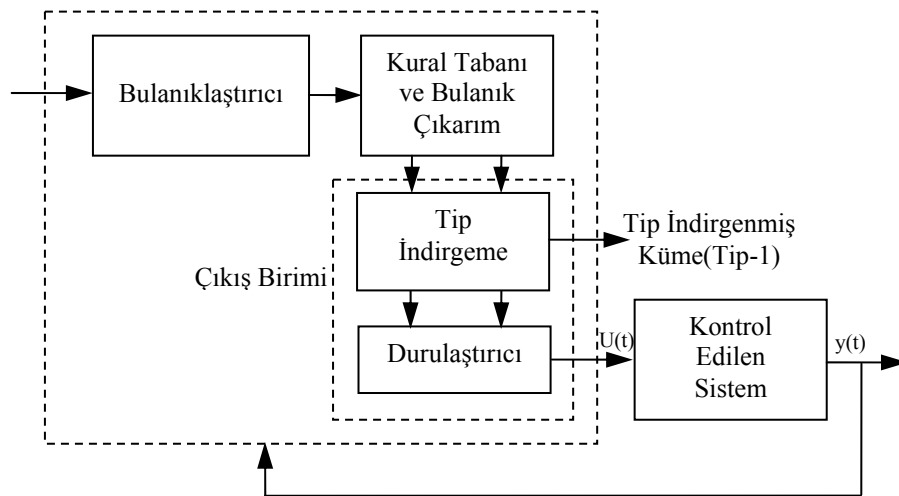
çıkışları, şimdiye kadar anlatılan standart bulanık denetleyicilerde olduğu gibi bulanık kümelerle değil de giriş değişkenlerinin fonksiyonları türünden ifade edilir [63]. Sugeno tipi bir denetleyicide kurallar,

$$\text{IF } (x_1 \text{ is } A \text{ AND } x_2 \text{ is } B) \text{ THEN } u = f(x_1, x_2) \quad (4.4)$$

şeklinde ifade edilir. Bu denetleyicilerde durultucu birimine ihtiyaç duyulmaz. Çünkü çıkış doğrudan bir fonksiyonla belirlenir. Denetleyici çıkışı ise genellikle çıkışların ağırlıklı ortalaması bulunarak hesaplanır.

4.3. Tip-2 Bulanık Kontrol

Bulanık sistemler, kural tabanının oluşturulması için uzman kişilerin sözel ifadelerini kullanırlar. Bu ifadeler kişiden kişiye farklılık gösterdiğinden kelimelerdeki belirsizlik durumu ortaya çıkar. Tip-2 bulanık kontrolör, tip-1 bulanık kontrolörden farklı olarak dilsel belirsizlikleri de yok etmeyi hedefler. Tip-1 bulanık kontrolörlerde ortaya çıkan belirsizlikler, kurallar oluşturulurken kullanılan dilsel ifadelerin anlamları ile ilgili, kurallar sonucunda oluşan ve ölçümlerle ilgili belirsizliklerdir. Tip-2 bulanık kontrolörlerde modelleme suretiyle dilsel belirsizlikler de ele alınır [64]. Bir tip-2 bulanık kontrol sisteminin genel yapısı Şekil 4.7’de verilmiştir.



Şekil 4.7. Tip-2 bulanık kontrol sistemi

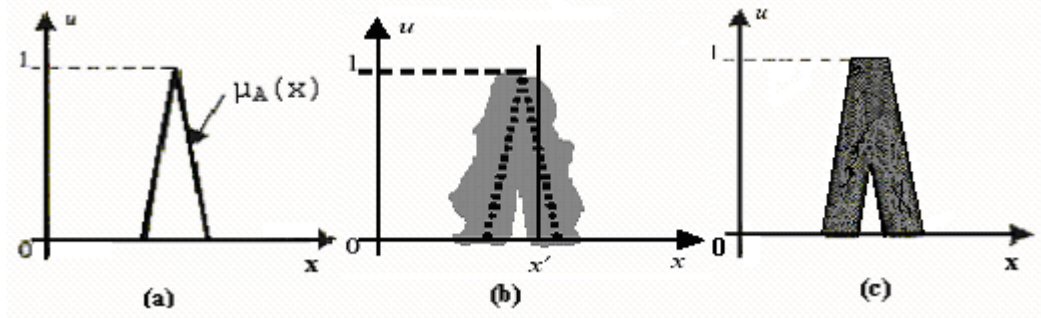
Bu sistemin tip-1 bulanık sistemden yapısal farklılığı çıkış bloğundadır. Tip-1 bulanık sisteminin çıkış bloğunda sadece durultucu bulunurken, tip-2 bulanık sisteminin çıkış bloğunda tip-indirgeyici ve durultucu birlikte yer almaktadır.

Tip-2 bulanık sistemlere geçerken yukarıda tip-1 için anlatılan bulanık mantığın temel ilkelerinde herhangi bir değişim olması beklenmemektedir. Tip sayısının yükselmesi üyelik fonksiyonlarının yapısını değiştirdiğinden sadece üyelik fonksiyonları ile ilgili işlemler değişecektir [65,66].

4.3.1. Tip-2 Üyelik Fonksiyonları

Keskin kümelerde bir eleman bir kümenin ya üyesidir (1) ya da değildir (0). Bir elemanın küme içerisindeki üyeliğinin tam olarak 0 ya da 1 şeklinde belirlenemediği durumlarda bulanık kümeler kullanılır. Bu bulanık kümeler içerisinde üyeliğin kesin bir şekilde belirlenemediği durumlarda da tip-2 bulanık kümeler kullanılmaktadır.

Tip-2 bulanık üyelik fonksiyonları tip-1 üyelik fonksiyonlarının belirli sınırlar arasında genişletilmesinden elde edilir. Şekil 4.8.a' da ki tip-1 üyelik fonksiyonunun belirli sınırlar arasında yayılmasıyla üyelik fonksiyonu bulanıklaştırılmış olur. Bu yayma işlemi ile elde edilen alana belirsizliğin ayak izi denir [16].



Şekil 4.8. a) Tip-1 üyelik fonksiyonu b) Bulanıklaştırılmış tip-1 üyelik fonksiyonu
c) FOU(Belirsizliğin Ayak İzi) [16]

Şekil 4.8 (a)'da herhangi bir x' giriş değeri için 0-1 aralığında kesin bir üyelik derecesi elde edilir. Şekil 4.8 (b)'ye bakılırsa x' giriş değeri için dikey çizginin bulanık kısımla kesiştiği noktalarda üyelik fonksiyonu birden fazla değer almıştır. Bu değerler aynı ağırlığa sahip olmak zorunda değildir ve bu noktalara bir genlik dağılımı uygulanabilir. Bu bütün x' değerleri için yapılırsa tip-2 bulanık kümeleri tanımlayan üç boyutlu tip-2 üyelik fonksiyonu elde edilir.

4.3.2. Tip-2 Bulanık Sistemlerde Kurallar ve Bulanık Çıkarım

Tip-1 ve tip-2 bulanık sistemlerde kuralların oluşturulması açısından önemli bir fark yoktur. Kuralların yapısı aynıdır fakat kümeler tip-2 bulanık kümelerdir. Tip-1 bulanık sistemler için kural yapısı:

$$R^k : \text{IF } (x_1 \text{ is } A_1^k \text{ AND } x_2 \text{ is } A_2^k) \quad \text{THEN } (u_l \text{ is } B_l^k) \quad k=1, \dots, M \quad (4.5)$$

olarak gösterilebilir. Burada k kural sayısını l giriş sayısını göstermektedir. Bulanık sistem için M tane kural mevcuttur. Tip-2 bulanık sistemler için kural yapısı:

$$R^k : \text{IF } (x_1 \text{ is } \tilde{A}_1^k \text{ AND } x_2 \text{ is } \tilde{A}_2^k) \quad \text{THEN } (u_l \text{ is } \tilde{B}_l^k) \quad k=1, \dots, M \quad (4.6)$$

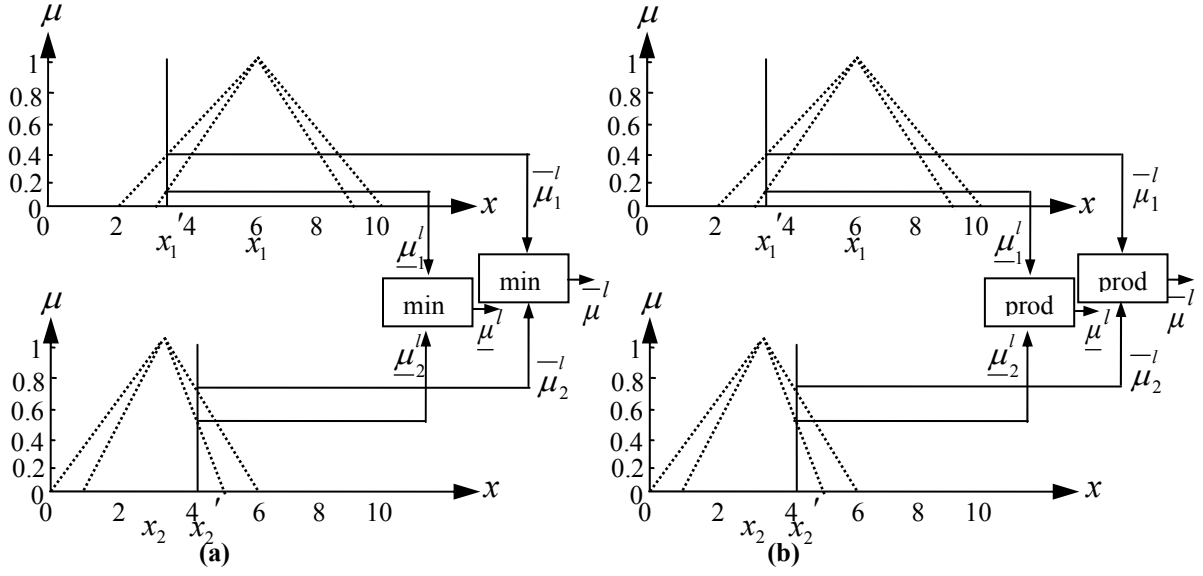
şeklinde yazılabilir. Burada $\tilde{A}_1^k$, $\tilde{A}_2^k$ veya $\tilde{B}_l^k$ ’den en az biri tip-2 bulanık küme olmalıdır. Tip-2 bulanık çıkarım mekanizmasının yapısı büyük oranda tip-1 deki yapıya benzer. Şekil 4.9’da kuralın kesinlik derecesinin bulunması işlemi minimum ve çarpım t-norm için gösterilmiştir. Tip-1’den farkı işlem sonucunda alt ve üst olmak üzere iki üyelik derecesinin elde edilmesidir. Kuralın kesinlik derecesi, çarpım t-norm için;

$$\underline{f}^k = \underline{\mu}_{\tilde{A}_1^k}(x_1) * \underline{\mu}_{\tilde{A}_2^k}(x_2) \quad \text{ve} \quad \overline{f}^k = \overline{\mu}_{\tilde{A}_1^k}(x_1) * \overline{\mu}_{\tilde{A}_2^k}(x_2) \quad (4.7)$$

minimum t-norm için;

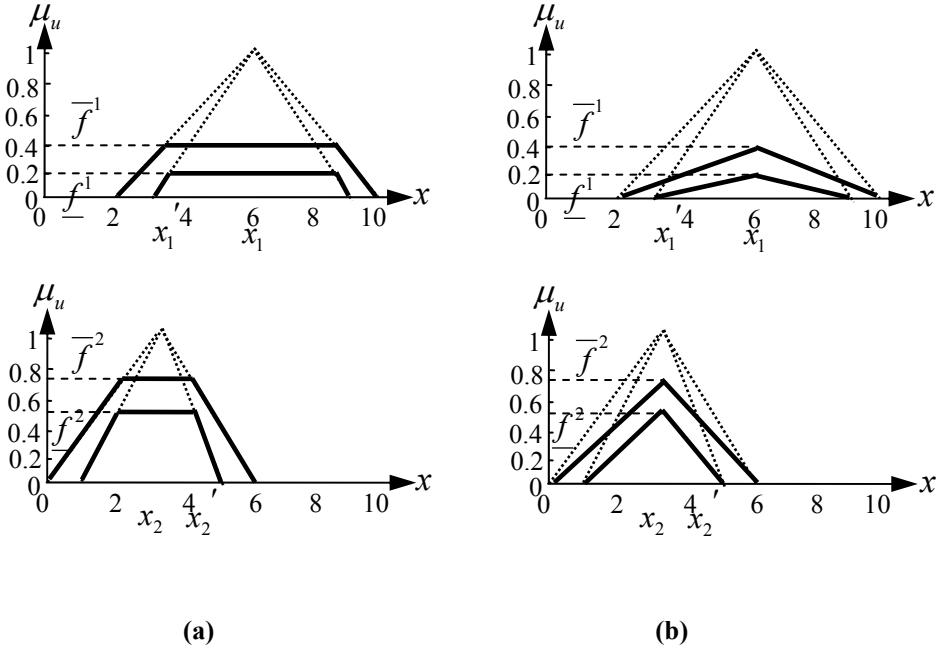
$$\underline{f}^k = \min[\underline{\mu}_{\tilde{A}_1^k}(x_1), \underline{\mu}_{\tilde{A}_2^k}(x_2)] \quad \text{ve} \quad \overline{f}^k = \min[\overline{\mu}_{\tilde{A}_1^k}(x_1), \overline{\mu}_{\tilde{A}_2^k}(x_2)] \quad (4.8)$$

şeklinde elde edilir.



Şekil 4.9. Tip-2 bulanık mantık sistem için kuralın kesinlik derecesinin bulunması işlemi
(a) minimum t-norm ile (b) çarpım t-norm ile

Şekil 4.10'da çıkış-sonuç işleminin gerçekleştirilmesi minimum ve çarpım t-norm için gösterilmiştir.



Şekil 4.10. Tip-2 bulanık mantık sistem için çıkış-sonuç işlemi
(a) minimum t-norm ile (b) çarpım t-norm ile

Şekildeki $\underline{f}^k$ ve $\overline{f}^k$ ilgili kuralın alt ve üst kesinlik derecelerini göstermektedir.

4.3.3. Tip İndirgeme ve Durultma

Tip indirgeme ve durultma sonucunda, ima edilmiş tip-2 çıkış kümesi sırayla ağırlık merkezini hesaplayarak tip-1 bulanık kümesine daha sonra da keskin bir değere dönüştürülür. Bu amaçla; ağırlık merkezi, merkezlerin toplamı, yükseklik, değiştirilmiş yükseklik, kümelerin merkezi yöntemi olmak üzere birçok yöntem bulunmaktadır [16,67]. Bu tez çalışmasında, kümelerin merkezi yöntemi kullanılarak çıkış elde edilecektir:

Çıkış, $y = [y_l, y_r]$ olmak üzere y_l ve y_r çıkışın sol ve sağ sınırlarıdır:

$$y_l = \frac{\sum_{k=1}^M f_l^k w_l^k}{\sum_{k=1}^M f_l^k} \quad (4.9)$$

$$y_r = \frac{\sum_{k=1}^M f_r^k w_r^k}{\sum_{k=1}^M f_r^k} \quad (4.10)$$

Denklem (4.9)' da ki f_l^k , k . kuralın sol kesinlik derecesini, w_l^k ise k . kuralın çıkış üyelik fonksiyonunun sol kenarını göstermektedir. Denklem (4.10)' da ki f_r^k , k . kuralın sağ kesinlik derecesini, w_r^k ise k . kuralın çıkış üyelik fonksiyonunun sağ kenarını ifade etmektedir.

Tip düşürme algoritması kullanarak y_l ve y_r hesaplanabilir.

$w_l^1 \leq w_l^2 \leq \dots \leq w_l^M$ olmak üzere y_l 'yi hesaplamak için kullanılacak algoritma aşağıda verilmiştir:

1. $(k = 1, \dots, M)$ için $f_l^k = (\underline{f}^k + \overline{f}^k) / 2$ denklemini kullanarak y_l 'yi denklem (4.9)'dan hesapla ve $y_l' = y_l$.

2. $w_l^L \leq y_l' \leq w_l^{L+1}$ şartını sağlamak üzere $1 \leq L \leq M - 1$ için L 'yi hesapla.

3. $k \leq L$ için $f_l^k = \overline{f}^k$, y_l $k > L$ için $f_l^k = \underline{f}^k$ kullanarak denklem (4.9)'dan y_l 'yi hesapla ve $y_l'' = y_l$.

4. Eğer $y_l'' \neq y_l'$ ise 5. adıma git. Eğer $y_l'' = y_l'$ ise $y_l = y_l''$ ve adım 6'ya git.

5. $y_l' = y_l''$ ve adım 2'ye dön.

6. Bitir.

Benzer şekilde, $w_r^1 \leq w_r^2 \leq \dots \leq w_r^M$ olmak üzere denklem (4.10)'dan y_r 'yi hesaplamak için kullanılacak algoritma y_l 'yi hesaplamak için kullanılan algoritmayla aynıdır. Sadece 3. adımda $k \leq R$ için $f_l^k = \underline{f}^k$, y_l $k > R$ için $f_l^k = \overline{f}^k$ kullanarak y_r hesaplanır. y_l ve y_r elde edildikten sonra durultulmuş keskin bir değere sahip çıkış $y = \frac{y_l + y_r}{2}$ denklemiyle bulunur.

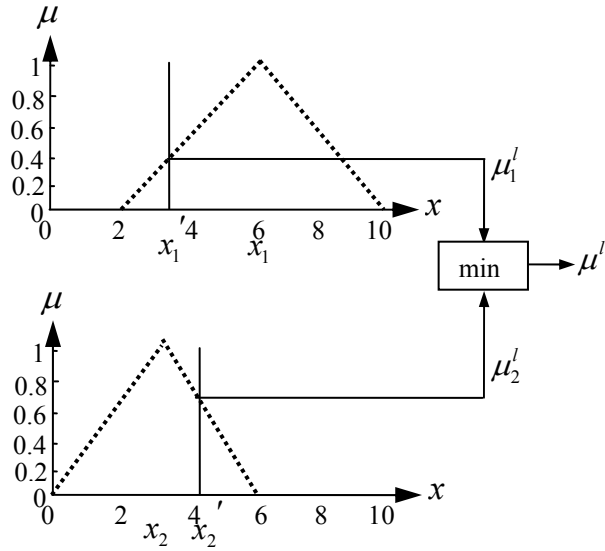
4.4. Singleton ve Non-singleton Bulanık Sistem Kavramları

Bulanık sistemin girişleri için nonsingleton ve singleton ifadeleri kullanılır [16]. Singleton ifadesi girişlerin kesin bir değere sahip olduğunu, nonsingleton ifadesi de girişlerden en az bir tanesinin bulanık küme olduğunu gösterir. Bu bölüme kadar bahsedilen bulanık sistemler singleton tip-1 bulanık sistemleriydi ki bu sistemlerde giriş ölçüm belirsizlikleriyle ilgilenilmez. Ancak özellikle gürültünün etkili olduğu durumlarda giriş belirsizliklerini de modellemek için nonsingleton yapının kullanılması uygundur [16,68]. Böyle sistemler giriş ölçüm belirsizliklerine karşı da duyarlı hale gelir.

Tip-1 ve tip-2 bulanık sistemlerde singleton ve nonsingleton kavramlarının daha iyi anlaşılması için bu sistemlerde kuralların kesinlik derecelerinin bulunması işlemi aşağıdaki alt bölümlerde gösterilmiştir.

4.4.1. Singleton Tip-1 Bulanık Sistemler

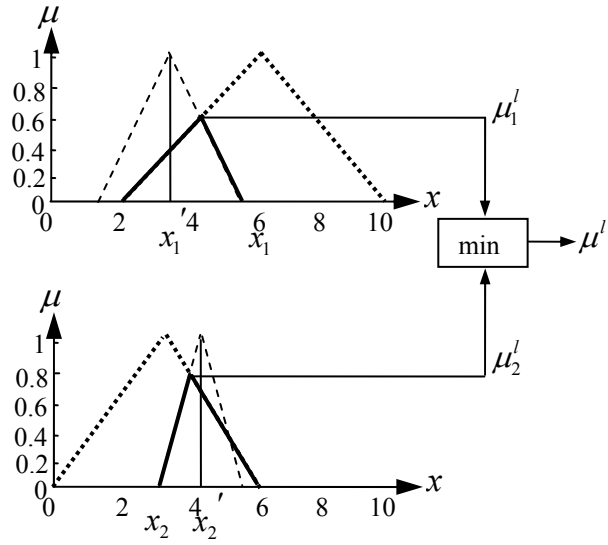
Singleton tip-1 bulanık bir sistemde ilgili kuralların kesinlik derecelerinin bulunması işlemi Şekil 4.11’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi kuralların kesinlik derecesinin bulunması işlemi için minimum t-norm kullanılmıştır.



Şekil 4.11. Singleton tip-1 bulanık sistemler için minimum t-norm ile kuralların kesinlik derecesinin bulunması işlemi [16]

4.4.2. Nonsingleton Tip-1 Bulanık Sistemler

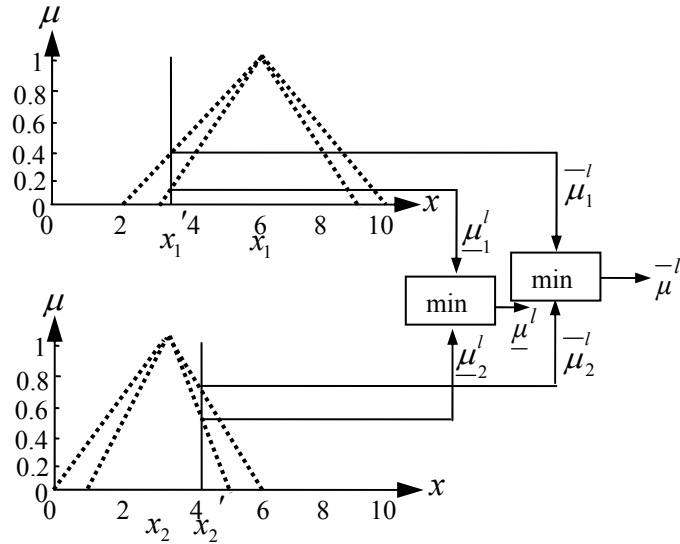
Nonsingleton tip-1 bulanık bir sistemde ilgili kuralların kesinlik derecelerini alarak ima işleminin gerçekleştirilmesi Şekil 4.12’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi kuralların kesinlik derecesinin bulunması işlemi için minimum t-norm kullanılmıştır.



Şekil 4.12. Nonsingleton tip-1 bulanık sistemler için minimum t-norm ile kuralların kesinlik derecesinin bulunması işlemi [16]

4.4.3. Singleton Tip-2 Bulanık Sistemler

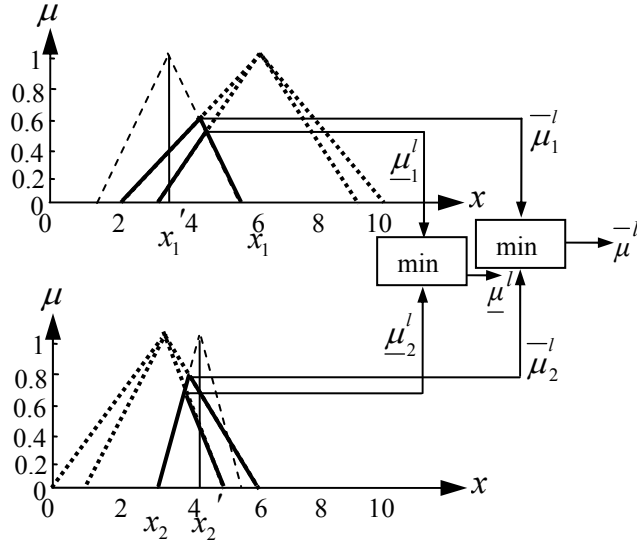
Singleton tip-2 bulanık bir sistemde ilgili kuralların kesinlik derecelerini alarak imaj işleminin gerçekleştirilmesi Şekil 4.13’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi kuralların kesinlik derecesinin bulunması işlemi için minimum t-norm kullanılmıştır.



Şekil 4.13. Singleton tip-2 bulanık sistemler için kuralların kesinlik derecesinin minimum t-norm kullanılarak bulunması işlemi [16]

4.4.4. Nonsingleton Tip-2 Bulanık Sistemler

Nonsingleton tip-2 bulanık bir sistemde ilgili kuralların kesinlik derecelerini alarak imaj işleminin gerçekleştirilmesi Şekil 4.14’de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi kuralların kesinlik derecesinin bulunması işlemi için Şekil 4.14’ de minimum t-norm kullanılmıştır.



Şekil 4.14. Nonsingleton tip-2 bulanık sistemler için kuralların kesinlik derecesinin minimum t-norm bulunması işlemi [16]

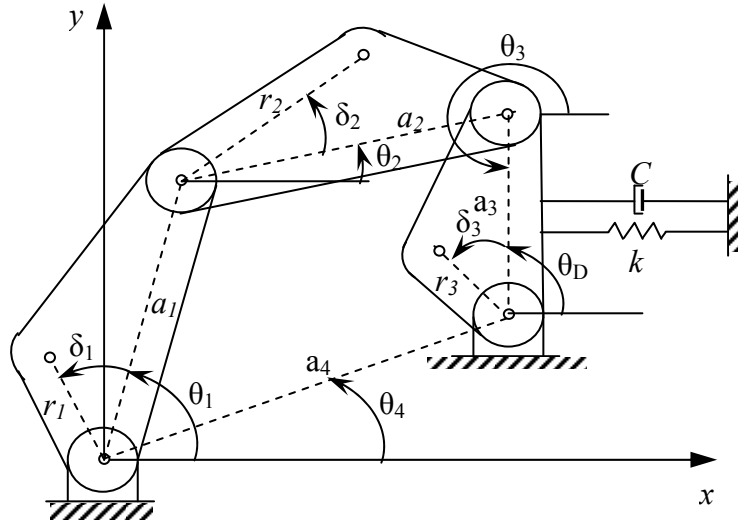
Bu tez çalışmasında, yukarıda bahsedilen yöntemler benzetim ve deneysel çalışmalarla sınanacaktır.

5. SERBEST UYARMALI DA MOTOR İLE SÜRÜLEN DÖRT KOL MEKANİZMALI SİSTEMİN MATEMATİKSEL MODELİ

Bu bölümde serbest uyarmalı DA motorla sürülen dört kol mekanizmalı sistemin tamamı için matematiksel model durum değişkenleri ile ifade edilecektir.

5.1. Dört-Kol Mekanizmasının Matematiksel Modeli

Şekil 5.1’de bir dört kol mekanizmasının genel görünümü verilmiştir. Şekilde i . kolun kütle merkezinin yerini r_i ve θ_i tanımlamaktadır. Her bir kolun kütlesi m_i , atalet momenti J_i ve uzunluğu a_i ile gösterilmiştir. Modeli genelleştirmek için yay ve sönümleyici de kullanılmıştır. Sönümleme katsayısı C ve yay sabiti k ile tanımlanmıştır.



Şekil 5.1 Bir dört kol mekanizmasının genel görünümü

Krank açısı θ_1 kullanılarak Lagrange eşitliği yazılırsa [32,34],

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial K}{\partial \dot{\theta}_1} \right) - \frac{dK}{d\theta_1} + \frac{dP}{d\theta_1} + \frac{dD}{d\dot{\theta}_1} = T \quad (5.1)$$

ifadesi elde edilir. Burada, K kinetik enerjiyi, P potansiyel enerjiyi, D yutulan enerjiyi ve T harici uygulanan momenti göstermektedir. Mekanizmanın kinetik enerjisi,

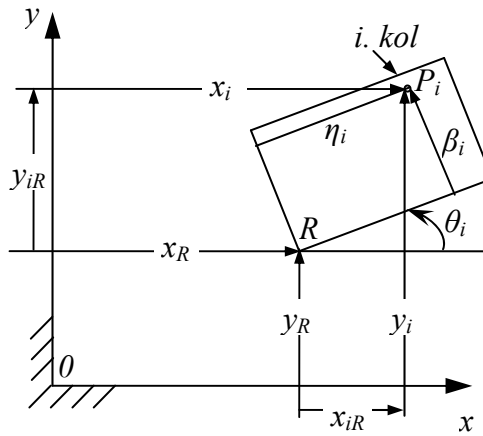
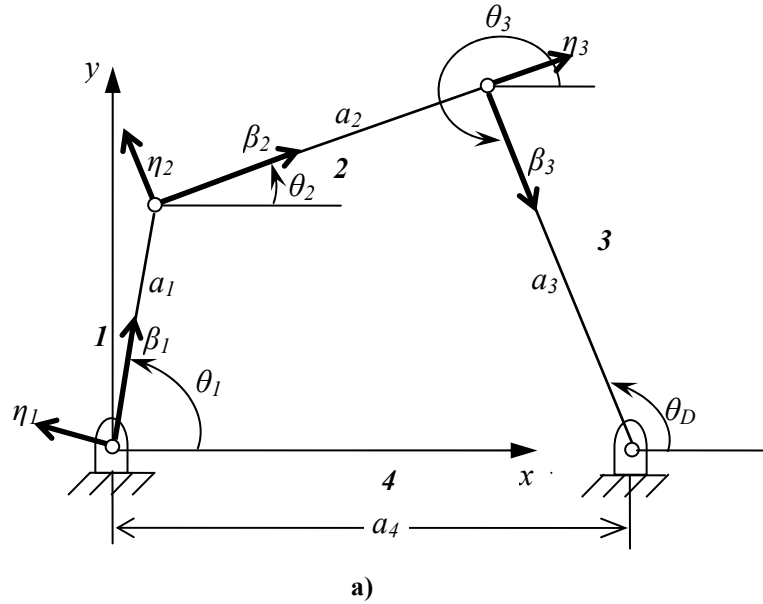
$$K = \sum_{i=1}^3 \left[\frac{1}{2} m_i (V_{ix}^2 + V_{iy}^2) + \frac{1}{2} J_i \dot{\theta}_i^2 \right] \quad (5.2)$$

şeklinde yazılabilir. V_{ix} ve V_{iy} i . kolun x ve y yönündeki hız bileşenleri, $\dot{\theta}_i$ ise açısal hızıdır. Bu hız bileşenleri [31]:

$$\begin{aligned} V_{ix} &= u_i \dot{\theta}_1 \\ V_{iy} &= v_i \dot{\theta}_1 \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\dot{\theta}_i = w_i \dot{\theta}_1$$

olarak ifade edilebilir. Burada w_i katsayısı denklem (2.44)'deki etki katsayısı k_i dir. u_i ve v_i katsayılarını hesaplamak için ise Şekil 5.2' deki i . kolun üzerindeki herhangi bir P_i noktasının konumundan faydalanılır [32].



Şekil 5.2. i . kolun üzerindeki herhangi bir P_i noktasının konumu [32]

Şekilde 3. kolun açısal pozisyonu $\theta_3 = \theta_D + \pi$ dir. x_i ve y_i , P_i noktasının x ve y düzlemindeki konumunu göstermek üzere;

$$x_{iR} = x_i - x_R = \eta_i \cos \theta_i - \beta_i \sin \theta_i \quad (5.4.a)$$

$$y_{iR} = y_i - y_R = \eta_i \sin \theta_i + \beta_i \cos \theta_i \quad (5.4.b)$$

şeklinde ifade edilir. Bu denklemde kullanılan R başlangıç noktasına olan mesafedir. P_i noktasının hızı denklem (5.4)' deki x_i ve y_i 'nin birinci türevleri alınarak bulunur:

$$\dot{x}_i = \dot{x}_R + \dot{x}_{iR} = \dot{x}_R - \eta_i \dot{\theta}_i \sin \theta_i - \beta_i \dot{\theta}_i \cos \theta_i \quad (5.5.a)$$

$$\dot{y}_i = \dot{y}_R + \dot{y}_{iR} = \dot{y}_R + \eta_i \dot{\theta}_i \cos \theta_i - \beta_i \dot{\theta}_i \sin \theta_i. \quad (5.5.b)$$

Denklem (5.4), (5.5)'de yerine yazılırsa,

$$\dot{x}_i = \dot{x}_R - y_{iR} \dot{\theta}_i \quad (5.6.a)$$

$$\dot{y}_i = \dot{y}_R + x_{iR} \dot{\theta}_i \quad (5.6.b)$$

elde edilir. Bu denklemde ki $\dot{x}_R$ ve $\dot{y}_R$ matrisel formda,

$$\begin{Bmatrix} \dot{x}_R \\ \dot{y}_R \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} u_R \\ v_R \end{Bmatrix} \dot{\theta}_1 \quad (5.7)$$

olarak ifade edilebilir. Denklem (5.7) ve (5.3.c), (5.6)'da yerine yazılırsa,

$$\begin{Bmatrix} \dot{x}_i \\ \dot{y}_i \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} u_R - y_{iR} w_i \\ v_R + x_{iR} w_i \end{Bmatrix} \dot{\theta}_1 = \begin{Bmatrix} u_i \\ v_i \end{Bmatrix} \dot{\theta}_1 \quad (5.8)$$

elde edilir. Denklem (5.8)'den u_i ve v_i ,

$$\begin{Bmatrix} u_i \\ v_i \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} u_R - y_{iR} w_i \\ v_R + x_{iR} w_i \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} u_R \\ v_R \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} -y_{iR} \\ x_{iR} \end{Bmatrix} w_i \quad (5.9)$$

olarak bulunur. Denklem (5.9) kullanılarak,

1. kol için;

$$\begin{Bmatrix} u_1 \\ v_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -y_{1A} \\ x_{1A} \end{Bmatrix} w_1 \quad (5.10.a)$$

2. kol için;

$$\begin{Bmatrix} u_2 \\ v_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -y_{BA} \\ x_{BA} \end{Bmatrix} w_1 + \begin{Bmatrix} -y_{2B} \\ x_{2B} \end{Bmatrix} w_2 \quad (5.10.b)$$

3. kol için;

$$\begin{Bmatrix} u_3 \\ v_3 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -y_{3D} \\ x_{3D} \end{Bmatrix} w_3 = \begin{Bmatrix} -y_{3C} + y_{DC} \\ x_{3C} - x_{DC} \end{Bmatrix} w_3 \quad (5.10.c)$$

olarak elde edilir. $S_i = \sin(\theta_i)$ ve $C_i = \cos(\theta_i)$ olmak üzere denklem (5.5), (5.11)' de yerine yazılırsa,

1. kol için;

$$\begin{Bmatrix} u_1 \\ v_1 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -\eta_1 S_1 - \beta_1 C_1 \\ \eta_1 C_1 - \beta_1 S_1 \end{Bmatrix} \quad (5.11.a)$$

2. kol için;

$$\begin{Bmatrix} u_2 \\ v_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -a_1 S_1 \\ a_1 C_1 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} -\eta_2 S_2 - \beta_2 C_2 \\ \eta_2 C_2 - \beta_2 S_2 \end{Bmatrix} w_2 \quad (5.11.b)$$

3. kol için;

$$\begin{Bmatrix} u_3 \\ v_3 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} -a_1 S_1 \\ a_1 C_1 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} -\eta_3 S_D - \beta_3 C_D + a_3 S_D \\ \eta_3 C_D - \beta_3 S_D - a_3 C_D \end{Bmatrix} w_3 \quad (5.11.c)$$

şeklinde bulunur. Denklem (5.4), (5.3)'de yerine yazılırsa kinetik enerji denklemi,

$$K = \frac{1}{2} A(\theta_1) \dot{\theta}_1^2 \quad (5.12)$$

olur. Burada,

$$A(\theta_1) = \sum_{i=1}^3 [m_i(u_i^2 + v_i^2) + J_i w_i^2] \quad (5.13)$$

dir. Potansiyel enerji (P), yer çekiminden dolayı oluşan potansiyel enerji (P_g) ile yayda depolanan potansiyel enerjinin (P_s) toplamıdır:

$$\begin{aligned} P &= P_s + P_g \\ P_s &= \frac{1}{2} k(\theta_D - \theta_{D,0})^2 \\ P_g &= \{m_1 r_1 \sin(\theta_1 + \delta_1) + m_2 (a_1 \sin \theta_1 + r_2 \sin(\theta_2 + \delta_2)) + m_3 (a_4 \sin \theta_4 + r_3 \sin(\theta_3 + \delta_3))\} g \end{aligned} \quad (5.14)$$

$\theta_{D,0}$ 3. kolun başlangıç açısal pozisyonu, g ise yerçekim sabitidir. Dağılan enerji (D),

$$D = \frac{1}{2} C \dot{\theta}_D^2 \quad (5.15)$$

şeklinde ifade edilir.

Denklem (5.12), (5.14) ve (5.15), denklem (5.2)'de yerine yazılarak mekanizmanın hareketini tanımlayan denklem,

$$A(\theta_1) \ddot{\theta}_1 + \frac{1}{2} \frac{dA(\theta_1)}{d\theta_1} \dot{\theta}_1^2 + k w_3 (\theta_D - \theta_{D,0}) + C w_3^2 \dot{\theta}_1 = T \quad (5.16)$$

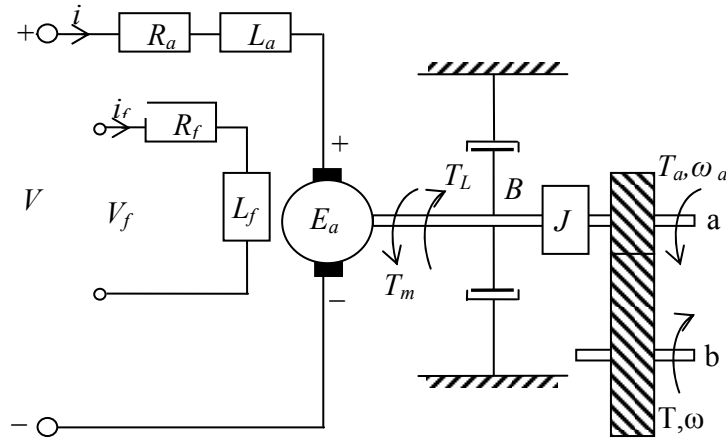
şeklinde elde edilir. Denklem (5.16) dört-kol mekanizmasının dinamik modelini temsil etmektedir.

5.2. Serbest Uyarmalı DA Motorun Matematiksel Modeli

Serbest uyarmalı bir DA motora ait blok şeması Şekil 5.3’de verilmiştir. Burada V giriş gerilimini, R_a armatür direncini, L_a armatür indüktansını ve i_a armatür akımını göstermektedir. R_f, L_f ve i_f sırayla alan sargı direncini, indüktansını ve akımını, T ise motor çıkış momentini temsil etmektedir. Şekil 5.3’de gösterilen sistem için gerilim eşitliği,

$$V = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + E_a \quad (5.17)$$

olarak yazılabilir. Burada E_a motorun ürettiği zıt elektromotor kuvveti göstermektedir ve $E_a = K_g \omega_a$ ile ifade edilir. K_g motor gerilim sabitini, ω_a ise a milinin açısal hızını temsil etmektedir.



Şekil 5.3. Serbest uyarmalı bir DA motorun blok şeması

Bu sistem için moment eşitliği,

$$T = n(T_m - T_L - B\omega_a - J\dot{\omega}_a) \quad (5.18)$$

şeklinde yazılabilir. n sistemin dişli çevirme oranıdır ve

$$n = \frac{T}{T_a} = \frac{\omega_a}{\omega} \quad (5.19)$$

ile ifade edilir. Burada ω_a a milinin açısal hızını, ω ise yükün açısal hızını temsil etmektedir. Denklem (5.18)'deki T_m manyetik motor momentini göstermek üzere,

$$T_m = K_m i_a(t) \quad (5.20)$$

dir. K_m motor moment sabitidir. Denklem (5.19) ve (5.20), denklem (5.17) ve (5.18)'de yerine yazılırsa motorun matematiksel modelini temsil eden eşitlikler,

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_a} (V - R_a i_a(t) - nK_g \dot{\theta}_1) \quad (5.21)$$

$$T = nK_m i(t) - nT_L - n^2 B \dot{\theta}_1 - n^2 J \ddot{\theta}_1 \quad (5.22)$$

olarak bulunur.

5.3. Serbest Uyarmalı DA Motor ile Sürülen Dört Kol Mekanizmalı Sistemin Matematiksel Modeli

Sistemin bütünü inceleme için denklem (5.16) ve (5.22) birlikte kullanılarak dinamik model elde edilebilir:

$$\begin{aligned} A(\theta_1) \ddot{\theta}_1 + \frac{1}{2} \frac{dA(\theta_1)}{d\theta_1} \dot{\theta}_1^2 + kw_3(\theta_D - \theta_{D,0}) + Cw_3^2 \dot{\theta}_1 \\ = nK_m i(t) - nT_L - n^2 B \dot{\theta}_1 - n^2 J \ddot{\theta}_1 \end{aligned} \quad (5.23)$$

Denklem (5.23)'ü durum değişkenleri ile ifade edecek olursak:

$$x_1 = \theta_1 \quad (5.24.a)$$

$$x_2 = \dot{x}_1 = \dot{\theta}_1 \quad (5.24.b)$$

$$x_3 = i(t) \quad (5.24.c)$$

Denklem (5.24) ve (5.23) kullanılarak durum denklem takımı [6],

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (5.25.a)$$

$$\dot{x}_2 = A_0 \{A_1 x_2^2 + A_2 x_2 + nK_m x_3 + A_3\} \quad (5.25.b)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{L} (V - Rx_3 - nK_g x_2) \quad (5.25.c)$$

olarak elde edilir. Burada;

$$A_0 = \frac{1}{A(\theta_1) + n^2 J} \quad (5.26.a)$$

$$A_1 = -\frac{1}{2} \frac{dA}{d\theta_1} \quad (5.26.b)$$

$$A_2 = -(n^2 B + Cw_4^2) \quad (5.26.c)$$

$$A_3 = -kw_4(\theta_D - \theta_{D,0}) - nT_L \quad (5.26.d)$$

dir ve $A(\theta_1)$

$$A(\theta_1) = H_0 + H_1 w_2^2 + H_2 w_3^2 + H_3 w_2 \cos(\theta_2 - \theta_1 + \delta_2) \quad (5.27)$$

dir. Denklem (5.27)'de,

$$H_0 = J_1 + m_1 r_1^2 + m_2 a_1^2 \quad (5.28.a)$$

$$H_1 = J_2 + m_2 r_2^2 \quad (5.28.b)$$

$$H_2 = J_3 + m_3 r_3^2 \quad (5.28.c)$$

$$H_3 = 2m_2 r_2 a_1 \quad (5.28.d)$$

olarak ifade edilebilir. Denklem (5.26.b)'deki $\frac{dA}{d\theta_1}$ ifadesi ise,

$$\begin{aligned} \frac{dA}{d\theta_1} &= 2H_1 w_2 \frac{dw_2}{d\theta_1} + 2H_2 w_3 \frac{dw_3}{d\theta_1} \\ &+ H_3 \left\{ \frac{dw_2}{d\theta_1} \cos(\theta_2 - \theta_1 + \delta_2) - w_2 \sin(\theta_2 - \theta_1 + \delta_2)(w_2 - 1) \right\} \end{aligned} \quad (5.29)$$

dir. Burada;

$$\frac{dw_2}{d\theta_1} = \frac{a_1(G_1 + G_2)}{a_2 \sin^2(\theta_2 - \theta_3)} \quad (5.30.a)$$

$$\frac{dw_3}{d\theta_1} = \frac{a_1(G_3 + G_4)}{a_3 \sin^2(\theta_2 - \theta_3)} \quad (5.30.b)$$

ve

$$G_1 = (w_3 - 1) \sin(\theta_2 - \theta_3) \cos(\theta_3 - \theta_1) \quad (5.31.a)$$

$$G_2 = \sin(\theta_3 - \theta_1) \cos(\theta_2 - \theta_3)(w_3 - w_2) \quad (5.31.b)$$

$$G_3 = (w_2 - 1) \sin(\theta_2 - \theta_3) \cos(\theta_2 - \theta_1) \quad (5.31.c)$$

$$G_4 = \sin(\theta_2 - \theta_1) \cos(\theta_2 - \theta_3)(w_3 - w_2) \quad (5.31.d)$$

olarak belirlenir.

6. DÖRT KOL MEKANİZMASININ BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu tez çalışmasında bir serbest uyarmalı doğru akım motoru ile sürülen dört kol mekanizmasının krank açısal hızının kontrolü gerçekleştirilmektedir. Motora bağlı olan krank döndüğü zaman atalet etkisinden dolayı krank açısal hızında periyodik olarak değişen salınımlar gözlenir. Mekanizmanın tasarımında zamanlama gerekliliğinden dolayı krank hızının sabit olması gerekir. Bu çalışmanın amacı krank hızındaki salınımları minimuma indirmektedir.

Bu tez çalışmasında kullanılan dört kol mekanizmasına ve doğru akım motoruna ait parametreler sırayla Tablo 6.1 ve 6.2’de verilmiştir. Parametreler deneysel çalışmanın yapıldığı gerçek sisteme ait değerlerdir. Benzetim çalışmaları da bu değerlere göre gerçekleştirilmiştir.

Tablo 6.1. Dört-kol mekanizmasının parametreleri

1. Kol	2. Kol	3. Kol	4. Kol
$a_1=0.045\text{m}$	$a_2=0.536\text{m}$	$a_3=0.272\text{m}$	$a_4=0.455\text{m}$
$r_1=0\text{m}$	$r_2=0.268\text{m}$	$r_3=0.136\text{m}$	
$m_1=1.311\text{kg}$	$m_2=0.506\text{kg}$	$m_3=0.208\text{kg}$	
$J_1=0.0019\text{kgm}^2$	$J_2=0.0167\text{kgm}^2$	$J_3=0.0058\text{kgm}^2$	

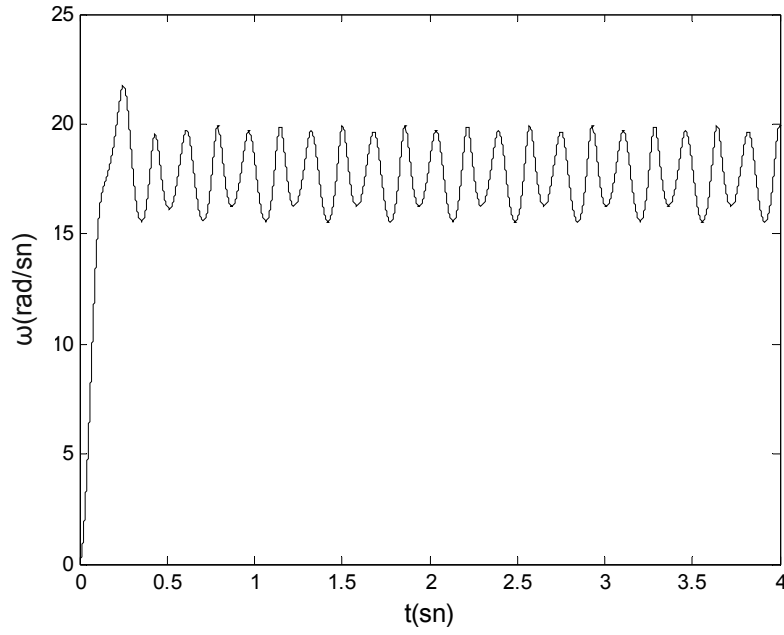
Tablo 6.2. Motorun parametreleri

Sürtünme katsayısı (B)=0.00169 Nms/rad	Atalet momenti (J)=0.00051 kgm ²
Armatör sargı direnci (R_a)=25.5871 Ω	Armatör sargı indüktansı (L_a)=1.4643 H
Tork sabiti (K_m)=1.0672 Nm/A	Gerilim sabiti (K_g)=1.3758 Vs

Dört kol mekanizmasında açısal hızı kontrol edilmek istenen krank (1. kol) için bir disk kullanılmıştır. Motor mili diskin merkezine bağlandığı için kütle merkezi $r_1=0$ olarak alınmıştır.

6.1. Dört Kol Mekanizmasının Hız Kontrolü

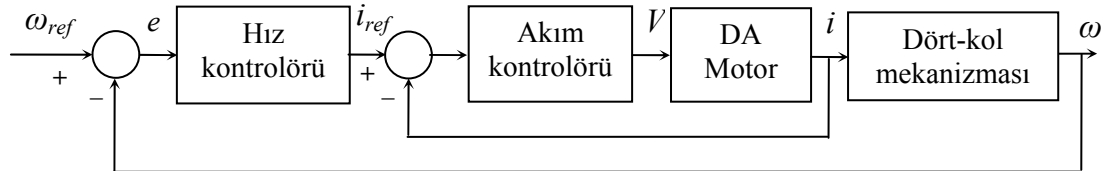
Dört kol mekanizmasının açık çevrim krank açısai hız değışimini gösteren benzetim çalışması 25 V basamak giriş için Şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1. Dört-kol mekanizmasının açık çevrim benzetim açısal hız cevabı

Şekilden de görüldüğü gibi, mekanizmadaki atalet değışimlerinden dolayı krank açısal hızında periyodik salınımlar gözlenmektedir.

Dört-kol mekanizmasının krank açısal hızının kapalı çevrim kontrolüne ait blok şeması Şekil 6.2’ de gösterilmiştir.

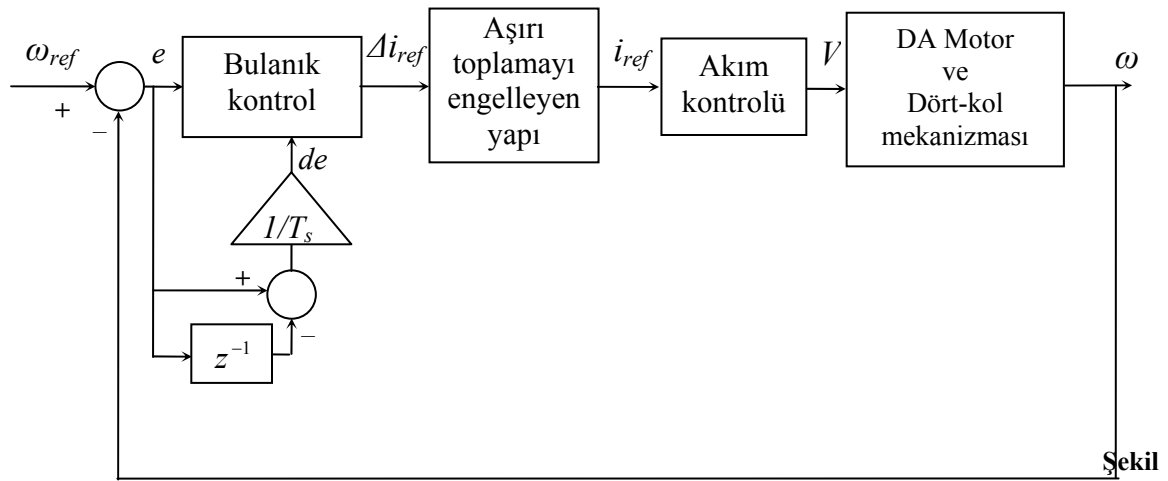


Şekil 6.2. Dört-kol mekanizmasının krank açısal hızının kontrolü

Şekilde de görüldüğü gibi dört kol mekanizması bir DA motoruyla sürülmektedir. Bunun için dört kol mekanizmasının krank mili motorun miline direkt bağlanmıştır. Gerçek açısal hız (ω) referans açısal hız (ω_{ref}) ile karşılaştırılıp hız hatası (e) elde edilmiştir. Hata bilgisi hız kontrolörünün girişine uygulanıp kontrolör çıkışında referans akım (i_{ref}) değeri bulunmuştur. Akım referansı motordan alınan gerçek akım (i) ile karşılaştırılıp akım hatası elde edilmiştir. Bu hata bilgisini işleyerek motora uygulanması gereken gerilim değerini bulmak için akım kontrolörü olarak bir PI denetleyici kullanılmıştır. PI denetleyici sönüm oranı $\zeta = 0.707$ ve doğal frekans $\omega_n = 500 \text{ rad/sn}$ olacak şekilde örnekleme periyodu $T_s = 2 \times 10^{-4} \text{ sn}$ için tasarlanmıştır. Daha gerçekçi bir sistem için akım talebi motorun maksimum akımında (i_{max}) sınırlanmıştır.

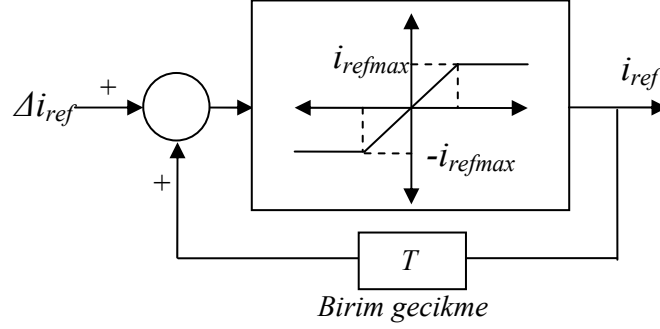
Şekil 6.2’de yer alan motor ve dört kol mekanizmasının alt blokları Ek-1 ve Ek-2’de verilmiştir.

Bu kısımda dört kol mekanizmasının krank açısal hız kontrolü için farklı kontrol yöntemleri bir arada kullanılarak benzetim sonuçları sunulmuştur. Şekil 6.3’de dört-kol mekanizması için bulanık kontrol sisteminin blok şeması verilmiştir.



6.3. Dört-kol mekanizmasının bulanık kontrolü

Bulanık kontrolörün giriş değişkenleri hata(e) ve hatanın değişimi (de), çıkış değişkeni ise (Δi_{ref}) dir. Daha gerçekçi bir sistem için akım talebi 2A’de sınırlanmıştır. Bunun için aşırı toplamayı engelleyen yapı (anti-windup integratör yapısı) [69,70] kullanılmıştır. Aşırı toplamayı engelleyen yapının blok şeması Şekil 6.4’de verilmiştir.



Şekil 6.4. Aşırı toplamayı engelleyen (Anti-windup integrator) yapı

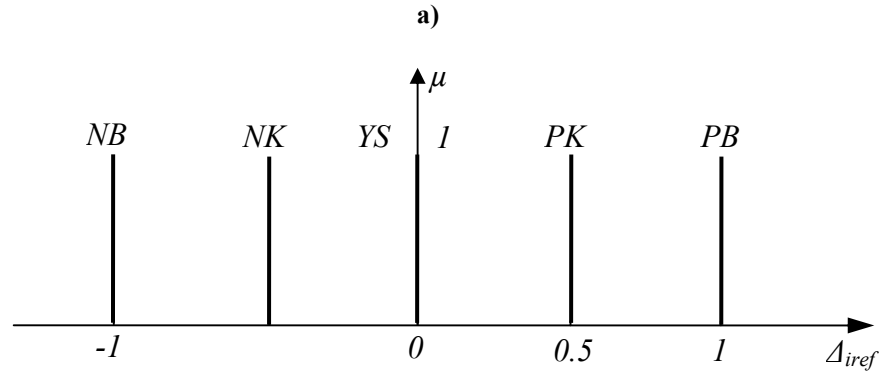
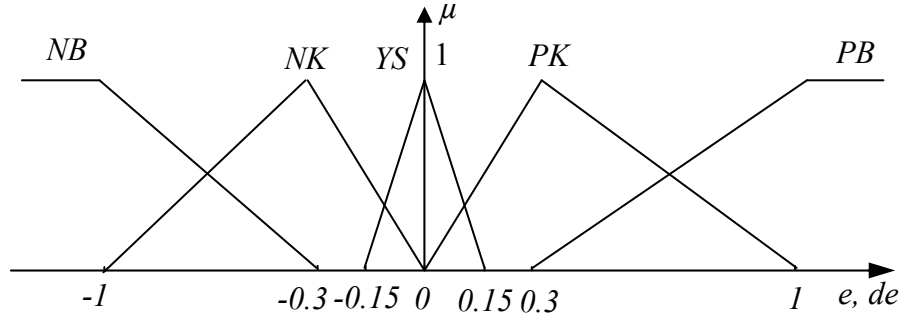
Bu integratörün çıkışı, doğru akım motorunun kapalı çevrim akım kontrolü için referans akım olarak alınmıştır.

6.1.1. Dört Kol Mekanizmasının Tip-1 Bulanık Hız Kontrolü

Tip-1 bulanık sistemde kural yapısı:

$$\text{IF } e \text{ is } F_e^k \text{ AND } de \text{ is } F_{de}^k \quad \text{THEN } \Delta i_{ref} \text{ is } w^k \quad (k = 1, \dots, M) \quad (6.1)$$

şeklinde yazılır. F_e^k ve F_{de}^k aralıklı (interval) tip-1 bulanık kümeler, ve w^k ise tek çubuk (singleton) çıkış üyelik fonksiyonlarıdır. Tip-1 bulanık kontrol sisteminin girişlerine ve çıkışına ait üyelik fonksiyonları Şekil 6.5’de, sistemin kural tablosu ise Tablo 6.3’de verilmiştir.



b)

Şekil 6.5. Tip-1 a) giriş üyelik fonksiyonları b) çıkış üyelik fonksiyonları

Tablo 6.3. Tip-1 bulanık sistemin kural tablosu

$\begin{matrix} \text{de} \\ \text{e} \end{matrix}$	NB	NK	YS	PK	PB
NB	NB	NB	NB	NK	YS
NK	NB	NB	NK	YS	PK
YS	NB	NK	YS	PK	PB
PK	NK	YS	PK	PB	PB
PB	YS	PK	PB	PB	PB

Giriş değişkenlerinin üyelik dereceleri arasındaki işlem sonucunda her kural için bir kuralın kesinlik derecesi elde edilir. Daha sonra kuralın kesinlik derecesi ile ilgili kuralın

bulanık çıkış kümesi arasındaki ima işlemi yapılır. Son olarak ima edilen bulanık çıkış kümelerinin toparlanması ve durultma işlemi gerçekleştirilir.

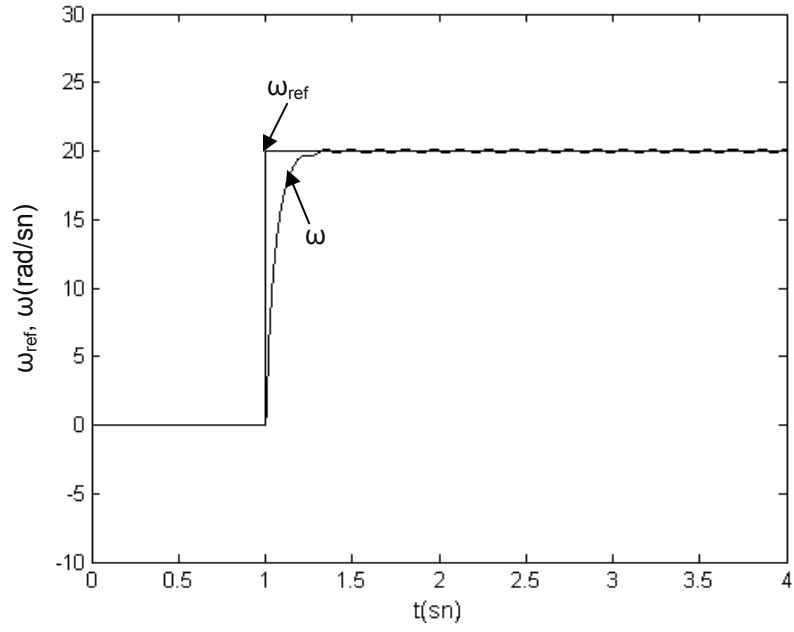
Durultma işlemi için merkezlerin ağırlıklı ortalaması yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem toplama işlemine ihtiyaç duymamaktadır. Bu yöntemle göre kontrol işaretinin **normalize** değeri,

$$\Delta i_{ref}^* = \frac{\sum_{k=1}^M f^k w^k}{\sum_{k=1}^M f^k} \quad (6.2)$$

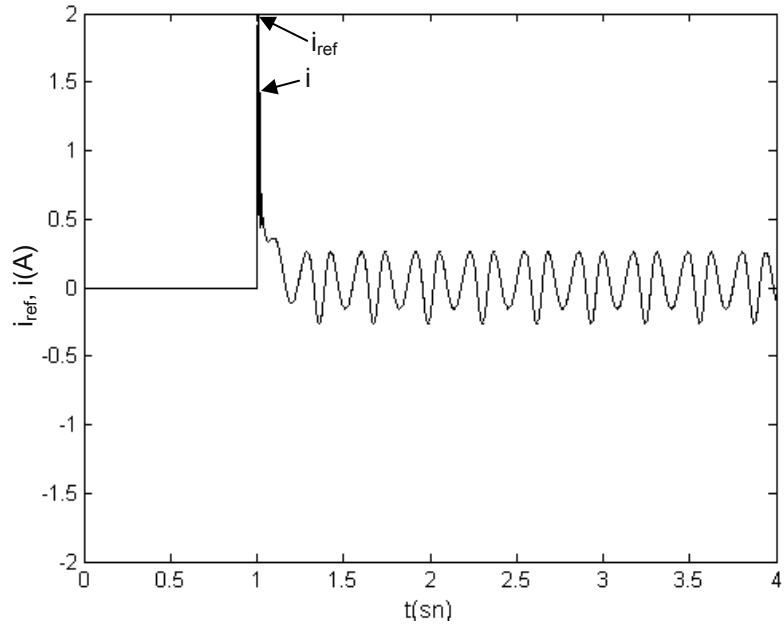
denklemleri kullanılarak hesaplanır.

Dört kol mekanizmasının krank açısal hız kontrolü için öncelikle Tip-1 Bulanık Kontrol (T1BK) yapısı kullanılmıştır. Üyelik fonksiyonlarının aralıkları giriş değişkenleri e için $[-420 \ 420]$, de için $[-8000 \ 8000]$ ve çıkış değişkeni Δi_{ref} için ise $[-1 \ 1]$ olarak seçilmiştir. Bu değerler deneme-yanılma yöntemiyle bulunmuştur.

Genellikle dört kol mekanizmaları uygulamada orta-düşük hızlarda çalıştırılır. Bu nedenle bundan sonra sunulacak benzetim ve deneysel sonuçlar genellikle 20 rad/sn civarında bir referans hız için verilecektir. Ulaşılmak istenen referans hız 20 rad/sn'dir. Bu yapıya ait benzetim sonuçları Şekil 6.6'da sunulmuştur.



a)



b)

Şekil 6.6. Dört-kol mekanizmasının krank açışal hızının T1BK' ü için **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

6.1.2. Dört Kol Mekanizmasının Tip-2 Bulanık Hız Kontrolü

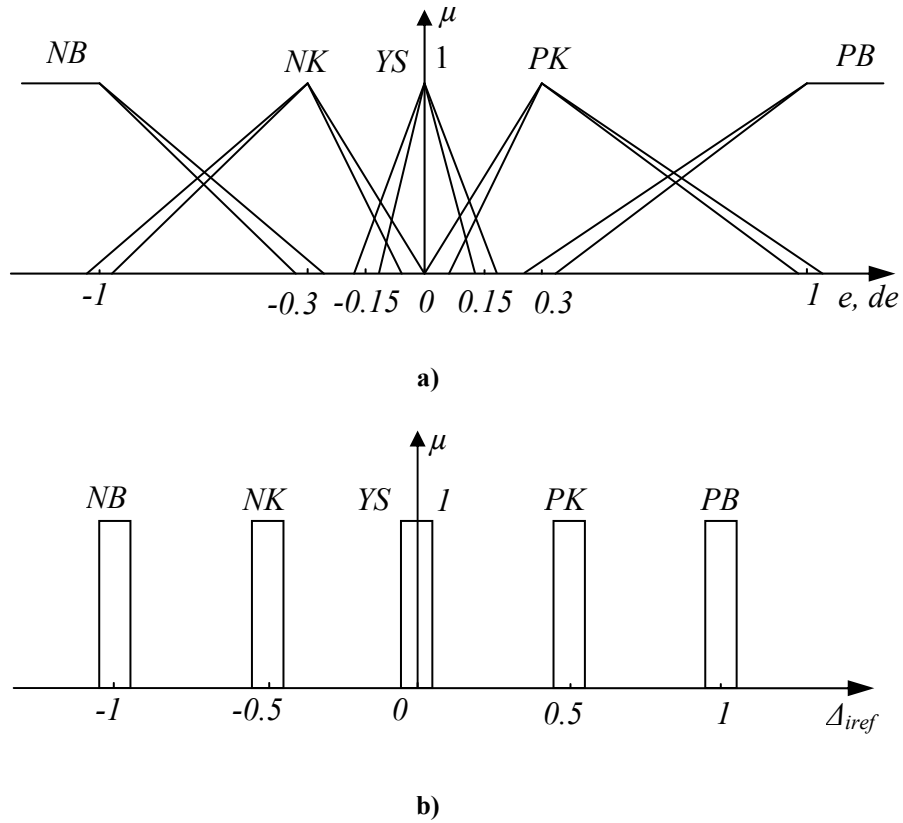
Bulanık kümeler için kesin üyelik fonksiyonunun bulunmasının zor olduğu durumlarda tip-2 bulanık kümelerin kullanımı çok fayda sağlar. Tip-2 bulanık mantığın

belirsizlikler ve parametre değişimlerine karşı etkinliği sayesinde iyi bir kontrol performansı elde edilebilir.

Tip-2 bulanık sistemde kural yapısı:

$$R^k : \text{IF } e \text{ is } \tilde{F}_e^k \text{ AND } de \text{ is } \tilde{F}_{de}^k \text{ THEN } \Delta i_{ref} \text{ is } [w_l^k, w_r^k] \quad k = 1, \dots, M \quad (6.3)$$

$\tilde{F}_e^k$ ve $\tilde{F}_{de}^k$ aralıklı (interval) tip-2 bulanık kümeler, w_l^k ve w_r^k ise tek çubuk (singleton) çıkış üyelik fonksiyonlarıdır. Tip-2 bulanık kontrol sisteminin girişlerine ve çıkışına ait üyelik fonksiyonları Şekil 6.7’de verilmiştir. Sistemin kural tablosu ise Tablo 6.3’de tip-1 bulanık sistem için verilmiş kural tablosuyla aynıdır.



Şekil 6.7. Tip-2 a) giriş üyelik fonksiyonları b) çıkış üyelik fonksiyonları

Minimum alma işlemiyle elde edilmiş kuralın kesinlik dereceleri $F^k = [\underline{f}^k, \overline{f}^k]$ ile gösterilirse, $\underline{f}^k$ kuralın kesinlik derecesinin alt sınırını $\overline{f}^k$ ise üst sınırını temsil etmektedir.

$$\underline{f}^k = \underline{\mu}_{\tilde{F}_e^k}(e) x \underline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^k}(de) \quad (6.4.a)$$

$$\overline{f}^k = \overline{\mu}_{\tilde{F}_e^k}(e) x \overline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^k}(de) \quad (6.4.b)$$

$\underline{\mu}_{\tilde{F}_e^k}(e)$ ve $\underline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^k}(de)$ alt üyelik dereceleri ve $\overline{\mu}_{\tilde{F}_e^k}(e)$ ve $\overline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^k}(de)$ ise üst üyelik derecelerini temsil etmektedir.

Çıkış, $\Delta i_{ref} = [\Delta i_{ref_l} \Delta i_{ref_r}]$ olmak üzere Δi_{ref_l} ve Δi_{ref_r} çıkışın sol ve sağ sınırlarıdır:

$$\Delta i_{ref_l} = \frac{\sum_{k=1}^M f_l^k w_l^k}{\sum_{k=1}^M f_l^k} \quad (6.5.a)$$

$$\Delta i_{ref_r} = \frac{\sum_{k=1}^M f_r^k w_r^k}{\sum_{k=1}^M f_r^k} \quad (6.5.b)$$

Tip indirgeme algoritması kullanarak Δi_{ref_l} ve Δi_{ref_r} hesaplanabilir. $w_l^1 \leq w_l^2 \leq \dots \leq w_l^M$ olmak üzere Δi_{ref_l} 'yi hesaplamak için kullanılacak algoritma aşağıda verilmiştir [71]:

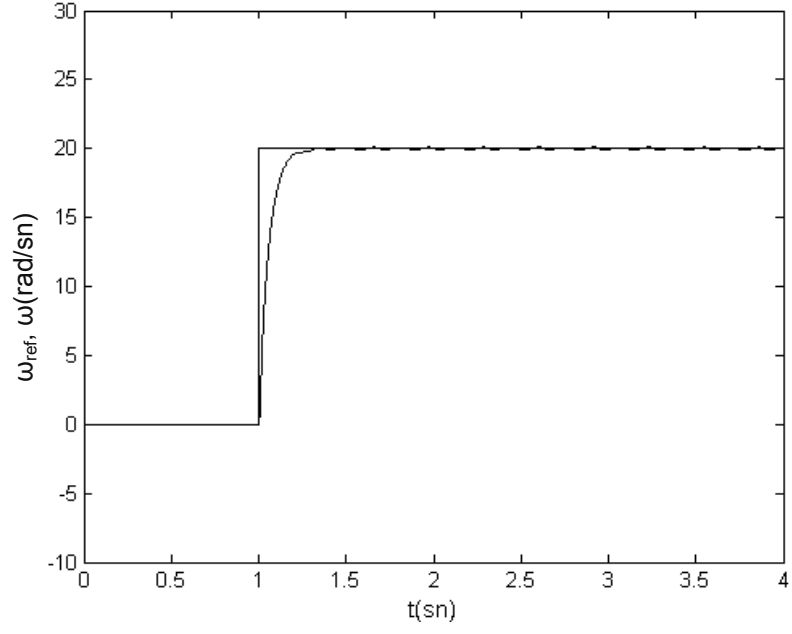
1. $(k = 1, \dots, M)$ için $f_l^k = (\underline{f}^k + \overline{f}^k)/2$ denklemini kullanarak Δi_{ref_l} 'yi denklem (6.5.a)'dan hesapla ve $\Delta' i_{ref_l} \leftarrow \Delta i_{ref_l}$.
2. $w_l^L \leq \Delta' i_{ref_l} \leq w_l^{L+1}$ şartını sağlamak üzere $1 \leq L \leq M-1$ için L 'yi hesapla.
3. $k \leq L$ için $f_l^k \leftarrow \overline{f}^k$, y_1 $k > L$ için $f_l^k \leftarrow \underline{f}^k$ 'y1 kullanarak denklem (6.5.a)'dan Δi_{ref_l} 'yi hesapla ve $\Delta'' i_{ref_l} \leftarrow \Delta i_{ref_l}$.
4. Eğer $\Delta'' i_{ref_l} \neq \Delta' i_{ref_l}$ ise 5. adıma git. Eğer $\Delta'' i_{ref_l} = \Delta' i_{ref_l}$ ise $\Delta i_{ref_l} \leftarrow \Delta'' i_{ref_l}$ ve adım 6'ya git.

5. $\Delta'i_{ref_l} \leftarrow \Delta''i_{ref_l}$ ve adım 2'ye dön.

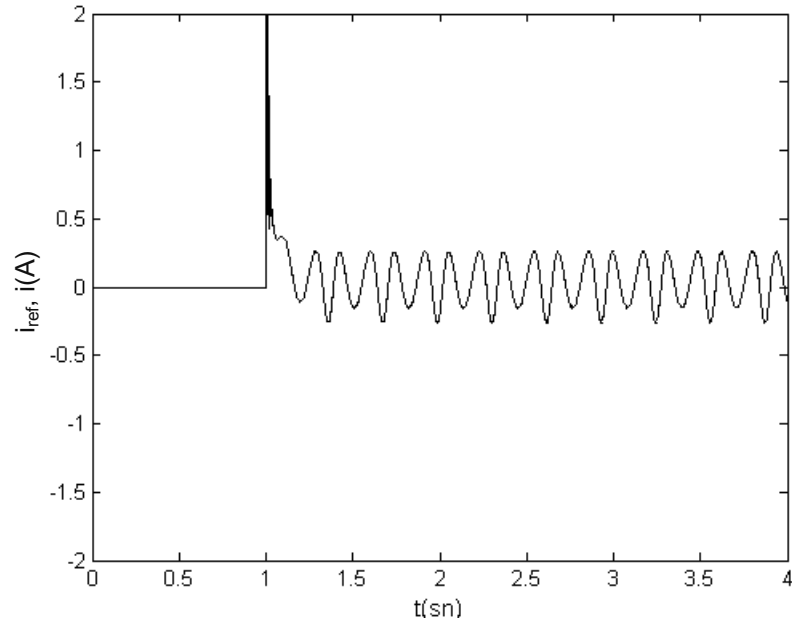
6. Bitir.

Benzer şekilde, $w_r^1 \leq w_r^2 \leq \dots \leq w_r^M$ olmak üzere denklem (6.5.b)'den Δi_{ref_r} 'yi hesaplamak için kullanılacak algoritma Δi_{ref_l} 'yi hesaplamak için kullanılan algoritmayla aynıdır. Sadece 3. adımda $k \leq R$ için $f_r^k \leftarrow \underline{f}^k$ 'yi $k > R$ için $f_r^k \leftarrow \overline{f}^k$ 'yi kullanarak Δi_{ref_r} hesaplanır. Δi_{ref_l} ve Δi_{ref_r} elde edildikten sonra durultulmuş keskin bir değere sahip çıkış $\Delta i_{ref} = \frac{\Delta i_{ref_l} + \Delta i_{ref_r}}{2}$ denklemi ile bulunur.

Dört kol mekanizmasının krank açısal hız kontrolü için Tip-2 Bulanık Kontrol (T2BK) yapısı kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları Şekil 6.8'de verilmiştir. Bu benzetim çalışmasında kullanılan T2BK yöntemi için üyelik fonksiyonlarının aralıkları bir önceki T1BK yönteminde kullanılan değerlerle aynı alınmıştır.



a)



b)

Şekil 6.8. Dört-kol mekanizmasının krank açılal hızının T2BK' ü için **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

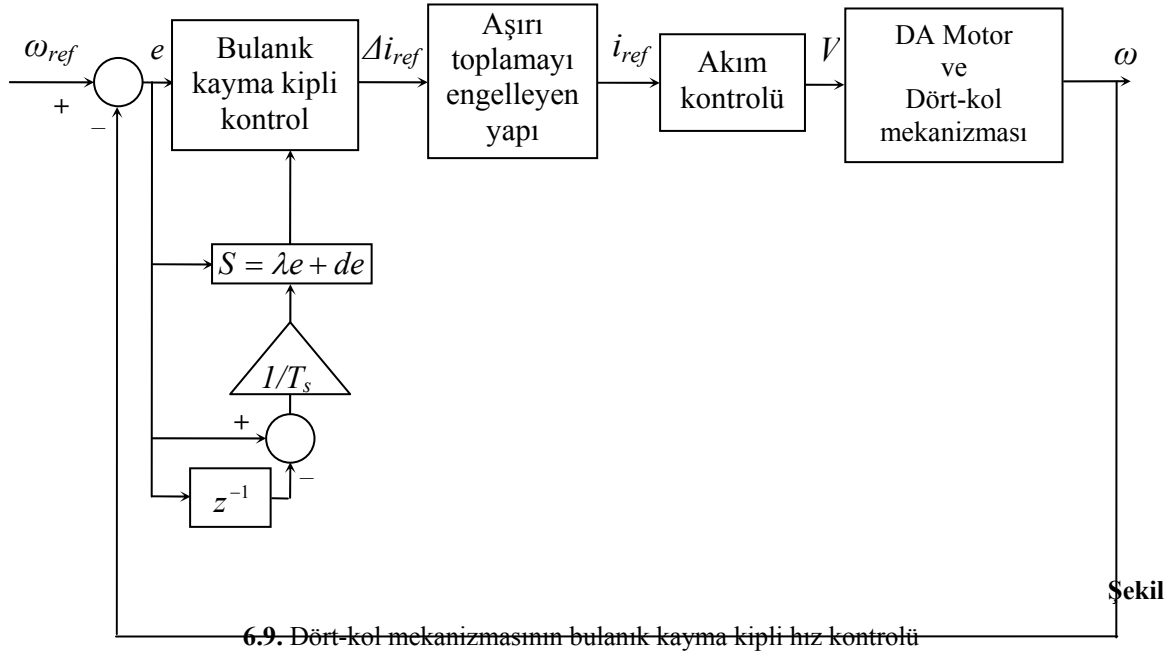
6.1.3. Dört Kol Mekanizmasının Tip-1 ve Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Hız Kontrolü

Kontrolör tasarımı kontrol performansını iyileştirmenin yanında endüstriyel uygulanabilirlik açısından basit ve kısa bir kontrol algoritması kullanmak son derece önemlidir. Hem iyi bir kontrol performansı sağlamak, hem de daha basit bir kontrol algoritması oluşturmak için bulanık mantık, kayma kipli kontrol tekniğiyle birlikte kullanılabilir. Bu yapıda giriş değişkeni olarak hata (e) ve hatanın değişimi (de) yerine bu iki değişkeni de içeren anahtarlama fonksiyonu ($S = \lambda e + de$) kullanılacaktır. Tablo 6.4’de bu yapıya ait kural tablosu verilmiştir. Dikkat edilirse kural sayısı 25’den 5’e düşmüştür.

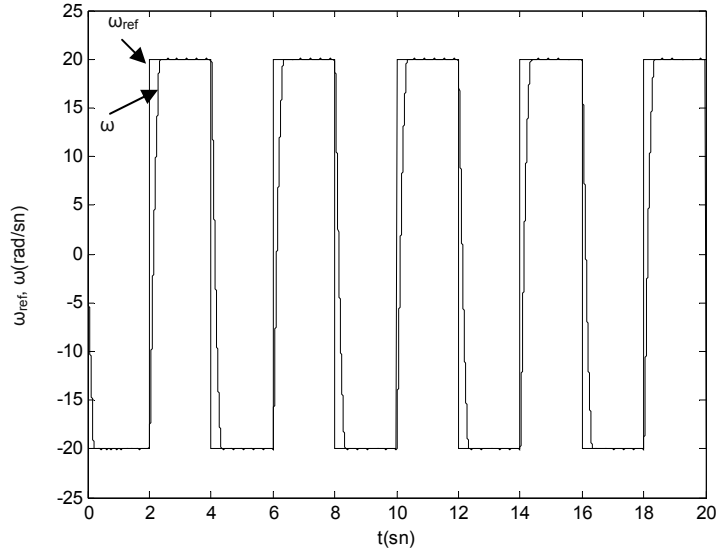
Tablo 6.4. Bulanık kayma kipli kontrol sisteminin kural tablosu

S	NB	NK	YS	PK	PB
Δi_{ref}	NB	NK	YS	PK	PB

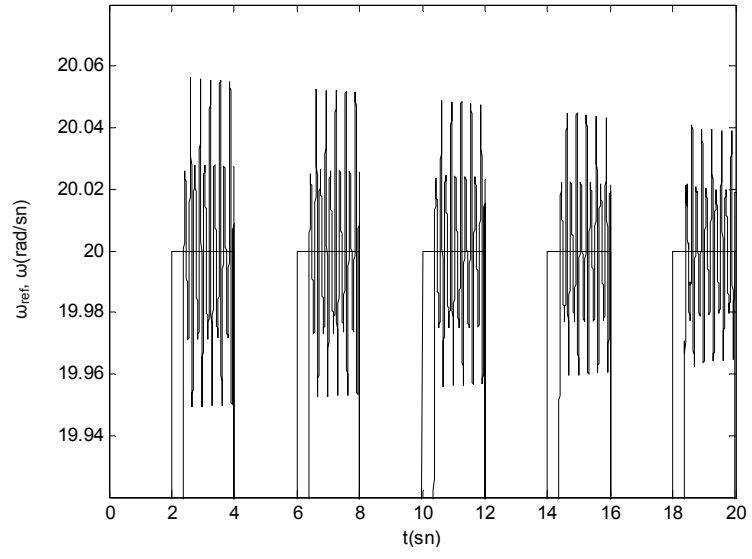
Kontrol performansını göstermek amacıyla bu kontrol yapısına ait benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.9’da dört-kol mekanizması için bulanık kayma kipli kontrol sisteminin blok şeması verilmiştir.



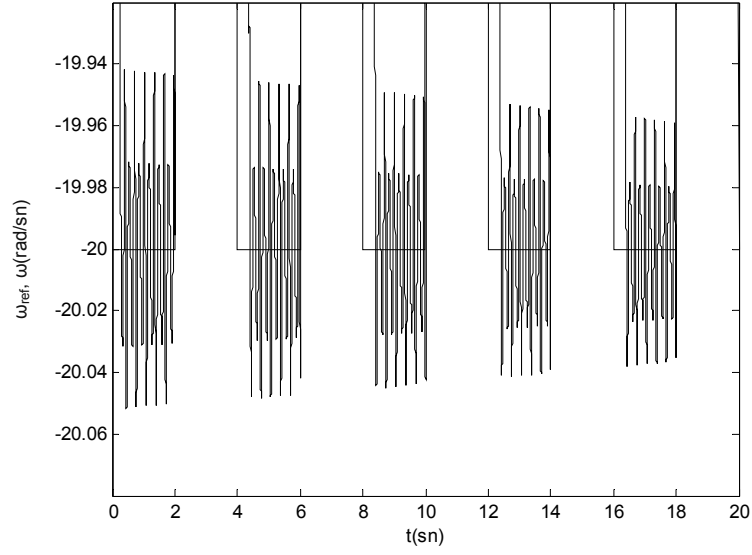
Üyelik fonksiyonlarının aralıkları başlangıçta giriş değişkeni S için $[-50 \ 50]$, çıkış değişkeni Δi_{ref} için ise $[-10 \ 10]$ olarak seçilmiştir. Giriş değişkeni için ölçekleme katsayısı; $1*10^{-4}$ kullanılmıştır. Daha sonra geriye yayılım algoritması kullanılarak $1*10^{-3}$ öğrenme oranıyla eğitime tabi tutulmuştur. Üyelik fonksiyonlarının aralıkları S için $[-42 \ 42]$ 'ye ve Δi_{ref} için ise $[-1 \ 1]$ 'e yakınsamıştır. Geriye yayılım algoritmasıyla eğitime ait hız değişimi Şekil 6.10'da gösterilmiştir. Eğitimin performansının görülmesi açısından Şekil 6.10'daki grafiğin negatif ve pozitif hız için yakınlştırılmış hali Şekil 6.11'de verilmiştir.



Şekil 6.10. Geriye yayılım algoritmasıyla eğitime ait hız değişimi



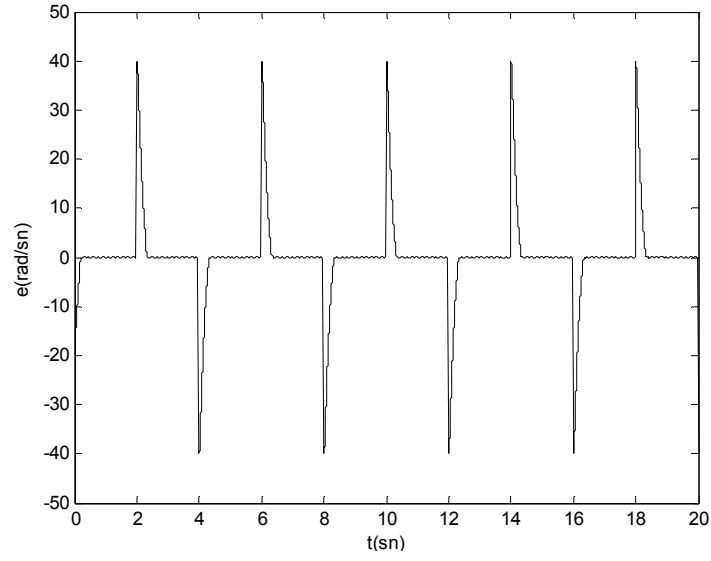
a)



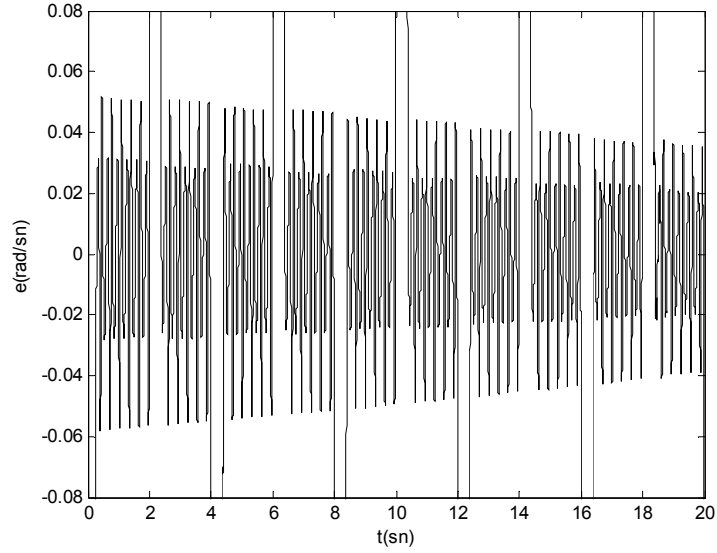
b)

Şekil 6.11. Geriye yayılım algoritmasıyla eğitime ait hız değişiminin
a) pozitif hız için **b)** negatif hız için yakınlaştırılmış hali

Geriye yayılım algoritması kullanılarak eğitime tabi tutulmuş sistemin hız hata değişimi ise Şekil 6.12’de verilmiştir.



a)

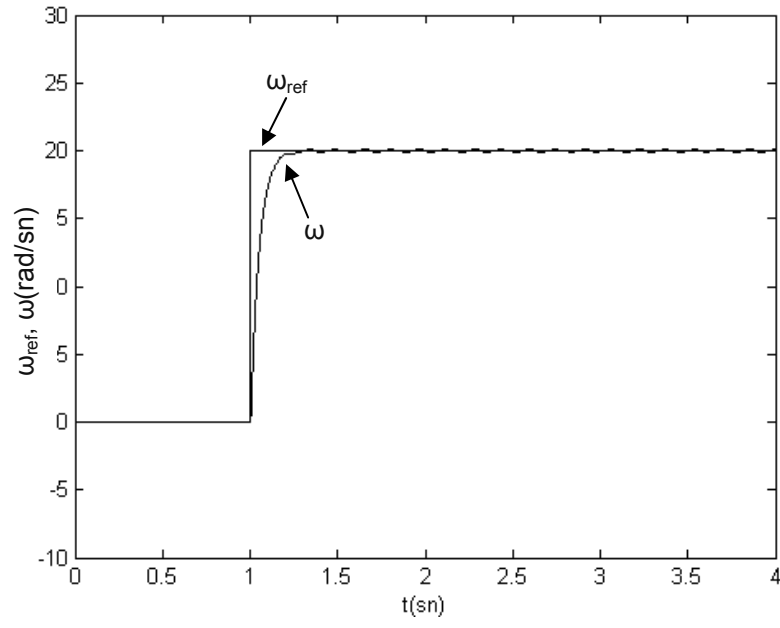


b)

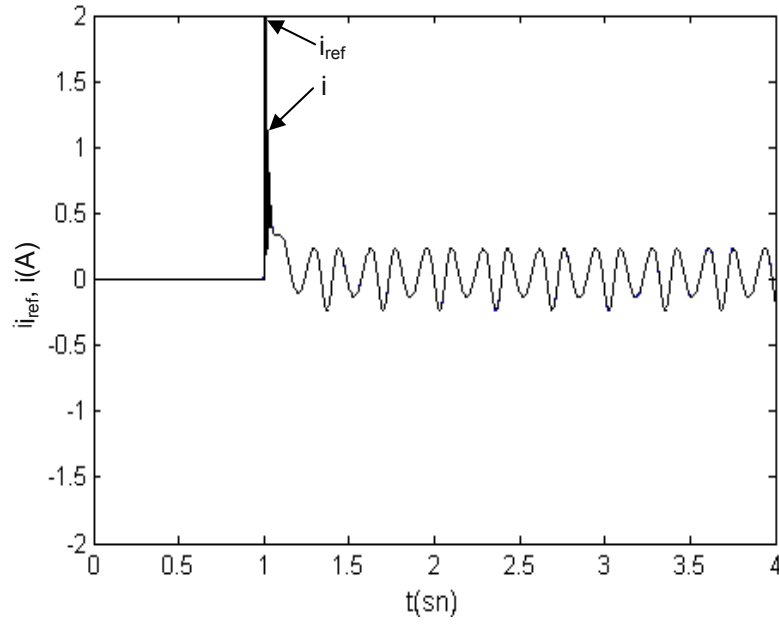
Şekil 6.12. Geriye yayılım algoritmasıyla eğitime ait **a)** hız hata değişimi **b)** hız hata değişiminin yakınlaştırılmış hali

Yüksek λ (Kayma çizgisi eğimi) sistemin bant genişliğini, dolayısıyla sistemdeki gürültüyü artırmaktadır. Bu nedenle λ , uygulanabilirlik göz önünde bulundurularak 20 olarak alınmıştır. Tip-2 bulanık mantık için belirsizliğin ayak izi 0.1 olarak belirlenmiştir.

Dört kol mekanizmasının krank açısız hız kontrolü için Tip-1 Bulanık Kayma Kipli Kontrol (T1BKKK) yapısı kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları Şekil 6.13’de verilmiştir.



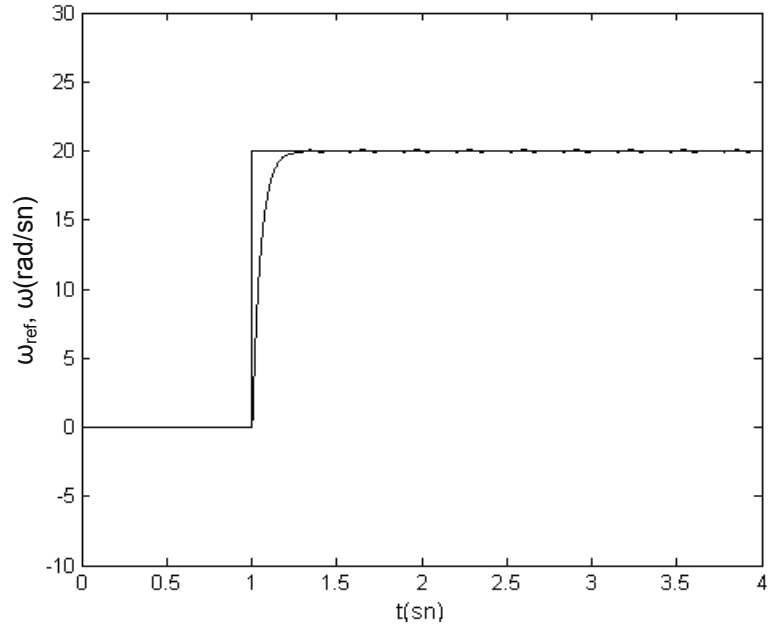
a)



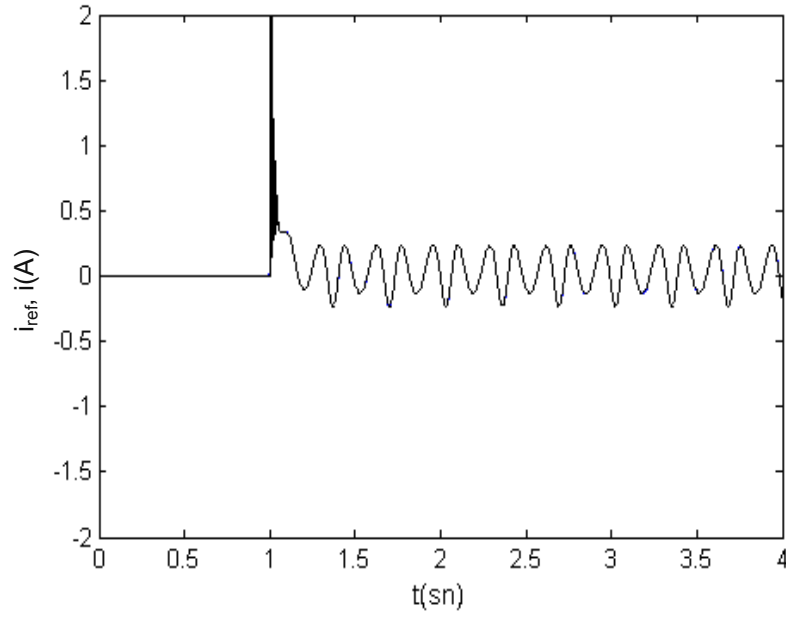
b)

Şekil 6.13. Dört-kol mekanizmasının krank açılma hızının T1BKKK' ü için **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Kontrol (T2BKKK) yapısı kullanılarak elde edilen benzetim sonuçları da Şekil 6.14'de sunulmuştur.



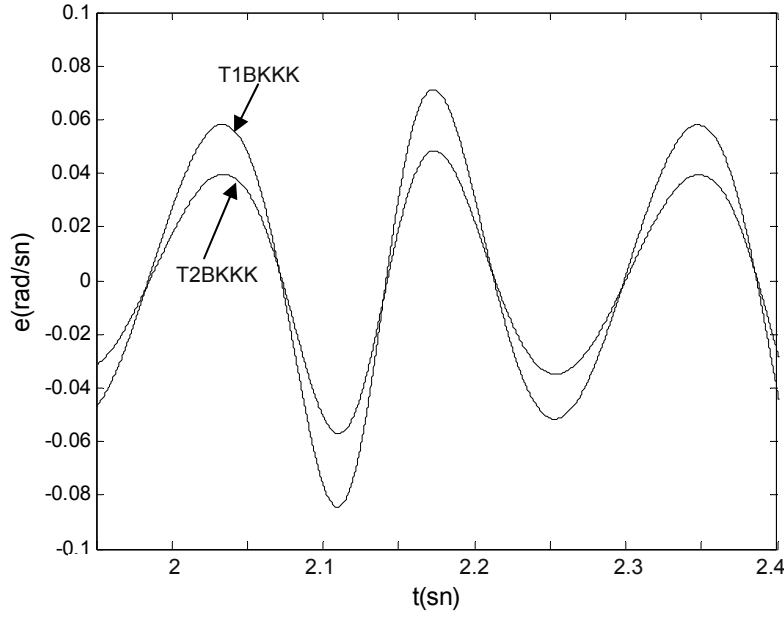
a)



b)

Şekil 6.14. Dört-kol mekanizmasının krank açısıl hızının T2BKKK'ü için **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

Dört kol mekanizmasının açısıl hız kontrolü için T1BKKK ve T2BKKK kullanılarak elde edilen hız hataları Şekil. 6.15'de verilmiştir.



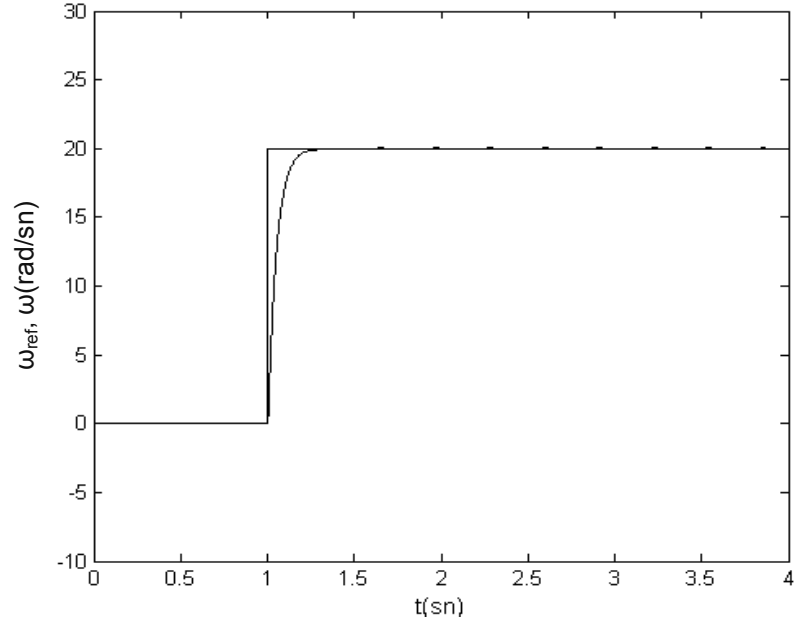
Şekil 6.15. Aynı değerler için T1BKKK ve T2BKKK' e ait hız hatalarının 2-2.4sn arasındaki yakınlştırılmış görünümü

Aynı değerler için kalıcı durumda T1BKKK kullanılarak tepeden tepeye 0.1556 rad/sn'lik ve T2BKKK kullanılarak ise 0.1055 rad/sn'lik bir hız hatası oluşmaktadır. Buna göre T1BKKK sisteminin hatası % 7.78, T2BKKK sistemin ise % 5.275 dir. Böylece T2BKKK sisteminin T1BKKK sistemine göre yaklaşık %30'luk bir iyileşme sağladığı açıkça görülebilir. Tip-2 bulanık mantığın belirsizlikler ve parametre değişimlerine karşı etkinliği sayesinde iyi bir kontrol performansı elde edilmiştir.

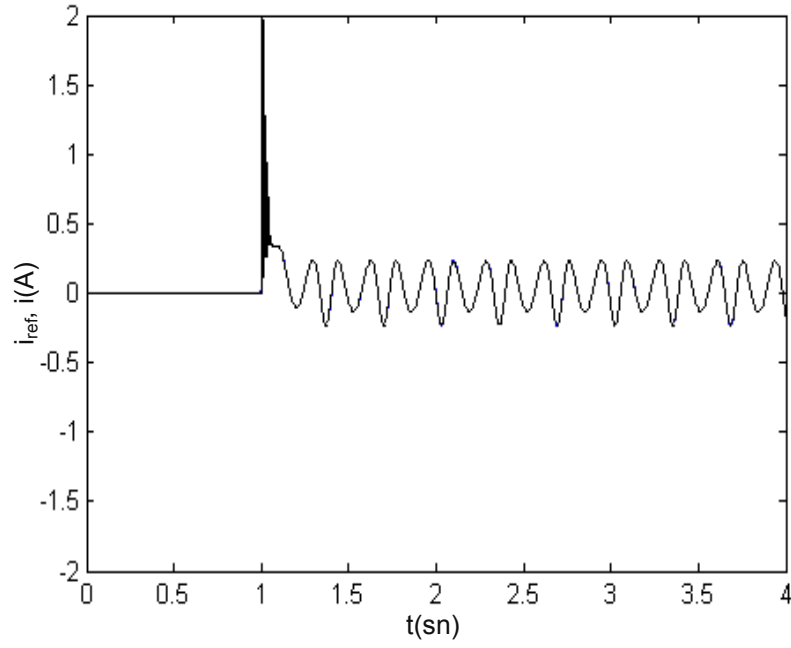
6.1.4. Dört Kol Mekanizmasının Nonsingleton Tip-1 ve Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Hız Kontrolü

Özellikle gürültünün etkili olduğu durumlarda giriş belirsizliklerini de modellemek için nonsingleton yapının kullanılması uygundur [16]. Böyle sistemler giriş ölçüm belirsizliklerine karşı da duyarlı hale gelir. Bu amaçla dört kol mekanizmasının krank açısal hız kontrolü için nonsingleton tip-1 ve tip-2 bulanık kayma kipli kontrol yapısı kullanılmıştır. Bu sistem için seçilen üyelik fonksiyonlarının aralıkları; S için $[-42 \ 42]$, Δi_{ref} için ise $[-1 \ 1]$ olarak alınmıştır.

Dört kol mekanizmasının 20 rad/sn referans hız için NT1BKKK' üne ait benzetim sonuçları Şekil 6.16'da sunulmuştur.



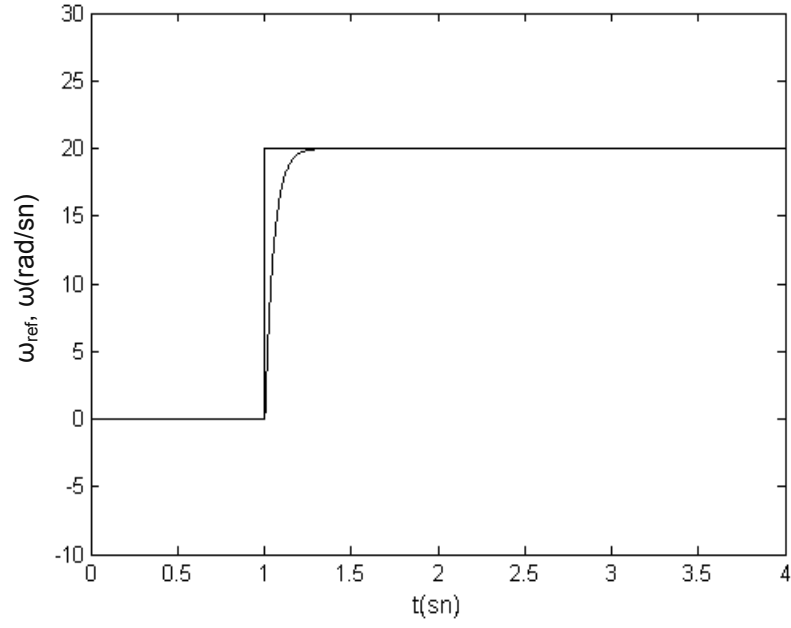
a)



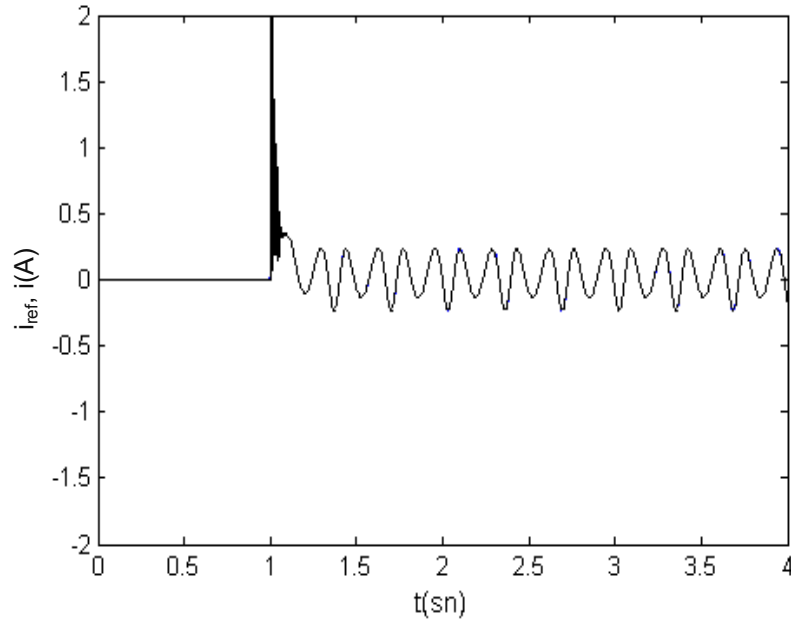
b)

Şekil 6.16. 20rad/sn referans hız için NT1BKkk kullanarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi
b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

Dört kol mekanizmasının 20 rad/sn referans hız için NT2BKkk' üne ait benzetim sonuçları Şekil 6.17'de sunulmuştur.



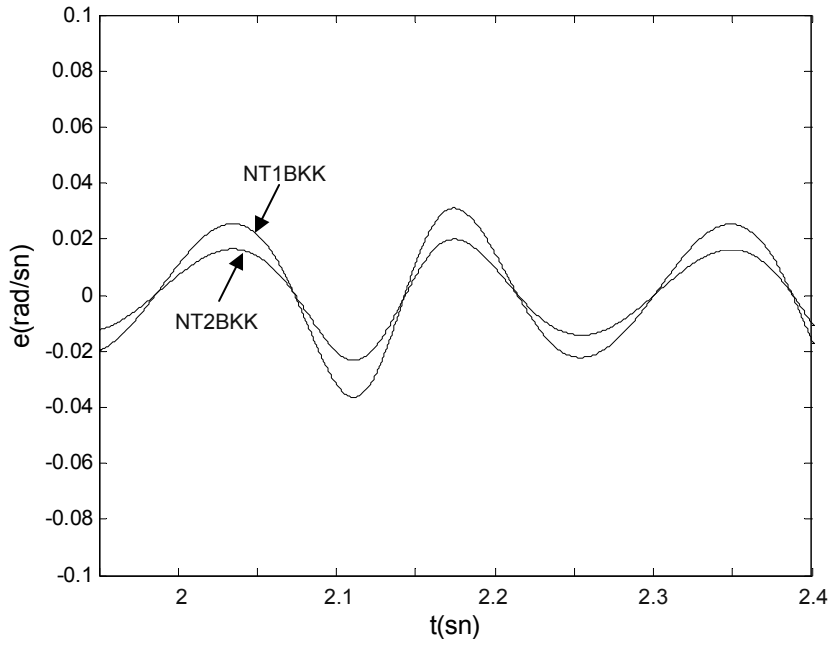
a)



b)

Şekil 6.17. 20rad/sn referans hız için NT2BKkk kullanarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi
b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

20 rad/sn referans hız için NT1BKkk ve NT2BKkk kullanarak elde edilen hız hataları Şekil. 6.18’de verilmiştir.



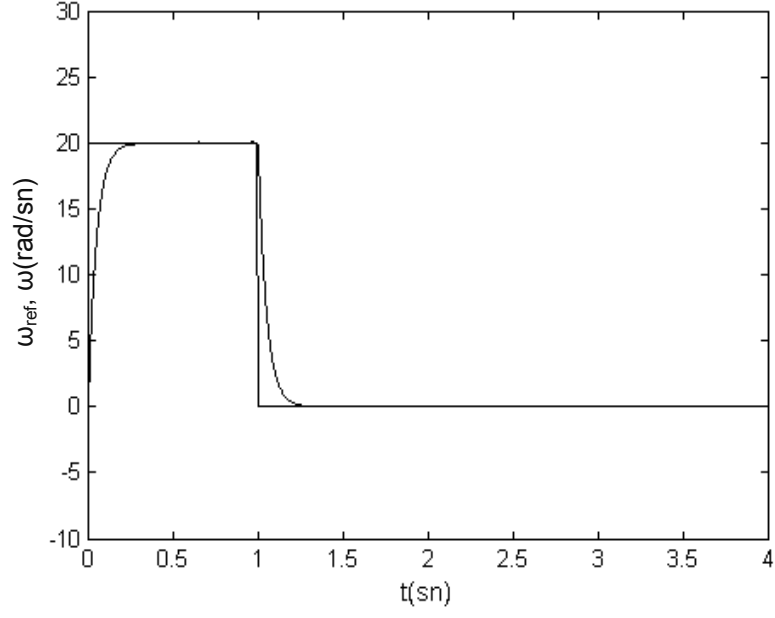
Şekil 6.18. Aynı değerler için NT1BKKK ve NT2BKKK'e ait hız hatalarının 2-2.4sn arasındaki yakınlaştırılmış görünümü

Aynı değerler için kalıcı durumda NT1BKKK kullanıldığında tepeden tepeye 0.0772 rad/sn'lik ve NT2BKKK kullanıldığında ise 0.0432 rad/sn'lik bir hız hatası oluşmaktadır. Buna göre NT1BKKK sisteminin hatası $\% 3.86$, NT2BKKK sisteminin ise $\% 2.16$ 'dır. Böylece NT2BKKK sistemi NT1BKKK sistemine göre yaklaşık $\% 40$ 'lık bir iyileşme sağlamıştır.

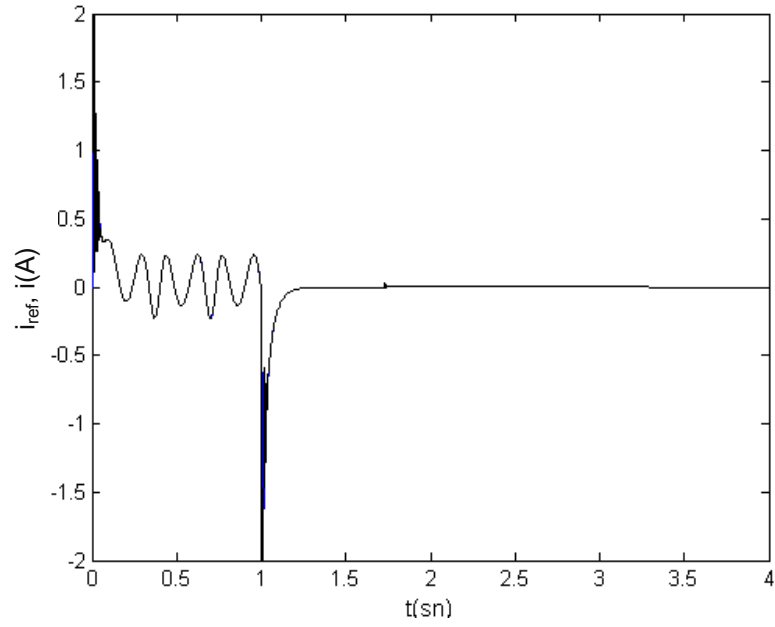
Yapılan benzetim çalışmalarına göre, mutlak hata değerleri göz önüne alındığında kontrol performansı yönünden teorik olarak en iyi sonucu NT2BKKK yapısı vermiştir. Ancak oldukça küçük olan mutlak hata değerleri arasındaki farklar deneysel uygulamalarda çok anlamlı değildir. Deneysel çalışmada gürültü, bozucu etkenler ve dinamik şartların etkisi kaçınılmazdır. Bu şartlar altında küçük mutlak hata değerleri arasındaki farkların gerçek uygulamalarda belirgin bir şekilde görülmeyeceği açıktır.

Pratikte kontrolörün iyi bir performansın yanı sıra basit ve dolayısıyla endüstriyel uygulanabilirliği yüksek bir algoritmaya sahip olması son derece önemlidir. Bu amaçla daha kısa ve basit bir kontrol algoritması için uygulamada NT1BKKK yapısının tercih edilmesinin uygun olacağı kanaatine varılmıştır.

Önerilen kontrol yönteminin (NT1BKKK) farklı referans hız değerleri için başarımı benzetim çalışmalarıyla sınanmıştır. Önerilen kontrol yöntemi kullanılarak 20 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama eğrisi ve akım değişimi Şekil 6.19'da verilmiştir.



a)

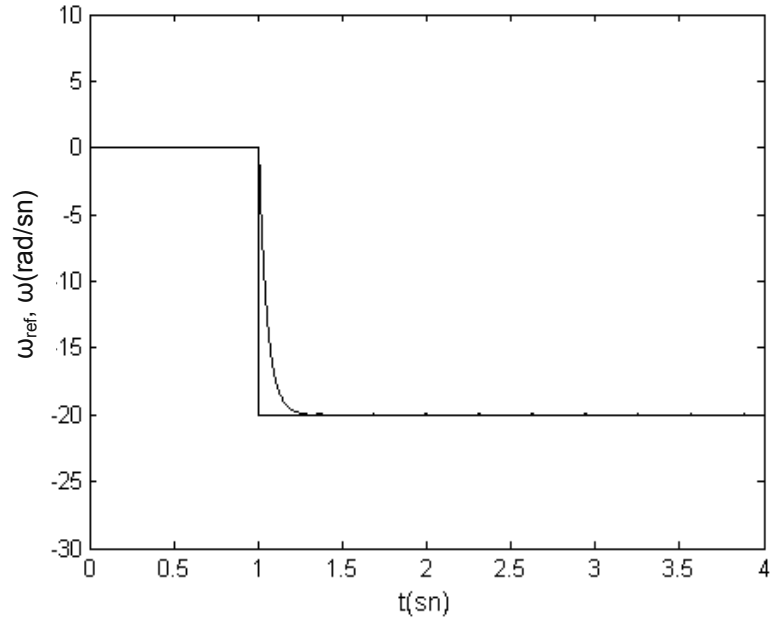


b)

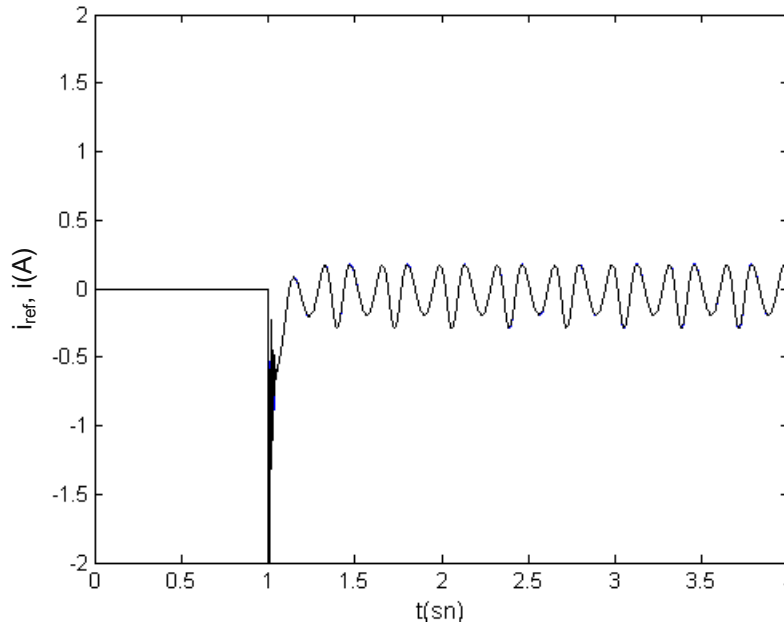
Şekil 6.19. Önerilen kontrol yöntemi (NT1BKKK) kullanılarak 20 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama:

a) referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

Aynı çalışma -20 rad/sn referans hız için tekrarlanmış, yani motorun ters yönde dönmesi sağlanmıştır. Bu çalışmaya ait benzetim sonuçları Şekil 6.20’ de gösterilmiştir.



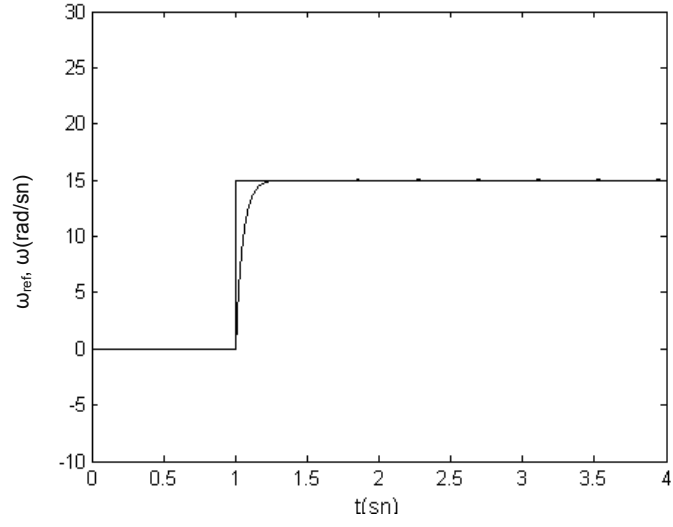
a)



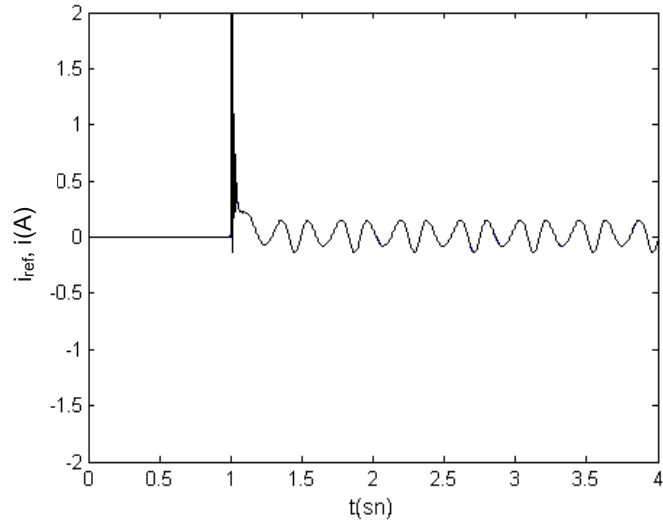
b)

Şekil 6.20. -20 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

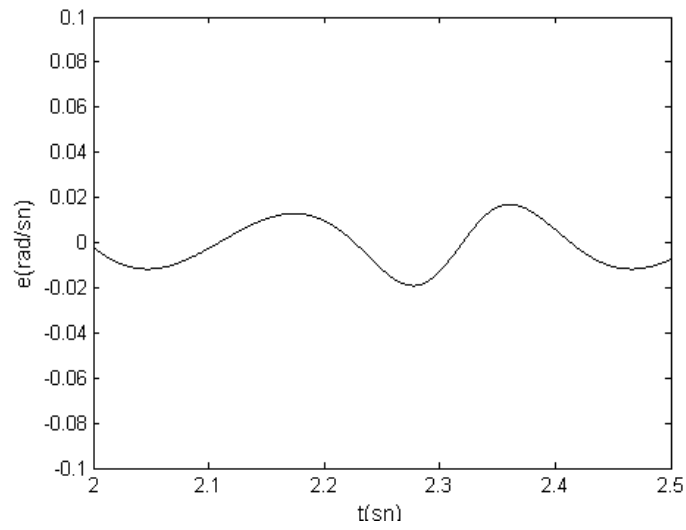
15 rad/sn referans hız değeri için önerilen kontrol yönteminin performansı Şekil 6.21’ de hız, akım ve hız hata grafikleriyle gösterilmiştir. Şekil 6.22’ de 15 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama eğrisi ve akım değişimi sunulmuştur. Şekil 6.23’ de -15 rad/sn referans hız değeri için önerilen yöntemin başarımı sınanmıştır.



a)

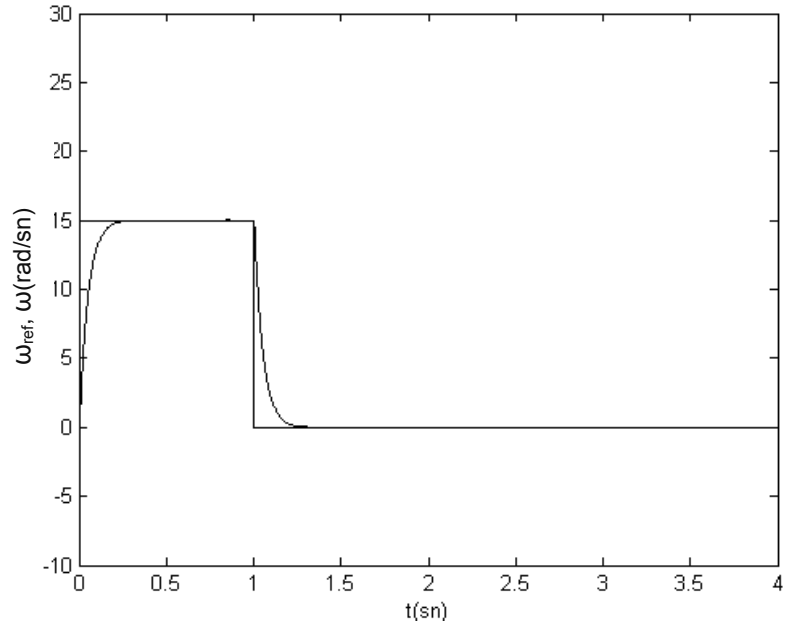


b)

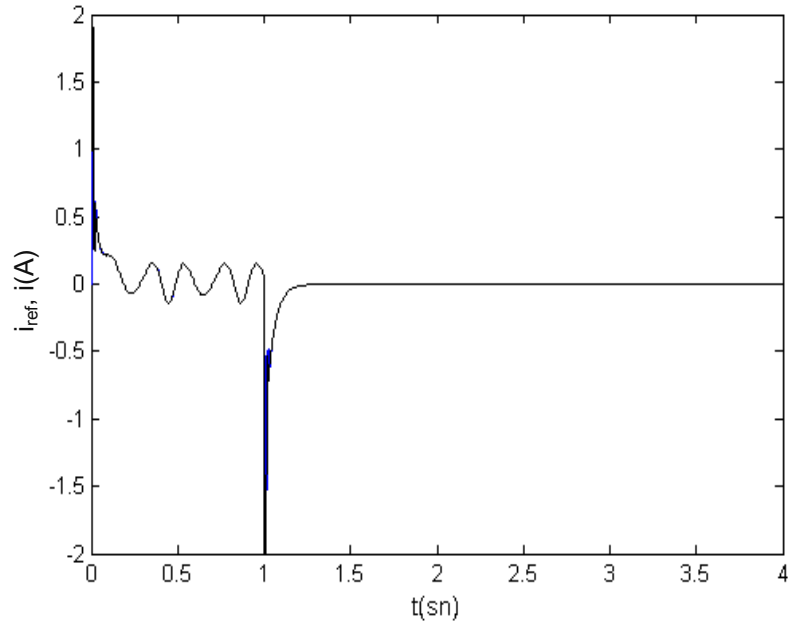


c)

Şekil 6.21. 15 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak a) referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi c) hız hatasının (e) 2-2.5 sn arasındaki yakınlaştırılmış görünümü

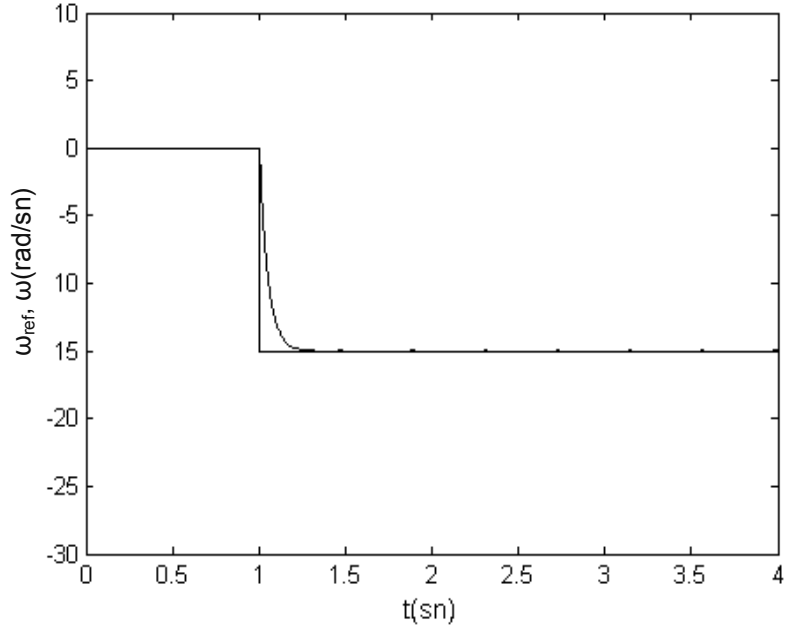


a)

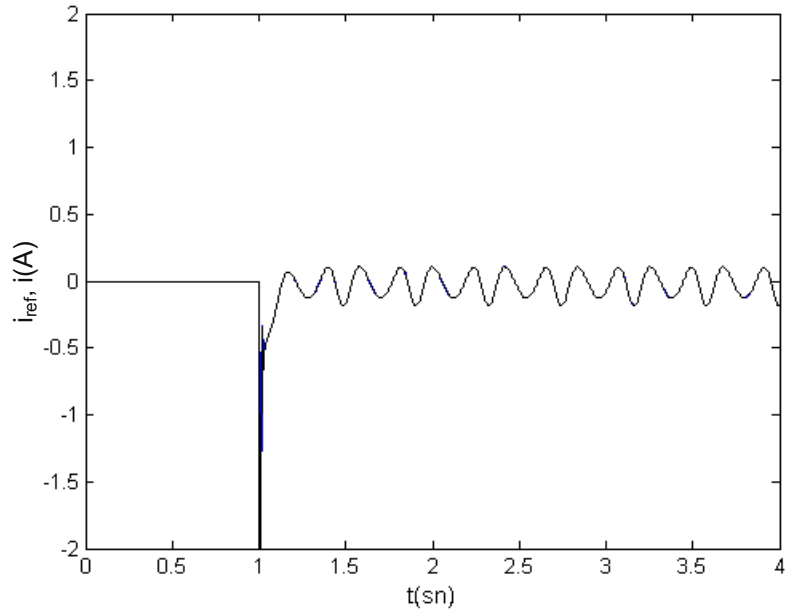


b)

Şekil 6.22. Önerilen kontrol yöntemi kullanılarak 15 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama:
a) referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi.



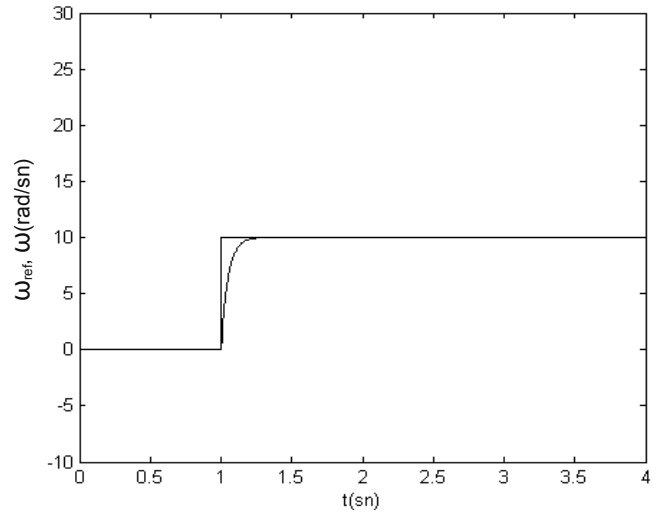
a)



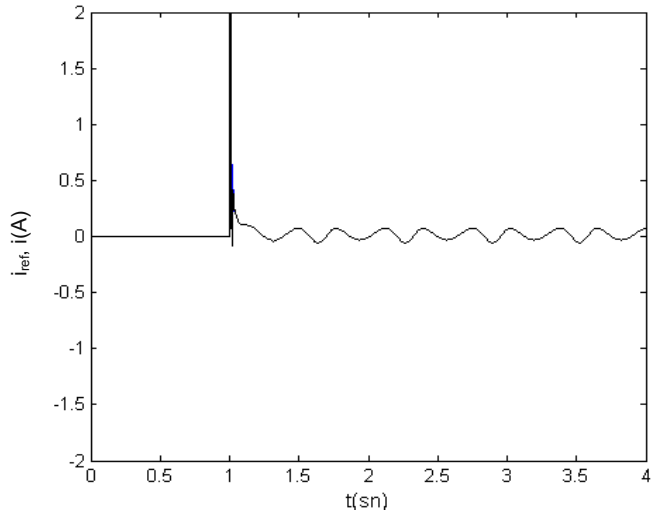
b)

Şekil 6.23. -15 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

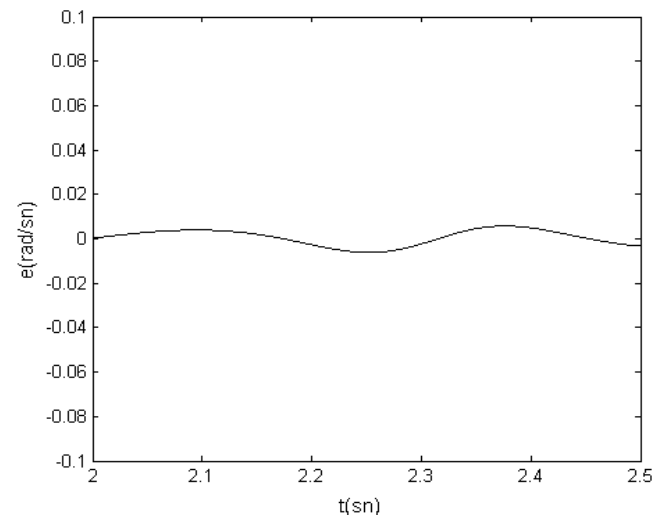
Aynı çalışmalar 10 rad/sn referans hız değeri için de incelenmiştir. Bu çalışmaya ait benzetim sonuçları Şekil 6.24, 6.25 ve 6.26' de sunulmuştur.



a)

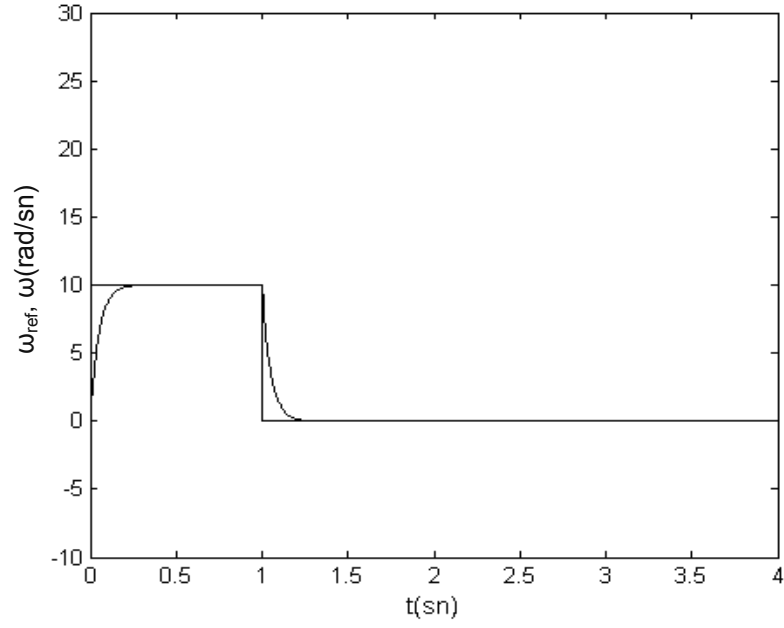


b)

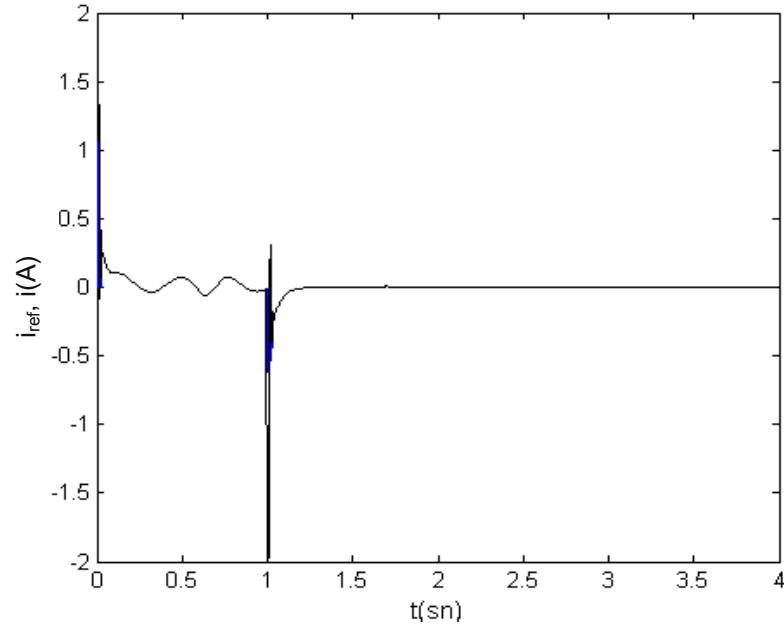


c)

Şekil 6.24. 10 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak a) referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi c) 2-2.5sn arasındaki yakınlştırılmış görünümü

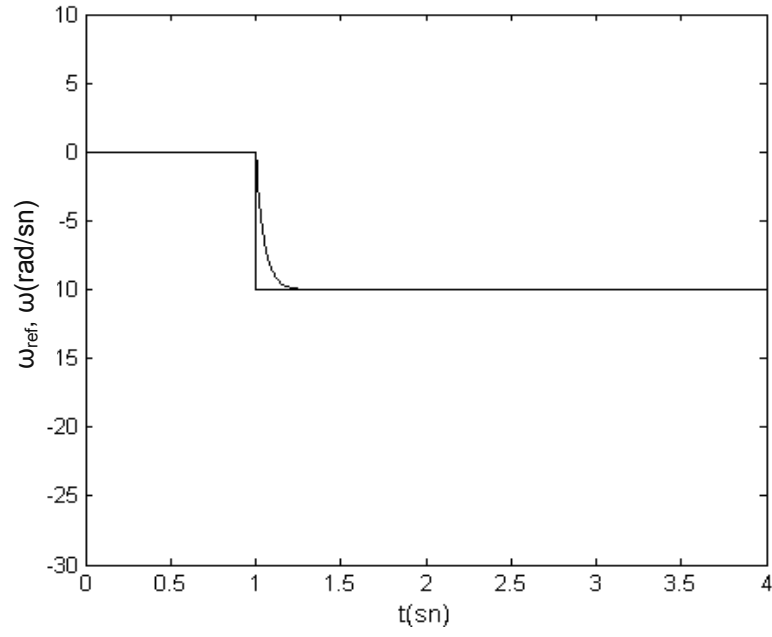


a)

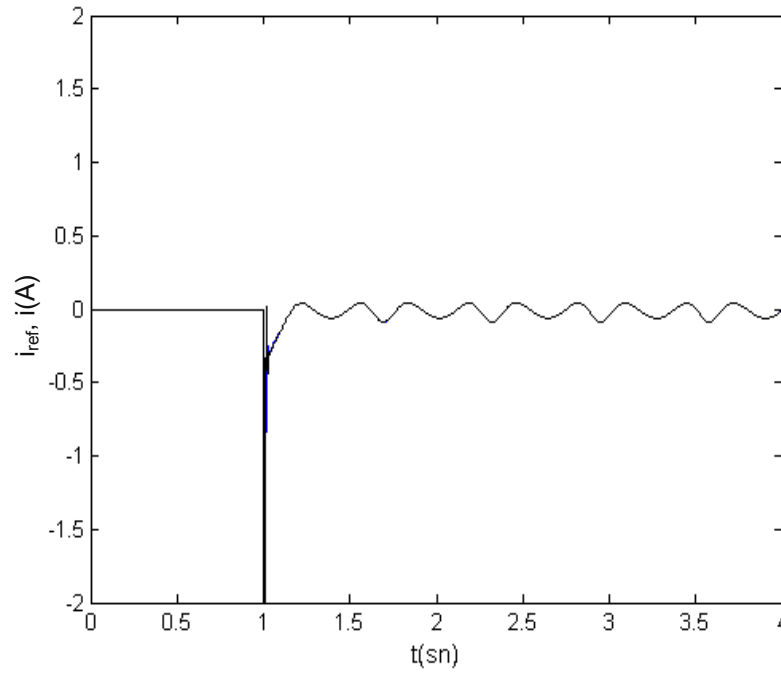


b)

Şekil 6.25. Önerilen kontrol yöntemi kullanılarak 10 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama:
a) referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi



a)



b)

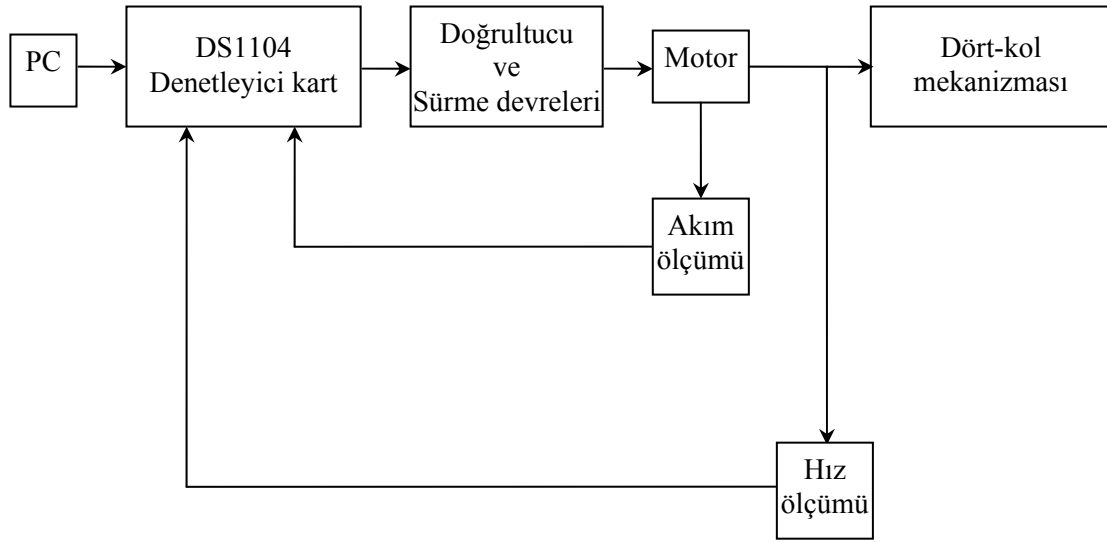
Şekil 6.26. -10 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

Farklı referans hız değerlerinde önerilen kontrol yönteminin başarımı benzetim çalışmalarıyla sınanmış ve dört kol mekanizmasının krank açısal hızındaki salınımları minimize etmek için önerilen yöntemin etkinliği gösterilmiştir.

7. DÖRT KOL MEKANİZMASININ DENEYSEL ÇALIŞMALARI

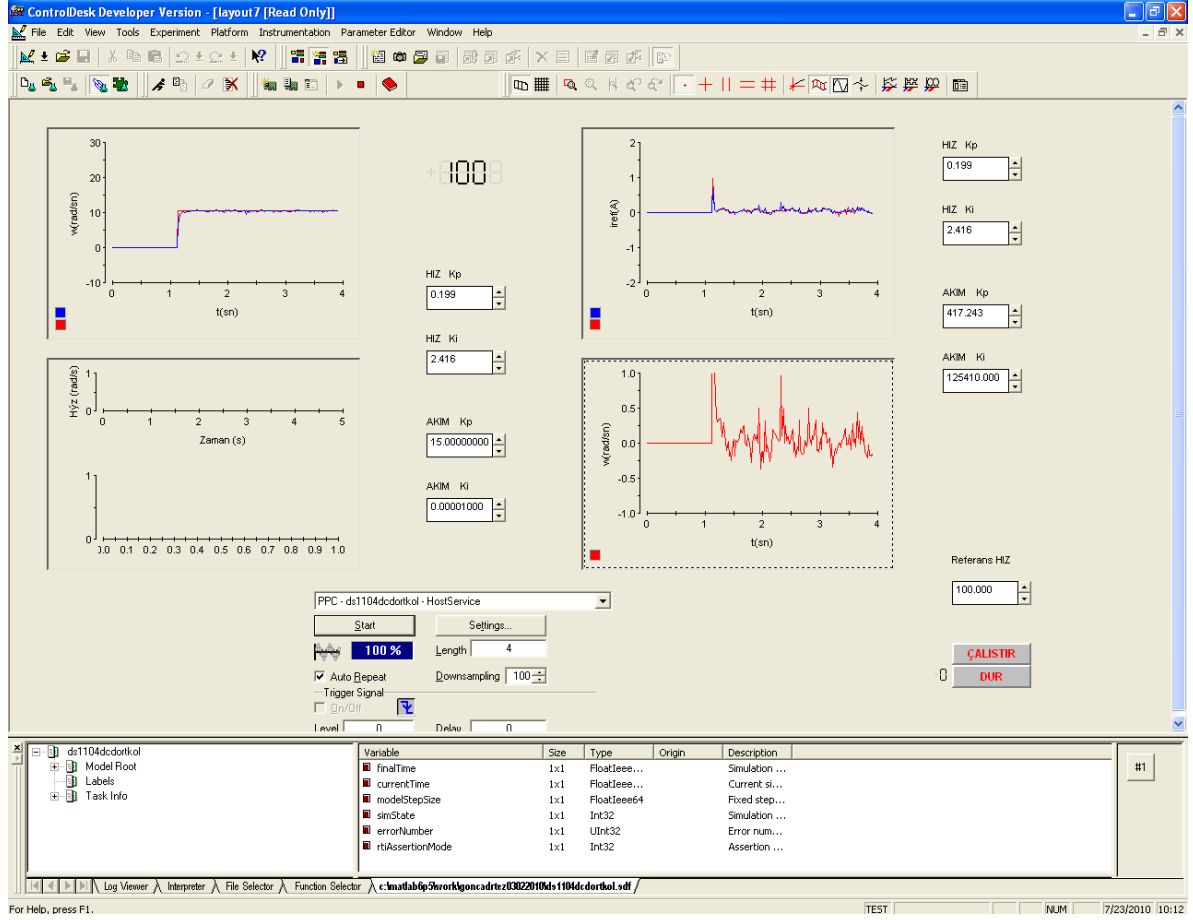
7.1. Deney Setinin Tanıtılması

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde kullanılan deney setinin blok şeması Şekil 7.1’ de verilmiştir. Denetleyici kart olarak dSPACE firmasının DS1104 kartı kullanılmıştır. Serbest uyarımlı doğru akım motoru bir dört kol mekanizmasını sürmektedir. Dört kol mekanizmasının disk şeklindeki kranklı direk motor miline bağlanmıştır.



Şekil 7.1. Deney setinin blok şeması

Hız bilgisi 2500 darbe/devir’lik artımlı enkoder vasıtasıyla alınıp DS1104 denetleyici kartının sayısal girişlerine gönderilmektedir. Motorun akım bilgisi de LEM modül kullanılarak ölçülüp denetleyici kartın ADC girişlerine alınır. Denetleyici kart bu bilgileri denetim algoritmasıyla işlemektedir. MATLAB/Simulink ile hazırlanan denetim algoritması dSPACE tarafından geliştirilen Control Desk Developer yazılımı kullanılarak gerçek zamanlı olarak yürütülür. Böylece değişkenler gerçek zamanlı olarak gözlenebilir ve denetlenebilir. Control Desk Developer arayüzünün genel görünümü Şekil 7.2’ de sunulmuştur. Denetim kartı sürücü devreye anahtarlama işaretleri göndermektedir. Bu şekilde dört-kol mekanizmasının istenilen sabit hızda dönebilmesi için gerekli gerilim bilgisi sürücü devre üzerinden motora uygulanır. Deney setinin genel görünümünü gösteren fotoğrafı Şekil 7.3’ de sunulmuştur. Deneysel çalışmalar için oluşturulan MATLAB/Simulink modeli Ek-3’de sunulmuştur. Bu tezdeki deneysel çalışmalar 1730 nolu FÜBAP projesi ile desteklenmiştir.



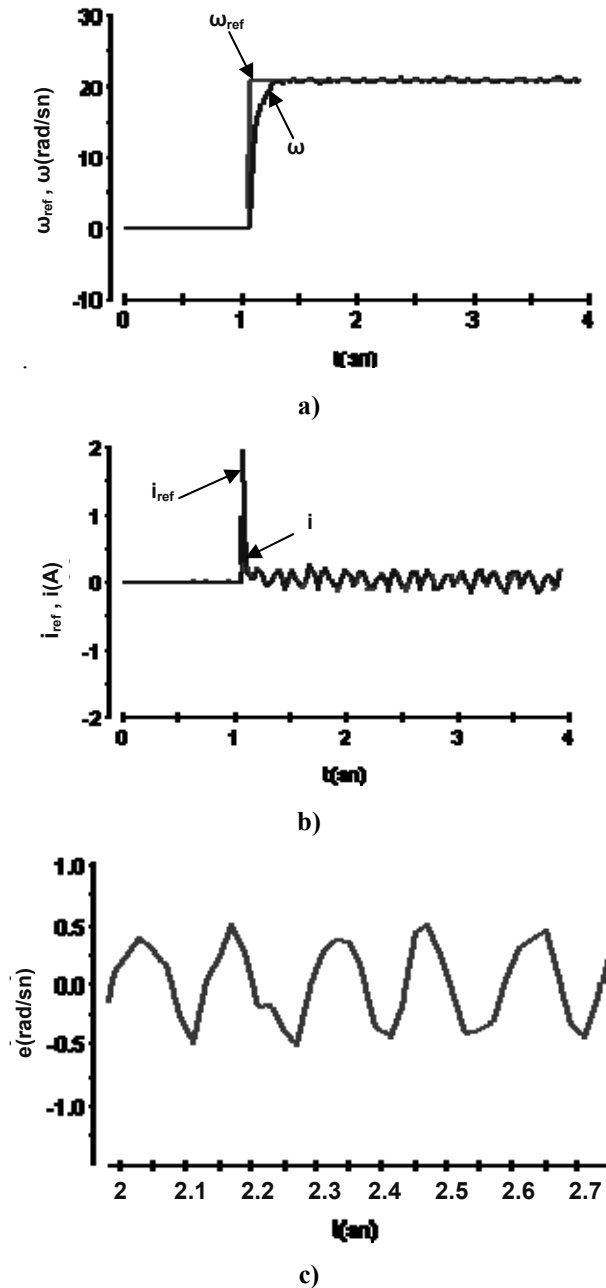
Şekil 7.2. Control Desk Developer arayüzünün genel görünümü



Şekil 7.3. Deney setinin fotoğrafı

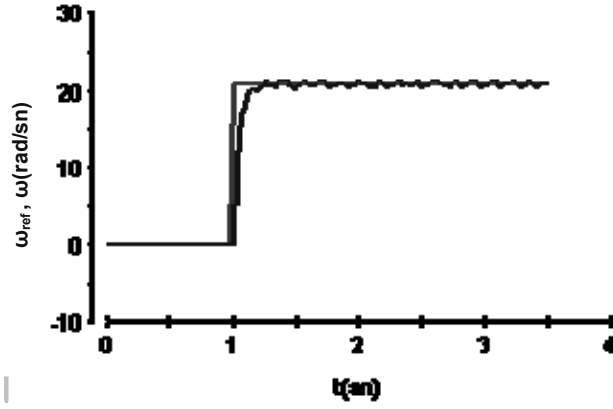
7.2. Dört Kol Mekanizmasının Nonsingleton Tip-1 ve Tip-2 Bulanık Kayma Kipli Hız Kontrolü

Şekil 7.1’ de blok şeması verilen deney seti kullanılarak dört kol mekanizmasının krank açısıl hızındaki periyodik salınımları minimuma indirmek amacıyla NT1BKKK ve NT2BKKK yapıları kullanılmıştır. Bu yapılara ait MATLAB/Simulink modelleri Ek-4 ve Ek-5’ de verilmiştir. 20 rad/sn referans hız değeri için bu kontrol yöntemleri kullanılarak yapılan çalışmalara ait deneysel sonuçlar sırasıyla Şekil 7.4 ve Şekil 7.5’ de sunulmuştur.

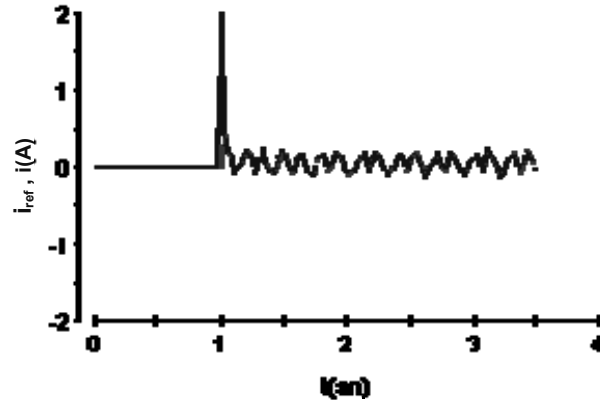


Şekil 7.4. 20 rad/sn referans hız için NT1BKKK yapısı kullanılarak a) referans hız ve gerçek

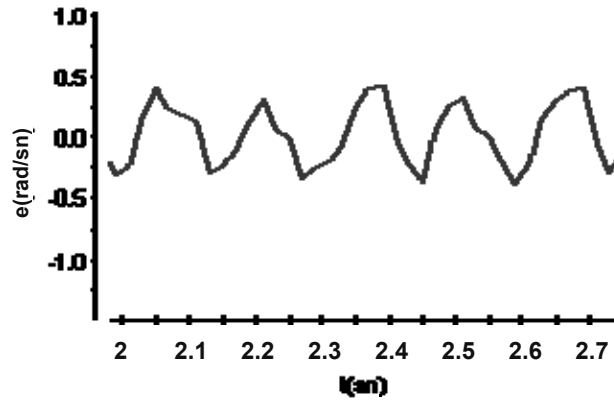
hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi **c)** hız hatasının (e) 2-2.7sn arasındaki yakınlştırılmış görünümü



a)



b)

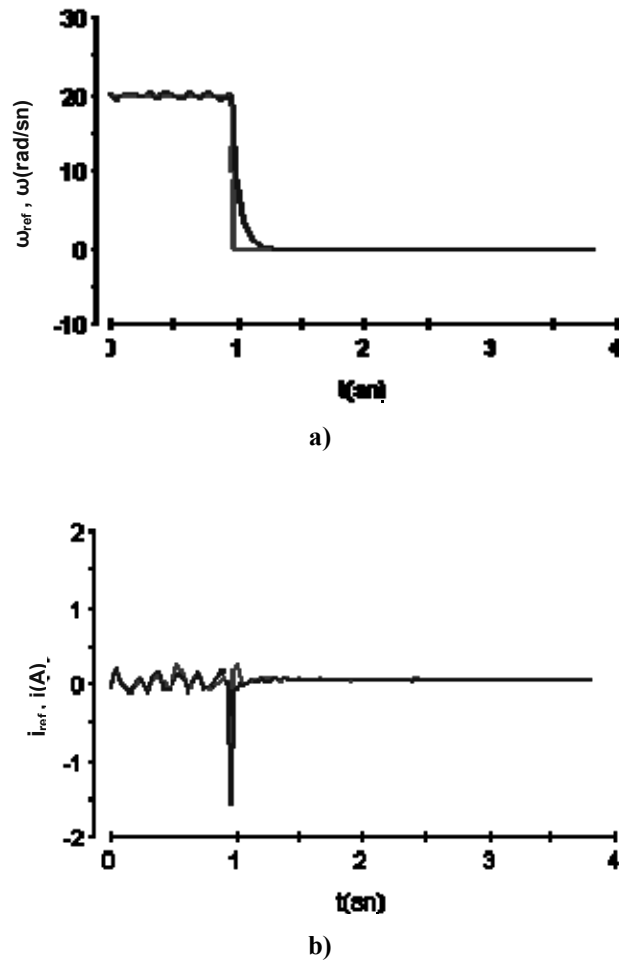


c)

Şekil 7.5. 20 rad/sn referans hız için NT2BKKK yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi **c)** hız hatasının (e) 2-2.7sn arasındaki yakınlştırılmış görünümü

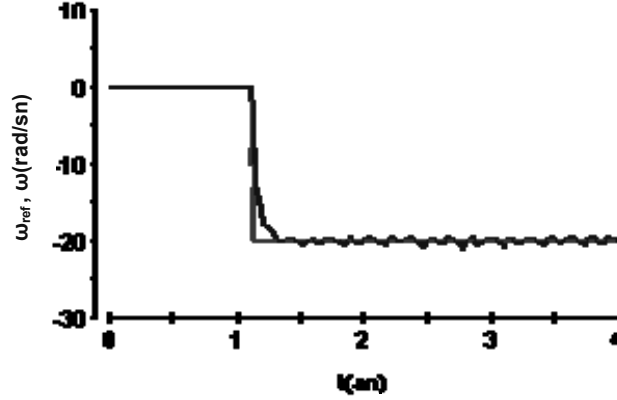
Şekil 7.4 ve 7.5’ de verilen grafiklere dikkat edilirse, NT1BKkk ve NT2BKkk algoritmaları kullanılarak yapılan deneysel çalışmalar sonucunda elde edilen grafikler arasında önemli bir fark görülmemektedir. Benzetim çalışmalarında gösterildiği gibi her ne kadar teorik olarak NT2BKkk yöntemi en iyi kontrol performansını sağlasa da, Şekil 7.4 ve 7.5’den görüldüğü gibi uygulamada NT1BKkk ile NT2BKkk arasında kontrol performansı açısından önemli bir fark yoktur.

Bir önceki bölümün sonunda belirtildiği gibi, endüstriyel uygulamalar açısından kullanılan kontrol algoritmasının performansının yanı sıra, algoritmanın kısıllığı, basitliği ve kolay uygulanabilirliği son derece önemlidir. Bu nedenle bundan sonraki deneysel çalışmalarda daha basit bir algoritmaya sahip olan NT1BKkk yapısı kullanılarak sonuçlar sunulacaktır. Önerilen kontrol yönteminin aynı referans hız değerinden yavaşlama eğrisi ve akım değişimi Şekil 7.6’ da sunulmuştur.

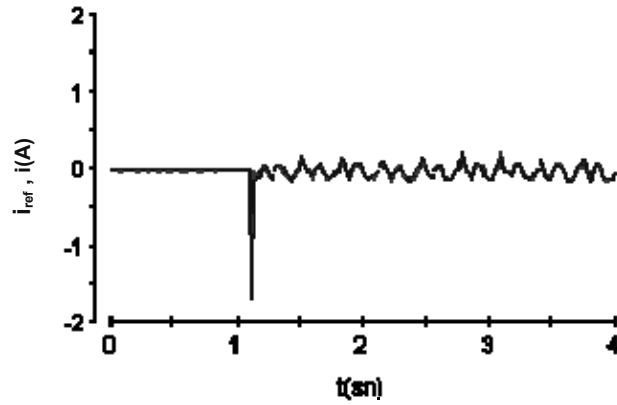


Şekil 7.6. 20 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama: **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi
b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

Aynı çalışma -20 rad/sn referans hız için tekrarlanmış, yani motorun ters yönde dönmesi sağlanmıştır. Bu çalışmaya ait deneysel sonuçlar Şekil 7.7’ de gösterilmiştir.



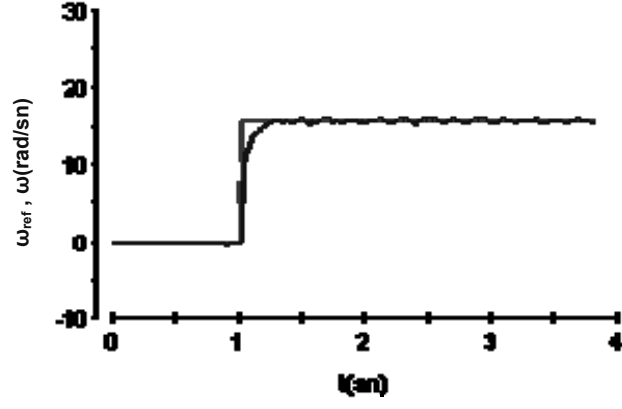
a)



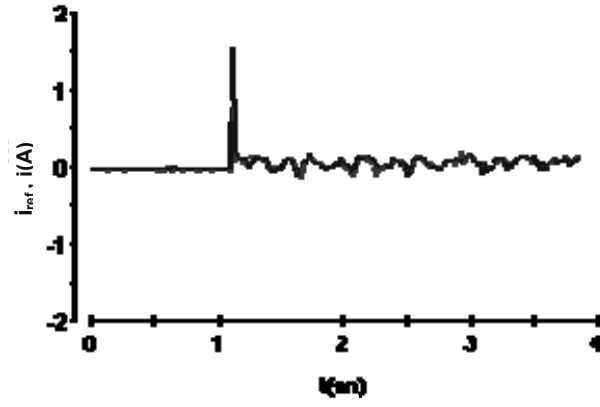
b)

Şekil 7.7. -20 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

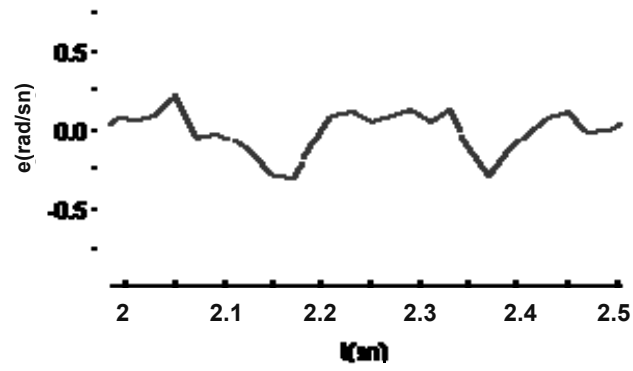
Önerilen kontrol yönteminin farklı hızlar için performansını sınamak amacıyla 15 rad/sn referans hız değerinde aynı çalışma tekrarlanmıştır. Bu çalışmaya ait deneysel sonuçlar Şekil 7.8’ de sunulmuştur. Şekil 7.9’ da da aynı referans hız değerinden yavaşlama eğrisi ve akım değişimi gösterilmiştir.



a)

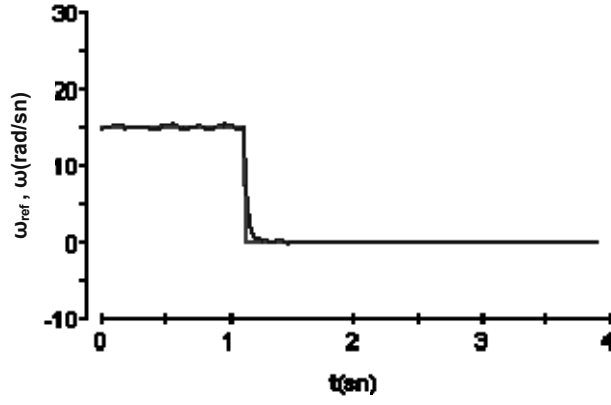


b)

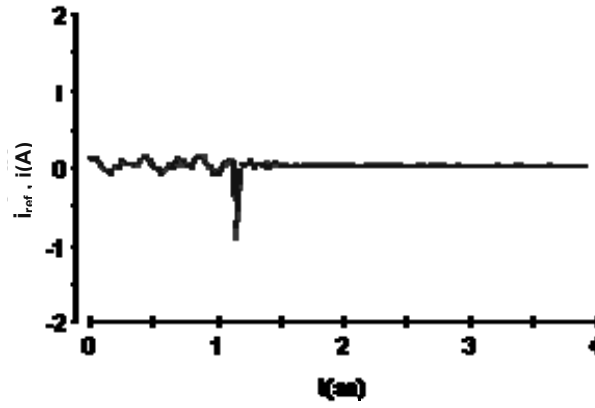


c)

Şekil 7.8. 15 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi **c)** hız hatasının (e) 2-2.5sn arasındaki yakınlaştırılmış görünümü



a)

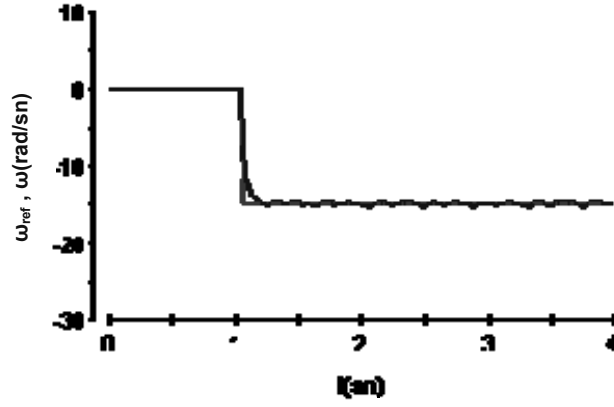


b)

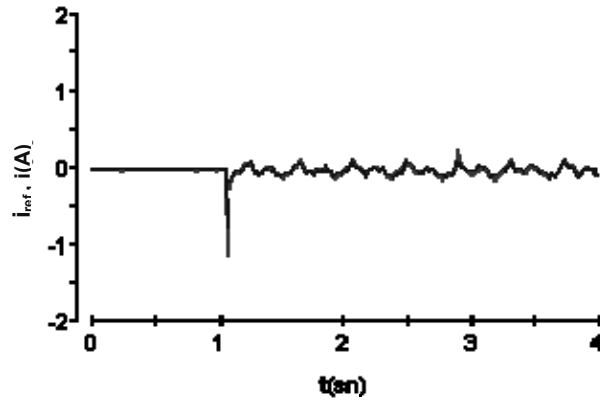
Şekil 7.9. 15 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama: **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi

b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

Aynı çalışma -15 rad/sn referans hız için tekrarlanmış yani motorun ters yönde dönmesi sağlanmıştır. Bu çalışmaya ait deneysel sonuçlar Şekil 7.10'da gösterilmiştir.



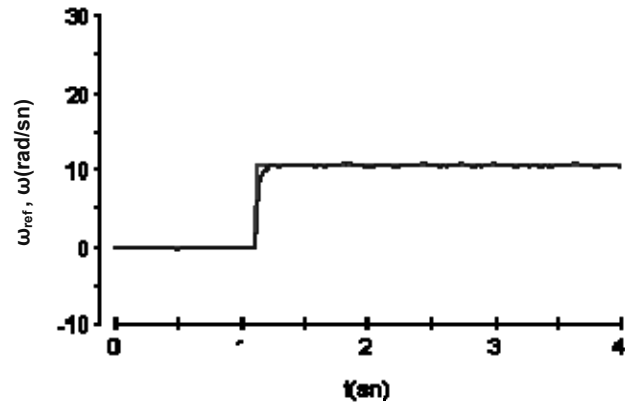
a)



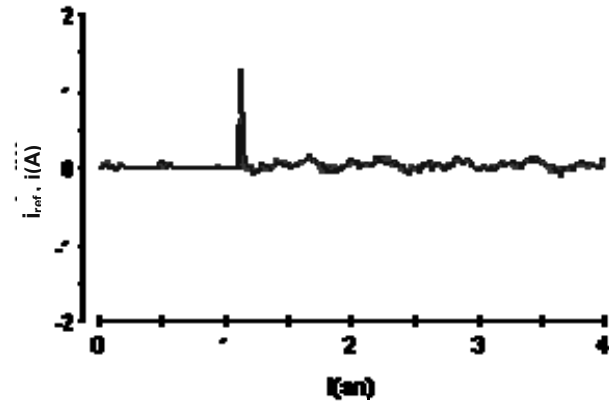
b)

Şekil 7.10. -15 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

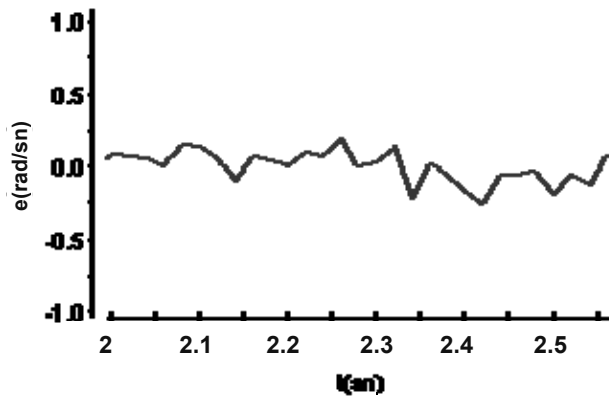
Önerilen kontrol yönteminin performansı 10 rad/sn referans hız değeri için de incelenmiştir. Bu çalışmaya ait deneysel sonuçlar Şekil 7.11, 7.12 ve 7.13’de sunulmuştur.



a)

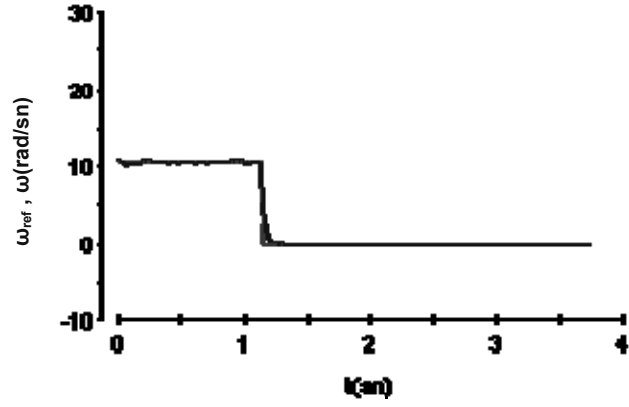


b)

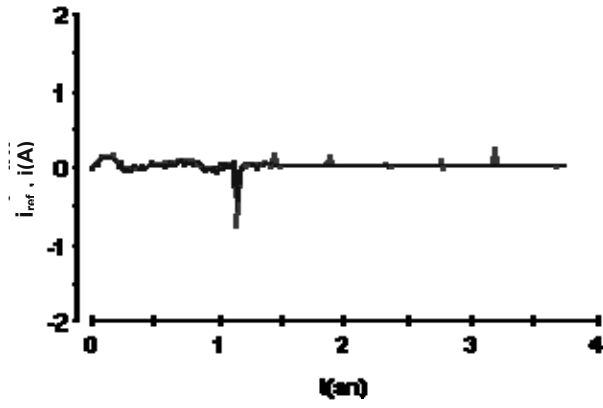


c)

Şekil 7.11. 10rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi **c)** 2-2.5sn arasındaki yakınlştırılmış görünümü

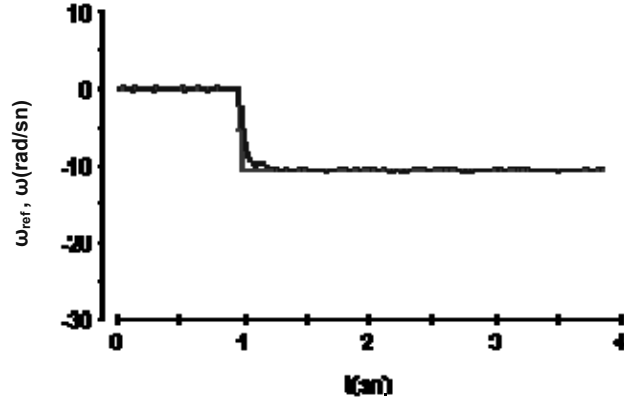


a)

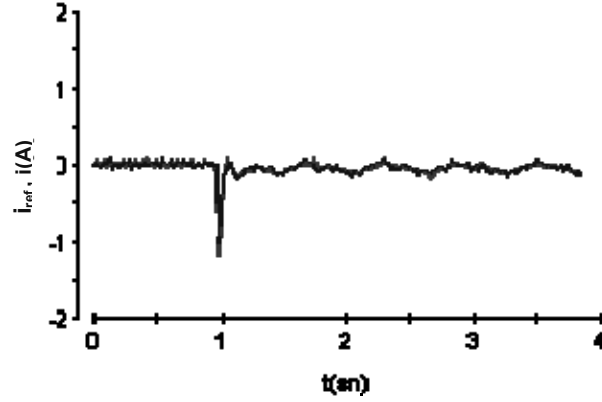


b)

Şekil 7.12. 10 rad/sn referans hız değerinden yavaşlama: **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi
b) referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi



a)



b)

Şekil 7.13. -10 rad/sn referans hız için önerilen kontrol yapısı kullanılarak **a)** referans hız ve gerçek hızın (ω, ω_{ref}) değişimi **b)** referans akım ve gerçek akımın (i, i_{ref}) değişimi

Dört kol mekanizmasının krank açısal hızındaki salınımları minimuma indirmek için önerilen NT1BKKK yöntemi deneysel ve benzetim çalışmaları ile farklı referans hız değerlerinde denenmiştir. Önerilen yöntemin etkinliği sayesinde iyi bir kontrol performansı elde edilmiştir.

8. SONUÇLAR VE DEĞERLENDİRME

Bu tez çalışmasında bir serbest uyartımlı doğru akım motoru ile sürülen dört kol mekanizmasının krank açısal hızının kontrolü gerçekleştirilmiştir. Önerilen kontrol yönteminin başarımı farklı referans hız değerlerinde benzetim ve deneysel olarak test edilmiştir. İncelenen kontrol yapıları arasında endüstriyel uygulanabilirlik açısından en uygununun NT1BKKK yöntemi olduğu kanaatine varılmıştır. Kontrol algoritmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilerek deneysel çalışmalar için DS1104 kontrol kartı kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar Control Desk Developer arayüzü sayesinde gerçek zamanlı olarak izlenebilmiş ve parametreler ayarlanabilmiştir.

Kontrol yapısında akım ölçümü için LEM modül kullanılmıştır ve ölçülen akımlar 2500 rad/sn köşe frekansına sahip bir alçak geçiren filtreden geçirilmiştir. Akım kontrolü için bir PI denetleyici kullanılmıştır. PI denetleyici sönüm oranı 0.707 ve bant genişliği 500 rad/sn olacak şekilde örnekleme periyodu 2×10^{-4} sn için tasarlanmıştır. Daha gerçekçi bir sistem için akım talebi motorun maksimum akımında sınırlanmıştır. Hız bilgisi 2500 darbe/devir'lik artımlı enkoder vasıtasıyla ölçülmüş ve ölçülen hızlar 400 rad/sn köşe frekansına sahip bir alçak geçiren filtreden geçirilmiştir. Kontrol algoritması olarak farklı kontrol yöntemleri ayrı ayrı ve bir arada benzetim ve deneysel olarak farklı hızlarda denenmiştir.

Öncelikle dört kol mekanizması bir serbest uyarmalı DA motorla sürüldüğünde krank açısal hızında oluşan salınımların büyüklüğü ile ilgili bilgi vermesi açısından motora sabit bir gerilim uygulanmış ve açık çevrim krank açısal hız cevabı benzetim sonucuyla gösterilmiştir. Mekanizmalarda zamanlama gerekliliğinden dolayı, akıllı ve dayanıklı kontrol yöntemleri birlikte kullanılarak hız dalgalanmaları minimize edilmeye çalışılmıştır.

Krank açısal hızındaki salınımların azaltılması yönünde belirsizlikleri modellemede tercih edilen bulanık mantığın kullanılmasının uygun olacağı düşünülmüştür. Bulanık kümeler için kesin üyelik fonksiyonunun bulunmasının zor olduğu durumlarda kullanılan tip-2 bulanık mantığın belirsizlikler ve parametre değişimlerine karşı etkinliği sayesinde iyi bir kontrol performansı elde edilmiştir.

Bununla birlikte kontrol performansı yanında kontrol algoritmasının basit olması da uygulama açısından önemli olduğundan KKK yapısı tip-1 ve tip-2 bulanık mantık ile beraber kullanılmıştır. Böylece kural sayısı azalmış kontrol algoritması basitleştirilmiştir.

T1BKkk ve T2BKkk algoritmalarının başarımı benzetim ve deneysel olarak gösterilmiştir. Giriş üyelik fonksiyonları $[-50 \ 50]$ aralığında seçilip geriye yayılım algoritması kullanılarak eğitilmiştir ve $[-42 \ 42]$ aralığına yakınsamıştır. Aynı şekilde çıkış üyelik fonksiyonları da $[-1 \ 1]$ aralığına yakınsamıştır. Giriş değişkeni S için ölçekleme katsayısı olarak $1 \cdot 10^{-4}$ kullanılmıştır. Tüm benzetim ve deneysel çalışmalarda bu üyelik fonksiyonları kullanılarak kontrol yöntemlerinin performansı kıyaslanmıştır. Benzetim çalışmalarıyla T2BKkk yapısının atalettaki değişimden kaynaklanan hız değişimlerine karşı T1BKkk yapısına göre teorik olarak % 30'luk bir iyileşme sağladığı gösterilmiştir.

Özellikle gürültünün etkili olduğu durumlarda giriş belirsizliklerini de modellemek için “nonsingleton” yapının kullanılması uygundur. Böyle sistemler giriş ölçüm belirsizliklerine karşı da duyarlı hale gelir. Bu amaçla dört kol mekanizmasının krank açısal hız kontrolü için NT1BKkk ve NT2BKkk yapıları kullanılmıştır. Bu iki kontrol yapısı da kullanılarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. NT2BKkk yapısının hız dalgalanmalarına karşı NT1BKkk yapısına göre % 40'luk bir iyileşme sağladığı gösterilmiştir.

Benzetim sonuçlarına göre krank açısal hızındaki salınımları azaltma yönünde en iyi sonuçlar NT2BKkk algoritmasıyla elde edilmiştir. Ancak NT1BKkk ve NT2BKkk algoritmalarının ikisinin de kontrol performansı yüksektir ve krank açısal hızındaki salınımlar % 2-4 arasındadır. Hata yüzdesi ve tepeden tepeye mutlak hata değerlerinin iki kontrol yönteminde de çok küçük olması ve bu farkın uygulamada anlamlı olmaması nedeniyle, endüstriyel uygulama açısından daha basit bir yapıya sahip olan NT1BKkk yönteminin kullanılmasının uygun olacağı kanaatine varılmıştır. Bu sonuç deneysel çalışmalarla da desteklenmiştir. 20 rad/sn referans hız değerinde NT1BKkk ve NT2BKkk yöntemlerinin ikisi de test edilmiştir. Ancak arada anlamlı bir fark görülmemiştir. Farklı referans hız değerlerinde (15 rad/sn, 10 rad/sn) önerilen NT1BKkk algoritmasının başarımı deneysel çalışmalarla gösterilmiştir.

Bundan sonraki çalışmalarda özellikle daha yüksek hız değerlerinde deneysel hız cevabını iyileştirmeye yönelik araştırmalar gerçekleştirilebilir. Bu amaçla bilinen akıllı ve dayanıklı kontrol yöntemlerine ek olarak son yıllarda araştırmacıların yoğun ilgi göstermeye başladığı sürü zekası (swarm intelligence) yapıları kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] www.cs.cmu.edu/~rapidproto/mechanism/chpt5.html
- [2] <http://web.mit.edu/~sharya/www/Btech/GA.htm>
- [3] **Erentürk, K.**, 2007. Hybrid Control of a Mechatronic System: Fuzzy Logic and Grey System Modeling Approach, *IEEE/ASME Trans. Mech.*, **12(6)**, 703-710.
- [4] <http://tr.wikipedia.org/wiki>
- [5] <http://www.me.metu.edu/eres/mekanizma/ch7/7-1.htm>
- [6] **Tao, J. ve Sadler, J. P.**, 1995. Constant Speed Control of a Motor Driven Mechanism System, *Mech. Mach. Theory*, **30(5)**, 737–748.
- [7] **Gundogdu, O. ve Erenturk, K.**, 2005. Fuzzy Control of a Dc Motor Driven Fourbar Mechanism, *Mechatronics*, **15**, 423–438.
- [8] **Dulger, L. C. ve Uyan, S.**, 1997. Modeling, Simulation and Control of a Fourbar Mechanism with Brushless Servomotor, *Mechatronics*, **7(4)**, 369–383.
- [9] **Li, Q., Tso, S. K., Guo, L. S. ve Zhang, W. J.**, 2000. Improving Motion Tracking of Servomotor-Driven Closed-Loop Mechanisms Using mass-Redistribution, *Mech. Mach. Theory*, **35**, 1033–1045.
- [10] **Zhang, W. J. ve Chen, X. B.**, 2001. Mechatronics Design for a Programmable Closed-Loop Mechanism, in *Proc. Inst. Mech. Eng.*, 365–375.
- [11] **Fung, R. F., Lin, F. J., Wai, R. J. ve Lu, P. Y.**, 2000. Fuzzy Neural Network Control of a Motor-Quick-Return Servomechanism, *Mechatronics*, **10**, 145–167.
- [12] **Zhang, W. J., Li, Q. ve Guo, L. S.**, 1999. Integrated Design of Mechanical Structure and Control Algorithm for a Programmable Four-Bar Linkage, *IEEE/ASME Trans. Mech.*, **4(4)**, 354–362.
- [13] **Hwang, C.-L. ve Hsieh, C.-Y.**, 2002. A Neuro-Adaptive Variable Structure Control for Partially Unknown Nonlinear Dynamic Systems and Its Application, *IEEE Trans. Control Syst. Tech.*, **10(2)**, 263-271.
- [14] **Trevisani, A. ve Valcher, M. E.**, 2005. An Energy-Based Adaptive Control Design Technique for Multibody-Mechanisms With Flexible Links, *IEEE/ASME Trans. Mech.*, **10(5)**, 571–580.

- [15] **Sitti, M.**, 2003. Piezoelectrically Actuated Four-Bar Mechanism with Two Flexible Links for Micromechanical Flying Insect Thorax, *IEEE/ASME Trans. Mech.*, **8(1)**, 26–36.
- [16] **Mendel, J.M.**, 2001. Uncertain Rule-Based Fuzzy Logic Systems: Introduction and New Directions, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR.
- [17] **Lin, F.-J., Shieh, P.-H. ve Hung, Y.-C.**, 2008. An Intelligent Control for Linear Ultrasonic Motor Using Interval Type-2 Fuzzy Neural Network, *IET Electr. Power Appl.*, **2(1)**, 32-41.
- [18] **Karnik, N. N., Mendel, J. M. ve Liang, Q.**, 1999. Type-2 Fuzzy Logic Systems, *IEEE Trans. On Fuzzy Systems*, **7(6)**, 643-658.
- [19] **Liang, Q ve Mendel, J. M.**, 2000. Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems: Theory and Design, *IEEE Trans. On Fuzzy Systems*, **8(5)**, 535-550.
- [20] **Mendel, J. M., John, R. I. ve Liu, F.**, 2006. Interval Type-2 Fuzzy Logic Systems Made Simple, Fuzzy Systems, *IEEE Transactions*, **14(6)**, 808-821.
- [21] **Hagras, H.**, 2007. Type-2 FLCs: A New Generation of Fuzzy Controllers, *IEEE Computational Intelligence Magazine*, 30-43.
- [22] **Utkin, V. I.**, 1993. Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **40(1)**, 23-35.
- [23] **Slotine, J.J.E., and Li, W.**, 1991. Applied Nonlinear Control, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- [24] **Hung, J.Y., Gao, W.B. and Hung, J.C.**, 1993. Variable structure control: A survey, *IEEE Trans Ind Electron.*, **40(1)**, 2-22.
- [25] **Gao, W.B. and Hung, J.C.**, 1993. Variable structure control of nonlinear systems: A new approach, *IEEE Trans Ind Electron.*, **40(1)**, 45-55.
- [26] **Yu, X., Man, Z. and Wu, B.**, 1998. Design of Fuzzy Sliding- Mode Control Systems, *Fuzzy Sets Sys.*, **95**, 295-306.
- [27] **Choi, B. J., Kwak, S. W. and Kim, B. K.**, 1999. Design of a Single-Input Fuzzy Logic Controller and Its Properties, *Fuzzy Sets Sys.*, **106**, 299-308.
- [28] **Lin, C. M. and Hsu, C. F.**, 2002. Hybrid Fuzzy Sliding-Mode Control of an Aeroelastic system, *J. Guid. Control Dyn.*, **25**, 829-832.
- [29] **Lin, P.Z., Lin, C. M., Hsu, C. F. and Lee, T. T.**, 2005. Type-2 Fuzzy Controller Design Using a Sliding-Mode Approach for Application to DC-DC converters, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, **152(6)**, 1482-1488.

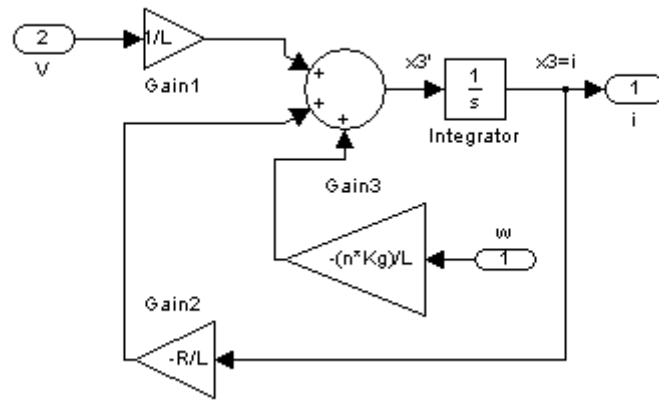
- [30] **Altınörs, A. and Akpolat, Z.H.**, 2008. Robust speed control of electrical drive systems using type-II fuzzy logic and sliding mode control methods, *e-Journal of New World Sciences Academy*, **3(1)**, 133-144.
- [31] **Erdman, A. G. and Sandor G. N.**, 1997. Mechanism Design. Analysis and Synthesis, Prentice Hall, 4.
- [32] **Doughty, S.**, 1988. Mechanics of Machines, New york:Wiley.
- [33] **Söylemez, E.**, 2007. Makine Teorisi-1 Mekanizma Tekniği, Birsen Yayınevi.
- [34] **Meirovitch, L.**, 1970. Methods of Analytical Dynamics, New York:McGraw-Hill.
- [35] **Akçalı, İ.D.**, 2007. Mekanizma Tekniği, Birsen Yayınevi.
- [36] **Çakar, O.**, 2006. Makina Dinamiği Ders Notları.
- [37] **Söylemez, E.**, 2007. Makina Teorisi-2 Makina Dinamiği, Birsen Yayınevi.
- [38] **Chen, M.S., Chen, C.H. and Yang, F.Y.**, 2007. An Ltr-Observer-Based Dynamic Sliding Mode Control for Chattering Reduction, *Automatica*, **45**, 1111-1116.
- [39] **Lee, H. and Utkin, V.I.**, 2007. Chattering Suppression Methods in Sliding Mode Control Systems, *Annual Reviews in Control*, **31**, 179-188.
- [40] **Ho, H.F., Wong Y.K. and Rad, A.B.**, 2009. Adaptive Fuzzy Sliding Mode Control with Chattering Elimination for Nonlinear SISO Systems, *Simulation Modelling Practice and Theory*, **17**, 1199–1210.
- [41] **Bartolini, G., Punta, E. and Zolezzi, T.**, 2009. Simplex Sliding Mode Methods for the Chattering Reduction Control of Multi-Input Nonlinear Uncertain Systems, *Automatica*, **45**, 1923–1928.
- [42] **Wong, L.K., Leung, F.H.F. and Tam, P.K.S.**, 1998. A Chattering Elimination Algorithm for Sliding Mode Control of Uncertain Nonlinear Systems, *Mechatronics*, **8**, 765-775.
- [43] **Nabiyev, V.V.**, 2003. Yapay Zeka, Seçkin, Ankara, 639-652.
- [44] **Park, M.H. and Kim, K.S.**, 1991. Chattering reduction in the position control of induction motor using the sliding mode, *IEEE Trans. Power Electron*, **6(3)**, 317-325.
- [45] **Karunadasa, J.P. and Renfrew, A.C.**, 1991. Design and implementation of microprocessor based sliding mode controller for brushless servo motor, *IEE Proc. B*, **138(6)**, 345-363.

- [46] **Ho, E.Y.Y. and Sen, P.C.**, 1991. Control dynamics of speed drive systems using sliding mode controllers with integral compensation, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **27(5)**, 883-892.
- [47] **Chern, T.L. and Wu, Y.C.** 1993. Design of brushless DC position servo systems using integral variable structure approach, *IEE Proc. B*, **140(1)**, 27-34.
- [48] **Chung, S.K., Lee, J.H., Ko, J.S. and Youn, M.J.**, 1995. Robust speed control of brushless direct-drive motor using integral variable structure control, *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, **142(6)**, 361-370.
- [49] **Lin, F.J., Chin, S.L. and Shyu, K.K.**, 1998. Novel sliding mode controller for synchronous motor drive, *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, **34(2)**, 532-542.
- [50] **Hajian, M., Arab Markadeh, G.R., Soltani, J. and Hoseinnia S.**, 2009. Energy optimized sliding-mode control of sensorless induction motor drives, *Energy Conversion and Management*, **50**, 2296–2306
- [51] **Benchai, A., Rachid, A. Audrezet, E. and Tadjine, M.**, 1999. Real-time sliding-mode observer and control of an induction motor, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **46**, 128–138.
- [52] **Inanc, N.**, 2002. A new sliding mode flux and current observer for direct field oriented induction motor drives, *Electric Power Systems Research*, **63**, 113–118.
- [53] **Derdiyok, A.**, 2005. Speed-sensorless control of induction motor using a continuous control approach of sliding-mode and flux observer, *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, **52(4)**, 1170–1176.
- [54] **Kim, S.-M., Han W.-Y. and Kim S.-J.**, 2004. Design of a new adaptive sliding mode observer for sensorless induction motor drive, *Electric Power Systems Research*, **70**, 16-22.
- [55] **Bal, C.**, 2007. Asenkron motorun kayma kipli ve sinirsel bulanık gözlemleyicilerle algılayıcısız hız denetimi, Doktora Tezi, Fırat Üniv. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- [56] **Xu, J.-X., Lee, T.-H. and Pan, Y.-J.**, 2003. On the sliding mode control for DC servo mechanisms in the presence of unmodeled dynamics, *Mechatronics*, **13**, 755-770.

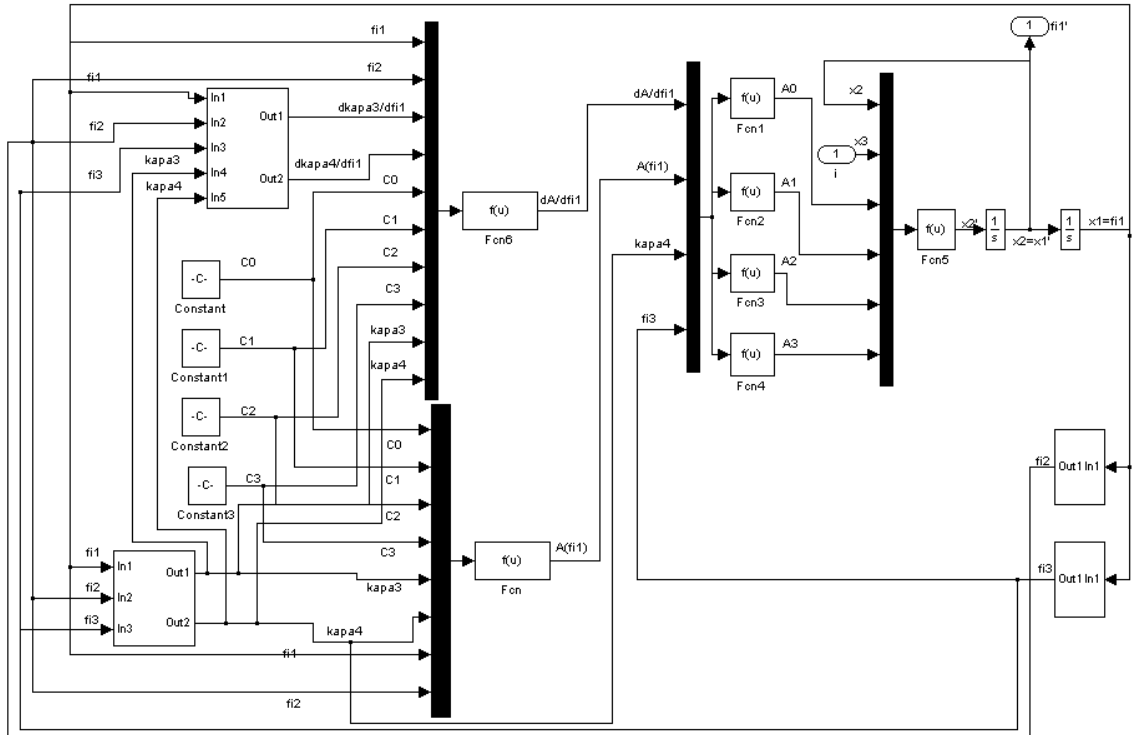
- [57] **Chern, T.-L., Chuang, C.-W. and Jiang, R.-L.**, 1996. Design of discrete integral variable structure control systems and application to a brushless DC motor control, *Automatica*, **32(5)**, 773-779.
- [58] **Chen, C.-Y., Li, T.-H.S. and Yeh, Y.-C.**, 2009. EP-based kinematic control and adaptive fuzzy sliding-mode dynamic control for wheeled mobile robots, *Information Science*, **179**, 180–195.
- [59] **Yu, S., Yu, X., Zadeh B. and Man, Z.**, 2005. Continuous finite-time control for robotic manipulators with terminal sliding-mode dynamic control for wheeled mobile robots, *Automatica*, **41**, 1957-1964
- [60] **Zadeh, L.A.**, 1965. Fuzzy Sets, *Informat. Contr.*, **8**, 338-353.
- [61] **Passino, K.M. and Yurkovich, S.**, 1998. Fuzzy Control, Addison Wesley Longman, Inc.
- [62] **Nabiyev, V.V.**, 2003. Yapay Zeka, Seçkin, Ankara, 639-652.
- [63] **Akpolat, Z.H.**, 2000. Bulanık Mantık Ders Notları.
- [64] **Mendel, J.M.**, 2007. Advances in type-2 fuzzy sets and systems, *Information Sciences*, **177**, 84-110
- [65] **Coupland, S., and John, R.**, 2007. Feomtric Type-1 and Type-2 Fuzzy Logic Systems, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, **15(1)**, 3-15.
- [66] **Mohagheghi, S., Venayagamoorthy, G.K. and Harley, R.G.**, 2006. An interval type-II fuzzy logic controller for a static compensator in a multimachine power system, *2006 International Joint Conference on Neural Networks*, 2241-2248.
- [67] **Wu, D. and Tan, W.T.**, 2005. Computationally Efficient Type-reduction strategies for a type-2 fuzzy logic controller, *The 2005 IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 353-358.
- [68] **Mouzouris, G.C., and Mendel, J.M.**, 1997. Nonsingleton Fuzzy Logic Systems: Theory and Application, *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, **5(1)**, 56-71.
- [69] **Akpolat, Z.H., Asher, G.M. and Clare, J.C.**, 2000. A practical approach to the design of robust speed controllers for machine drives. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **47(2)**, 315-324 .
- [70] **Franklin, G.F., Powell, J.D. and Workman, M.L.**, 1990. Digital Control of Dynamic Systems, Addison Wesley.

- [71] **Lee, C.-H., Pan, H.-Y., Chang, H.-H. and Wang, B.-H.**, 2006. Decoupled Adaptive Type-2 Fuzzy Controller (DAT2FC) Design for Nonlinear TORA Systems, *2006 IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 506-512

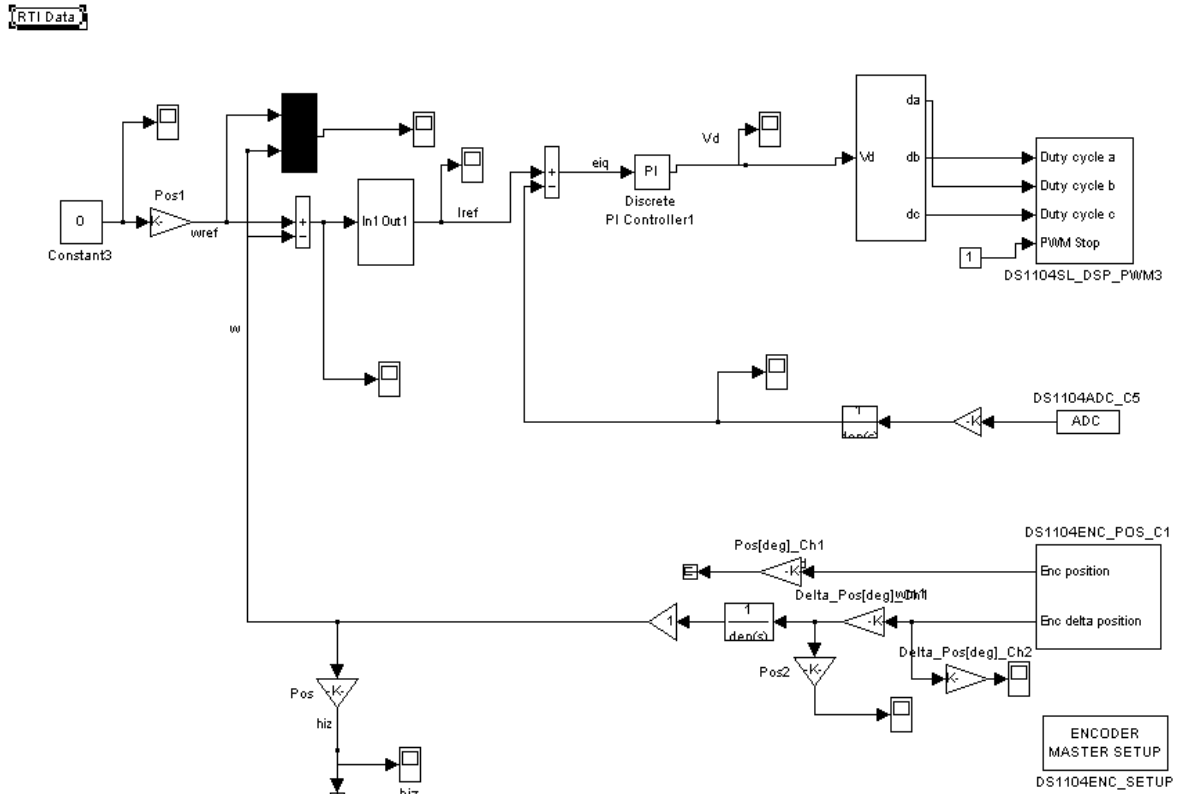
Ek-1 Serbest Uyarmalı DA Motor MATLAB/Simulink Modeli



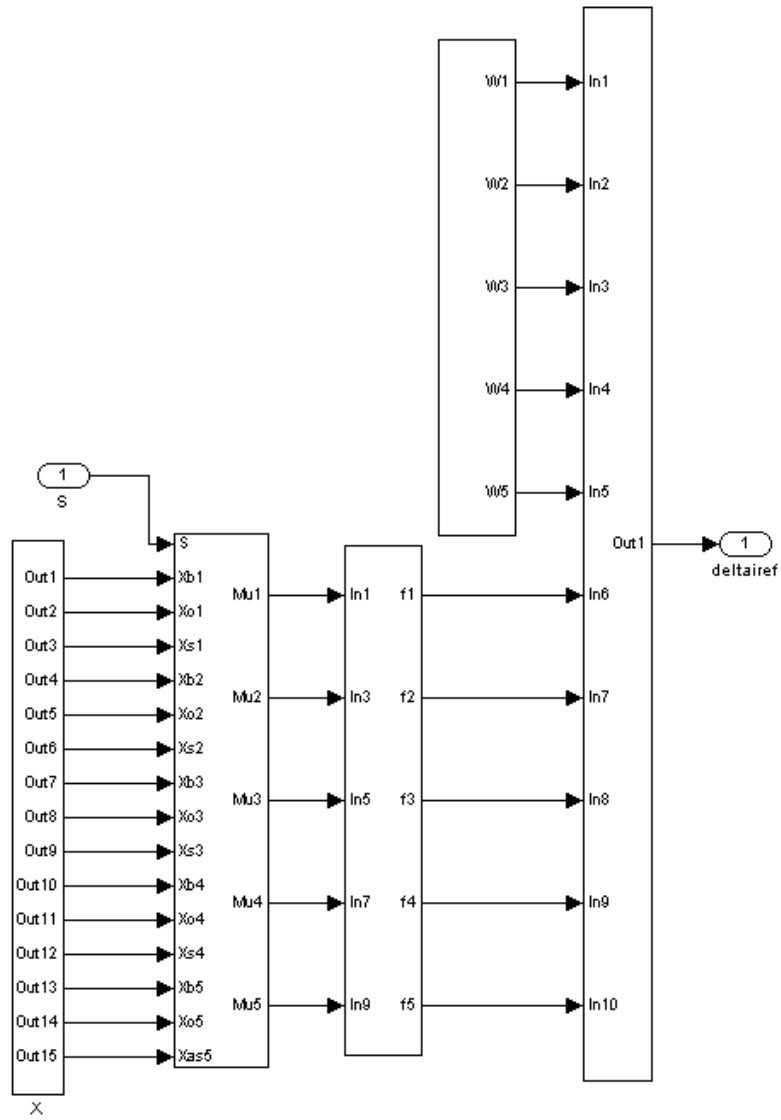
Ek-2 Dört Kol Mekanizmasının MATLAB/Simulink Modeli



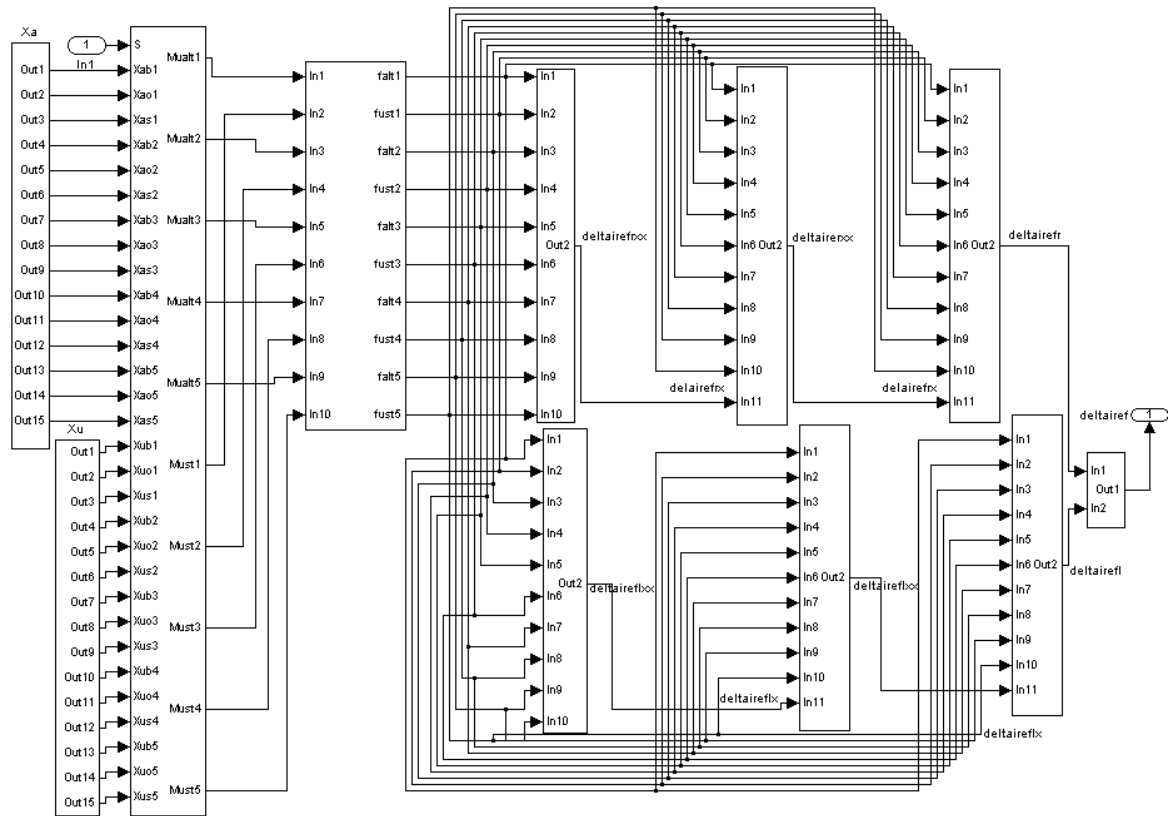
Ek-3 Deneysel Çalışmalar için Oluşturulan Kapalı Çevrim Hız Kontrol MATLAB/Simulink Modeli



Ek-4 NT1BKkk Yapısının MATLAB/Simulink Modeli



Ek-5 NT2BKkk Yapısının MATLAB/Simulink Modeli



ÖZGEÇMİŞ

Gonca ÖZMEN KOCA

gozmen@firat.edu.tr

Tlf: 424 2370000 / 4295

Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi

Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü

ELAZIĞ

1980 yılında Elazığ'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Elazığ'da tamamladı. 1998 yılında Fırat Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. 2002 yılında bu bölümden mezun oldu. Bir dönem sonra Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Ana Bilim Dalı'nda yüksek lisans eğitime başladı. 2004 yılında aynı bölümde açılan araştırma görevliliği sınavını kazanarak göreve başladı. Halen bu görevi sürdürmektedir. 2005 yılında yüksek lisans eğitimini tamamlayarak Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda doktora eğitime başladı. Yabancı dili İngilizcedir.