

**KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**İKİ SERBESTLİK DERECELİ DÜZLEMSEL ROBOTUN
FARKLI KONTROLÖRLERLE YÖRÜNGE KONTROLÜNÜN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

UMUT MAYETİN

KOCAELİ 2013

KOCAELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

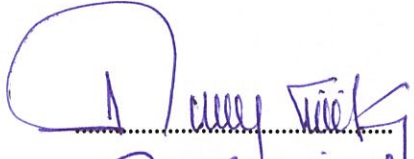

İKİ SERBESTLİK DERECELİ DÜZLEMSEL ROBOTUN
FARKLI KONTROLÖRLERLE YÖRÜNGE KONTROLÜNÜN
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

UMUT MAYETİN

Doç.Dr.Serdar KÜÇÜK
Danışman, Kocaeli Üniv.

Prof.Dr.Zafer BİNGÜL
Jüri Üyesi, Kocaeli Üniv.

Doç.Dr.Cüneyt BAYILMIŞ
Jüri Üyesi, Sakarya Üniv.


.....

.....

.....

Tezin Savunulduğu Tarih: 18.01.2013

ÖNSÖZ ve TEŞEKKÜR

Endüstriyel sistemlerde çok büyük bir öneme sahip olan robotik sistemlerin tasarımı ve uygulanması uzun çalışmalar gerektirmektedir. Teorik olarak bilinen birçok bilginin uygulanmasında çeşitli zorluklarla karşılaşılabilir. Bu durumda ihtiyaç duyulan çalışma alanı ve hassasiyetlere göre robot tasarımı yapmak esastır. Bu tezde iki serbestlik dereceli bir robotun gerçekleştirilmesi sağlanmış, oluşturulan dinamik model ile kontrol yöntemleri için gerekli eniyileme çalışmaları yapılarak robot üzerinde test edilmiştir.

Robotik sistemlerin geliştirilmesi ve uygulanması konusunda bana çalışma fırsatı veren değerli hocama teşekkür ederim. Ayrıca eğitimim boyunca bana desteğini esirgemeyen sevgili aileme sonsuz minnet duygularımı sunarım.

Ocak - 2013

Umut Mayetin

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ VE TEŞEKKÜR	i
İÇİNDEKİLER	ii
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	v
TABLolar DİZİNİ	viii
SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR	ix
ÖZET.....	xi
İNGİLİZCE ÖZET	xii
GİRİŞ	1
1. ROBOT TASARIMI.....	4
1.1. Literatürde Yapılan Çalışmalar	4
1.2. RR Düzlemsel Robot Mekanizmasının Tasarımı	9
1.2.1. Robot tasarımında kullanılan temel kavramlar	9
1.2.2. RR düzlemsel robot tasarım özelliklerinin belirlenmesi	11
1.2.3. Motorlar için yaklaşık tork hesabı.....	15
1.3. RR Düzlemsel Robot Motor Seçimi.....	18
1.3.1. Motor besleme sistemi	18
1.3.2. Motor sürücü devresi.....	19
1.3.3. Motor torku	20
1.3.4. Motorun açısal hızı.....	21
1.3.5. Motorun fiziksel boyutları.....	21
1.3.6. Dişli sistemleri	22
1.3.7. Motor geribildirim elemanları	25
1.3.8. Motora ait katalog verileri.....	28
1.3.9. Motorun maliyeti ve bulunma kolaylığı.....	30
1.4. Robot Kinematığı	31
1.4.1. RR düzlemsel robot ileri kinematik hesaplamaları	32
1.4.2. RR düzlemsel robot ters kinematik hesaplamaları.....	34
1.5. RR Düzlemsel Robot Dinamik Denklemleri.....	35
1.6. DC Motor Dinamik Modeli	48
1.7. Ayrık Zamanlı DC Motor Modeli	51
2. ROBOT KONTROLÜ	54
2.1. Klasik Kontrol Yöntemleri	55
2.1.1. Tasarım kriterleri	58
2.1.2. Parametrelerinin ayarlanması	60
2.2. Bulanık Mantık Kontrol Yöntemi	63
2.2.1. Bulanık mantıkla, klasik mantığın karşılaştırılması.....	63
2.2.2. Bulanık mantığın olumlu ve olumsuz yönleri	64
2.2.3. Bulanık mantığın uygulama alanları	64
2.2.4. Bulanık mantık denetim elemanları	66
2.2.4.1. Bulanık kümeler.....	66
2.2.4.2. Bulanık üyelik fonksiyonları	66
2.2.4.3. Bulanık Küme İşlemleri.....	68
2.2.5. Bulanık Mantık Denetleyicileri.....	69

2.2.5.1. Bulanıklaştırıcı.....	69
2.2.5.2. Kural tabanı.....	69
2.2.5.3. Bulanık çıkarım birimi.....	75
2.2.5.4. Durulaştırma birimi.....	73
2.2.5.4.1. Yükseklik yöntemi.....	73
2.2.5.4.2. Ağırlık merkezi yöntemi.....	74
2.2.5.4.3. Ağırlık ortalama yöntemi.....	75
2.2.5.4.4. Alanı ikiye bölme yöntemi	76
2.2.5.4.5. En büyük değerler ile durulama yöntemleri	76
2.2.6. Adım adım bulanık mantık kontrol uygulaması.....	77
2.2.6.1. Giriş ve çıkış değişkenlerinin belirlenmesi.....	77
2.2.6.2. Üyelik fonksiyonlarının tanımlanması	78
2.2.6.3. Kural tablosunun oluşturulması.....	79
2.2.6.4. Bulanık girişlerin belirlenmesi	80
2.2.6.5. Bulanık çıkarım mekanizmasının işletilmesi.....	81
2.2.6.6. Durulaştırma	84
2.3. Kayma Kipli Kontrol Yöntemi.....	87
2.3.1. Kayma kipli kontrol yönteminde temel kavramlar.....	88
2.3.2. Kayma kipli kontrol tasarımı.....	90
2.3.2.1. Kayma yüzeyi tasarımı	91
2.3.2.2. Kontrolcü tasarımı	93
2.3.3. DC motor konum kontrolü için kayma kipli kontrolör tasarımı	95
3. ENİYİLEME ALGORİTMASI	100
3.1. Parçacık Sürü Eniyileme Yöntemi	100
3.2. Parçacık Sürü Eniyileme Algoritması	103
4. RR DÜZLEMSEL ROBOT UYGULAMA DÜZENİĞİ	106
4.1. RR Düzlemsel Robot Mekanizması	107
4.2. DSP Deneme Kiti	107
4.3. Geribildirim ve Sürücü Üniteleri.....	110
4.3.1. Motor sürücü birimi	110
4.3.2. Motor geribildirim elemanları	112
4.3.3. Kontrol kartı tasarımı.....	112
4.4. Simulink İle Eyleyici Sistemleri Tasarımı	114
4.5. Simulink İle Geribildirim Ölçüm Sistemleri Tasarımı.....	115
4.6. Simulink İle Veri Toplama Sisteminin Tasarlanması	116
4.7. Robot Uç İşlevci Arabirimi	117
5. UYGULAMALAR	118
5.1. Benzetim Modelinin Tasarımı.....	118
5.2. Gerçek Zamanlı Uygulama Yazılımının Tasarımı	120
5.3. Kontrol Bloklarının Tasarımı	122
5.3.1. Hesaplanan tork modeli.....	122
5.3.2. PID kontrol bloğunun tasarımı	123
5.3.3. Bulanık mantık kontrol bloğunun tasarımı.....	124
5.3.4. Kayma kipli kontrol bloğunun tasarımı	125
5.4. RR Düzlemsel Robot Üzerinde Yapılan Uygulamalar.....	127
5.4.1. Sinüzoidal yörünge hareketi.....	127
5.4.1.1. PID kontrol yöntemi uygulaması (Test1A)	127
5.4.1.2. Bulanık mantık kontrol yöntemi uygulaması (Test1B)	129
5.4.1.3. Kayma kipli kontrol yöntemi uygulaması (Test1C).....	130

5.4.2. Uç işlevcinin dairesel yörünge hareketi	131
5.4.2.1. PID kontrol yöntemi uygulaması (Test2A)	133
5.4.2.2. Bulanık mantık kontrol yöntemi uygulaması (Test2B)	135
5.4.2.3. Kayma kipli kontrol yöntemi uygulaması (Test2C)	137
5.4.3. Yük altında dairesel yörünge hareketi.....	139
5.4.3.1. PID kontrol yöntemi uygulaması (Test3A)	139
5.4.3.2. Bulanık mantık kontrol yöntemi uygulaması (Test3B)	143
5.4.3.3. Kayma kipli kontrol yöntemi uygulaması (Test3C).....	146
5.5. Uygulama Sonuçlarının Karşılaştırılması	149
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	150
KAYNAKLAR	154
EKLER.....	158
ÖZGEÇMİŞ	173

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1.	RR düzlemsel robot katı modelin oluşturulması	11
Şekil 1.2.	RR düzlemsel robot şematik gösterimi	13
Şekil 1.3.	İkinci eklem için diferansiyel dişli seti	14
Şekil 1.4.	Robot bileşenleri ağırlık merkezlerinin hareket noktalarına uzaklıkları.....	16
Şekil 1.5.	Dişli setleri a) alın dişli, b) helisel dişli, c) çift helisel dişli, d) konik dişli, e) spiral konik dişli, f) sonsuz vidalı dişli	24
Şekil 1.6.	Opto-kuplör yapısı.....	25
Şekil 1.7.	Optik enkoder disk yapısı ve çıkış sinyalleri	26
Şekil 1.8.	a) 4bitlik mutlak enkoder diski, b) gray kodlu mutlak enkoder diski	26
Şekil 1.9.	Manyetik enkoder disk yapısı	27
Şekil 1.10.	Resolverin çalışma yapısı.....	28
Şekil 1.11.	Maxon motor katalog bilgileri.....	29
Şekil 1.12.	Robotun ileri ve ters kinematiği	31
Şekil 1.13.	RR düzlemsel robot eksen sistemleri	32
Şekil 1.14.	Ters kinematikte birden fazla çözüm olasılığı	34
Şekil 1.15.	DC motor elektriksel bağlantı modeli	48
Şekil 1.16.	DC motor dişli kutusu mekanik güç aktarım sistemi	50
Şekil 1.17.	DC motor transfer fonksiyonu blok diyagramı	51
Şekil 1.18.	Ayrık zamanlı DC motor modeli.....	53
Şekil 2.1.	Temel geri beslemeli kontrol sistemi blok diyagramı.....	54
Şekil 2.2.	Birim geri beslemeli kapalı çevrim kontrol sistemi	57
Şekil 2.3.	Tasarım kriterlerinin grafiksel karşılıkları	58
Şekil 2.4.	Ziegler-nichols için birim basamak cevabı eğrisi	61
Şekil 2.5.	Ziegler-nichols için frekans cevabı grafiği.....	62
Şekil 2.6.	Küme oluşumları, a) Klasik küme anlayışı, b) Bulanık küme anlayışı	64
Şekil 2.7.	Orta yaş kavramı için üyelik eğrisi	66
Şekil 2.8.	Bulanık kümeler (üyelik fonksiyonları)	66
Şekil 2.9.	Üyelik fonksiyon tipleri	67
Şekil 2.10.	Üyelik fonksiyon etiketleri.....	68
Şekil 2.11.	Bulanık mantık kontrolör(denetleyici)	69
Şekil 2.12.	Max-min çıkarım yöntemi.....	72
Şekil 2.13.	Max-çarpım çıkarım yöntemi.....	72
Şekil 2.14.	Yükseklik ile durulama yöntemi	74
Şekil 2.15.	Ağırlık merkezi yöntemi	75
Şekil 2.16.	Ağırlıklı ortalama yöntemi.....	75
Şekil 2.17.	Alanı ikiye bölme yöntemi.....	76
Şekil 2.18.	Maksimum değerleri referans alan durulama yöntemleri	77
Şekil 2.19.	Tanımlanan giriş ve çıkış değişkenleri üyelik fonksiyonları	79
Şekil 2.20.	Hata ve hata değişimi için bulanıklaştırma işlemi	80

Şekil 2.21. Kural tablosunun uygulanması a)Giriş-çıkış fonksiyonları, b) Sırasıyla 13.kural, 14.kural, 18.kural, 19.kuralın işletilmesi ve sonuç grafikleri.....	82
Şekil 2.22. Tespit edilen kural çıkışları alanlarının ayrı gösterimi.....	83
Şekil 2.23. Çıkış üyeliklerinin ayrık ve bir arada gösterimi.....	83
Şekil 2.24. Ölçeklendirilmiş çıkış üyelik fonksiyonları	84
Şekil 2.25. Ölçeklendirilmiş çıkış üyelik fonksiyonlarının bir arada gösterimi.....	84
Şekil 2.26. Ağırlık merkezi yöntemi Matlab kodları ve sonuç bilgileri.....	85
Şekil 2.27. Farklı durulaştırma yöntemleri için sonuçların karşılaştırması.....	86
Şekil 2.28. İkinci dereceden bir sistem için doğrusal kayma yüzeyi.....	88
Şekil 2.29. DC motor konumu için kayma kipli kontrolör bloğu.....	99
Şekil 3.1. Parçacık sürü eniyilemesinde parçacık hareketi.....	103
Şekil 3.2. Parçacık sürü eniyilemesi algoritması.....	104
Şekil 4.1. RR düzlemsel robot uygulama düzeneği.....	106
Şekil 4.2. Texas TMS320C20000 deney kiti USB yerleşim istasyonu.....	107
Şekil 4.3. Texas TMS320F28335 kontrol kartı	107
Şekil 4.4. Deney kiti ve kontrol kartı birleştirilmiş görüntüsü	108
Şekil 4.5. Texas DSP ile Simulink program geliştirme kütüphanesi	109
Şekil 4.6. LMD18200T motor sürücü entegresi blok diyagramı.....	110
Şekil 4.7. LMD18200T motor sürücü entegresi test bağlantı şeması.....	111
Şekil 4.8. Motor sürücü ve motor geribildirim katı.....	113
Şekil 4.9. Motor sürücüleri için gerilim-PWM dönüştürme birimi.....	114
Şekil 4.10. Motor sürücü bağlantı pinlerinin tanımlanması	114
Şekil 4.11. Enkoder ölçüm sisteminin tasarımı	115
Şekil 4.12. USB-Seri çevirici arabirimi.....	116
Şekil 4.13. Simulink ile seri port üzerinden veri toplama	117
Şekil 4.14. Uç işlevci mekanik sistemi.....	117
Şekil 5.1. RR düzlemsel robot benzetim modeli	119
Şekil 5.2. Birinci eklem motoru benzetim modeli “Motor1”	119
Şekil 5.3. İkinci eklem motoru benzetim modeli “Motor2”	120
Şekil 5.4. RR düzlemsel robot uygulama blok yazılımı.....	120
Şekil 5.5. “Motor Sistemi1” ve “Motor Sistemi2” bloklarının iç yapısı.....	121
Şekil 5.6. Hesaplanan tork modeli.....	123
Şekil 5.7. PID kontrol bloğu.....	123
Şekil 5.8. Uygulamada kullanılan giriş-çıkış üyelik fonksiyonları	124
Şekil 5.9. Bulanık mantık kontrol bloğu	125
Şekil 5.10. Kayma kipli kontrol bloğu	126
Şekil 5.11. “Esdeger Kontrol1” ve “Anahtarlamalı Kontrol1” blokları içyapısı	126
Şekil 5.12. a) Birinci eklem yörünge grafiği, b) İkinci eklem yörünge grafiği	127
Şekil 5.13. Test1A, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği.....	128
Şekil 5.14. Test1A, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği	128
Şekil 5.15. Test1B, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği.....	129
Şekil 5.16. Test1B, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği	130
Şekil 5.17. Test1C, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği.....	131

Şekil 5.18. Test1C, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği	131
Şekil 5.19. Uç işlevci dairesel yörünge hareket grafiği.....	132
Şekil 5.20. a) Birinci eklem yörünge grafiği, b) İkinci eklem yörünge grafiği.....	132
Şekil 5.21. Test2A, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği.....	133
Şekil 5.22. Test2A, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği	134
Şekil 5.23. Test2A, a) Uç işlevci için referans- uygulama konum grafikleri, b) Uç işlevci konum hatası grafiği	134
Şekil 5.24. Test2B, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği.....	135
Şekil 5.25. Test2B, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği	136
Şekil 5.26. Test2B, a) Uç işlevci için referans- uygulama konum grafikleri, b) Uç işlevci konum hatası grafiği	136
Şekil 5.27. Test2C, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği.....	137
Şekil 5.28. Test2C, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği	138
Şekil 5.29. Test2C, a) Uç işlevci için referans- uygulama konum grafikleri, b) Uç işlevci konum hatası grafiği	138
Şekil 5.30. Test3A, Birinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası	140
Şekil 5.31. Test3A, İkinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası	141
Şekil 5.32. Test3A, Uç işlevci için, a) 100gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası.....	142
Şekil 5.33. Test3B, Birinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası	143
Şekil 5.34. Test3B, İkinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası	144
Şekil 5.35. Test3B, Uç işlevci için, a) 100gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası.....	145
Şekil 5.36. Test3C, Birinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası	146
Şekil 5.37. Test3C, İkinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası	147
Şekil 5.38. Test3C, Uç işlevci için, a) 100gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası.....	148

TABLolar DİZİNİ

Tablo 1.1. İki eklemlı düzlemsel robot için D-H değışkenleri	33
Tablo 2.1. PID parametrelerinin sistemin kapalı çevrim cevabına etkileri	59
Tablo 2.2. PID parametrelerini ayarlama yöntemlerinin avantaj ve dezavantajları	60
Tablo 2.3. Ziegler-nichols birim basamak cevabı yöntemi parametrelerin elde edilmesi	61
Tablo 2.4. Ziegler-nichols frekans cevabı yöntemi parametrelerin elde edilmesi....	62
Tablo 2.5. İki giriş bir çıkışlı sistem için örnek bulanık mantık kural tablosu.....	70
Tablo 2.6. Bulanık mantık kuralların tablo ile gösterimi	80
Tablo 4.1. LMD18200T motor sürücü entegrasi doğruluk tablosu.....	111
Tablo 5.1. Bulanık mantık kural tablosu	124
Tablo 5.2. Sinüzoidal yörüngede PID kontrol için eniyilene tasarımı değışkenleri	128
Tablo 5.3. Sinüzoidal yörüngede bulanık mantık kontrol için eniyilene tasarımı değışkenleri.....	129
Tablo 5.4. Sinüzoidal yörüngede kayma kipli kontrol için eniyilene tasarımı değışkenleri	130
Tablo 5.5. Dairesel yörüngede PID kontrol için eniyilene tasarımı değışkenleri	133
Tablo 5.6. Dairesel yörüngede bulanık mantık kontrol için eniyilene tasarımı değışkenleri	135
Tablo 5.7. Dairesel yörüngede kayma kipli kontrol için eniyilene tasarımı değışkenleri	137
Tablo 5.8. Uygulamalarda elde edilen maliyet fonksiyonu değerleri.....	149

SİMGELER DİZİNİ VE KISALTMALAR

B_m	: Viskoz sürtünme katsayısı, (Nm.s)
g	: Yerçekimi ivmesi, (m/sn ²)
i_a	: Motor armatür akımı, (Amp)
J_m	: Motor eylemsizlik momenti, (kgm ²)
K_d	: PID Kontrolör türevsel kazanç katsayısı,
K_i	: PID Kontrolör integral kazancı katsayısı,
K_p	: PID Kontrolör oransal kazanç katsayısı,
K_t	: Tork sabiti, (Nm/A)
K_v	: Hız sabiti, (V/rpm)
L_a	: Motor armatür endüktansı, (H)
M	: Kütle matrisi,
m	: Kütle, (kg)
P	: Kartezyen koordinat vektörü,
R	: Rotasyon matrisi,
R_a	: Motor armatür direnci, (Ω)
T	: Transformasyon matrisi,
t	: Süre, (sn)
T_d	: Türev zamanı, (sn)
T_i	: İntegral zamanı, (sn)
V_a	: Motor armatür gerilimi, (V)
θ_i	: Mafsal açısı değişkenleri, (rad)
θ_m	: Motor milindeki açısal dönme miktarı, (rad)

Kısaltmalar

AC	: Alternative Current (Alternatif Akım)
ACO	: Ants Colony Optimization (Karıncı Kolonileri Eniyilemesi)
ANN	: Artificial Neural Network (Yapay Sinir Ağları)
BLDC	: Brushless DC (Fırçasız DC)
BPS	: Bits Per Second (Saniyedeki Bit Sayısı)
CNC	: Computer Numerical Control (Bilgisayar Sayımlı Yönetim)
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
DH	: Denavit & Hertenberg
DOF	: Degree of Freedom (Serbestlik Dereceli)
DSP	: Digital Signal Processor (Sayısal İşaret İşlemcisi)
ESC	: Electronic Speed Controller (Elektronik Hız Kontrolcüsü)

- FLC : Fuzzy Logic Control (Bulanık Mantık Kontrol)
GA : Genetic Algorithms (Genetik Algoritmalar)
IAE : The Integrated of Absolute Error (Mutlak Hataların İntegrali)
ISE : The Integrated of Squarred Error (Hatanın Karesinin İntegrali)
ITSE : The Integrated of Time Weight Square Error (Hatanın Karesinin Zaman Ağırlıklı İntegrali)
MCU : Micro-Controller Unit (Mikrodenetleyici Birimi)
MAE : The Mean of Absolute Error (Mutlak Hataların Ortalaması)
MRSE : The Mean of Root Squared Error (Hata Karelerinin Karekökünün Ortalaması)
PID : Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegral-Türevsel)
PSO : Particle Swarm Optimization (Parçacık Sürü Eniyilemesi)
PWM : Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
RR-PR : Revolute-Revolute Planar Robot (Dönel-Dönel Düzlemsel Robot)
SAE : The Sum of Absolute Error (Mutlak Hataların Toplamı)
SI : Système international d'unités (Uluslararası Ölçüm Sistemi)
SMC : Sliding Mode Control (Kayma Kipli Kontrol)
SMPS : Switch Mode Power Supply (Anahtarlamalı Mod Güç Kaynağı)
SSE : The Sum of Squarred Error (Hata Karelerinin Toplamı)

İKİ SERBESTLİK DERECELİ DÜZLEMSEL ROBOTUN FARKLI KONTROLÖRLERLE YÖRÜNGE KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

ÖZET

Bu tezde iki serbestlik dereceli RR düzlemsel robotun PID, bulanık mantık ve kayma kipli kontrol algoritmaları ile yörünge kontrolü gerçekleştirilmiştir. RR düzlemsel robotun katı modeli bir bilgisayar destekli tasarım programı aracılığıyla çizilerek imalatı gerçekleştirilmiştir. İki serbestlik dereceli RR düzlemsel robot izleme performansını iyileştirmek için kontrolör parametrelerinin ayarlanmasında parçacık sürü eniyileme algoritması kullanılmıştır. Robotun kinematik/dinamik denklemleri ve kontrol algoritmaları Matlab/Simulink araç kutusu aracılığıyla sayısal sinyal işlemcisine yüklenmiştir. İki serbestlik dereceli RR düzlemsel robota çeşitli yörüngelerde hareket senaryoları uygulanarak kontrol algoritmalarının başarımları karşılaştırılmıştır. Son olarak karşılaştırma sonuçları tablo halinde verilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Bulanık Mantık, Kayma Kipli Kontrol, Parçacık Sürü Eniyilemesi, PID Kontrol, RR Düzlemsel Robot.

REALIZATION OF TRACKING CONTROL OF TWO-DEGREES-OF-FREEDOM PLANAR ROBOT WITH DIFFERENT CONTROL ALGORITHMS

ABSTRACT

In this thesis, the tracking control of two degrees-of-freedom RR Planar Robot is performed by using PID, Fuzzy Logic and sliding mode control algorithms. The solid model of 2-DOF RR planar robot is obtained by means of a computer aided design software program. Afterward the actual mechanical architecture of the 2-DOF RR planar robot is concurrently manufactured. Particle swarm optimization algorithm is used for tuning the controller parameters in order to improve the tracking performance 2-DOF RR planar robot. Kinematic/dynamic equations and control algorithms of the 2-DOF planar robot are embedded in the Digital Signal Processor (DSP) by using Matlab/Simulink toolbox. Various trajectories are applied to the 2-DOF planar robot for testing the robustness of the control algorithms. The comparison results of the control algorithms are presented in a table.

Keywords: Fuzzy Logic, Sliding Mode Control, Particle Swarm Optimization, PID Control, RR Planar Robot.

GİRİŞ

Bilgisayar destekli tasarım ve üretim gibi teknikler robotların endüstride kullanım oranlarını hızla arttırmıştır. Günümüzde minimum hata ile seri üretimin kaçınılmaz olması, üretim endüstrisi için robotları vazgeçilmez bir ürün haline getirmiştir.

Ayrıca robotların endüstrideki performansları ve robot teknolojisinin hızla ilerlemesi robotların endüstri uygulamaları dışında farklı alanlarda da kullanılmaya başlanmasına neden olmuştur. Günümüzde tıpta, meteorolojik çalışmalarda, yeraltı araştırmalarında, savunma sanayisinde, uzay araştırmalarında ve daha birçok alanda robotlar kullanılmaktadır.

Robot birçok görevi yerine getirmek üzere programlanabilen endüstriyel bir makinedir. Fakat sıradan bir makineyle arasındaki en önemli fark, birçok kez programlanabilmeleridir. Robotlar özelliğine göre üzerinde birçok elektro-mekanik sistem içermektedir. Bu özellikleri içeren bir makine ile istenilen hareketleri gerçekleştirmek birçok kontrol problemini de doğurmaktadır.

Robot sistemini hareketi sağlayan unsurlar eyleyicilerdir. Eyleyicilerin türleri robot kontrol yöntemlerinin geliştirilmesinde en önemli unsurdur. Kullanılacak eyleyicilere ait parametrelerin bilinmesi sistemin bilgisayar ortamında test edilmesi olanağını sağlar. Düşük maliyetler ve daha az vakit ile robotun kararlı çalışmasını sağlayacak kontrol sistemleri geliştirilebilir.

Robot kontrolünde kullanılan en temel kontrol yöntemi PID kontrol yöntemidir. Bunun yanı sıra bulanık mantık gibi kontrol yönteminin kullanım alanı da oldukça fazladır. Ayrıca son yıllarda model tabanlı kontrol yöntemlerinin de kullanımı yaygınlaşmaya başlamıştır. Kontrol yöntemlerinin bilgisayar ortamında geliştirilmesinde yonteme ait tasarım değişkenlerinin sürekli testlerle denenmesi gerekmektedir. Tasarım değişkenlerinin test edilmesi deneme yanılma yöntemiyle yapılabileceği gibi bilgisayar ortamında eniyileme algoritmaları kullanılarak da gerçekleştirilebilir. Eniyileme algoritmaları içerisinde yaygın olarak kullanılan

algoritmalarından biri de parçacık sürü eniyilemesi (Particle Swarm Optimization - PSO) yöntemidir.

Robot sisteminin genel çalışması özetlenirse, istenilen hız ve konumda hareketi sağlamak için, sensörlerden belirli aralıklarla veriler alınır. İstenilen yörünge hareketine göre hata değeri hesaplanarak bir kontrol kuralı uygulanır. Kontrol kuralı sonucunda eyleyiciler için gerekli enerji değerleri tespit edilerek, uygun yöntemle eyleyicilere bu enerji değerleri aktarılır. Tüm sistemin yönetimini sağlamak için bir kontrol elemanına ihtiyaç vardır. Robotlarda bu kontrol elemanı çoğunlukla bir sayısal işaret işlemcisi olmaktadır. Sayısal işaret işlemcileri yüksek hızları ve yüksek çözünürlükteki sensör okuma ve çeşitli iletişim protokolleri gibi özellikleri ile ön plana çıkmaktadır. Kullanılacak sensörün özelliği ve sayısına ve eyleyicilerin sayısı ile eyleyicilere enerji aktarımında kullanılan yöntemlere bağlı olarak işlemci seçimi yapılabilir. Ayrıca kullanılacak sayısal işaret işlemcisi için gerekli kodları yazımında yazılım desteği de büyük önem arz etmektedir. Matlab-Simulink destekli yazılım geliştiriciler bilimsel çalışmalarda kolaylıklar sunmaktadır.

Sensör verilerinin sayısal işaret işlemcisine aktarılması ve sayısal işaret işlemcisinden alınan eyleyici sinyallerini uygun enerji değerlerine dönüştürerek eyleyicilere aktarmak elektronik sistemin görevi olacaktır. Elektriksel eyleyiciler için işlemciler darbe genişlik modülasyonu olarak bilinen PWM sinyali üretilir. Motor sürücü devreleri tarafından bu PWM sinyali elektriksel eyleyiciler için uygun gerilim değerlerine dönüştürülür.

Bu tezde tüm robot sisteminin tasarımı, kontrolü, benzetimi ve gerçekleştirilmesi için ayrıntılı bilgilere yer verilmektedir. Birinci bölümde tez konusu ile ilişkili önceki dönemlerde yapılan çalışmalar sunulmuştur. Robotun gerçekleştirilmesi için temel bilgilere ve gerekli malzemelerin tanıtılmasına yer verilmiştir. Robotlarda kullanılan eyleyicilerin seçimi hususunda bilgiler bulunmaktadır. İki eklemlili düzlemsel bir robotun tasarımı için ileri kinematik ve ters kinematik analizler yapılmıştır. Robotun dinamik modeli oluşturulmuştur. İkinci bölümde robot kontrolü için kullanılan PID, bulanık mantık ve kayma kipli kontrol algoritmaları hakkında bilgi verilmiştir. Üçüncü bölümde kontrol yöntemlerindeki tasarım değişkenlerinin eniyilenmesinde kullanılan parçacık sürü eniyilemesi algoritmasına yer verilmiştir. Dördüncü

bölümde robotun gerçekleştirilmesi için gerekli sürücü devrelerinin tasarımı, ana kontrol ünitesi olarak kullanılan sayısal işaret işlemcisinin (Digital Signal Processor - DSP) tanıtılması, kontrol için gerekli simulink blok yazılımlarının hazırlanmasına yer verilmiştir. Beşinci bölümde iki eklemlili robot üzerinde gerçekleştirilen yörünge kontrolü çalışmalarında elde edilen veriler ve bu verilerden elde edilen grafikler bulunmaktadır. Altıncı ve son bölümde ise tezde elde edilen sonuçların değerlendirilmesine yer verilmiştir.

1. ROBOT TASARIMI

Bu bölümde ülkemizde ve dünyada robotlar üzerine yapılan çalışmalardan kesitler sunulmuştur. Robot tasarımında ihtiyaç duyulan temel kavramalar anlatıldıktan sonra iki eklemlili düzlemsel robota ait kinematik ve dinamik denklemlere yer verilmiştir. Bölümün son kısmında ise robotun gerçekleştirilmesi için gerekli olan malzemeler tanıtılmıştır.

1.1. Literatürde Yapılan Çalışmalar

Ogata, K. (2001), mühendislikte kullanılan otomatik kontrol yöntemleri hakkında temel bilgiler vermektedir. Genel olarak kontrol sistemleri, Laplace Transformasyonu, dinamik sistemlerin matematik modellenmesi, geçici cevap analizi, temel kontrol hareketleri ve kontrol sisteminin cevabı, Root-Locus analizi ve PID kontrolörün kullanımı konuları anlatılmaktadır [3].

Mustafa Nil (1999), iki serbestlik dereceli robot kolunun dinamik modellenmesi, simülasyonu ve kontrolü konusunda çalışmıştır. Robot kolunun kinematik ve dinamik denklemlerini, Lagrange-Euler ve Newton-Euler yöntemlerini kullanarak çıkartmıştır. Hazırlanan dinamik model üzerinde PID kontrol yöntemi ile benzetim çalışmaları gerçekleştirmiştir [4].

Mehmet Haklıdır ve Murat Güler (2003) makalelerinde, iki serbestlik dereceli robot kolunun bulanık mantıklı PD kontrolüne yönelik bir yaklaşım sunmaktadır. Çalışmanın ilk kısmında ters kinematik yöntem kullanılarak kinematik denklemler elde edilmiş daha sonra da Lagrange denklemleri kullanılarak sistemin matematik modeli oluşturulmuştur. Çalışmanın ikinci kısmında ise Matlab programı aracılığıyla sisteme bulanık mantıklı PD kontrol uygulanmıştır. Çalışmanın sonunda, benzetim sunulmuş ve benzetim sonuçları tartışılmıştır [5].

İlhan Polat (2006), yüksek lisans tez çalışmasında, doğrusal sistemlerin değişkenlere bağlı Lyapunov fonksiyonu ile kontrolünü incelemiştir. Değişkenlere bağlı doğrusal sistemin kontrolcüsünün tasarımının, dinamik durum uzay denklemlerinde ortaya

çıkan cebirsel zorunluluklara bağı kalmadan da yapılabileceğı gösterilmiştir. Gerçekleştirdikleri çalışmada yaygın ve ilginç bir kontrol problemi olan iki uzuvlu esnek robot kolu sistemini kullanmıştır [6].

Ümit Ali Tektaş (2010), yüksek lisans tez çalışmasında iki eklemlı döner bir robotun farklı doğrusal olmayan kontrol yöntemleriyle kontrolü üzerine çalışmıştır. Çalışmasında öğrenici (learning), gürbüz (robust) ve adaptif (adaptive) kontrol yöntemlerini kullanmıştır. Önerilen kontrolcü, robot modelindeki parametrik belirsizliklere karşın çok iyi sonuçlar vermiştir [7].

Musa Nurullah Yazar (2010), yüksek lisans tezinde endüstriyel üretim bantlarında; tutma, yerleştirme, parça değıştirme, kesme, şekil verme, yüzey kaplama, montaj ve kontrol gibi işleri hatasız ve hızlı bir şekilde yapan robot kolları üzerine bir araştırma yapmıştır. Araştırmalar doğrultusunda örnek bir üç eksenli robot kolu tasarımı gerçekleştirilmiştir. Robot kolu hareketlerinin kontrolü 8051 mikrodenetleyicisinin assembly dilinde programlanması ile gerçekleştirilmiştir [8].

Yüksel Hacıoğlu (2004), yüksek lisans tez çalışmasında “Bir Robotun Bulanık Mantıklı Kayan Kipli Kontrolü” konusu üzerine çalışmıştır. Bu çalışmada bulanık mantık ile kayan kipli kontrolün avantajlarını bir araya getiren bir kontrol mekanizmasının tasarlanması ve bir robotun kontrolünde kullanılması amaçlanmıştır. İki serbestlik derecesine sahip, dönel eklemlı düzlemsel robot kolunun ileri ve ters kinematik analizi yapılmış ve hareket denklemleri çıkartılmıştır. Robot kolunun izleyeceğı yörünge tanımlandıktan sonra, PD kontrol, Bulanık Mantıklı Kontrol ve Kayan Kipli Kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Ardından bu çalışmada geliştirilen, kayan kipli kontrolcünün kontrol kazancının ve kayma yüzeyi eğiminin bulanık mantık ile belirlendiğı, Bulanık Mantıklı Kayan Kipli Kontrolcü tanıtılmış ve bu kontrolcü de robot modeline uygulanmıştır [9].

Merdiv Danışmaz (2008), yüksek lisans tez çalışmasında iki serbestlik dereceli düzlemsel robot kolunun Denavit-Hartenberg yöntemiyle ileri ve ters kinematik analizleri, Lagrange ve Newton-Euler denklemleri kullanılarak da dinamik analizlerini gerçekleştirmiştir. Matematiksel olarak yapılan bu analizler daha sonra MATLAB programı kullanılarak, ölçüleri ve teknik özellikleri belirlenen iki eklemlı bir robot kolu için çözümlenmiştir. Analizi yapılan manipülatör için ANSYS

programını kullanarak, robot kolu üzerine ve mafsal noktalarına gelen kuvvetler incelenmiştir [10].

Vahap Dinç Şahin (2006), yüksek lisans tez çalışmasında elektriksel tahrikli bir robotta öğrenme kontrolünün adaptif kontrol metoduyla birlikte uygulanabileceği teorik olarak gösterilen ve bilgisayar ortamında benzetimi yapılan matematiksel sonucu iki uzuvlu bir elektriksel tahrikli robot manipülatörüne uygulayarak simüle etmiştir. Ancak kullanılan benzetim modeli gerçek zamanlı çalışma için uygun olmadığını tespit etmiştir [11].

Demet Yılmaz (2010) yüksek lisans tez çalışmasında bir robot kolunun hareket kabiliyeti Adams programı üzerinde inceledi. Adams programında hesaplama yapılarak açıların zamana göre değişimlerinin grafiklerini çıkarttı. Durum sağlaması yapmak için mekanizmanın belli bir andaki eklem açılarını alarak ileri kinematik denklemlerinde yerine koyarak cismin koordinat sistemindeki yerini tespit etti [12].

Alper Kürşat Çolak (2008), yüksek lisans tez çalışmasında, kayma kipli kontrol yöntemi kullanılarak, hem bir DC motorun kontrolünü gerçekleştirmiş hem de DC motor için durum kestirimi yapmıştır. DC motorun akım ve hız kestiriminin gerçekleştirilebilmesi için bir gözlemci tasarlanmıştır. Yapılan deneyler sonucunda gözlemci tarafından kestirilen DC motorun akım ve hız işaretlerinin, DC motorun gerçek akım ve hız işaretleriyle örtüştüğü tespit edilmiştir [13].

Murat Yılmaz (2007), yüksek lisans tez çalışmasında, iki eklemlili bir robot kolunu step motor kullanılarak tasarımı gerçekleştirilmiştir. Robot kollarda yaygın olarak kullanılan diğer motorlara göre step motorların, avantajları ve dezavantajları ortaya konmuştur. Bilgisayarda hazırlanan program yardımıyla robot kolun paralel port üzerinden kontrolü sağlanmıştır. Koldaki uç eleman için kullanılan step motorun kontrolü PIC ile tasarlanan bir devre ile yapılmıştır [14].

Emre Aytan (2007), yüksek lisans tez çalışmasında iki eksenli bir robot kolunun genetik tabanlı bulanık mantık kontrolü üzerinde durmuştur. Çalışmasında PID kontrol, bulanık mantık kontrol ve genetik algoritma ile eniyileme edilmiş kontrol yöntemleri robot koluna uygulamıştır [15].

Ufuk Durmaz (2007), yüksek lisans tez çalışmasında bir robot kolunun sinirsel bulanık kontrolü üzerinde durmuştur. Robot kollarında dış bozucu büyüklükler, sürtünme ve eyleyicilerin doyuma ulaşması gibi nedenlerden ötürü geleneksel tip kontrolörlerle dayanıklı kontrol çalışmalarının zor olduğuna dikkat çekmiştir. Durmaz, çalışmasında yapay sinir ağları, bulanık mantık ve model referans adaptif kontrol yöntemlerini dinamik sinirsel bulanık mantık kontrolörü yapısı altında birleştirdi. Önerdiği kontrolör bulanık kural yapısını ve üyelik fonksiyonlarının parametrelerini ayarlayabilmek için öğrenme yeteneğine sahip olduğunu belirtmektedir. Çalışmasının sonunda bir, iki ve üç serbestlik dereceli robot kollarına verilen yörüngeler izlettirmiş ve performans değerlerini gözlemlemiştir [16].

Volkan İzgi (2006), yüksek lisans tez çalışmasında altı eksenli endüstriyel robot tasarımı konusunda çalışmıştır. Çalışmasında, altı eksenli mafsallı (articulated/antropomormik) robot tasarımı yapmıştır. Endüstriyel robotların tanımı, sınıflandırılması yapıp konstrüktif yapıları örneklerle açıklamıştır. Tasarımı yapılan robotun uç konum matrisini bulmuştur [17].

Yusuf Şahin (2006), yüksek lisans tez çalışmasında Scara tip bir endüstriyel robotun yörünge kontrolünde PID kontrol çalışması yapmıştır. Uç işlevci için farklı tipte yörünge sinyalleri uygulayarak benzetim çalışması üzerinde sistemin başarımlı performansını incelemiştir [18].

B.K.Rout ve R.K.Mittal (2008), makalelerinde iki serbestlik dereceli düzlemsel manipülatörün performansını ve parametrik tasarımını eniyileme üzerine benzetim çalışmaları yapmıştır. Dinamik ve kinematik modeli kullanarak, manipülatörün gerçek zamanlı performansını taklit etmek için gürültü etkisi ile birleşimi sonucu farklı kombinasyonlar geliştirdiler. Gürültü altındaki başarımlı arttırmak için dinamik modele yeni bir yaklaşım geliştirdiler [19].

K.D.Papakostas ve diğerleri (1998) makalelerinde dinamik olarak en uygun robotik manipülatörlerin genetik tasarımı için bir yöntem sunmaktadırlar. Tasarım yöntemi göreve yöneliktir ve önceden belirlenmiş yörüngelerin işletimi sırasında manipülatörlerin sebep olduğu güçler ve momentlerin reaksiyonunu minimize eder. Bu durum, temel reaksiyonun minimize edildiği her bir bağlantı ile ilişkili dış

merkezliliği ve denge ağırlığın hesaplamak için genetik algoritmaları kullanmışlardır [20].

Haiwen Wang ve diğerleri makalelerinde, parçacık sürü eniyilemesi algoritması temelli 2 serbestlik dereceli PID regülatör tasarımı konusunda çalışmışlardır. PSO algoritması kullanarak sistemin komut izleme ve bozucu etkiyi düşürme karakteristikleri başarımının daha iyi olduğunu karşılaştırmalı sonuçlar ile göstermişlerdir [21].

Junfeng Hu ve diğerleri makalelerinde yüksek hızlı düzlemsel paralel manipülatör için yörünge planlaması üzerine en uygun zamanlı bir yöntem önermişlerdir. İlk olarak manipülatörün eklem uzayında yer değiştirmesini sağlamak için her bir zincir arasındaki vektörel ilişkilere göre direkt konum ve ters konumu analiz etmişlerdir. İkinci olarak da her bir eklem için eklem yer değiştirme sırasını düzenlemek adına kullanılan üçüncü derece polinom parçaları ile eklem yörünge yapılandırmasını gerçekleştirdiler [22].

M.P.F. Queen ve diğerleri, genetik algoritma kullanarak efektif tork minimizasyonu ve robot manipülatörlerin hassas konumlandırma izleme kontrolü üzerine çalışmışlardır. Genetik algoritma eşzamanlı olarak hem tork minimizasyonu hem de izleme kontrolü için kullanılmıştır. Genetik algoritmayı, robot manipülatörünü bozucu etki ile birlikte kullandılar. Genetik algoritmayı, PD kontrolör ve hesaplanmış tork kontrolörü ile kullandılar. Sonuç olarak; genetik algoritmalı kontrolör çıktısının geleneksel kontrolörün çıktısından daha iyi sonuç verdiğini deneylerle kanıtladılar [23].

Çağatay Saygılı (2006), Scara tipi bir robotun tasarımı ve animasyonu konusunda çalışmıştır. Bu çalışmada, Solidworks programı ile tüm parçalar tek tek çizilmiş, sonrasında montajı yapılarak robotun komple katı modelleri elde edilmiştir. Robotun eklemlerinden verilen açısız konumlar sonucu gerçekleşen hareketler, Gifmax programı vasıtasıyla robotun parça tasıma ve hareket şekli canlandırılmıştır. Düz ve ters kinematik analiz yapıp, Matlab programı ile benzetimi yapılmıştır [24].

Tuğba Selcen Tonbul ve Müzeyyen Sarıtaş (2002), Beş eksenli bir Edubot robot kolunda ters kinematik hesaplamalar ve yörünge planlaması konusunda

çalışmışlardır. Çalışmalarında, ters kinematik hesaplamalar ve yörünge planlaması yapılmıştır. Ters kinematik probleminde, eklem açıları hesaplandıktan sonra, robot verilen görevi gerçekleştirirken, hareketinin titreşimsiz ve düzgün olabilmesi için yörünge planlaması yapılmıştır. Yörünge planlaması yapılırken; pozisyonda, hızda ve ivmede süreklilik sağlamak için, beşinci dereceden polinomlar kullandılar [25].

1.2. RR Düzlemsel Robot Mekanizmasının Tasarımı

Robot mekanizmasının tasarımı öncesinde kullanılacak terimlerin fiziksel olarak ne anlama geldiğinin iyi kavranması gerekmektedir. Robot üzerindeki malzemelerin seçiminde, robot özelliklerinin belirlenmesinde bu terimlerin kullanılması kaçınılmazdır.

1.2.1. Robot tasarımında kullanılan temel kavramlar

Kuvvet Nedir? Fizikte kuvvet, kütleli bir cisme harekete geçiren etkidir. Kuvvet itme veya çekmedir. Hem yönü hem de büyüklüğü olan kuvvet vektörel bir büyüklüktür. Newton'un hareket yasasına göre sabit kütleli bir cisim, üzerine uygulanan kuvvetle doğru, cismin kütlesi ile ters orantılı bir şekilde hızlanır. Bir cisme uygulanan net kuvvet cismin kazandığı momentumun zamana bağlı değişimine eşittir. Kuvvet F (Force) harfi ile gösterilir. Kuvvetin birimi Newton'dur. Kütle m , ivme de a olmak üzere kuvvet,

$$F = m.a \quad (1.1)$$

eşitliği ile elde edilir. Kütle birimi “kg”, ivme birimi “ m/sn^2 ” olarak kullanılır. Newton, kütlesi 1 kg olan bir cismin hızını, saniyede 1 m/s arttırmak için o cisme uygulanması gereken kuvvet miktarı olarak tanımlanır.

İş Nedir? İş, kuvvetin etkisiyle cismin hareket etmesidir. Bir kuvvet cisim üzerinde her zaman hareket yaratmayabilir. Eğer cisme etkiyen kuvvetler birbirlerini dengeliyorsa hareket olmayacaktır. Kuvvetlerin birbirini dengelemesi için aynı büyüklükte ve zıt yönde olmaları gereklidir. Hareket, zıt kuvvetlerin eşit olmadığı diğer bir deyişle birbirini dengelenmediği durumda ortaya çıkar [26]. Kuvvetin şiddeti harekete geçirilecek cismin kütlesiyle ivmesine bağlıdır. İş, kuvvet ile bunun etkisiyle kuvvet doğrultusunda hareket eden bir cismin aldığı yolun çarpımı olup,

$$W = F \cdot x \quad (1.2)$$

eşiliği ile elde edilir. Denklemden “F” Newton biriminde kuvveti temsil ederken “x” ise metre biriminde cismin aldığı yoldur. İş birimi joule (J) dır. 1 Newton’luk kuvvetin etkisiyle 1 metre yol alan bir cisme yapılan iş 1 joule’dir.

Moment Nedir? Fizikte moment, bir kuvvetin bir noktaya veya bir eksene göre hareket eğilimine denir. Cisme hareket kazandırılması gerekmez. Cismin biçiminde değişikliklere sebep olabilir. Moment ifadesi, daha çok bir veya daha fazla kuvvetin etkisi altında kalan durağan cisimler için söylenir. M ile gösterilir. Moment kolu kavramı kaldıraç, makara, dişli ve diğer mekanik avantaj sağlayan araçlardaki hesaplamalarda kullanılır. Birimi NewtonMetre (Nm)’dir.

Tork Nedir? Tork, bir kuvvetin bir noktaya veya eksene göre döndürme etkisidir. Moment kavramından farkı, kuvvetin etkisiyle bir hareket halinde olması, bir hızının olmasıdır. Dinamik denklemlerde kullanılır. Kısaca döndürme momenti ya da döndürme kuvveti olarak bilinir. τ (Tau) işareti ile gösterilir. Klasik fizikte, “F” cisme etkiyen kuvvet, “R” ise kuvvetin uygulandığı noktanın döndürme eksenine olan dik uzaklığı olarak alındığında tork,

$$\tau = F \cdot R \quad (1.3)$$

eşitliği ile hesaplanır. Birimi NewtonMetre (Nm)’dir.

Güç Nedir? Fizikte güç bir işin yapılma hızını gösterir. Diğer bir deyişle birim zamanda yapılan işe güç denir. Örnek olarak, büyük bir motor, küçük bir motordan daha güçlüdür. Büyük motor daha az zamanda bir işi yapabilir, işi yaparken daha az zaman kullanılması daha çok gücün sarf edildiğini gösterir [26]. Güç birimi Watt (W) olup, buhar makinesini icat eden James Watt’ın adı verilmiştir. Bir makinanın gücünü bulmak için,

$$P = \frac{W}{t} \quad (1.4)$$

eşitliği kullanılır. Pratikte güç birimi olarak beygir gücü de kullanılır. Bir watt her saniye başına bir joule’lik iş yapıldığını gösterir. Klasik mekanik’te, bir cismin hızı

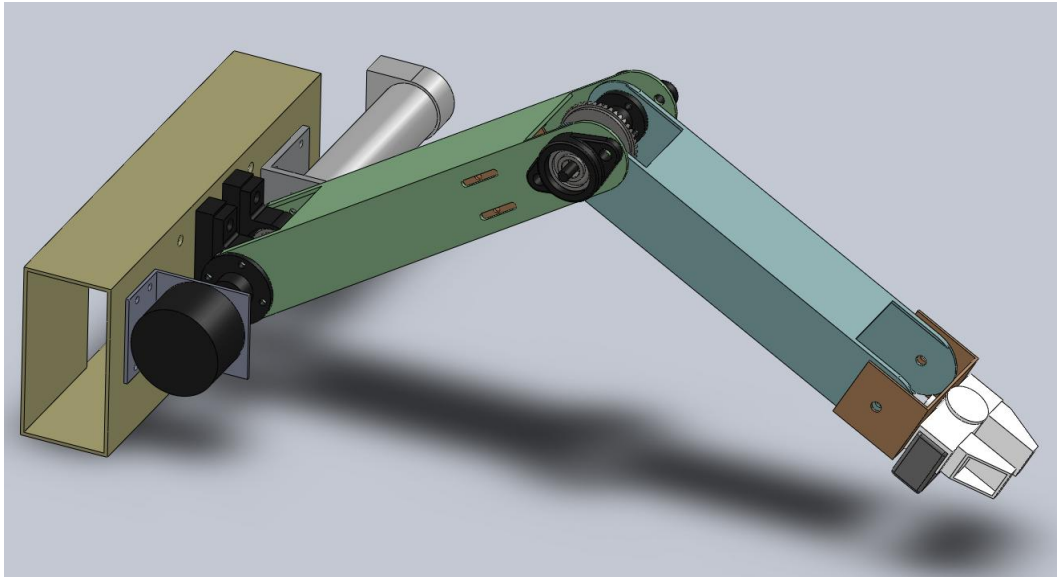
sabit tutulursa 1 m/sn 'deki 1 N'luk kuvvet 1 W eder. Elektromanyetizm'de, bir voltluk elektriksel potansiyel farkta bir amperlik akım aktığında yapılan iş 1 Watt eder. Bu durum,

$$P = V.I = \frac{V^2}{R} = I^2.R \quad (1.5)$$

eşilikleri ile hesaplanabilir.. Burada, volt(V) biriminden elektrik potansiyeli V, amper(A) biriminden elektrik akımı I, ohm (Ω) biriminden elektriksel direnç R olarak gösterilmektedir.

1.2.2. RR düzlemsel robot tasarım özelliklerin belirlenmesi

RR düzlemsel robot manipülatör (Revolute-Revolute Planar Robot Manipulator – RR-PRM) iki adet döner eklemden oluşan bir robottur. RR-PRM yere paralel olarak yatay konumda çalışabileceği gibi yere dik konumda da çalışabilir. Mekanizmanın tasarımında dik veya yatay kullanımına uygun olarak malzeme seçimi yapılmalıdır. Şekil 1.1'de görüldüğü üzere robot yere dik konumda dururken RR-PRM'i oluşturan kollar sürekli yer çekimi kuvvetinin etkisinde olacağından eyleyiciler sürekli olarak kolları havada tutacak kadar gerekli enerji altında kalacaktır.



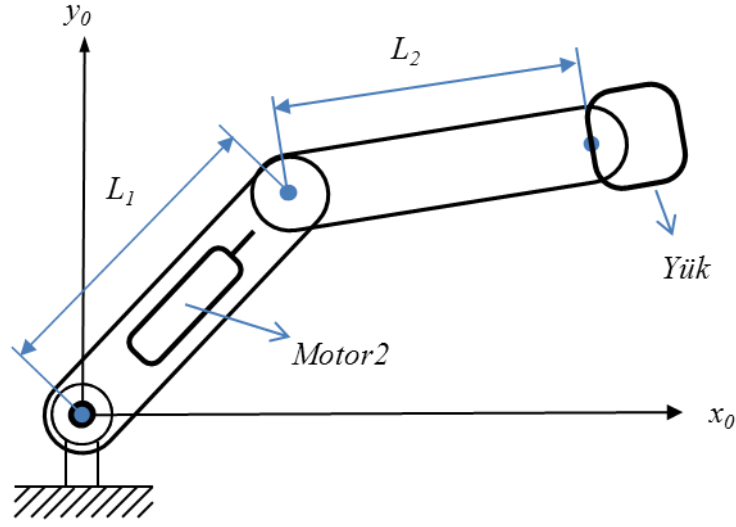
Şekil 1.1. RR düzlemsel robot katı modelin oluşturulması

Şekil 1.1'deki tasarımı planlanan bir mekanizmayı hareket ettirmek için, yapılacak işin niteliğine, hassasiyetine, işlem hızına ve gerekli olacak güç değerine dikkat

edilerek eyleyici seçimi yapılmalıdır. Pnömatik, hidrolik veya elektrikle çalışan eyleyici sistemleri kullanılabilir. Hidrolik sistemler çok yüksek güç gerektiren uygulamalarda tercih edilirler. Pnömatik sistemler ise hidrolik sistemlere oranla daha düşük güç gerektiren uygulamalarda kullanılır. Elektrik sistemleri ise orta ve düşük güç gerektiren uygulamalarda öncelikli olarak tercih edilirler. Öncelikli olarak tercih edilmesinin başlıca sebebi enerji üretim maliyetinin diğer sistemlere oranla çok daha düşük olmasıdır. Eyleyicilerin enerji ihtiyacını karşılayacak sistemlerin kurulumu toplam sistem maliyeti açısından önem arz eder.

Tasarlanacak olan RR-PRM mekanizmasında elektrikli eyleyiciler (elektrik motorları) tercih edilmiştir. Motor seçiminde hız, güç, tork ve kuvvet gibi nitelikler göz önünde bulundurulur. Bu bilgilerden yola çıkarak tercih edilecek motorlar mekanizmanın hareketini sorunsuz olarak gerçekleştirebilecek nitelikte olmalıdırlar. Bu sebeple RR-PRM mekanizmasının tasarım aşaması ile birlikte motor seçimi de önem kazanmaktadır. Motorların mekanizma üzerinde hangi noktalara yerleştirileceği ve eklemlere hangi bağlantı ile nasıl güç aktaracağı doğru bir şekilde tasarlanmalıdır. Motorların sabitlenmesi gereken yerler, motorun fiziksel boyutları da önem taşımaktadır.

RR-PRM, eklem1 ve eklem2 olmak üzere iki adet eklemden oluşmaktadır. Bu eklemlere ait uzunluklar Şekil 1.2'de gösterilmiştir. Robotun çalışma uzayı eklem uzunluklarını belirlemede öncü etken olacaktır. İleri kinematik denklemlerde de görüleceği üzere ne kadar mesafede hareket edeceği eklemlerin boylarına bağlıdır. Yapılması planlanan çalışmalar göz önünde bulundurularak eklem uzunlukları $L_1 = 230$ mm, $L_2 = 200$ mm olarak belirlenmiştir. Eklemlerin boyları sistemin ağırlığını doğrudan etkilediğini unutmamak gerekir ki robotlar için ağırlık; güç ve enerji sarfiyatı ile birlikte maliyeti yükseltir.



Şekil 1.2. RR düzlemsel robot şematik gösterimi

Eklem boyları belirlendikten sonra kullanılacak motorların mekanizma üzerinde hangi noktalara sabitleneceği düşünülmelidir. Birinci eklem mekanizma üzerinde en fazla yükü çeken eklemdir. Bu eklemi hareket ettirecek motoru sabit düzlem üzerine yerleştirmek motor güç gereksinimi açısından avantaj sağlayacaktır. Şekil 1.1’de verildiği gibi birinci eklemi hareket ettiren motorun sabit düzlem üzerine yerleştirilmesi planlanmıştır.

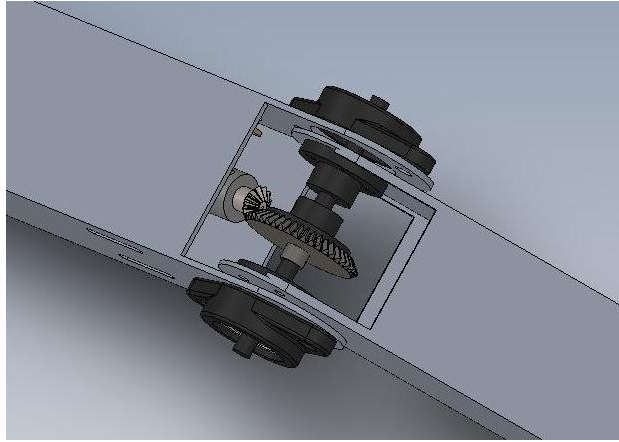
İkinci eklemi hareket ettiren motor için birkaç seçenek sunulabilir. Bunlardan ilki ikinci eklemi hareket ettiren motorun da sabit düzlem üzerine yerleştirilmesidir. Bu durumda motordan ekleme güç aktarımı için yardımcı bağlantı parçalarının kullanılması gerekir.

Eyleyicilerden eklemlere hareketi aktarmak için temel olarak iki yöntem vardır. Birincisi doğrudan güç aktarma, ikincisi ise dolaylı güç aktarmadır. Doğrudan güç aktarma, eklem 1’e ait motorda olduğu gibi motorun ürettiği gücün motor mili üzerinden direkt olarak kolu hareket ettirmesiyle olmaktadır. Bu tip güç aktarımında, sistemde hareket aktarımı esnasında ara parça kullanılmadığından, sistem cevabı gecikmez, sistem rijit davranır [17].

Dolaylı güç aktarmada, motor herhangi bir yere yerleştirilmiştir ve herhangi bir aktarma mekanizmasıyla, hareket ekleme iletilir. Genellikle bu tip mekanizmalarda dişli takımı, motorun hemen önüne değil, ekleme monte edilir. Güç aktarma birimi

olarak dişli takımları, kayış-kasnak mekanizmaları, bilyalı ve makaralı vida mekanizmaları ile harmonik sürücü mekanizmaları kullanılmaktadır [17].

RR-PRM mekanizması için ikinci eklemi hareket ettirecek motorda bir dişli takımı üzerinden dolayı güç aktarımı kullanılacaktır. Motor birinci eklem içerisine gömülü halde montajı planlanmaktadır. İkinci eklemin hareket eksenini ile ikinci motorun dönüş eksenleri birbirine 90 derece açı oluşacaktır. Bu durumda motordan elde edilecek güç Şekil 1.3'te görüldüğü gibi konik dişli takımı (diferansiyel dişli seti) ile eklem uygulanacaktır.



Şekil 1.3. İkinci eklem için diferansiyel dişli seti

İkinci motorun eklem içerisine bağlanacak olması tüm mekanizmanın ağırlık merkezi eksenler (y ve z eksenleri) arasında dengeli olarak dağılmasını sağlayacaktır. Aynı zamanda sistem dik yerleşim haricinde yere paralel olarak yatay kullanımı durumunda da eklem ağırlık merkezi yine iki eksene göre (y ve z) sifıra yakın çıkacaktır.

Mekanizma tasarlanırken ne kadar ağırlık oluşursa, motorların da o derece güçlü seçilmesini gerekecektir. Bu da doğrudan tasarım maliyetini etkiler. Bu sebeple eklemlerin oluşturulmasında alüminyum alaşımlı malzemelerin kullanılması tercih edilmiştir. Eklemi oluşturan kollarda uygun kalınlığına sahip alüminyum dikdörtgen profil veya lama profil kullanılabilir. Alüminyum yumuşak bir metaldir. Uygun fiziksel ölçülerde seçilmeyen alüminyum eklem elemanları esneme veya kırılmalara sebep olabilir. Birbirinden bağımsız karşılıklı lama profil kullanılması durumunda profilleri birbirine sabitleyerek robotun katı yapısını korunabilir.

Dikdörtgen profil kullanılmasının olumsuz yanı ikinci eklemi hareket ettiren motorun sabitlenmesidir. Eklemi oluşturan dikdörtgen profil içerisine motorun gömülmesi gerekecektir. Bu durumda yardımcı bağlantı parçaları da planlamalara dâhil edilmelidir. Tasarımı yapılan RR-PRM mekanizmasının hafif olması için alüminyum dikdörtgen profil tercih edilmiştir. Sonuç olarak RR-PRM mekanizması ikinci motorun, birinci ve ikinci eklem ağırlıklarından oluşmaktadır. Bunların yanı sıra dişliler, bağlantı parçaları, kablolar da ağırlıkları ile sisteme yük olarak etkiyecektir. Robotu oluşturan ana parçaların yaklaşık ağırlıkları, birinci eklem için $m_1 = 400gr = 0,40kg$, ikinci eklem için $m_2 = 300gr = 0,30kg$, ikinci eklemi hareket ettiren motor için $m_{M2} = 500gr = 0,50kg$ ve robotun taşıyacağı yük için $m_L = 200gr = 0,20kg$ olarak alınmıştır.

1.2.3. Motorlar için yaklaşık tork hesabı

RR-PRM mekanizmasını hareket ettiren iki adet motor bulunmaktadır. Mekanizmanın tam tasarımına geçmeden önce motorların seçimi için yaklaşık tork hesabının yapılması gerekmektedir. Motor seçimi ile birlikte motorların bağlantı parçaları ve güç aktarım elemanları da sistemin dinamiğine bozucu etki olarak katılacağı unutulmamalıdır. Her motor için ayrı ayrı tork hesabı yapılmalıdır. Motorlara etkiyen yükler farklı olduğu için motorların ihtiyaç duydukları en düşük tork değerleri farklı olacaktır.

Tork hesaplamalarına parçaları havada tutabilmek için tek başına ne kadar kuvvet uygulanması gerektiğinin hesaplanması ile başlanır. Birinci eklemi havada tutmak için gerekli kuvvet F_1 , ikinci eklemi havada tutmak için gerekli kuvvet F_2 ve ikinci motoru havada tutmak için gerekli kuvvet F_{M2} ve yükü havada tutacak kuvvet F_L ,

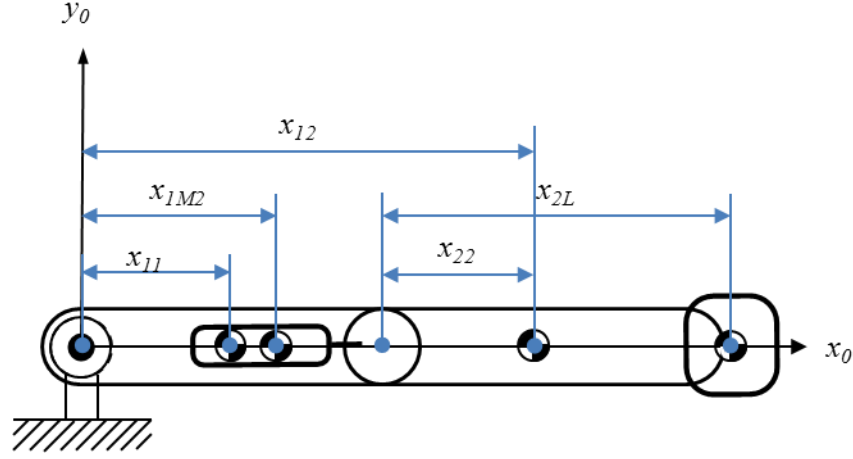
$$F_1 = G_1 = m_1 \cdot g_0 = 0,40kg \cdot 10m / sn^2 = 4kg \cdot m / sn^2 = 4N$$

$$F_2 = G_2 = m_2 \cdot g_0 = 0,30kg \cdot 10m / sn^2 = 3kg \cdot m / sn^2 = 3N$$

$$F_{M2} = G_{M2} = m_{M2} \cdot g_0 = 0,50kg \cdot 10m / sn^2 = 5kg \cdot m / sn^2 = 5N$$

$$F_L = G_L = m_L \cdot g_0 = 0,20kg \cdot 10m / sn^2 = 2kg \cdot m / sn^2 = 2N$$

olarak hesaplanır. Bu hesaplamalarda yerçekimi ivmesi yaklaşık değer $g_0 = 10m/sn^2$ olarak alınmıştır. Sırada bu kuvvetlerin uygulanacağı yüklerin dönme noktalarına göre uzaklıkları belirlenmelidir. Robot kolu yatay olarak başlangıç konumunda beklerken elde edilen sembolik görünüm Şekil 1.4'te verilmiştir.



Şekil 1.4. Ağırılık merkezlerinin hareket noktalarına uzaklıkları

Şekil incelendiğinde, ikinci eklemin hareket noktasına göre; ikinci eklemin ağırlık merkezi uzaklığı x_{22} , ve yük olarak kullanılan cismin ağırlık merkezi uzaklığı x_{2L}

$$x_{22} = 100mm = 0.10m$$

$$x_{2L} = 250mm = 0.25m$$

olarak belirlenir. Birinci eklemin hareket noktasına göre; sırasıyla birinci eklemin ağırlık merkezi uzaklığı x_{11} , ikinci eklemin ağırlık merkezi uzaklığı x_{12} ve ikinci motor ağırlık merkezi uzaklığı x_{1M2} , yükün ağırlık merkezi uzaklığı x_{1L} ,

$$x_{11} \approx 120mm = 0.12m$$

$$x_{12} = 230mm + 100mm = 0.33m$$

$$x_{1M2} \approx 150mm = 0.15m$$

$$x_{1L} = 230mm + 250mm = 0.48m$$

şeklinde belirlenir. Tüm ağırlık merkezi değerleri yaklaşık olarak tayin edilmiştir. Elde edilen verilerden yola çıkarak, ikinci eklemi hareket ettiren motorun uygulaması gereken tork,

$$\tau_2 = F_2 \cdot x_{22} + F_{2L} \cdot x_{2L} = 3N \cdot 0,1m + 2N \cdot 0,25 = 0,80Nm$$

olarak hesaplanır. Bu durumda ikinci motorun ikinci eklemi tek başına havada tutabilmesi için en az 0,30 Nm'lik torka sahip olması gerektiği anlaşılır. 200gr yük kullanımında ise 0,8 Nm tork uygulanmalıdır.

Birinci eklem, ana eklem olup en fazla yükü taşıyan birimdir. Motorun eklem içerisine bağlanmasının bir sebebi de ağırlık merkezinin hareket noktasına yaklaştırarak ihtiyaç duyulacak tork değerini düşürmektir. Daha önce elde edilen uzaklıkları kullanarak eklemi yüklü durumda havada tutabilmek için uygulanması gereken tork,

$$\begin{aligned}\tau_1 &= F_1 \cdot x_{11} + F_2 \cdot x_{12} + F_{M2} \cdot x_{1M2} + F_L \cdot x_{1L} \\ \tau_1 &= 4N \cdot 0,12m + 3N \cdot 0,33m + 5N \cdot 0,15m + 2N \cdot 0,48m \\ \tau_1 &= 0,48Nm + 0,99Nm + 0,75Nm + 0,96Nm \\ \tau_1 &= 3,18Nm\end{aligned}$$

olarak hesaplanır. Yüklü durumda iken eyleyicinin ekleme uygulaması gereken tork değeri ise 3,18 Nm'dir. Newtonmetre türünden bulunan değerler motor seçiminde kullanılacak referans değerlerdir. Bulunan bu değer içerisinde sürtünme kuvveti, kablo ağırlıkları ve bağlantı malzemeleri ağırlıkları ihmal edilmiştir. Bu sebepten eklemlerin rahat ve problemsiz bir şekilde hareket etmesi için ihmal edilen ağırlıkları ve motor verimlerini de göz önünde bulundurarak toplam tork ihtiyacının 1,5 katını karşılayacak bir motor seçimi uygun olmaktadır.

Yapılan bu hesaplamalar yaklaşık değerlerdir. Sadece motor seçimine yardımcı olmak için kullanılabilir. Gerçek ihtiyaç duyulan değerler sistemin tam dinamik modelinin çıkarılmasıyla elde edilir. Robotun tasarımı tamamlandıktan Matlab ortamında yapılan benzetim çalışmalarında elde edilen gerçek tork değerleri ile yaklaşık olarak belirlenen tork değerlerinin yakın olduğu görülmüştür. Bu benzetimde, yaklaşık hesaplamalarda olduğu gibi sürtünme, montaj ekipmanları ve kablo ağırlıkları yaklaşık tork hesabında olduğu gibi ihmal edilmiştir.

1.3. RR Düzlemsel Robot için Motor Seçimi

RR-PRM tasarımında elektrikli motorlar tercih edilmiştir. Fakat elektrik motorları, özellikleri ile kendi içerisinde birçok sınıfa ayrılırlar. Tork hesaplamaları sadece motor seçiminin bir aşaması olabilir. Robotlarda motor seçimi için incelenmesi gereken kriterler şunlardır:

- Motor besleme sistemi
- Motor sürücü devresi
- Motor torku
- Motorun açısal hızı
- Motorun fiziksel boyutları
- Motor dişli takımı(redüktör)
- Motor geri bildirim sensörü
- Motor katalogları
- Maliyeti ve bulunma kolaylığı

1.3.1. Motor besleme sistemi

Elektrik motorları doğru akım motorları ve alternatif akım motorları olmak üzere temelde ikiye ayrılır:

- A. Doğru akım motorları (DC Motor)
 - Fırçalı doğru akım motorları
 - Fırçasız doğru akım motorları
 - Step motorlar
- B. Alternatif Akım Motorları (AC Motor)
 - Senkron Motor
 - Asenkron Motor

Belirtilen motor çeşitleri sadece ana kategorilerdir. Her bir motor çeşidinin birçok alt basamağı da mevcuttur. Besleme gerilimi motor seçimine bağlı olarak DC ya da AC gerilim olabilir. DC motorların kontrolleri AC motorlara göre daha kolaydır. Bu sebepten kullanımı daha yaygındır. Son yıllarda geliştirilen ileri seviye sürücüler sayesinde AC motorların kontrollerinde önemli gelişmeler kaydedilmiştir. Bu da AC

motorların kullanımının günümüzde gittikçe artmasına neden olmuştur. Alternatif akım motorları büyük çaplı uygulamalarda öncelikli olarak tercih edilirler. Robotik uygulamalarda doğru akım motorlarının kullanımı ise daha fazladır.

1.3.2. Motor sürücü devresi

Bir robot tasarımında motorlar çok iyi belirlense dahi motorlar uygun yöntemlerle sürülmiyorsa robotun başarımlı performansı o oranda düşecektir. Motor sürücülerinde en hassas konu sürücünün girişlerine uygulanan sinyalizasyona göre motorlara enerji aktarma süreleri ile bu enerjinin doğrusallığıdır.

Düşük DC gerilimlerde sürücü entegreleri veya tam köprü devreleri ile motorların sürülmesi mümkündür. Büyük ölçekli bir çalışma yapılmayacaksa motor sürücü devresini bu elemanlarla gerçekleştirmek maliyet bakımından oldukça avantaj sağlayacaktır. Orta seviye gerilimli DC motorlarda özel sürücü üniteleri kullanılmalıdır. Aynı şekilde AC motorların için de özel sürücü üniteleri kullanımı gerekmektedir.

Robotik sistemlerde DC ve AC motorların yanı sıra Servo motor kullanımı yaygınlaşmıştır. Servo motor; DC veya AC olmakla birlikte kısaca geri beslemeli bir yapıya sahip motor türüdür. Sürücü üniteleri sayesinde istenilen pozisyonlarda konumlanmaları veya istenilen hızlarda hareketi rahatlıkla sağlanabilir. Özellikle robot endüstrisinde kullanımı yaygındır. Bir DC motor ile bir enkoder (geri besleme sensörü) veya resolver birleştirildiğinde ortaya DC servo motor çıkmaktadır.

Endüstriyel robotların üretiminde motor sürücülerinin tasarlanmasıyla uğraşılmaz. Genellikle servo motor ve bu motora uygun sürücü ile birlikte satın alınarak iletişim protokolleri aracılığıyla motorlardan hareket enerjisi elde edilir. Bu anlamda esas işi yapan birim sürücü olduğu için servo motor sürücülerini motorların fiyatından daha pahalı olmaktadır.

Bununla birlikte DC motorların en bilinen tipleri fırçalı DC motorlardır. Fırçalı motorların belirli dönemlerde bakımlarının yapılması, sanayide kömür adı ile bilinen fırçaların değiştirilmesi gerekmektedir. Günümüzde hassas pozisyonlama anlamında fırçasız DC motor (Brushless DC - BLDC) kullanımı artmıştır. Fırçasız DC motor

asında alternatif gerilimde kullanılan 3 faz besleme mantığının DC gerilime uyarlanmasıyla ortaya çıkmıştır. Fırçasız DC motorlar “Electronic Speed Controller” (ESC) adı verilen sürücü devreleri ile birlikte kullanılırlar. Fırçalı motorlara kıyasla sürekli sürtünen bir malzeme bulundurmadıklarından çok yüksek hızlarda çalışabilmektedir. Bir redüktör ile birlikte kullanıldığında aynı boyutlarda aynı devire sahip fırçalı DC motorlara oranla daha yüksek tork değerleri elde edilebilir. Fakat ESC performansları alınacak verimi önemli ölçüde etkiler. Bu anlamda kullanılacak BLDC motorların sürücülerini üretmek yerine profesyonel olarak üretilmiş hazır sürücü kullanmak daha doğrudur. BLDC sürücülerinin fiyatlarını göz ardı etmeksizin sistemin gerek duyduğu hassasiyete bağlı olarak sürücü kullanımı izlenecek en doğru yoldur.

Step motorlar ise diğer motorlara göre biraz daha farklıdır. DC gerilimle çalışırlar. Adından da anlaşılacağı üzere adım adım çalışan motorlardır. Motorun içerisinde sargılar belirli aralıklarla yerleştirilmiştir. Bu aralıklar motorun hassas pozisyonlaması için problem oluşturabilir. Ayrıca yüksek güç gerektiren uygulamalarda kullanımı azdır. Fakat sürücü devresinin kolay olması sebebiyle yine de geniş bir kullanım alanı vardır. Özellikle yük ağırlığının düşük olduğu CNC ve mini konveyör tabanlı robotik sistemlerde tercih edilmektedirler.

DC motor kullanılması durumunda motor besleme kaynağı dikkat edilmesi gereken bir diğer unsurdur. Motorlarda anlık yüklenme gerilimleri sistemin performansını etkiler. Güç devresinden iyi yalıtılmamış bir kontrolör devresi, motorların kalkınma anlarında yüklenme sebebiyle dalgalandırdıkları besleme gerilimi mikroişlemci üzerinde olumsuzluğa yol açabilir. Bu anlamda düşük DC gerilimlerde çalışırken sistemin beslemesinin anahtarlamalı güç kaynakları (Switch Mode Power Supply - SMPS) üzerinden yapılması sistemin kararlılığı açısından önemlidir.

1.3.3. Motor torku

Eklem hareketi için gerekli olan tork değeri hesaplanmıştır. Elektrik sistemlerinde en yaygın kullanılan tork birimi Newtonmetre(Nm)'dir. Motorun torku arttıkça motorun çektiği akım artacaktır. Bu da güç tüketimini arttırmak anlamına gelir. Tork aynı zamanda tork sabiti ve akımın çarpılmasıyla, da elde edilebilir.

$$\tau = K_t \cdot I \quad (1.6)$$

şeklinde elde edilir. Burada K_t ifadesi Nm/Amper biriminde tork sabitini, I ise Amper biriminde armatür akımını temsil eder. Motorun boşa çektiği akım değeri motor torkunun bir göstergesi olarak düşünülebilir. Boştaki akım değeri yüksek olan motorun torkunun da yüksek olduğu değerlendirilebilir.

1.3.4. Motorun açısal hızı

Motorun dönme hızı motora uygulanan gerilimle doğru orantılı olarak değişir. Motorun anma (nominal) gerilim değerinde çalıştırmak en doğru olanıdır. Motorlar PWM denilen darbe genişlik modülasyonu ile anma geriliminde fakat anahtarlamalı olarak çalıştırılarak hızı ayarlanabilir. Motorun dönme hızı ile gerilim sabiti arasında,

$$\omega = K_v \cdot V \quad (1.7)$$

bağıntısı vardır. Burada K_v motor hız sabitini, V ise armatür gerilimini göstermektedir. Motor robot üzerinde hangi eylemi ne kadar sürede yerine getirecekse ona uygun hızda motor seçimi gerekecektir. Düşük hız istenen bir uygulamada gereğinden fazla yüksek hızlı motor kullanımı kontrol problemlerine sebep olur.

Motorlar için sürücü ve kontrolör ne kadar iyi olursa olsun kullanılacak motor hızlı değilse yapılacak işler de o derece yavaş olacaktır. Seri robotlarda merkeze (köke) yakın eklemlerin hızı sivrulmayı engellemek için düşük tercih edilirken uç eklemlerde ise hızlı hareket isteneceğinden yüksek devirli motorlar tercih edilirler.

1.3.5. Motorun fiziksel boyutları

Özellikle hareketli eklemler üzerine bağlanan motorların fiziksel boyutları sistem performansı açısından büyük öneme sahiptir. Motorun ağırlığı, motorun kapladığı yer, boyu, çapına ait değerler motorun montajı esnasında yaşanabilecek aksaklıkların habercisidir. Motorun ağırlığı sistemin ağırlık merkezini çok fazla saptırmamalıdır. Motorun montajı eklemin dengesini bozması durumunda sistemde doğrusal olmayan hareketlerin gözlenmesi kaçınılmazdır. Tamamen rijit (katı) bir sistemimiz yoksa eklemlerin sallanmasıyla sistem gereğinden fazla yorulacaktır. Bu da yüklenmeye

bağlı olarak eklem bağlantılarında zamanla gevşemelere neden olur. Bu durumda da motordan alınan gücü eklemlere aktarmada kullanılan aktarma organlarının aşınmasına ve sistemin gürültülü çalışması gibi sorunlarla karşılaşılabilir.

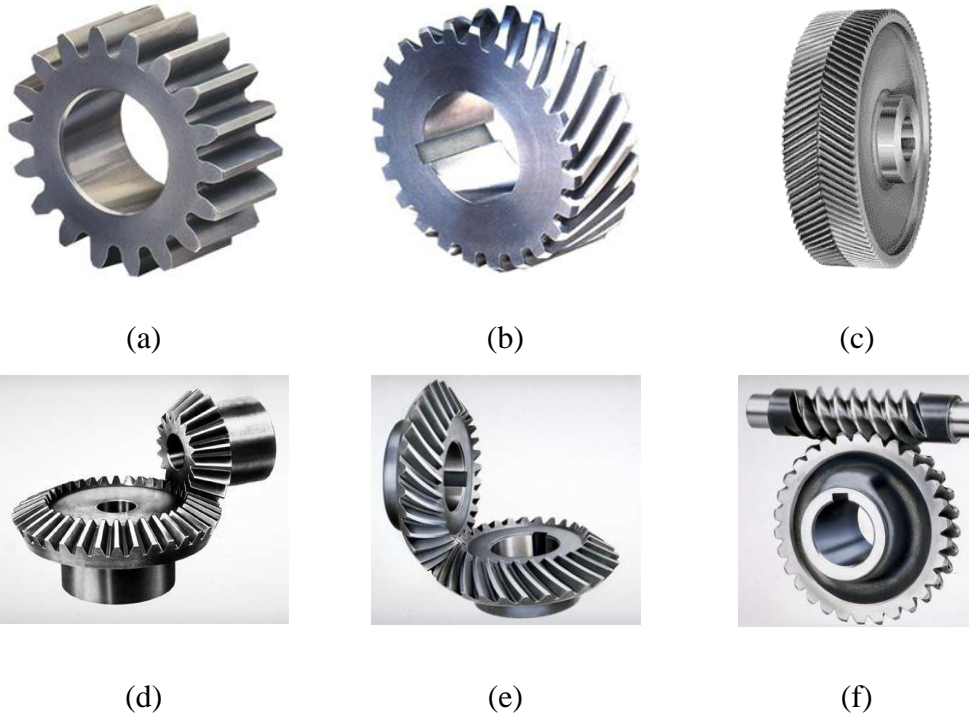
1.3.6. Motorun dişli kutusu (Redüktör)

Motordan elde edilen torku arttırmak için kullanılan en yaygın yöntem motora bir dişli kutusunun (redüktör) bağlanmasıdır. Redüktörler, dönel hareket üreten bir kuvvet kaynağından elde edilen hız ve torku, dişli mekanizmalar vasıtasıyla başka bir makine parçasına ileten sistemlerdir. Redüktör, motor milindeki dönme hareketinin hızını düşürürken, torku yükseltir. Motor torkunu arttırmak için büyük çaplı motor kullanımı da tercih edilebilir. Fakat bu motorun fiziksel boyutlarını arttırmak anlamına geleceğinden gereksiz yere mekanizmanın ve/veya robotun fiziksel boyutlarının da büyümesine neden olacaktır. Özellikle fiziksel olarak az yer kaplayacak bir motorla yeterli torku üretebilmek daha faydalı olur.

Motorun dişli takımından ayrı olarak motordan alınan dönel kuvvetin ekleme aktarılması için harici dişli kullanımı ihtiyacı da doğabilir. Harici dişli kullanımı torku arttırmakla beraber motorun veya sistemin ağırlığını da arttıracaktır. Bu değerlerin sistemin dinamiklerinin hesaplanmasında göz ardı edilmemesi gerekir. Mekanizmalarda kullanılan dişliler çeşitlilik göstermektedir.

- Alın Dişi Sistemleri (Spur Gears): Şekil 1.5a'da görülen bu dişli yapısı robotlarda sıkça kullanılırlar. Genellikle bel eksenini dönüşlerinde kullanılırlar [17]. Dişler dönme eksenine paraleldir. Uygulaması kolay ve ucuzdur. Ancak yük kapasitesi düşüktür ve sesli çalışırlar. Dişler üzerinde oluşan gerilme kuvveti yüksektir. Düşük hızlı ve gürültünün sorun teşkil etmediği uygulamalarda tercih edilirler.
- Helisel Dişli Sistemi (Helical Gears): Şekil 1.5b'de görüldüğü üzere dişler mil eksenine göre eğiktir. Hem paralel hem de çapraz eksenlerde çalışabilirler. Dişlerin birbirlerine eğik olarak geçmeleri, kademeli bir temas ve dolayısıyla alın dişlilere oranla daha yumuşak ve sessiz bir çalışma sağlar. Yüksek güç ve hız aktarımı ile düşük gürültü gerektiren uygulamalarda tercih edilirler. Alın dişlilere göre fiyatları daha yüksektir. Eksenel tepki kuvveti oluşması dezavantajdır.

- Çift Helisel Dişli Sistemi: Helisel dişlilerin yatak ekseninde oluşturdukları tepki kuvvetini ortadan kaldırırlar. Şekil 1.5c'de görüldüğü gibi V şeklinde dizili olan paralel diş hatveleri aksenal kuvveti her iki yönde sıfırlar. Ters yönde kullanıldıklarında tepki kuvveti de tersine döneceğinden sisteme zarar verir.
- Konik Dişli Sistemi (Straight bevel gears): Şekil 1.5d'de görülen dişli sistemi kesişen miller için kullanılırlar. Mil eksenleri arasındaki açı dik, dar veya geniş olabilir. Dişler düz, helisel veya eğrisel açılabilir. Genellikle 90°'lik eksen çalışmasının olduğu bölgelerde kullanılırlar. Dişler arası temasın doğru olabilmesi için dişlinin shaft ve yataklanması rijit olması gerekmektedir. İki ayrı hareketin, iç içe geçen konik dişli çarklarla yönü değiştirilebilir.
- Spiral Konik Dişliler (Spiral bevel gears): Şekil 1.5e'de görülen bu dişliler konik dişlilerin yerine kullanılabilirler. Kavrama birkaç diş üzerinde gerçekleştiğinden daha fazla yük uygulanabilir. Ayrıca imalatı konik dişlilerden daha kolaydır.
- Hypoid Dişli (Hypoid bevel gears): Yük kapasitesi konik dişlilerden fazladır. Shaft eksenleri arası da 90°'lik açı vardır ancak çakışmazlar, bundan dolayı her shaftın sonuna yataklama yapılabilir. Konik dişlilere göre daha sessiz ve düzgün çalışırlar.
- Sonsuz Vidalı Dişliler (Worm gears): Şekil 1.5f'de görüldüğü gibi aralarında 90°'lik açı bulunan shaft eksenlerinde kullanılır, hızı düşürmeye yarar. Tek kademedeki yüksek dişli oranları elde edilir ve yük kapasitesi fazladır. Kayma sürtünmesi çok yüksek, dolayısıyla verimi düşüktür. Vida her zaman çarka moment iletebilir fakat çarktan vidaya moment aktarımı olmayabilir. Aşınma olduğunda hassasiyetinden ödün verir. Dönme esnasında dişlilerin temas yerinin sürekli değişmesi sebebiyle verim kaybı meydana gelir. Buna kayma sürtünmesi adı verilir.



Şekil 1.5. Dişli setleri a) alın dişli, b) helisel dişli, c) çift helisel dişli, d) konik dişli, e) spiral konik dişli, f) sonsuz vidali dişli [27].

Her dişli takımının özellikleri incelendiğinde eksiklikleri ve üstünlükleri görülecektir. Burada dikkat edilmesi gereken en önemli unsur sisteme doğrusal olmayan türde etki yaratacak “backlash” değeridir. “Backlash” değeri dişlinin ileri-geri dönmesi arasındaki boşluğun açısal karşılığıdır. Kısaca dişlinin geri dönüş boşluğu olarak bilinir. Dâhili dişli takımına sahip motorlarda bu değer 1 derece ve altında olabilmektedir. Alın dişli, konik dişli sistemlere oranla backlash değeri daha yüksek olabilmektedir. Özel yöntemlerle geri dönüş boşluğunu sıfıra düşürmek mümkündür. Bu durumda redüktörde daha fazla dişli kullanımına ihtiyaç duyulacak, hem dişli takımının ağırlığı artacak, hem de maliyet ciddi değerlere ulaşacaktır.

Örnek olarak 2 derecelik geri dönüş boşluğuna sahip bir dişli takımı ucuna bağlı 200mm’lik bir eklem düşünölsün. Dönme hareketi sonucu eklemin uç noktasının oluşturduğu dönme dairesi üzerinde hata payı S_e ,

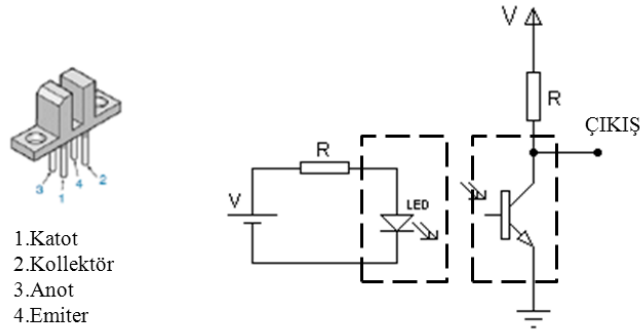
$$S_e = S \cdot \left(\frac{2^\circ}{360^\circ} \right) = 2\pi \cdot 200mm \left(\frac{2^\circ}{360^\circ} \right) = 6,981mm$$

olacaktır. Bu da eklem bir yönde dönmeye başlayıp durduktan sonra geri dönüş esnasında eklem uç noktasının oluşturduğu dönme dairesi üzerinde yaklaşık 7mm hata payı bulunması anlamına gelir.

Motorlardan eklemlere güç aktarımı için harici dişliye ihtiyaç duyulması durumunda montajın sağlam olmasına özen gösterilmelidir. Yine benzer şekilde sistemin dinamiklerini hesaplamada sistemin hassasiyetinin göz önünde bulundurarak bu hata değerini indirgeyecek bir kontrol yöntemi geliştirmek uygundur.

1.3.7. Motor geribildirim elemanları

Motorlarda geribildirim amacıyla temelde 2 tip sensör kullanımı vardır. Bunlar enkoder ve resolver'dir. Enkoder pozisyon kontrolü işlemlerinde tercih edilirken, resolver hız kontrol işlemlerinde kullanılmaktadır. Enkoderlerin çalışmasının altında opto-kuplör mantığı bulunmaktadır. Opto-kuplör optik alıcı ile led elemanlarının bir kılıf altında toplanmasıyla oluşur. Led'e enerji verildiğinde ledin ışığından etkilenen alıcı eleman, karşı tarafta çıkış durumunu değiştirecektir [28].

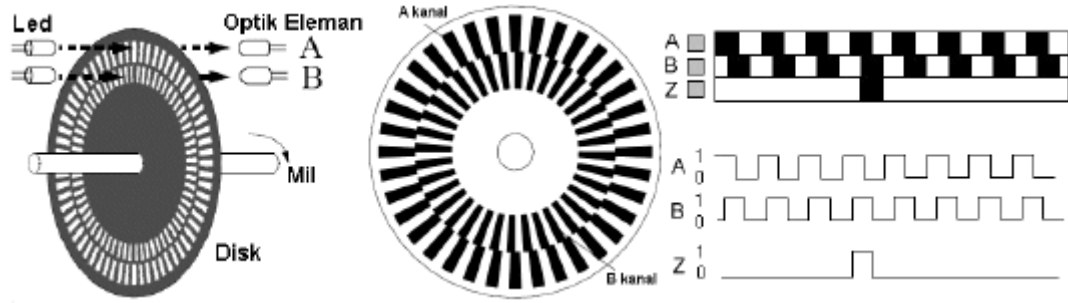


Şekil 1.6. Opto-kuplör yapısı

Enkoderler çıkış değişikliğini algılama yöntemine göre ikiye ayrılır. Optik enkoderler aynı zamanda çıkış bilgisini verme şekline göre yine ikiye ayrılır.

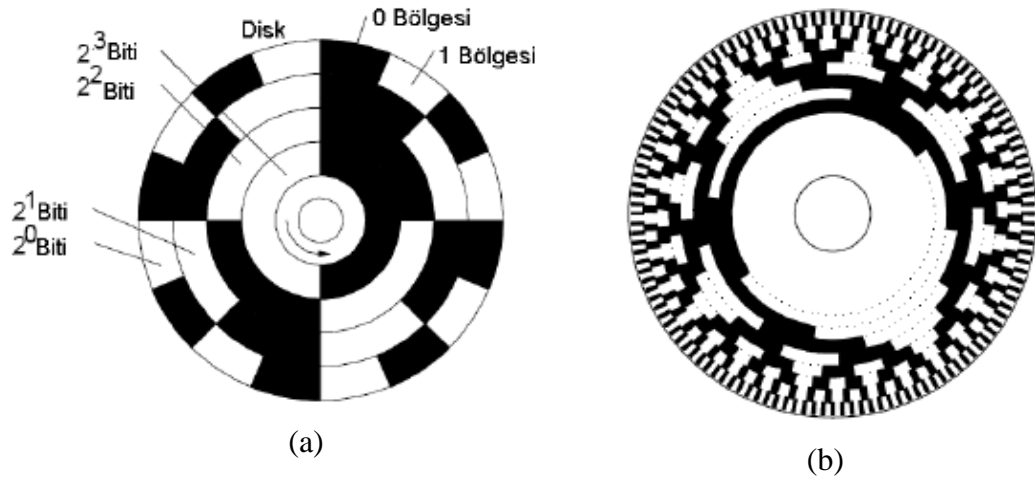
- Optik Enkoderler
 - Artımlı Optik Enkoderler
 - Mutlak Optik Enkoderler
- Manyetik Enkoderler

Artımlı enkoder içerisinde, opto-kuplör kolları arasında üzeri delikli bir disk yerleştirildiğinde ışığın karşıya geçmesi ve kesilmesine bağlı olarak pozisyon bilgisi elde edilir. Diskin dönmesiyle transistör tarafında pulsler oluşacaktır. Bu pulslerin sayılması ile pozisyon bilgisi elde edilir. A-B kanallarından bilginin alınmasına bağlı olarak motorun saat yönü veya tersi yönde döndüğü tespit edilir.



Şekil 1.7. Optik enkoder disk yapısı ve çıkış sinyalleri [28]

Mutlak enkoderlerde ise pozisyon bilgisi 2^n lik sayı sistemine göre hazırlanmış delikli diskler kullanılır. Mile bağlı diskın dönmesiyle motorun mutlak pozisyonu tespit edilir. Pals sayma işlemine ihtiyaç duyulmaz. Ayrıca bu diskler hataları en aza indirmeye açısından çeşitli şekilde kodlanarak(Gray kod) da üretilmektedir [28].



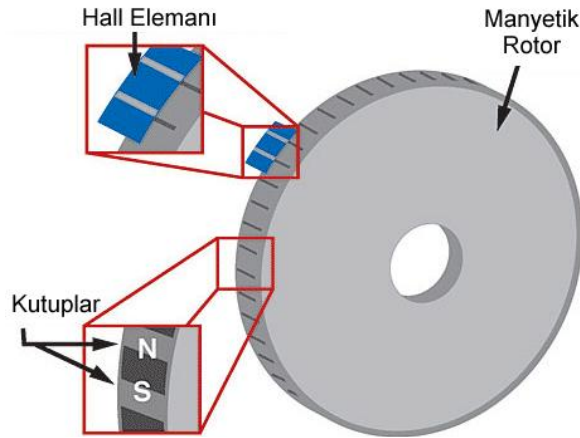
Şekil 1.8. a) 4Bitlik mutlak enkoder diski, b) Gray kodlu mutlak enkoder diski [28]

Enkoderlerin çözünürlüğü, artımlı enkoderlerde pals sayısı ile, mutlak enkoderlerde ise çıkış kanalı sayısı ile belirlenir. Bu anlamda mutlak enkoderlerin üretimleri zor olmakla birlikte genellikle çözünürlükleri düşüktür. Artımlı enkoderlerde ise pulslerin sayılması gerektiğinden kullanımı biraz daha zor olduğu söylenebilir. Fakat

günümüzde kullanılan mikrokontrolörlerde donanımsal olarak artımlı enkoder okuma kanalları bulunduğundan basit bir bağlantı ile pozisyon bilgisi dâhili kaydedicilerden okunabilir.

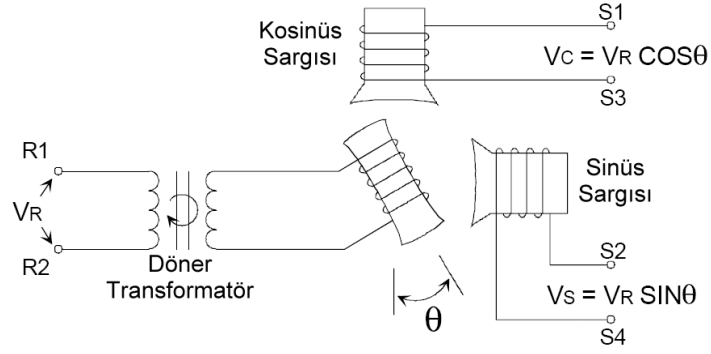
Bir kanalında 1024 pals değerine sahip bir artımlı enkoderin çözünürlüğü $360/1024$ eşitliğinden $0,351^\circ$ olmaktadır. Bu değer mikrokontrolörün özelliğine bağlı olarak 4X çarpan modunda kullanılması durumunda $0,088^\circ$ dereceye kadar düşürülebilir. Ayrıca motorun arka mil tarafına redüktör bağlanması durumunda, redüktör milinin bir çevrimdeki pals sayısı redüktör oranı kadar katlanacaktır. Özellikle hassas pozisyonlama gerektiren uygulamalarda enkoderlerin çözünürlüğü motor seçiminde ayırt edici bir özelliktir.

Manyetik enkoderler çözünürlüğünün düşük olması nedeni ile optik enkoderlere oranla daha az tercih edilirler. Miline bağlı manyetik disk (rotor) üzerinde birçok N-S sabit mıknatis kutupları sıralanmıştır. Mil ile birlikte bu kutuplar dönmekte ve manyetik alana duyarlı hall elemanının her önünden geçişlerinde hall elemanı bir gerilim üretmektedir. Bu gerilim manyetik enkoderin elektronik devresinde yükseltilerek palsler elde edilmesiyle sürücüye verilmektedir.



Şekil 1.9. Manyetik enkoder disk yapısı [28]

Mutlak enkoderler veya artımlı enkoderler dijital çıkış bilgisi vermektedirler. Fakat resolver analog çıkış gerilimi üretir. Bu gerilim A/D çeviriciler aracılığıyla dijitale çevrilerek kontrolör tarafından işlenir. Resolver yapı olarak jeneratöre, çalışma prensibi olarak ise bir primer ve iki sekonder sargısı olan trafoya benzer.



Şekil 1.10. Resolverin çalışma yapısı [28]

Resolver rotor ve statordan oluşur stator üzerinde iki ayrı sargı vardır ve bu sargılar birbirinden 90° faz farklı sinüs ve kosinüs gerilimleri üretir. Sinüs ve kosinüs gerilimleri üretebilmesi için ihtiyaç duyulan manyetik alan mile bağlı rotordaki endüvinin elektromanyetik alanı ile sağlanır. Rotora gerilim vermek için fırça ve kolektör düzeneği kullanılmamıştır. Çünkü bu düzene hem ölçümü bozucu gerilim dalgalanmalarına hem de mekaniksel sorunlara yol açabilir. Aslında rotorda yan yana iki ayrı sargı vardır. Sargılardan biri statordaki sinüs ve kosinüs sargılarında gerilim indükleyen referans sargısıdır. Diğeri ise normal sarımlı bir bobindir ve bu ikinci bobin statorda bulunan bir başka bobin içerisinde döner. Bu iki bobin döner trafo denilen kısmı oluşturur. Statordaki bobine DC gerilim verilerek manyetik alan oluşturulur [28].

1.4.8. Motora ait katalog verileri

Kullanılacak motorlara ait katalogların temin edilmesi bir diğer önemli konudur. Katalog verilerine ulaşamadığı durumda motor model tanımlama (Model Identification) işlemi yapılabilir. Fakat bu zahmetli bir dizi ölçümü beraberinde getirir. Motor parametrelerinin tanımlanmasında motorun birim basamak fonksiyonuna verdiği tepkinin ölçülmesi ile başlanır. Modelin eksiksiz olarak oluşturulması halinde doğrudan gerçek sistem üzerinde denemeler yapmadan benzetim çalışmaları ile motorun vereceği tepki hatasız tespit edilebilir.

	118740	118741	118742	118743	118744	118745	118746	118747	118748		
Motor Data											
Values at nominal voltage											
1	Nominal voltage	V	4.5	8.0	9.0	12.0	15.0	18.0	24.0	32.0	48.0
2	No load speed	rpm	5350	5310	5230	4850	4980	4780	5190	5510	5070
3	No load current	mA	79.6	44.3	38.6	26.2	21.7	17.2	14.3	11.6	6.95
4	Nominal speed	rpm	4910	4510	4230	3820	3940	3740	4150	4470	4030
5	Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	11.4	20.9	24.0	29.1	28.8	28.9	28.8	28.6	28.7
6	Nominal current (max. continuous current)	A	1.50	1.50	1.50	1.26	1.03	0.823	0.668	0.529	0.325
7	Stall torque	mNm	138	139	126	137	138	133	144	152	140
8	Starting current	A	17.2	9.73	7.72	5.82	4.83	3.72	3.28	2.76	1.56
9	Max. efficiency	%	87	87	86	87	87	87	87	88	87
Characteristics											
10	Terminal resistance	Ω	0.261	0.822	1.17	2.06	3.10	4.84	7.31	11.6	30.9
11	Terminal inductance	mH	0.0275	0.0882	0.115	0.238	0.353	0.551	0.832	1.31	3.48
12	Torque constant	mNm / A	8.00	14.3	16.4	23.5	28.6	35.8	44.0	55.2	90.0
13	Speed constant	rpm / V	1190	667	584	406	333	267	217	173	106
14	Speed / torque gradient	rpm / mNm	39.0	38.3	41.6	35.6	36.1	36.0	36.1	36.3	36.4
15	Mechanical time constant	ms	4.74	4.15	4.12	4.00	3.98	3.97	3.97	3.97	3.97
16	Rotor inertia	gcm ²	11.6	10.3	9.45	10.7	10.5	10.5	10.5	10.4	10.4
Specifications			Operating Range				Comments				
Thermal data							<p>Continuous operation (lines 17 and 18) temperature at 25°C = Thermal limit.</p> <p>Short term operation The motor may...</p> <p>Assigned power</p>				
17	Thermal resistance housing-ambient	14 K / W									
18	Thermal resistance winding-housing	3.1 K / W									
19	Thermal time constant winding	12.4 s									
20	Thermal time constant motor	910 s									
21	Ambient temperature	-20 ... +85°C									
22	Max. permissible winding temperature	+100°C									
Mechanical data (ball bearings)			<p>maxon Modular System</p> <p>Planetary Gearhead \varnothing26 mm 0.5 - 2.0 Nm Page 228</p> <p>Planetary Gearhead</p>								
23	Max. permissible speed	5500 rpm									
24	Axial play	0.05 - 0.15 mm									
25	Radial play	0.025 mm									
26	Max. axial load (dynamic)	3.2 N									
27	Max. force for press fits (static)	64 N									
28	Max. radial loading, 5 mm from flange	16 N									
Other specifications			<p>Planetary Gearhead</p> <p>Planetary Gearhead</p>								
29	Number of pole pairs	1									
30	Number of commutator segments	11									
31	Weight of motor	130 g									
CLL = Capacitor Long Life											

Şekil 1.11. Maxon motor katalog bilgileri

Motora ait bilinmesi gereken en önemli katalog bilgileri şunlardır:

- Motorun nominal gerilimi,
- Motorun yüksüz hızı,
- Tork ve hız sabitleri
- Motor sargılarının direnci ve endüktansı
- Motorun ağırlığı
- Sürekli çalışma torku

Şekil 1.12’de 11874X serisi Maxon marka motora ait katalog bilgileri verilmiştir. 118746 model numaralı motor için modellemede ihtiyaç duyulan katalog verileri şunlardır:

- Motorun nominal gerilimi: Şekil 1.11’de 1 nolu madde ile verilen “Nominal Voltage” değeridir. Motorun nominal çalışma gerilimi 24V olduğu görülmektedir.

- Motorun yüksüz hızı: Şekil 1.11’de 2 nolu madde ile verilen “No Load Speed” değeridir. Motorun boşta iken yüksüz hızı 4150 devir/dakikadır.
- Motorun tork ve hız sabitleri: Şekil 1.11’de 12 nolu madde ile verilen “Torque Constant” değeri tork sabitini, 13 nolu madde ile verilen “Speed Constant” değeri hız sabitini gösterir. Tork sabiti 44,0 mNm/A, hız sabiti ise 217 rpm/V’dir.
- Motor sargılarının direnci ve endüktansı: Motorun bakır tellerden oluşan bir sargı yapısına sahiptir. Bu sargılara ait direnç ve endüktans değeri motor dinamiğinde kullanılan parametrelerdir.
- Motorun ağırlığı: Şekil 1.11’de 31 nolu madde ile verilen “weight of motor” değeridir. Motorun ağırlığı 130 gr’dır. Tüm sistem dinamiklerini kapsayan kontrolörlerde bilinmesi gereken önemli bir değerdir. Bu motorun kendi ağırlığıdır. Motora bağlanacak dişli kutusunun ağırlığı unutulmamalıdır.
- Sürekli çalışma torku: Şekil 1.11’de 5 nolu madde ile verilen “Nominal Torque” değeridir. Motor seçiminde en önemli hususlardan bir tanesidir. Motorun döndürme kuvvetinin bir göstergesidir. Motorun mekanizmaya hareket vermesini motorun gücüne bağlıdır. Kataloğtan motorun sürekli çalışma torkunun 28,8 mNm olduğu görülmektedir.

1.4.9. Motorun Maliyeti ve Bulunma Kolaylığı

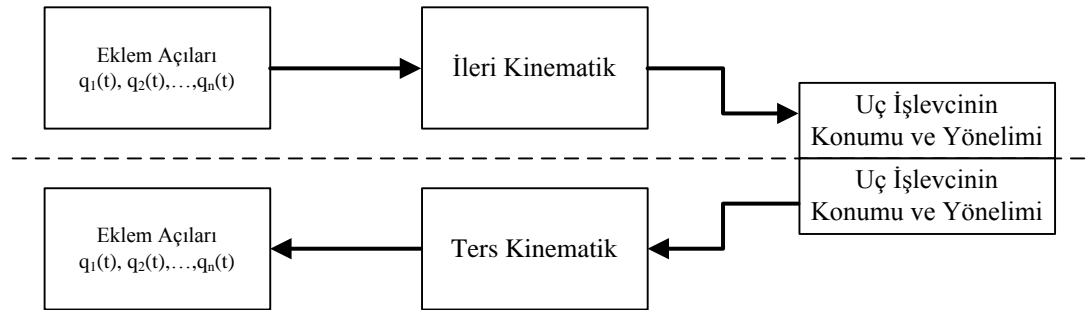
Bir robot tasarımıda maliyet her zaman önemli olmuştur. Bu anlamda motor seçiminde fiyat ve fiyat/performans oranı önemlidir. Yine aynı şekilde kullanılacak motorların temin edilmesi önemli bir detaydır. Türkiye’de robot endüstrisi gelişmekte olsa bile yapılacak bir endüstriyel robot için motorların temin edilmesi hiç de kolay olmamaktadır. Servo motorlar işletmelerdeki otomasyon sistemlerinde sıklıkla tercih edildiklerinden temin edilmeleri daha kolaydır. Fakat fiyatları giriş seviyesi çalışmalar için oldukça yüksektir. Biraz üst seviyeye çıkıldığında sürücüsünden bağımsız olarak redüktörü bulunan, enkoderli, yüksek torka sahip bir motor bulmak hiç de kolay olmayacaktır. Böyle bir motor için ülkemizde çeşitli yurtdışı üretici firmalar ile doğrudan iletişim halinde olan bayi konumunda dağıtıcı firmalar bulunmaktadır.

1.4. Robot Kinematığı

Robot kinematığı, üç boyutlu uzayda robotun kendi tasarımı ve çevresindeki nesnelerin yerleşimi ile ilgilendir. Yerleşim bilgisi konum vektörü ve yönelim matrisi gibi iki nitelikle açıklanır. Matematiksel olarak nesnelerin konumu bir konum vektörüyle, yönelimi ise bir yönelim matrisi yardımıyla belirlenir.

Bir robot yapısal olarak birbirine göre bağımsız hareket eden, öteleme(Prismatic - P) ve dönme (Revolute – R) hareketi gerçekleştiren eklemlerle bu eklemleri birbirine birleştiren bağlardan oluşur. Her bir robot eklemının konumu, bir öncekine veya bir sonrakine göre ifade edilir. Arka arkaya oluşturulan bu ilişkiye açık kinematik zincir denir. Denavit ve Hartenberg (1955)' de bir metot geliştirerek, referans eksen takımına göre eklemlerin uzaysal geometrisinin bir matris altında gösterilmesini sağlamışlardır. Bu metot 4x4 homojen dönüşüm matrislerini (Transformation Matrix) kullanarak birbirine komşu iki eklem için uzaysal ilişkiler olan konum ve yönelim bilgisini tanımlar. Her bir eklem için homojen dönüşüm matrisi oluşturulur. Oluşturulan bu matrislerin sayısı robotun serbestlik derecesini (Degree of Freedom - DOF) belirler [1]. Robot kinematığı, ileri kinematik ve ters kinematik olmak üzere iki kısımda incelenir.

İleri kinematik ile robotun eklem açıları verildiğinde uç noktanın bulunacağı yer ve yönelimi hesaplanır. Robotun ters kinematığında ise robotun bulunması gereken uç nokta ve bu noktadaki yöneliminden yola çıkarak eklem açılarının hesaplanması hedeflenir.



Şekil 1.12. Robotun ileri ve ters kinematığı

Robotlar genellikle bir yörüngedeki hareketleri yapmak üzere programlanırlar. Robotun istenilen yörüngeyi takip edebilmesi için eklem değişkenlerinin bilinmesi

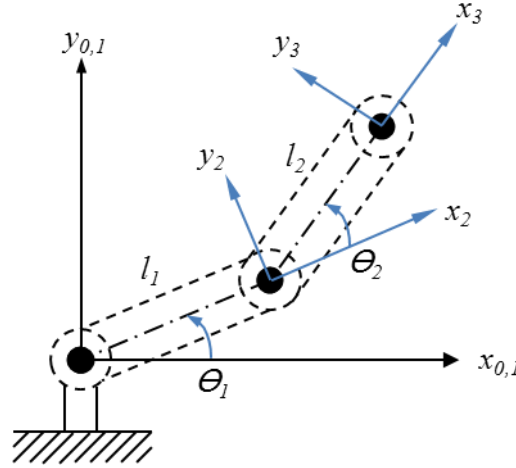
beklenir. Bu durumda ters kinematik analiz yapılarak uzay koordinatlarında bulunan bir noktadan eklem değişkenleri tespit edilir.

Ters kinematikte karşılaşılan denklemlerin doğrusal olmamasından dolayı bu denklemlerin çözümleri son derece karmaşıktır. Bunun yanı sıra çözümün var olup olmadığı ve birden fazla çözümün elde edilmesi gibi problemlerle karşılaşılabilir. Ters kinematik sonucu çözümün el edilmesi için robotun çalışma uzayına dikkat edilmelidir. Robotun çalışma uzayı dışında kalan noktaların ters kinematik çözümleri bulunamayacaktır.

Robotun çalışma uzayı içerisinde kalan noktalar için birden fazla çözümün elde edilmesi kaçınılmazdır. Bu durumda elde edilen çözümlerden hangisi eklemler için daha az hareket gerektiriyorsa veya hangisi herhangi bir sınır noktasına dokunmaksızın uç işlevciyi istenilen konuma götürüyorsa o çözüm geçerlidir.

1.4.1. RR düzlemsel robot ileri kinematik hesaplamaları

Kinematik ve dinamik hesaplamalarda kullanılmak üzere RR düzlemsel robotu üzerine yerleştirilen eksen sistemleri Şekil 1.13'te görülmektedir.



Şekil 1.13. RR düzlemsel robot eksen sistemleri

Şekilde verilen eksen sistemleri kullanılarak D-H değişkenleri Tablo 1.1'deki gibi elde edilir.

Tablo 1.1. İki eklemli düzlemsel robot için D-H değişkenleri

i	α_{i-1}	a_{i-1}	d_i	θ_i
1	0	0	0	θ_1
2	0	l_1	0	θ_2
3	0	l_2	0	0

D-H değişkenlerinin belirlenmesiyle her bir eklem dönüşüm matrisini belirlemede,

$${}^{i-1}T_i = \begin{bmatrix} \cos \theta_i & \sin \theta_i & 0 & a_{i-1} \\ \sin \theta_i \cos \alpha_{i-1} & \cos \theta_i \cos \alpha_{i-1} & -\sin \alpha_{i-1} & -\sin \alpha_{i-1} d_i \\ \sin \theta_i \sin \alpha_{i-1} & \cos \theta_i \sin \alpha_{i-1} & \cos \alpha_{i-1} & \cos \alpha_{i-1} d_i \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

olarak verilen genel dönüşüm matrisi kullanılır. D-H değişkenleri yerlerine konulduğunda,

$${}^0T_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & 0 & 0 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$${}^1T_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & 0 & l_1 \\ \sin \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$${}^2T_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & l_2 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

dönüşüm matrisleri elde edilir. Merkez eksen den uç eksene doğru dönüşüm matrisi,

$${}^0_3T = {}^0_1T {}^1_2T {}^2_3T$$

$${}^0_3T = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) & -\sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) + l_1 \cos \theta_1 \\ \sin(\theta_1 + \theta_2) & \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) + l_1 \sin \theta_1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

olarak elde edilir.

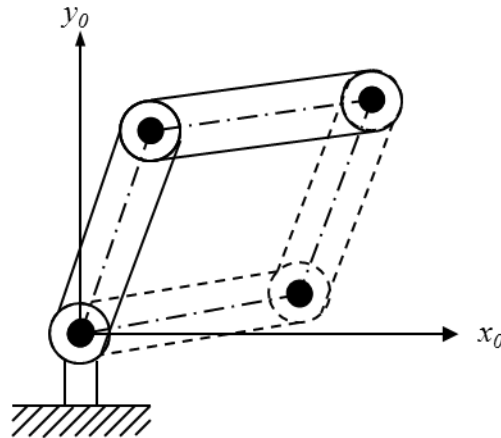
1.4.2. RR düzlemsel robot ters kinematik hesaplamaları

Ters kinematik, uç işlevcisinin konum ve yönelimi verildiğinde gerekli olan eklem açılarının bulunması olarak tanımlanmıştır. RR düzlemsel robotun ters kinematik çözümü,

$$\theta_2 = A \tan 2 \left(\pm \sqrt{1 - \left[\frac{p_x^2 + p_y^2 - l_1^2 - l_2^2}{2l_1l_2} \right]^2}, \frac{p_x^2 + p_y^2 - l_1^2 - l_2^2}{2l_1l_2} \right) \quad (1.13)$$

$$\theta_1 = A \tan 2(p_y, p_x) \pm A \tan 2 \left(\sqrt{p_y^2 + p_x - (l_2 \cos \theta_2 + l_1)^2}, l_2 \cos \theta_2 + l_1 \right) \quad (1.14)$$

denklemleri ile bulunmaktadır. Denklem (1.13) ve (1.14) incelendiğinde RR düzlemsel robotu için dört farklı çözüm ile karşılaşılacaktır. Bu çözümlerden iki tanesi hatalı çözümdür. Diğer iki tanesi ise Şekil 1.14'te görülen gerçek çözümleri yansıtır.



Şekil 1.14. Ters kinematikte birden fazla çözüm olasılığı

1.5. RR Düzlemsel Robot Dinamik Denklemleri

Bir sistemin belirli şartlar altında nasıl hareket ettiğini anlayabilmek için bu sistemin kuvvet atalet ve enerji gibi büyüklükleri yani dinamiği hakkında bilgi sahibi olmak gerekir.

Şekil 1.13'te RR robotun her bir eklemine yerleştirilen koordinat sistemleri incelendiğinde l_1 uzunluğunun birinci eklemeye yerleştirilen koordinat sisteminin x eksenini boyunca uzandığına dikkat edilir. Kütle merkezi gerçek yerini tespit edebilmek için eklemeye katı modeli oluşturulur. Katı model çizim programlarında görüleceği üzere küçük de olsa eklemeye ağırlık merkezinin y ve z eksenlerinde bileşenleri olduğu görülecektir. Bu durumda, birinci eklemeye yerleştirilen koordinat sistemine göre birinci bağın kütle merkezinin konumu,

$$\Delta h_1 = [l_{1x} \quad l_{1y} \quad l_{1z} \quad 0]^T \quad (1.15)$$

vektörü ile ifade edilir. Birinci bağın kütle merkezinin atalet tensörü,

$$I_{m1} = \begin{bmatrix} I_{xx1} & I_{xy1} & I_{xz1} \\ I_{yx1} & I_{yy1} & I_{yz1} \\ I_{zx1} & I_{zy1} & I_{zz1} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

olarak bulunur. Birinci bağın ana koordinat sistemine göre atalet tensörü,

$$I_1 = {}^0R_1 I_{m1} {}^0R_1^T$$

$$I_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & 0 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xx1} & I_{xy1} & I_{xz1} \\ I_{yx1} & I_{yy1} & I_{yz1} \\ I_{zx1} & I_{zy1} & I_{zz1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & \sin \theta_1 & 0 \\ -\sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$I_1 = \begin{bmatrix} I_{111} & I_{112} & I_{113} \\ I_{121} & I_{122} & I_{123} \\ I_{131} & I_{132} & I_{133} \end{bmatrix}$$

olarak hesaplanır. Denklem (1.17)'de isimlendirilen ifadelerin açılımı,

$$I_{111} = \frac{1}{2}I_{xx1} + \frac{1}{2}I_{yy1} + \frac{1}{2}I_{xx1} \cos(2\theta_1) - \frac{1}{2}I_{yy1} \cos(2\theta_1) - \frac{1}{2}I_{xy1} \sin(2\theta_1) - \frac{1}{2}I_{yx1} \sin(2\theta_1) \quad (1.17a)$$

$$I_{112} = \frac{1}{2}I_{xy1} - \frac{1}{2}I_{yx1} + \frac{1}{2}I_{xy1} \cos(2\theta_1) + \frac{1}{2}I_{yx1} \cos(2\theta_1) + \frac{1}{2}I_{xx1} \sin(2\theta_1) - \frac{1}{2}I_{yy1} \sin(2\theta_1) \quad (1.17b)$$

$$I_{113} = I_{xz1} \cos(\theta_1) - I_{yz1} \sin(\theta_1) \quad (1.17c)$$

$$I_{121} = -\frac{1}{2}I_{xy1} + \frac{1}{2}I_{yx1} + \frac{1}{2}I_{xy1} \cos(2\theta_1) + \frac{1}{2}I_{yx1} \cos(2\theta_1) + \frac{1}{2}I_{xx1} \sin(2\theta_1) - \frac{1}{2}I_{yy1} \sin(2\theta_1) \quad (1.17d)$$

$$I_{122} = \frac{1}{2}I_{xx1} + \frac{1}{2}I_{yy1} + \frac{1}{2}I_{yy1} \cos(2\theta_1) - \frac{1}{2}I_{xx1} \cos(2\theta_1) + \frac{1}{2}I_{xy1} \sin(2\theta_1) + \frac{1}{2}I_{yx1} \sin(2\theta_1) \quad (1.17e)$$

$$I_{123} = I_{yz1} \cos(\theta_1) + I_{xz1} \sin(\theta_1) \quad (1.17f)$$

$$I_{131} = I_{zy1} (\cos(\theta_1) - \sin(\theta_1)) \quad (1.17g)$$

$$I_{132} = I_{zy1} (\cos(\theta_1) + \sin(\theta_1)) \quad (1.17h)$$

$$I_{133} = I_{zz1} \quad (1.17i)$$

olarak belirlenir. Ana koordinat sistemine göre birinci bağıın kütle merkezinin koordinatları,

$$h_1 = {}^0T_1 \Delta h_1$$

$$h_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & 0 & 0 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{1x} \\ l_{1y} \\ l_{1z} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{1x} \cos \theta_1 - l_{1y} \sin \theta_1 \\ l_{1y} \cos \theta_1 + l_{1x} \sin \theta_1 \\ l_{1z} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

olarak bulunur. Birinci bağına ait Jakobiyen matrisi, h_1 vektörünün θ_1 ve θ_2 'ye göre türevinin alınıp z^1 ve ξ_1 değişkenlerinin kullanılmasıyla bulunur. Jakobiyen matrisini bulmak için kullanılacak z^1 vektörü,

$$z_1 = {}^0R^3 i^3$$

$$z^1 = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & 0 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

olarak hesaplanır. J_1 Jakobiyeen matrisi A_1 ve B_1 gibi iki adet alt matris şeklinde yazılabilir. Burada A_1 matrisi,

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_{1x}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial h_{1x}}{\partial \theta_2} & 0 \\ \frac{\partial h_{1y}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial h_{1y}}{\partial \theta_2} & 0 \\ \frac{\partial h_{1z}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial h_{1z}}{\partial \theta_2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial \theta_1} (l_{1x} \cos \theta_1 - l_{1y} \sin \theta_1) & \frac{\partial}{\partial \theta_2} (l_{1x} \cos \theta_1 - l_{1y} \sin \theta_1) & 0 \\ \frac{\partial h_{1y}}{\partial \theta_1} (l_{1y} \cos \theta_1 + l_{1x} \sin \theta_1) & \frac{\partial}{\partial \theta_2} (l_{1y} \cos \theta_1 + l_{1x} \sin \theta_1) & 0 \\ \frac{\partial}{\partial \theta_1} l_{1z} & \frac{\partial}{\partial \theta_2} l_{1z} & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -l_{1x} \sin \theta_1 - l_{1y} \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ -l_{1y} \sin \theta_1 + l_{1x} \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

şeklinde bulunur. Birinci eklem dönel bir eklem olduğundan $\xi_1 = 1$ 'dir. B_1 matrisinin ilk elemanı,

$$b_1 = \xi_1 z^1 = 1 \cdot [0 \ 0 \ 1]^T = [0 \ 0 \ 1]^T \quad (1.21)$$

olarak belirlenir. Bu durumda B_1 matrisi,

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

olarak bulunur. Sonuç olarak birinci ekleme ait Jakobiyeen matrisi,

$$J_1 = \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -l_{1x} \sin \theta_1 - l_{1y} \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ -l_{1y} \sin \theta_1 + l_{1x} \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

olarak elde edilir. Burada birinci ekleme ait kütle matrisi,

$$\begin{aligned}
D(\theta_1) &= m_1 A_1^T A_1 + B_1^T I_1 B_1 \\
D(\theta_1) &= m_1 \begin{bmatrix} -l_{1x} \sin \theta_1 - l_{1y} \cos \theta_1 & -l_{1y} \sin \theta_1 + l_{1x} \cos \theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -l_{1x} \sin \theta_1 - l_{1y} \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ -l_{1y} \sin \theta_1 + l_{1x} \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{111} & I_{112} & I_{113} \\ I_{121} & I_{122} & I_{123} \\ I_{131} & I_{132} & I_{133} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
D(\theta_1) &= \begin{bmatrix} m_1 (l_{1x}^2 + l_{1y}^2) + I_{zz1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{1.24}
\end{aligned}$$

şeklinde elde edilir. l_2 bağıının ikinci ekleme yerleştirilen koordinat sisteminin x eksenini boyunca uzandığına dikkat edilsin. Yine kütle merkezi x eksenini bileşeni oldukça büyük y ve z eksenini bileşenleri düşük olacaktır. Bu durumda, ikinci ekleme yerleştirilen koordinat sistemine göre ikinci bağıın kütle merkezinin konumu,

$$\Delta h_2 = [l_{2x} \quad l_{2y} \quad l_{2z} \quad 0]^T \tag{1.25}$$

vektörü ile ifade edilir. İlk iki eksen için dönüşüm matrisi,

$$\begin{aligned}
{}^0_2T &= {}^0_1T {}^1_2T = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & 0 & 0 \\ \sin \theta_1 & \cos \theta_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & 0 & l_1 \\ \sin \theta_2 & \cos \theta_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
{}^0_2T &= \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) & -\sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_1 \cos \theta_1 \\ \sin(\theta_1 + \theta_2) & \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_1 \sin \theta_1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{1.26}
\end{aligned}$$

olarak elde edilir. İkinci bağıın kütle merkezinin atalet tensörü,

$$I_{m2} = \begin{bmatrix} I_{xx2} & I_{xy2} & I_{xz2} \\ I_{yx2} & I_{yy2} & I_{yz2} \\ I_{zx2} & I_{zy2} & I_{zz2} \end{bmatrix} \tag{1.27}$$

olarak ifade edilir. İkinci bağına ana koordinat sistemine göre atalet tensörü ise,

$$I_2 = {}^0_2R I_{m2} {}^0_2R^T$$

$$I_2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) & -\sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ \sin(\theta_1 + \theta_2) & \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xx2} & I_{xy2} & I_{xz2} \\ I_{yx2} & I_{yy2} & I_{yz2} \\ I_{zx2} & I_{zy2} & I_{zz2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) & \sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ -\sin(\theta_1 + \theta_2) & \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$I_2 = \begin{bmatrix} I_{211} & I_{212} & I_{213} \\ I_{221} & I_{222} & I_{223} \\ I_{231} & I_{232} & I_{233} \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

olarak hesaplanır. Denklem (1.28)'de isimlendirilen ifadelerin açılımı,

$$I_{211} = \left[I_{xx2} \cos(2\theta_1 + 2\theta_2) - I_{yy2} \cos(2\theta_1 + 2\theta_2) \dots \right. \\ \left. - I_{xy2} \sin(2\theta_1 + 2\theta_2) - I_{yx2} \sin(2\theta_1 + 2\theta_2) + I_{xx2} + I_{yy2} \right] / 2 \quad (1.28a)$$

$$I_{212} = \left[I_{xy2} \cos(2\theta_1 + 2\theta_2) + I_{yx2} \cos(2\theta_1 + 2\theta_2) \dots \right. \\ \left. + I_{xx2} \sin(2\theta_1 + 2\theta_2) - I_{yy2} \sin(2\theta_1 + 2\theta_2) + I_{xy2} - I_{yx2} \right] / 2 \quad (1.28b)$$

$$I_{213} = \left[I_{xz2} \cos(\theta_1 + \theta_2) - I_{yz2} \sin(\theta_1 + \theta_2) \right] \quad (1.28c)$$

$$I_{221} = \left[I_{xy2} \cos(2\theta_1 + 2\theta_2) + I_{yx2} \cos(2\theta_1 + 2\theta_2) \dots \right. \\ \left. + I_{xx2} \sin(2\theta_1 + 2\theta_2) - I_{yy2} \sin(2\theta_1 + 2\theta_2) - I_{xy2} + I_{yx2} \right] / 2 \quad (1.28d)$$

$$I_{222} = \left[I_{yy2} \cos(2\theta_1 + 2\theta_2) - I_{xx2} \cos(2\theta_1 + 2\theta_2) \dots \right. \\ \left. + I_{xy2} \sin(2\theta_1 + 2\theta_2) + I_{yx2} \sin(2\theta_1 + 2\theta_2) + I_{xx2} + I_{yy2} \right] / 2 \quad (1.28e)$$

$$I_{223} = \left[I_{yz2} \cos(\theta_1 + \theta_2) + I_{xz2} \sin(\theta_1 + \theta_2) \right] \quad (1.28f)$$

$$I_{231} = I_{zy2} \left[\cos(\theta_1 + \theta_2) - \sin(\theta_1 + \theta_2) \right] \quad (1.28g)$$

$$I_{232} = I_{zy2} \left[\cos(\theta_1 + \theta_2) + \sin(\theta_1 + \theta_2) \right] \quad (1.28h)$$

$$I_{233} = I_{zz2} \quad (1.28i)$$

olarak belirlenir. Ana koordinat sistemine göre ikinci bağıın kütle merkezinin koordinatları,

$$h_2 = {}^0_2T \Delta h_2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) & -\sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_1 \cos \theta_1 \\ \sin(\theta_1 + \theta_2) & \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 & l_1 \sin \theta_1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} l_{2x} \\ l_{2y} \\ l_{2z} \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$h_2 = \begin{bmatrix} l_1 \cos \theta_1 + l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ l_1 \sin \theta_1 + l_{2y} \cos(\theta_1 + \theta_2) + l_{2x} \sin(\theta_1 + \theta_2) \\ l_{2z} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

olarak bulunur. İkinci bağına ait Jakobiyen matrisi, h_2 vektörünün θ_1 ve θ_2 'ye göre türevinin alınıp z^2 ve ξ_2 değişkenlerinin kullanılmasıyla bulunur. Jakobiyen matrisini bulmak için kullanılacak z^2 vektörü,

$$z_2 = {}^0_2R i^3$$

$$z^2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta_1 + \theta_2) & -\sin(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ \sin(\theta_1 + \theta_2) & \cos(\theta_1 + \theta_2) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

olarak hesaplanır. J_2 Jakobiyen matrisi A_2 ve B_2 gibi iki adet alt matris şeklinde yazılabilir. Burada doğrusal hızlardan kaynaklanan Jakobiyen matrisi,

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{\partial h_{2x}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial h_{2x}}{\partial \theta_2} & 0 \\ \frac{\partial h_{2y}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial h_{2y}}{\partial \theta_2} & 0 \\ \frac{\partial h_{2z}}{\partial \theta_1} & \frac{\partial h_{2z}}{\partial \theta_2} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{211} & A_{212} & 0 \\ A_{221} & A_{222} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

olarak hesaplanır. Denklem (1.31)'te verilen ifadelerin açılımı,

$$A_{211} = -l_1 \sin \theta_1 - l_{2x} \sin(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \cos(\theta_1 + \theta_2) \quad (1.31a)$$

$$A_{212} = -l_{2x} \sin(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \cos(\theta_1 + \theta_2) \quad (1.31b)$$

$$A_{221} = l_1 \cos \theta_1 - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2) + l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) \quad (1.31c)$$

$$A_{222} = -l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2) + l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) \quad (1.31d)$$

olarak bulunur. İkinci eklem dönel bir eklem olduğundan $\xi_2 = 1$ 'dir. Bu durumda,

$$b_2 = \xi_2 z^2 = 1 \cdot [0 \ 0 \ 1]^T = [0 \ 0 \ 1]^T \quad (1.32)$$

olarak hesaplanır. B_2 matrisi ise,

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

olarak bulunur. Sonuç olarak ikinci ekleme ait Jakobiyen matrisi,

$$J_2 = \begin{bmatrix} A_2 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{211} & A_{212} & 0 \\ A_{221} & A_{222} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

olarak elde edilir. Buradan ikinci eklemin kütle matrisi,

$$D(\theta_2) = m_2 A_2^T A_2 + B_2^T I_2 B_2$$

$$D(\theta_2) = m_2 \begin{bmatrix} A_{211} & A_{212} & 0 \\ A_{221} & A_{222} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_{211} & A_{212} & 0 \\ A_{221} & A_{222} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{211} & I_{212} & I_{213} \\ I_{221} & I_{222} & I_{223} \\ I_{231} & I_{232} & I_{233} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D(\theta_2) = \begin{bmatrix} D_{211} & D_{212} & 0 \\ D_{221} & D_{222} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

olarak elde edilir. Denklem (1.35)'da elde edilen ifadelerin açılımı,

$$D_{211} = m_2 l_1^2 + 2m_2 l_1 l_{2x} \cos(\theta_2) - 2m_2 l_1 l_{2y} \sin(\theta_2) + m_2 l_{2x}^2 + m_2 l_{2y}^2 + I_{zz2} \quad (1.35a)$$

$$D_{212} = m_2 l_1 l_{2x} \cos(\theta_2) - m_2 l_1 l_{2y} \sin(\theta_2) + m_2 l_{2x}^2 + m_2 l_{2y}^2 + I_{zz2} \quad (1.35b)$$

$$D_{221} = m_2 l_1 l_{2x} \cos(\theta_2) - m_2 l_1 l_{2y} \sin(\theta_2) + m_2 l_{2x}^2 + m_2 l_{2y}^2 + I_{zz2} \quad (1.35c)$$

$$D_{222} = m_2 l_{2x}^2 + m_2 l_{2y}^2 + I_{zz2} \quad (1.35d)$$

olarak belirlenir. Sonuç olarak iki eklemli bir düzlemsel robotun kütle matrisi, iki eklem kütle matrislerinin toplanmasıyla aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$D(\theta) = D(\theta_1) + D(\theta_2)$$

$$D(\theta) = \begin{bmatrix} m_1(l_{1x}^2 + l_{1y}^2) + I_{zz1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{211} & D_{212} & 0 \\ D_{221} & D_{222} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D(\theta) = \begin{bmatrix} D_{211} + m_1(l_{1x}^2 + l_{1y}^2) + I_{zz1} & D_{212} & 0 \\ D_{221} & D_{222} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Birinci eklem için hız bağlaım matrisinin elemanları,

$$c_{11}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{11} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{11} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{11} = 0 \quad (1.37a)$$

$$c_{12}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{12} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{12} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{12} = 0 \quad (1.37b)$$

$$c_{13}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{13} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{13} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{13} = 0 \quad (1.37c)$$

$$c_{21}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{11} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{21} = -2m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) - 2m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) \quad (1.37d)$$

$$c_{22}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{12} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{22} = -m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) - m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) \quad (1.37e)$$

$$c_{23}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{13} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{23} = 0 \quad (1.37f)$$

$$c_{31}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_3} D_{11} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{31} = 0 \quad (1.37g)$$

$$c_{32}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_3} D_{12} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{32} = 0 \quad (1.37h)$$

$$c_{33}^1 = \frac{\partial}{\partial \theta_3} D_{113} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{133} = 0 \quad (1.37i)$$

olarak hesaplanır. Elde edilen her bir c_{jk}^i elemanı matriste yerlerine yazıldığında birinci eklemin hız bağlaşım matrisi,

$$C_1 = \begin{bmatrix} c_{11}^1 & c_{12}^1 & c_{13}^1 \\ c_{21}^1 & c_{22}^1 & c_{23}^1 \\ c_{31}^1 & c_{32}^1 & c_{33}^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ c_{21}^1 & c_{22}^1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

olarak bulunur. İkinci ekleme ait hız bağlaşım matrisinin elemanları, ise aşağıdaki gibi bulunur.

$$c_{11}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{21} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{11} = m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) + m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) \quad (1.39a)$$

$$c_{12}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{22} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{12} = \frac{1}{2} m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) + \frac{1}{2} m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) \quad (1.39b)$$

$$c_{13}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_1} D_{23} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{13} = 0 \quad (1.39c)$$

$$c_{21}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{21} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{21} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{21} = -\frac{1}{2} m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) - \frac{1}{2} m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) \quad (1.39d)$$

$$c_{22}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{22} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{22} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{22} = 0 \quad (1.39e)$$

$$c_{23}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{23} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{23} = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{23} = 0 \quad (1.39f)$$

$$c_{31}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_3} D_{21} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{31} = 0 \quad (1.39g)$$

$$c_{32}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_3} D_{22} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{32} = 0 \quad (1.39h)$$

$$c_{33}^2 = \frac{\partial}{\partial \theta_3} D_{23} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta_2} D_{133} = 0 \quad (1.39i)$$

olarak hesaplanır. Elde edilen her bir c_{jk}^i elemanı matriste yerlerine yazıldığında ikinci eklemin hız bağlaşım matrisi,

$$C_2 = \begin{bmatrix} c_{11}^2 & c_{12}^2 & c_{13}^2 \\ c_{21}^2 & c_{22}^2 & c_{23}^2 \\ c_{31}^2 & c_{32}^2 & c_{33}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11}^2 & c_{12}^2 & 0 \\ c_{21}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

olarak bulunur. Coriolis ve merkezkaç kuvvet vektörü, her bir ekleme ait hız bağlaşım matrisinin elemanlarının aşağıdaki gibi düzenlenmesiyle bulunur. Denklem (1.39)'de verilen birinci eklemin hız bağlaşım matrisin her bir elemanı Denklem (1.41)'te verilen açısal hız matris elemanları ile eşitlenir. Bu eşitlikte,

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_1 & \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 & 0 \\ \dot{\theta}_2 \dot{\theta}_1 & \dot{\theta}_2 \dot{\theta}_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.41)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ c_{21}^1 & c_{22}^1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1^2 & \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 & 0 \\ \dot{\theta}_2 \dot{\theta}_1 & \dot{\theta}_2^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

karşılıklı elemanları çarpılarak yan yana toplanır. Eşitlik sadeleştirildiğinde Coriolis ve merkezkaç kuvvet vektörünün birinci elemanı,

$$\begin{aligned} C(\theta, \dot{\theta})_1 &= 0 \dot{\theta}_1^2 + 0 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + c_{21}^1 \dot{\theta}_2 \dot{\theta}_1 + c_{22}^1 \dot{\theta}_2^2 \\ C(\theta, \dot{\theta})_1 &= (-2m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) - 2m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2)) \dot{\theta}_2 \dot{\theta}_1 + (-m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) - m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2)) \dot{\theta}_2^2 \end{aligned} \quad (1.43)$$

olarak elde edilir. Coriolis ve merkezkaç kuvvet vektörünün ikinci elemanını bulmak için aynı işlemler ikinci eklem hız bağlaşım matrisine uygulanır. Eşitlik sonunda sadeleştirme işlemleri de uygulandığında,

$$\begin{bmatrix} c_{11}^2 & c_{12}^2 & 0 \\ c_{21}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1^2 & \dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 & 0 \\ \dot{\theta}_2\dot{\theta}_1 & \dot{\theta}_2^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

$$\begin{aligned} C(\theta, \dot{\theta})_2 &= c_{11}^2 \dot{\theta}_1^2 + c_{12}^2 \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 + c_{21}^2 \dot{\theta}_2 \dot{\theta}_1 + \cancel{c_{22}^2 \dot{\theta}_2^2} \\ C(\theta, \dot{\theta})_2 &= [m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) + m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2)] \dot{\theta}_1^2 \dots, \\ &+ \left[\frac{1}{2} m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) + \frac{1}{2} m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) \right] \dot{\theta}_1 \dot{\theta}_2 \dots \\ &+ \left[-\frac{1}{2} m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) - \frac{1}{2} m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) \right] \dot{\theta}_2 \dot{\theta}_1 \\ C(\theta, \dot{\theta})_2 &= [m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) + m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2)] \dot{\theta}_1^2 \end{aligned} \quad (1.45)$$

ifadesi elde edilir. Elde edilen birinci eleman ve ikinci eleman yerlerine yazıldığında Coriolis ve merkezkaç vektörü,

$$C(\theta, \dot{\theta}) = \begin{bmatrix} (-2m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) - 2m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2)) \dot{\theta}_2 \dot{\theta}_1 + (-m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) - m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2)) \dot{\theta}_2^2 \\ [m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) + m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2)] \dot{\theta}_1^2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

olarak hesaplanır. Genel tanım olarak 3 eklemli bir robot kolunda yerçekimi vektörü,

$$Y_i(q) = -\sum_{k=1}^3 \sum_{j=1}^n g_k m_j A_{ki}^j(q) \quad (1.47)$$

denkleminin hesaplanması ile bulunur. Bu durumda birinci eklem için yerçekimi vektörü, x eksen yönünde ise X_1 , y eksen yönünde ise Y_1 , z eksen yönünde ise Z_1 deki denklemlerin uygulanmasıyla elde edilir. Birinci eklem için yerçekimi vektörü,

$$X_1 = -g(m_1 A_{11}^1 + m_2 A_{11}^2 + m_3 A_{11}^3) \quad (1.48a)$$

$$Y_1 = -g(m_1 A_{21}^1 + m_2 A_{21}^2 + m_3 A_{21}^3) \quad (1.48b)$$

$$Z_1 = -g(m_1 A_{31}^1 + m_2 A_{31}^2 + m_3 A_{31}^3) \quad (1.48c)$$

İkinci eklem için yerçekimi vektörü,

$$X_2 = -g(m_2 A_{12}^2 + m_3 A_{12}^3) \quad (1.49a)$$

$$Y_2 = -g(m_2 A_{22}^2 + m_3 A_{22}^3) \quad (1.49b)$$

$$Z_2 = -g(m_2 A_{32}^2 + m_3 A_{32}^3) \quad (1.49c)$$

Üçüncü eklem için yerçekimi vektörü,

$$X_3 = -g(m_3 A_{13}^3) \quad (1.50a)$$

$$Y_3 = -g(m_3 A_{23}^3) \quad (1.50b)$$

$$Z_3 = -g(m_3 A_{33}^3) \quad (1.50c)$$

denklemleri ile elde edilir. Kontrol edilecek sistem iki eklemden oluştuğu için $X_3 = 0$, $Y_3 = 0$, $Z_3 = 0$ ve $m_3 = 0$ alınır. Birinci ekleme yerleştirilen koordinat çerçevesinde, y eksenini yerçekimine zıt yönde olduğundan yerçekimi vektörü $[0 \quad -g \quad 0]^T$ şeklinde ifade edilir. Birinci eklem için yerçekimi vektörü bileşeni,

$$Y_1 = -[-g(m_1 A_{21}^1 + m_2 A_{21}^2)] \quad (1.51)$$

$$Y_1 = g(m_1 (l_{1x} \cos \theta_1 - l_{1y} \sin \theta_1) + m_2 (l_1 \cos \theta_1 + l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2)))$$

olarak bulunur. İkinci eklem içinde ilk eksenindeki yerçekimi vektörü alındığından, ikinci ekleme ait yerçekimi vektörü bileşeni,

$$Y_2 = -[-g(m_2 A_{22}^2)] = gm_2 (l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2)) \quad (1.52)$$

olarak bulunur. Robota etkiyen toplam yerçekimi vektörü ise,

$$Y(\theta) = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ Y_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g(m_1(l_{1x} \cos \theta_1 - l_{1y} \sin \theta_1) + m_2(l_1 \cos \theta_1 + l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2))) \\ gm_2(l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2)) \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$Y(\theta) = \begin{bmatrix} g(m_1(l_{1x} \cos \theta_1 - l_{1y} \sin \theta_1) + m_2(l_1 \cos \theta_1 + l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2))) \\ gm_2(l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.53)$$

olarak hesaplanır. İki eklemlili düzlemsel robotun her bir eyleyicisine etki eden tork ifadesi; kütle matrisi, coriolis ve merkezkaç vektörü ile yerçekimi vektörünün toplanması sonucu,

$$\tau = D(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta}) + G(\theta)$$

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{211} + m_1(l_{1x}^2 + l_{1y}^2) + I_{zz1} & D_{212} & 0 \\ D_{221} & D_{222} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} (-2m_2l_1l_{2x} \sin(\theta_2) - 2m_2l_1l_{2y} \cos(\theta_2))\dot{\theta}_2\dot{\theta}_1 + (-m_2l_1l_{2x} \sin(\theta_2) - m_2l_1l_{2y} \cos(\theta_2))\dot{\theta}_2^2 \\ [m_2l_1l_{2y} \cos(\theta_2) + m_2l_1l_{2x} \sin(\theta_2)]\dot{\theta}_1^2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} g(m_1(l_{1x} \cos \theta_1 - l_{1y} \sin \theta_1) + m_2(l_1 \cos \theta_1 + l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2))) \\ gm_2(l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

denklemleri elde edilir. Denklemlerden her bir eklem için tork ifadesi çıkartılırsa,

$$\tau_1 = [m_2l_1^2 + 2m_2l_1l_{2x} \cos(\theta_2) - 2m_2l_1l_{2y} \sin(\theta_2) + m_2l_{2x}^2 + m_2l_{2y}^2 + I_{zz2} + m_1(l_{1x}^2 + l_{1y}^2) + I_{zz1}] \ddot{\theta}_1$$

$$+ [m_2l_1l_{2x} \cos(\theta_2) - m_2l_1l_{2y} \sin(\theta_2) + m_2l_{2x}^2 + m_2l_{2y}^2 + I_{zz2}] \ddot{\theta}_2$$

$$+ (-2m_2l_1l_{2x} \sin(\theta_2) - 2m_2l_1l_{2y} \cos(\theta_2))\dot{\theta}_2\dot{\theta}_1 + (-m_2l_1l_{2x} \sin(\theta_2) - m_2l_1l_{2y} \cos(\theta_2))\dot{\theta}_2^2$$

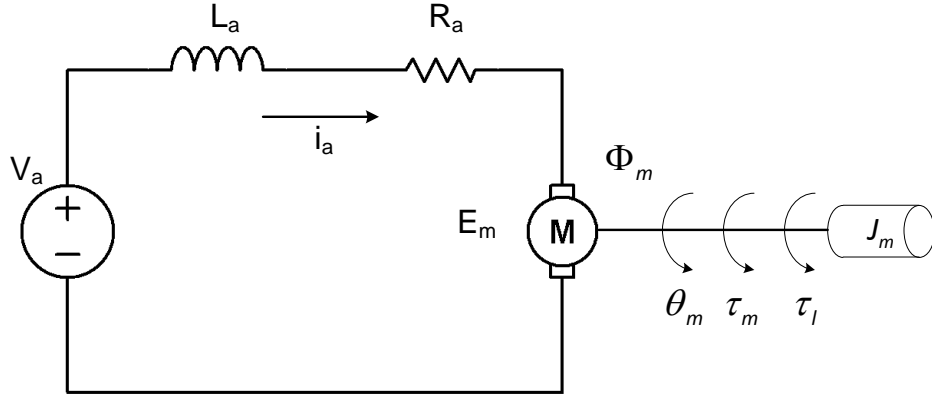
$$+ g(m_1(l_{1x} \cos \theta_1 - l_{1y} \sin \theta_1) + m_2(l_1 \cos \theta_1 + l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2))) \quad (1.55)$$

$$\begin{aligned}
\tau_2 = & \left[m_2 l_1 l_{2x} \cos(\theta_2) - m_2 l_1 l_{2y} \sin(\theta_2) + m_2 l_{2x}^2 + m_2 l_{2y}^2 + I_{zz2} \right] \ddot{\theta}_1 \\
& + \left[m_2 l_{2x}^2 + m_2 l_{2y}^2 + I_{zz2} \right] \ddot{\theta}_2 \\
& + \left[m_2 l_1 l_{2y} \cos(\theta_2) + m_2 l_1 l_{2x} \sin(\theta_2) \right] \dot{\theta}_1^2 \\
& + g m_2 (l_{2x} \cos(\theta_1 + \theta_2) - l_{2y} \sin(\theta_1 + \theta_2))
\end{aligned} \tag{1.56}$$

denklemleri elde edilir.

1.6. DC Motor Dinamik Modeli

Doğru akım (Direct Current – DC) motorlarında endüvi ve uyarma olmak üzere iki farklı sargı vardır. DC motorlar, temel olarak uyarma sargısının yapısına göre, sabit uyarmalı ve değişken uyarmalı olarak iki sınıfta incelenebilir. Sabit uyarmalı motorlarda uyarma sargısındaki manyetik akı “ Φ ” sabit tutulur, endüvi geriliminin “ V_a ” değiştirilmesiyle endüviden akan akım “ i_a ” değişir. Böylece akımla, motorda üretilen moment arasındaki ilişkiden moment kontrol edilir. Şekil 1.15’te DC motorun elektriksel bağlantı modeli görülmektedir [2].



Şekil 1.15. DC motor elektriksel bağlantı modeli

Şekil 1.15’te J_m , “ kg.m^2 ” biriminde rotorun atalet momentini, V_a “Volt - V” biriminde motorun endüvi gerilimini (armatür gerilimi), i_a “Amper - A” biriminde motorun endüvi akımını (armatür akımı), L_a “Henry - H” biriminde motor sargılarının endüktansını, R_a “ohm - Ω ” biriminde motor sargılarının omik direncini, E_m “Volt - V” biriminde motor sargılarındaki ters elektromotor kuvveti, ϕ_m “ Wb/m^2 ” biriminde motor içerisindeki manyetik akıyı, Θ_m radyan biriminde motor milinin açısal olarak konumunu, τ_m “Newtonmetre - Nm” biriminde motorda

üretileen momenti(tork), τ_L ise “Newtonmetre – Nm” biriminde motor milindeki yük momentini temsil etmektedir.

Motorun endüvisine ait elektriksel denklem,

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + E_m = V_a \quad (1.57)$$

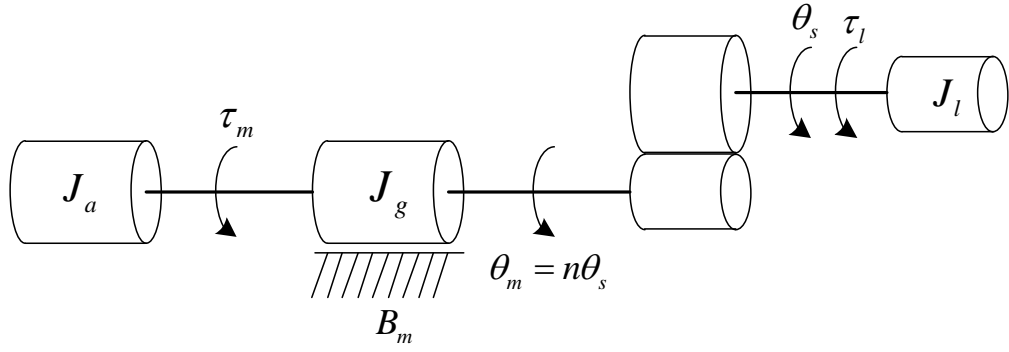
olarak elde edilir. Motor tarafında üretileen ters elektromotor kuvveti, akıyla ve açısal hızla doğru orantılıdır. Kalıcı manyetik motorlarda sabit uyarma kullanıldığından sabit manyetik akı elde edilir. Bu durumda ters elektromotor kuvvet ile açısal hız doğru orantılı olarak değişecektir. Bu iki değişken arasındaki orantıyı veren büyüklüğe ters elektromotor kuvvet sabiti K_b denir. Elektromotor kuvvet,

$$E_m = K_b \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \quad (1.58)$$

olarak hesaplanır. Motorda üretileen moment uyarma sargısındaki akı ve endüvi sargularından akan akım ile doğru orantılıdır. Sabit akı durumunda, aşağıdaki gibi momentle akım arasında da doğru orantı olacaktır. Bu orantıyı sağlayan ise tork sabiti K_t 'dir. Moment sabiti diğer bir deyişle tork sabiti,

$$\tau_m = K_t i_a \quad (1.59)$$

olarak hesaplanır. Motorun elektriksel kısmının modellenmesinden sonra mekanik kısmının modellenmesi de gereklidir. Robot sistemlerinde kullanılan motorlarda istenen özellik yüksek kalkış torku yaratabilmesi ve yük değişimlerinde motorun sabit tork üretebilmesidir. Bu özellik dişli mekanizmalar aracılığıyla elde edilir. Şekil 1.16'da DC motor dişli oranı “1:n” ile gösterilen dişli takımıyla bir yüke bağlanmıştır. Burada dişli oranı n, yük kısmında yüksek tork elde edebilmek için büyük tutulmalıdır. Bu da yük kısmında aynı oranda hızın düşmesine sebep olur. Fakat yükteki büyük değişmelere karşı sabit tork üretimini sağlar.



Şekil 1.16. DC motor dişli kutusu mekanik güç aktarım sistemi

Motorun milindeki mekaniksel hareket denklemi,

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} = \tau_m - \frac{1}{n} \tau_l \quad (1.60)$$

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} = K_m i_a - \frac{1}{n} \tau_l$$

ile ifade edilir. Burada B_m mekanik sistemin sürtünme katsayısı, J_m motorun ve dişli takımının atalet momentleri toplamıdır. Motor gerilimi ile motor mili açısal konumu arasındaki transfer fonksiyonunu elde edebilmek için Denklem (1.57), (1.58) ve (1.59)'ten faydalanılır. Buna göre elektriksel denklemin Laplace dönüşümü,

$$L_a s I_a(s) + R_a I_a(s) = V_a(s) - E_m$$

$$L_a s I_a(s) + R_a I_a(s) = V_a(s) - K_b s \theta_m(s)$$

$$I_a(s) (L_a s + R_a) = V_a(s) - K_b s \theta_m(s) \quad (1.61)$$

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - K_b s \theta_m(s)}{L_a s + R_a}$$

olarak bulunur. Mekanik denklemin Laplace dönüşümü ise,

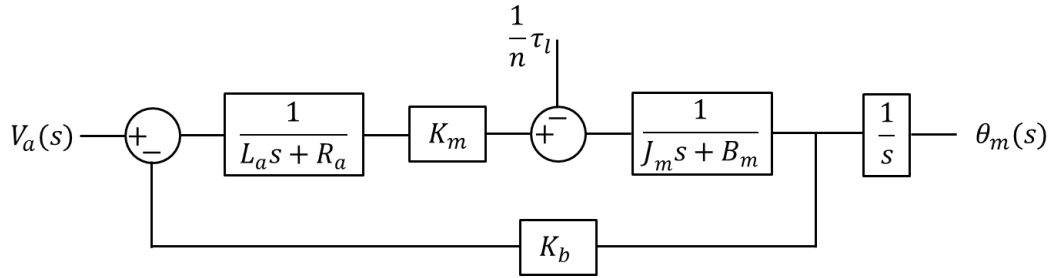
$$J_m s^2 \theta_m(s) + B_m s \theta_m(s) = K_t I_a(s) - \frac{1}{n} \tau_l(s) \quad (1.62)$$

$$s (J_m s + B_m) \theta_m(s) = K_t I_a(s) - \frac{1}{n} \tau_l(s)$$

olarak bulunur. Burada yük momenti $\tau_l = 0$ alınarak $\theta_m(s)$ 'yi çıkış değeri, $V_a(s)$ 'yi giriş değeri olacak biçimde transfer fonksiyonu,

$$\begin{aligned}
s(J_m s + B_m) &= K_m I_a(s) \\
s(J_m s + B_m) &= K_m \frac{V_a(s) - K_b s \theta_m(s)}{L_a s + R_a} \\
s(J_m s + B_m)(L_a s + R_a) &= K_m V_a(s) - K_m K_b s \theta_m(s) \\
s[(J_m s + B_m)(L_a s + R_a) + K_m K_b] \theta_m(s) &= K_m V_a(s) \\
\frac{\theta_m(s)}{V_a(s)} &= \frac{K_m}{s[(J_m s + B_m)(L_a s + R_a) + K_m K_b]} \quad (1.63)
\end{aligned}$$

elde edilir. Elde edilen transfer fonksiyonuna ait blok diyagram Şekil 1.17’de verilmiştir.



Şekil 1.17. DC motor transfer fonksiyonu blok diyagramı

Açısal hız $\Omega_m(s)$ ile endüvi gerilimi $V_a(s)$ arasındaki transfer fonksiyonu ise,

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_m}{(J_m s + B_m)(L_a s + R_a) + K_m K_b} \quad (1.64)$$

olarak elde edilir.

1.7. Ayırık Zamanlı DC Motor Modeli

Bölüm 1.6’de anlatılan kısımlarda DC motor için sürekli zaman modeli oluşturuldu. Bu model MATLAB benzeri yazılımlar ile benzetim çalışmaları yaparken kullanılabilir. Fakat uygulamada sistem, bir işlemci tarafından yönetiliyorsa sürekli zaman denklemleri geçersiz kalacaktır. Bu durumda mikroişlemci belirli zaman aralıklarında örnekleme yaparak çalışacaktır. Diğer bir ifade ile sistem birbirinden ayırık zaman dilimlerinde çalışacaktır. Bu sebeple ayırık zamanlı motor modeline ihtiyaç duyulacaktır.

Şekil 1.17’de verilen sürekli zaman motor modelinde,

$$G_1(s) = \frac{1}{L_a s + R_a} \quad (1.65)$$

$$G_2(s) = \frac{1}{J_m s + B_m} \quad (1.66)$$

transfer fonksiyonları ele alınsın. Ayrık zamanlı motor modelini elde etmek için bu fonksiyonlara,

$$G_i(z) = (1 - z^{-1}) Z \left(\frac{G_i(s)}{s} \right) \quad (1.67)$$

Z dönüşüm kuralı uygulanması gerekmektedir. Burada “i” transfer fonksiyonu numaralarını gösterir. $G_i(s)$ olarak isimlendirilen fonksiyonlar,

$$G_i(s) = \beta_i \frac{1}{s + a_i} \quad (1.68)$$

formatında yazılabilir. Bu durumda sırasıyla $\beta_1 = \frac{1}{L_a}$, $\beta_2 = \frac{1}{J_m}$, $a_1 = \frac{R_a}{L_a}$ ve $a_2 = \frac{B_m}{J_m}$

ifadeleri elde edilir. Z-dönüşüm genel formu düzenlenirse,

$$G_i(z) = \beta_i (1 - z^{-1}) Z \left(\frac{1}{s(s + a_i)} \right) \quad (1.69)$$

$$G_i(z) = \beta_i (1 - z^{-1}) Z \left(\frac{A_i}{s} + \frac{B_i}{(s + a_i)} \right)$$

olarak yazılabilir. Genel form üzerinde $A_i = -B_i = \frac{1}{a_i}$ olarak elde edilir. Belirlenen

ifadeler yerlerine yazıldığında,

$$G_i(z) = \beta_i (1 - z^{-1}) Z \frac{1}{a_i} \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{(s + a_i)} \right) \quad (1.70)$$

denklemleri elde edilir. Bu denklemlerde $\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{(s + a_i)} \right)$ ifadesine Z-dönüşüm uygulanırsa,

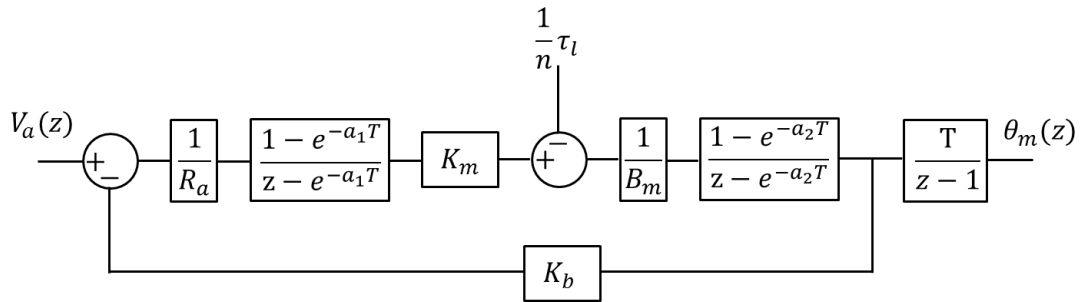
$$G_i(z) = \frac{\beta_i}{a_i} (1 - z^{-1}) \left(\frac{z}{z-1} - \frac{z}{z - e^{-a_i T}} \right) \quad (1.71)$$

ifadesi elde edilir. Bu denklemlerde $\frac{\beta_1}{a_1} = \frac{1}{L_a}$, $\frac{\beta_2}{a_2} = \frac{1}{B_m}$ ve T örnekleme zamanını temsil eder. Gerekli sadeleştirmeler yapıldığında transfer fonksiyonları için,

$$G_1(z) = \frac{1}{R_a} \frac{1 - e^{-a_1 T}}{z - e^{-a_1 T}} \quad (1.72)$$

$$G_2(z) = \frac{1}{B_m} \frac{1 - e^{-a_2 T}}{z - e^{-a_2 T}} \quad (1.73)$$

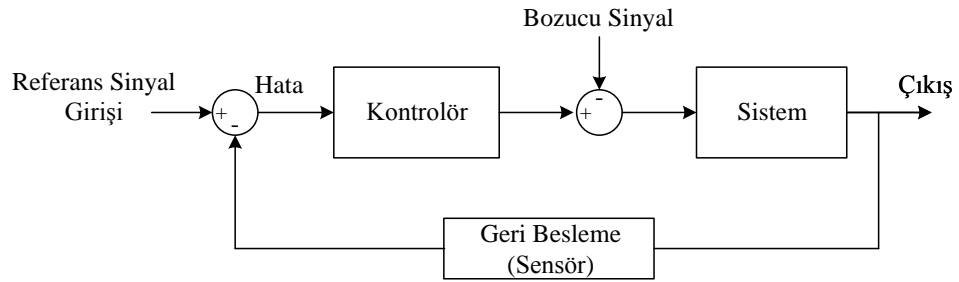
denklemleri elde edilir. Bulunan ifadeler ile Şekil 1.17'de verilen sürekli zaman DC motor modeli, Şekil 1.18'deki ayrık zaman DC motor modeline dönüşür.



Şekil 1.18. Ayrık zamanlı DC motor modeli

2. ROBOT KONTROLU

Robot kontrolünün amacı uç işlevcisinin referans yörünge hareketini takip etmesini sağlamaktır. Robotlarda iyi bir kontrolör gerçekleştirebilmek için robota ait dinamik modelin çok iyi oluşturulması gerekir. Uç işlevciye bağlanan yük değeri veya yükteki ani değişimler, bağlantı elemanlarındaki sürtünme, boşluklar ve esnek bağlar dinamik modelde belirsizliklere neden olurlar [2]. Bu belirsizlikler robotun yörüngeyi hatalı takip etmesine neden olabilir. İyi bir kontrolör, modelleme hataları ve belirsizliklerden kaynaklanan problemleri gidererek robotun hareketini doğru bir şekilde gerçekleştirmesini sağlayacaktır. Dinamik modeldeki belirsizlikler yok edildikçe kontrolörün etkinliği de o derece arttırılabilir.



Şekil 2.1. Temel geri beslemeli kontrol sistemi blok diyagramı

Şekil 2.1’de bir temel geri beslemeli kontrol sisteminin blok diyagramı görülmektedir. Bu kontrol sisteminde, sistem çıkışının giriş referans sinyalini hatasız takip etmesi istenir. Sisteme giren iki sinyalden referans yörünge sinyali kontrol edilebilirken bozucu sinyal kontrol edilemez. Fakat bozucu sinyal sistem çıkışı üzerinde önemli bir etkiler yaratabilir. Kontrolör sistem üzerindeki bozucu sinyal etkisini de yok edecek şekilde tasarlanmalıdır. Dış etkilerden gelen bozucu sinyalin yok edilmesi ve referans sinyalin hatasız takip edilmesi bir kontrol sisteminin asıl amacıdır.

Robotlara uygulanabilecek kontrol metotları, lineer ve nonlineer olmak üzere iki kısımda incelenebilir. Genel olarak, eğer sistemin matematiksel modeli lineer diferansiyel denklemlerle ifade edilebiliyorsa lineer kontrol kullanılabilir. Ancak

robot dinamiğinin nonlinear diferansiyel denklemlerle ifade edilmesi daha doğrudur. Buna rağmen bazı yaklaşımlarla robot modeli, lineer diferansiyel denklemlerle oluşturulmakta ve önemli sonuçlar alınabilmektedir. Bu yüzden lineer kontrol metotları hala endüstride sıkça uygulanmaktadır. Ayrıca lineer kontrol, nonlinear kontrolün de temelini oluşturmaktadır

Robotlar kontrolü çalışmalarında, robota hareketi sağlayan motorlar üzerinde temel olarak üç kontrol sistemi önerilir. Bunlar konum kontrolü, hız kontrolü ve tork kontrolüdür. Konum ve hız kontrolünde giriş değişkeni olarak gerilim kullanılırken, tork kontrolünde giriş değişkeni akımdır [29]. Tasarımı planlanan iki serbestlik dereceli robot üzerinde yörünge takip çalışması yapılırken konum kontrolü istenir. Bu durumda robotun kontrolü için tasarlanacak kontrolör motorlar için uygun gerilimi üreten birim olacaktır. Bir anlamda kontrol sisteminin girişinde eklem konum hatası olurken çıkışında motor gerilimi elde edilecektir.

Robot kontrolünde çok çeşitli kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Kullanılan bu kontrol yöntemleri şu şekilde sınıflandırılabilir [30]:

A. Model tabanlı kontrol yöntemleri

1. Klasik kontrol yöntemleri(PID kontrol yöntemi)
2. Modern kontrol yöntemleri
3. Gürbüz(Robust) kontrol yöntemleri
 - a. Lyapunov esaslı kontrol yöntemleri
 - Adım geribeslemeli kontrol
 - Kayma kipli kontrol
 - b. H_2 ve H_∞ esaslı kontrol yöntemleri

B. Model tabanlı olmayan kontrol yöntemleri

1. Yapay sinir ağları esaslı kontrol yöntemleri
2. Bulanık mantık esaslı kontrol yöntemleri

2.1. Klasik Kontrol Yöntemleri

Kontrol yöntemleri içerisinde en köklü olan ve en yaygın kullanım alanına sahip olan PID kontrol yöntemidir. Yaygın olmasına rağmen tasarım değişkenlerini (parametreleri) belirleyen standart bir tanımlama yoktur.

Kontrol edilecek sistemin (plantın) tek giriş ve tek çıkışlı olması durumunda en fazla tercih edilen yöntemdir. Klasik olarak da adlandırılan bu kontrol yöntemlerinde, kontrol sisteminin referans girişi ve ölçülen sistem çıkışı arasındaki işletim hatası esas alınır. Kontrol sisteminin çıkışı, hata, hata integrali ve hata türevi büyüklüklerinden uygun şekilde seçilenlerin, sistem dinamiği ve başarımları kriterleri doğrultusunda belirlenen kazanç katsayılarıyla çarpılması sonucu elde edilir. Bu yaklaşımda, benzetim ortamında modeli hazırlanan dinamik eşitlikler üzerine işlemlerin kolaylıkla yapılabilmesi için Laplace dönüşümü alınır. Bu dönüşüm ayrıca sistemin frekans cevabını belirlemede kullanılır [30].

Klasik kontrol yönteminde elde edilen kontrol kuralı şu şekillerde olabilir:

- Oransal Kontrol (Proportional Control – P Control): Yalnızca hatanın bir kazançla çarpılması sonucu elde edilir. Diğer bir deyişle hata ile doğrusal orantıda çıkış elde etmektir.
- Oransal ve İntegral Kontrol (Proportional and Integral Control - PI Control): Hata ve hatanın integrali göz önüne alınarak elde edilir.
- Oransal ve Türevsel Kontrol (Proportional and Derivative Control - PD Control): Hata ve hatanın türevi göz önüne alınarak elde edilir.
- Oransal, İntegral ve Türevsel Kontrol (Proportional, Integral and Derivative Control - PID Control): Hata, hatanın integrali ve hatanın türevi göz önüne alınarak elde edilir.

PID kontrol sistemi Oransal, İntegral ve Türevsel (Proportional-Integral-Derivative) kazançların toplam etkisiyle oluşturulan bir kontrol sistemidir. PID Kontrolör,

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.1)$$

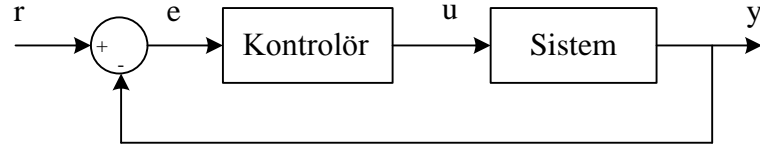
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.2)$$

matematiksel ifadelerinden oluşmaktadır. Burada $r(t)$ referans sinyali, $y(t)$ çıkış sinyali, $e(t)$ üretilen hata sinyali, $u(t)$ kontrol sinyali, K_p oransal kazancı, K_i integral

kazancı, K_d türev kazancı olarak bilinmektedir. K_p , K_i , K_d kazanç katsayıları PID kontrol yönteminin parametreleridir. Denklem (2.2) sade biçimde yazılırsa,

$$u(t) = P(t) + I(t) + D(t) \quad (2.3)$$

eşitliği elde edilir. Kontrol sinyalinin oransal etkisi $P(t)$, integral etkisi $I(t)$, türevsel etkisi ise $D(t)$ olacaktır.



Şekil 2.2. Birim geri beslemeli kapalı çevrim kontrol sistemi

Kontrol sinyalinin Laplace dönüşümü ile transfer fonksiyonunu alındığında,

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (2.4)$$

eşitliği elde edilir. Şekil 2.2’de kapalı döngülü sistemde kontrolör olarak PID kontrolörün kullanılması durumunda sistemin çalışması şu şekilde gerçekleşir: Değişken izleme hatası (e), istenilen giriş değeri (r) ile gerçek çıkış değeri (y) arasındaki farkı gösterir. Bu hata sinyali PID kontrolöre gönderir ve kontrolör bu hata sinyalinin hem türevini hem de integralini hesaplar. Kontrolör çıkışı (u) sinyali, oransal kazanç (K_p) ile hata değeri, integral kazancı (K_i) ile hatanın integrali, türevsel kazanç (K_d) ile hatanın türevi çarpımlarının toplamına eşittir. PID esaslı kontrolörlerin en çok tercih edilen yapılar olmasının bir sebebi de basit tasarımlarla sahip olup sistem için yeterli düzeyde gürbüzlük elde edilmesidir.

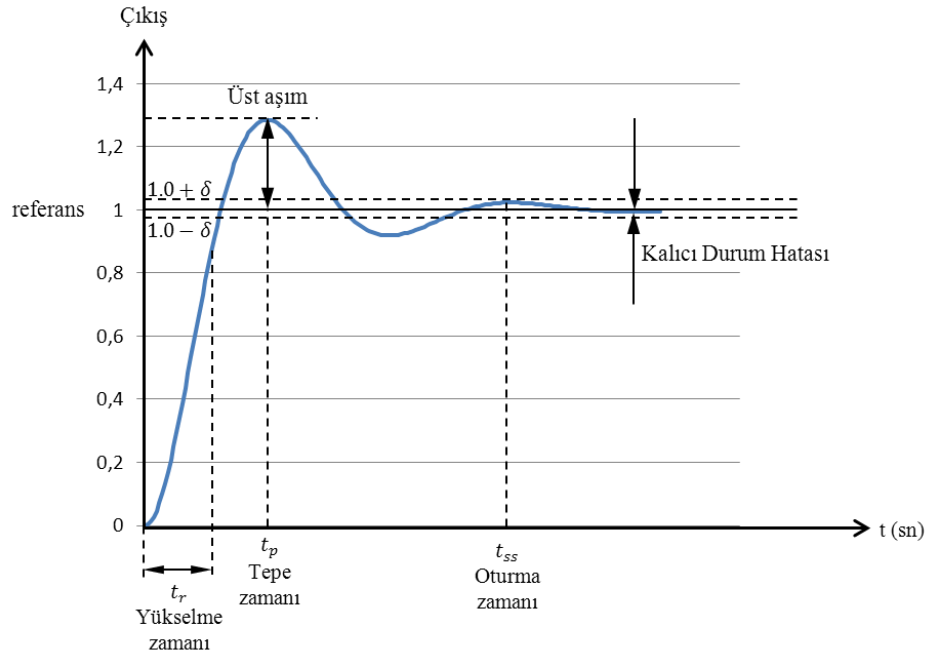
Mevcut sistem üzerinde PID kontrol yöntemi uygulandığında temelde sistemin iki farklı cevabı olabilir. Ya sistem kararlı bir hale geçecek, ya da kararsızlık oluşacak ve sistem hiçbir zaman referans değerine oturmayacaktır. Bunu belirleyen PID kontrol yöntemi parametreleridir.

2.1.1. Tasarım kriterleri

Tasarım kriterleri genellikle sistemin ne yapması gerektiğini belirlemek ve nasıl yaptığını değerlendirmek için kullanılır. Bu kriterler her bir uygulamaya özgü farklıdır. Göreli kararlılık, kararlı hal doğruluğu(hata), geçici yanıt ve frekans yanıt özellikleri gibi kısımlardan oluşur. Bazı uygulamalarda parametre değişimlerine karşı duyarlılık (dayanıklılık veya bozucuları etkisiz kılma) gibi ek kriterler de kullanılır [31].

PID kontrolörden alınan kontrol sinyaline sistemin verdiği etkiler zaman tanım bölgesinde şu durumlar ile değerlendirilir:

- Yükselme zaman (Rise time - t_r)
- Üst aşım miktarı (Overshoot)
- Oturma zamanı (Settling time - t_{ss})
- Kalıcı durum hatası (Steady-State Error)



Şekil 2.3. Tasarım kriterlerinin grafiksel karşılıkları

Oransal denetleyicilerin(kontrolör) (K_p), yükselme zamanını azaltmada etkisi vardır ve azaltır, ama asla tamamen yok etmez (kararlı hâl hatası). İntegral denetleyicinin (K_i) kararlı hal hatasının çıkarılmasında etkisi vardır ancak bu geçici tepkinin daha

kötü olmasına sebep olabilir. Türevsel denetleyicinin (K_d) sistemin kararlılığının artmasında etkisi vardır, aşmayı azaltır ve geçici tepkiyi düzeltir. Kapalı döngülü bir sistemde, her bir denetleyicinin etkisi K_p , K_d ve K_i aşağıdaki tabloda özet olarak gösterilmiştir.

Tablo 2.1. PID parametrelerinin sistemin kapalı çevrim cevabına etkileri

Kapalı Çevrim Cevabı	Yükselme Zamanı (Rise Time)	Üst Aşım Miktarı (Overshoot)	Oturma Zamanı (Settling Time)	Kalıcı Durum Hatası (SS-Error)
K_p	Azalır	Artar	Az değişir	Azalır
K_i	Azalır	Artar	Artar	Yok olur
K_d	Az değişir	Azalır	Azalır	Az değişir

Tablo 2.1’de verilen bu düzeltmeler tek başına tam olarak geçerli değildir. Çünkü K_p , K_i ve K_d birbirlerine bağımlıdır. Yani değişkenlerden birinin değişimi diğer ikisinin etkisini değiştirebilir. Bu yüzden tablo K_i , K_p ve K_d değerlerinin belirlenmesinde sadece bir referanstır.

Ayrıca pratik kontrol uygulamalarında Denklem (2.2) ile verilen standart PID kontrol eşitliği yerine,

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (2.5)$$

$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad (2.6a)$$

$$K_d = K_p T_d \quad (2.6b)$$

eşitliklerinin de kullanımı görülebilir. Denklemlerde T_i integral zamanı, T_d ise türev zamanı olarak isimlendirilirler [32].

2.1.2. Parametrelerinin ayarlanması

Sistemin istenilen referans yörünge sinyalini takip edebilmesi için kontrol parametrelerinin ayarlanması önem arz etmektedir. Kontrol parametrelerinin ayarlanmasında çok çeşitli yöntemler bulunmakla birlikte temelde kullanılan 4 farklı yaklaşım vardır. Bu yaklaşımlar, el becerisi ve insani duylara bağlı olarak ayarlama, Ziegler-Nichols yöntemi, bilgisayar programları vasıtasıyla ayarlama ve Cohen-Coon metodudur. Bu yöntemlerin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları vardır. Bu avantaj ve dezavantajlar Tablo 2.2' de verilmiştir.

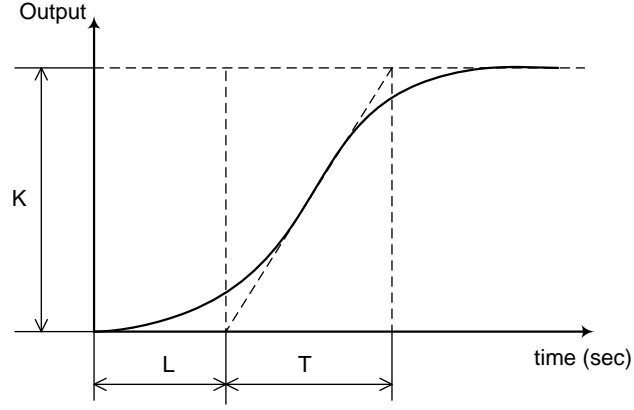
Tablo 2.2. PID parametrelerini ayarlama yöntemlerinin avantaj ve dezavantajları

Parametre Belirleme Yaklaşımı	Avantajları	Dezavantajları
El ile yapılan Ayarlama	<ul style="list-style-type: none">- Matematiksel hesaplama gerektirmez.- İşlem esnasında yapılabilir.	<ul style="list-style-type: none">- Deneyimli personel ihtiyacı gerektirir.
Ziegler- Nichols Yöntemi	<ul style="list-style-type: none">- İspatlanmış bir yöntemdir.- İşlem esnasında yapılabilir.	<ul style="list-style-type: none">- İşlem problemlerine neden olabilir.- Bazen deneme yanılma gerektirebilir.- Çok hızlı ayarlama gerçekleşir.
Cohen-Coon Yöntemi	<ul style="list-style-type: none">- İyi bir işlem modelidir.	<ul style="list-style-type: none">- İşlem esnasında ayarlama yapılmaz.- Sadece birinci dereceden sistemler için iyi sonuçlar üretir.
Yazılım Yöntemleri	<ul style="list-style-type: none">- Tutarlı ayarlama.- İşlem esnasında veya işlem dışı iken ayarlama yapılabilir.- Valf ve sensör analizleri içerebilir.- Simülasyona izin verir. Kararlı durum oluşmadan ayarlama yapılabilir.	<ul style="list-style-type: none">- Maliyeti çok fazladır.- Yazılım konusunda uzman personele ve devamlı çalışmaya ihtiyaç duyar.

Yine bu yaklaşımlardan en çok bilinen metot Ziegler-Nichols tarafından geliştirildi. Ziegler-Nichols, yarım yüzyıldan fazla PID kontrol üzerine yaptığı çalışmalarla önemli bir etki yaratmıştır. Yöntemleri, kontrol parametrelerini, birkaç parametre ve basit denklemler kullanarak sistem dinamiğini tanımlama üzerine dayanır. Ziegler-Nichols'un bu çalışmaları kısmen daha iyi sonuçlar verdiği için oldukça fazla ilgi gördü.

Ziegler-Nichols tarafından sunulan yöntemlerin ilki birim basamak fonksiyonu cevabına dayalı yöntemdir. Bu yöntem basit sistemlerin kontrolü ve modellenmesinde

geleneksel bir yaklaşım olarak görülür. Sistemin birim basamak cevabı yalnızca iki parametre ile tanımlanır [34,35].



Şekil 2.4. Ziegler-Nichols için birim basamak cevabı eğrisi

Grafik üzerinde öncelikle eğimin en büyük olduğu nokta işaretlenerek bir tanjant çizgisi çizilir. Tanjantın zaman eksenini kestiği nokta L sürecinin bitiş noktasıdır [33]. Kapalı çevrim sistemin tahmini periyodu olan T_p yine Tablo 2.3'te verilmiştir.

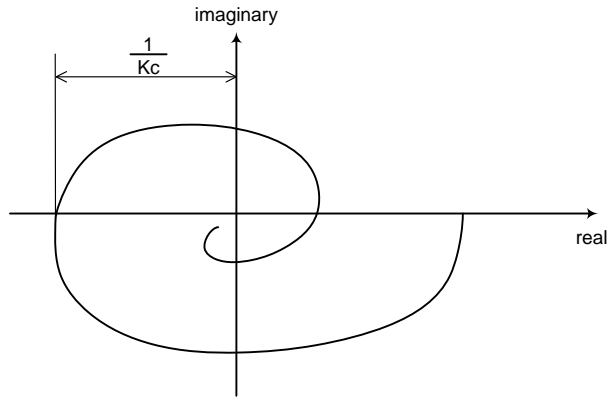
$$m = \frac{K}{T} \quad a = mL \quad (2.7)$$

Tablo 2.3. Ziegler-Nichols birim basamak cevabı yöntemi parametrelerin elde edilmesi

Kontrolör	K_p	$T_i = K_p / K_i$	$T_d = K_p K_d$	T_p
P	$1/a$	∞	0	$4L$
PI	$0,9/a$	$3L$	0	$5,7L$
PID	$1,2/a$	$2L$	$L/2$	$3,4L$

Ziegler-Nichols tarafından geliştirilen ikinci yöntem, sistem dinamiklerinin frekans cevabını basit ifadelerle tanımlanması üzerine dayanır. Bu tasarımda sistemin transfer fonksiyonunun frekans cevabı eğrisi üzerinde negatif reel eksenini kestiği noktanın bilgisi referans alınır. Bu nokta ω_{180} frekansı ve bu frekanstaki $k_{180} = |P(i\omega_{180})|$ kazancı olmak üzere iki parametre tarafından tanımlanır. Aynı

zamanda ulaşılabilecek nihai nokta (The ultimate point) olarak da adlandırılan bu nokta, nihai kazanç ve nihai periyot olarak da adlandırılan $K_{Pu} = 1/K_{180}$ ve $T_u = 2\pi/\omega_{180}$ parametreleri tarafından tanımlanır(Şekil 2.5). Bu parametreler şu şekilde belirlenir: $T_i = \infty$ ve $T_d = 0$ yapılarak sisteme oransal kontrol uygulanır. Sistem cevabı sürekli incelenerek yavaş yavaş K_p katsayısı yükseltilir ve sistemin osilasyon yaptığı nokta belirlenir. Bu noktadaki K_p değerine K_{Pu} denir. Bu noktadaki salınımın periyodu ise T_{Pu} olarak belirlenir [33]. Daha sonra kullanılacak kontrolöre göre integral ve türev kazanç değerleri Tablo 2.4'teki katsayılar kullanılarak belirlenir.



Şekil 2.5. Ziegler-Nichols için frekans cevabı grafiği

Tablo 2.4. Ziegler-Nichols frekans cevabı yöntemi parametrelerin elde edilmesi

Kontrolör	K_p	$T_i = K_p / K_i$	$T_d = K_p K_d$	T_p
P	$0,50K_c$	∞	0	T_c
PI	$0,45K_c$	$0,833T_c$	0	$1,4T_c$
PID	$0,60K_c$	$0,5T_c$	$0,125T_c$	$0,85T_c$

Özetle, Frekans cevabı yöntemi basit kurallarla birlikte sistem dinamikleri üzerinde doğrudan testler içeren deneysel parametre ayarlanması olarak değerlendirilebilir [34,35].

2.2. Bulanık Mantık Kontrol Yöntemi

Bulanık mantık (Fuzzy Logic) kavramı ilk olarak 1965'te Kaliforniya Berkeley Üniversitesinde Prof.Dr.L.Zadeh tarafından yayımlanan bir çalışma ile duyulmuştur [36]. Bulanıklık, klasik mantığın yeterli olmadığı belirsizlikleri tanımlama, anlamlandırma sorunu olarak çıkmıştır. Bulanık mantık çok değerli (multivalued) mantık, olasılık kuramı, yapay zeka (artificial intelligence) ve yapay sinir ağları (neural networks) alanları ile ilişkilidir. Matematikte istatistik ve olasılık kuramı kesin değerlerle ilgilenir. Fakat insanoğlunun yapısı ve doğa kesin sınırlarla çizili değildir. Bulanık mantık yaklaşıklık ve kesin olmama temelleri üzerine kuruludur.

Bulanık Mantık, bir kişinin diğeri ile konuşması veya diğeri açıklama yapmasına benzer olarak "soğuk", "sıcak", "az", "çok" gibi dilsel değişkenleri kullanır. İkili (geleneksel) mantıktan (sıcak-soğuk) farklı olarak bulanık mantık, değişiklikleri için ara durumları (az sıcak - az soğuk gibi) kullanır [37]. Günlük olarak da sıklıkla kullanılan bu ara durumlar belirsiz ifadelerin tanımlanmasında kullanılmaktadır. Bu sayede bulanık mantık kavramı, kontrol sistemlerine insan gibi düşünme ve karar verme yeteneği kazandıracaktır.

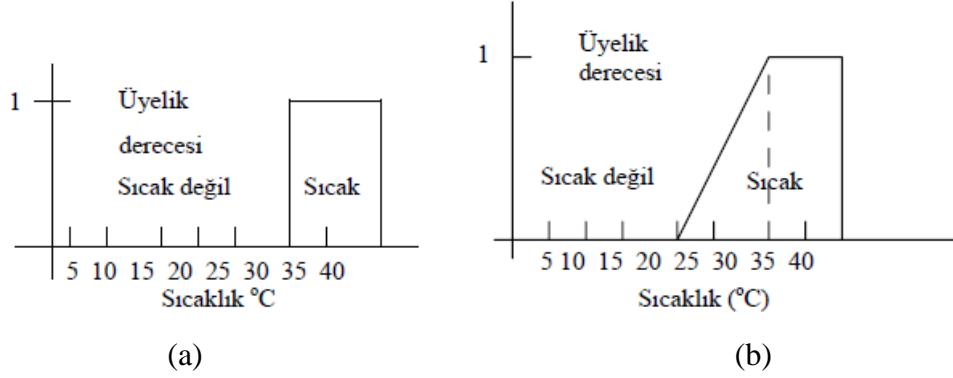
2.2.1. Bulanık mantıkla, klasik mantığın karşılaştırılması

Klasik mantıkta, önermeler ya tamamen doğrudur ya da tamamen yanlıştır. Bu 0 ya da 1 değerinde oluşan ikili mantıktır. Bir önerme ya "1" kümesindedir ya da "0" kümesindedir. Bunun ortası veya hiç birinde olmama durumu yoktur. Bulanık mantıkta ise elemanlar bulanık kümeye kısmen aittir. Ayrıca aynı anda birden çok bulanık kümeye ait olabilirler.

Şekil 2.6a incelendiğinde havanın sıcak olma durumu klasik küme anlayışını göre ifade edilmiştir. Burada 35°C' de hava sıcak şeklinde ifade edilirken 34,5°C' de ise hava sıcak değil olarak ifade edilir.

Görüldüğü üzere klasik mantık doğa ile çelişir. Havanın sıcaklığı için üçüncü bir ihtimal dahi yoktur. Bulanık mantık hava içi sıcak, sıcak değil gibi kesin ifadeleri az, çok ve biraz gibi terimlerle yumuşatarak gerçek dünyaya benzetir. Şekil 2.6b' de

görüldüğü gibi sıcaklık 35°C'de maksimum üyelik derecesine, 25°C'de ise minimum üyelik derecesine sahiptir.



Şekil 2.6. Küme oluşumları a)Klasik küme anlayışı, b) Bulanık küme anlayışı [37]

2.2.2. Bulanık mantığın olumlu ve olumsuz yönleri

Bulanık mantığın olumlu yönleri:

1. Bulanık mantık insan düşünüş tarzına yakındır.
2. Bir uygulama yapmak istediğimizde matematiksel modele ihtiyaç duymaz.
3. Diğer sistemlere göre yazılımları basit olduğundan, uygulamalar ucuza mal olmakta ve yapılan işler basitleşmektedir.

Bulanık mantığın olumsuz yönleri:

1. Bulanık mantık uygulamalarında kullanılan kurallar mutlaka uzman deneyimlerine ve bilgilerine bağlı olarak oluşturulmalıdır.
2. Üyelik fonksiyonları deneme-yanılma yoluyla bulunduğu için çok zaman alabilir.
3. Bulanık mantıkla oluşturulan bir sistemin kararlık analizi yapılmaz. Sadece benzetim yapılabilir [37].

2.2.3. Bulanık mantığın uygulama alanları

Bulanık mantığın uygulama alanları endüstriyel kontrol sistemlerinin de ötesine uzanmaktadır. İster mühendislik, ister fizik, isterse biyoloji ya da ekonomi olsun, her türlü konuda sürekli sistemleri modellemek üzere bulanık mantık kullanılabilir. Çoğu alanda, bulanık mantık modellerinin standart matematik modellerinden daha olumlu sonuçlar verdiği görülmektedir.

Bulanık mantığın ilk uygulama alanları çimento sanayi ve su arıtma sistemleri olmuştur. Daha sonra buhar türbini, nükleer reaktör asansör ve vinç denetimi alanlarında kullanılmıştır. Yine günümüzde metro sistemler, fotoğraf makineleri, ev aletleri(çamaşır makinesi vb.) ve borsa gibi çok değişik alanlarda kullanılmaktadır.

Klasik kontrol denklemleri ile tamamen veya yeterli derecede tanımlı sistemlerde bulanık bir yaklaşım kullanmak pek tavsiye edilmez. Fakat istenirse karşılaştırma yapmak için kullanılabilir.

- Geleneksel yöntemlerle yeterli doğrulukta modellenmeyen çok karmaşık sistemlerde,
- Önemli olmayan lineer sistemlerde,
- Başlangıç koşullarında, girişlerinde veya tanımlarında belirsizlikler olan sistemlerde,

bulanık mantığın kullanılması en iyi çözümü verir[37]. Bu nitelikleri taşıyan uygulamalar için gerekli yöntemleri içerecek şekilde bulanık kontrol geliştirildi. Bu uygulamalar modelleme, değerlendirme, optimizasyon, karar verme, denetim, teşhis ve bilgi amaçlı olabilir. Bulanık kontrol, yapay zeka ve yönetim gibi çok çeşitli alanlarda denenmiştir. Bulanık mantık teori fikrini geniş alanlara yaymak için projeler vardır.

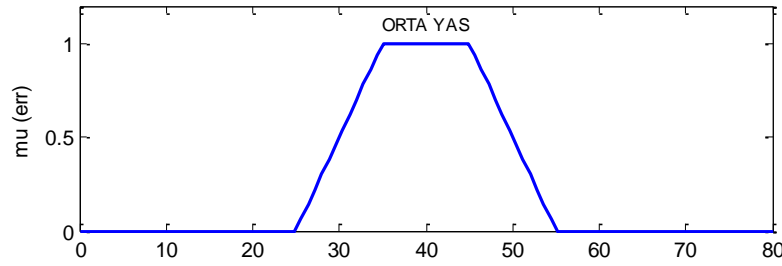
Bulanık sistem teorisini belirsiz düşünce karar süreçlerinin gelişen modellerine ait başlama noktası kabul edildiği için aşağıdaki uygulama alanları geliştirilebilir.

- Yönetim ve sosyal problemler için kullanılabilen insan modellerinin yapılması
- Otomasyon ve bilgi sistemlerinde kullanım için yüksek derecede insan yeteneklerinin taklidi
- İnsan ve makine arasındaki insan orijinli arabirimlerin oluşumu
- Diğer sosyal ve yapay zeka uygulamaları (risk analizi ve tahmin, fonksiyonel aygıtların gelişimi)[37].

2.2.4. Bulanık mantık kontrol elemanları

2.2.4.1. Bulanık kümeler

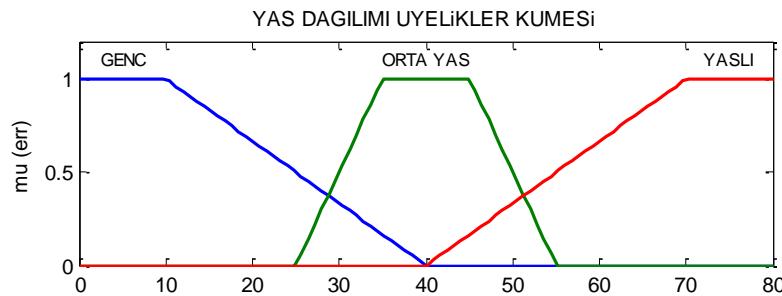
Bulanık teorinin merkezinde bulanık küme kavramı vardır. Küme kavramı matematikteki klasik küme anlayışından gelmektedir. Bulanık küme anlayışı için “orta yaş” kavramı düşünüldüğünde akıllara mutlaka belirli yaş değerleri gelecektir. Fakat değerlerin kesin sınırları yoktur. Bir kişi için 40 yaş, bu gruba girerken, başka bir kişi için 40 yaş bu grubun üstünde olarak tanımlanabilir. Kesin sınırlar söz konusu olmadığı için “orta yaş” kavramı matematiksel olarak da kolayca formüleleştirilemez. Fakat genel olarak 25-55 yaşları orta yaşlılık kavramının sınırları kabul edilir. Bu yapı Şekil 2.7’de bir eğri olarak gözlenmektedir. Bu eğriye “aitlik eğrisi” adı verilir ve kavram içinde hangi değer hangi ağırlıkta olduğunu gösterir.



Şekil 2.7. Orta yaş kavramı için üyelik eğrisi

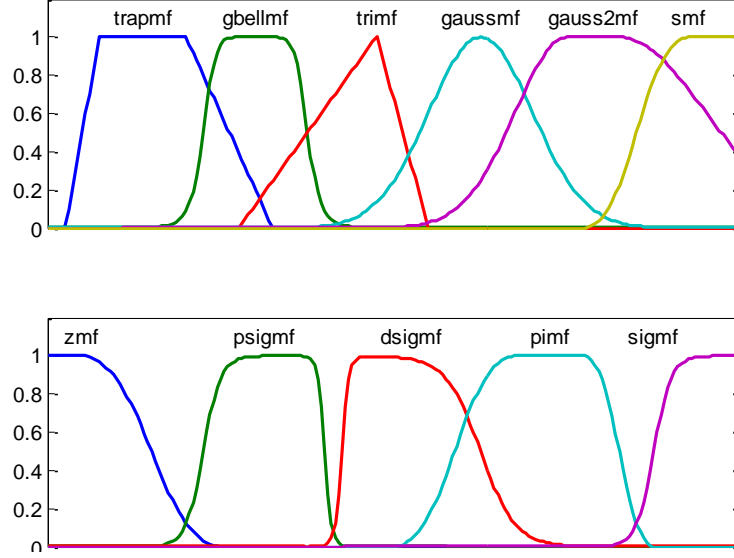
2.2.4.2. Bulanık üyelik fonksiyonları

Bir önceki bölümde verilen orta yaş kavramının yanına genç ve yaşlı kavramları da eklensin. Şekil 2.8’da kullanılan eğriler üyelik fonksiyonu olarak bilinir ve bu fonksiyonların değer kümesi olan μ fonksiyonu $[0,1]$ kapalı aralığındadır.



Şekil 2.8. Bulanık kümeler (Üyelik fonksiyonları)

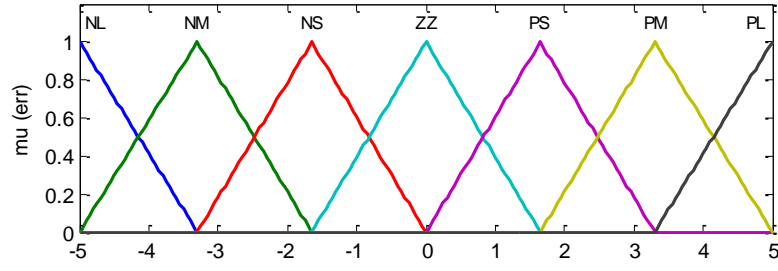
Üyelik ağırlıkları, belirli bir değerin bir bulanık küme içerisinde yer almasının güvenilirliğini gösteren işarettir. Üyelik fonksiyonları (Membership functions) Şekil 2.9'da verildiği üzere değişik formlarda olabilir.



- *trapmf* - Yamuk (trapezoidal) üyelik
- *gbellmf* - Çan eğrisi üyelik
- *trimf* - Üçgensel üyelik formu
- *gaussmf* - Gauss üyelik formu
- *gauss2mf* - Gauss-2 üyelik formu
- *smf* - S üyelik formu
- *zmf* - Z üyelik formu
- *psigmf* - İki sigmoidal çarpım üyeliği
- *dsigmf* - İki sigmoidal farkı üyeliği
- *pimf* - π (Pi) üyelik formu
- *sigmf* - Sigmoidal üyelik formu

Şekil 2.9. Üyelik fonksiyon tipleri [38]

Bulanık mantık kontrolör giriş ve çıkış bilgileri, üyelik fonksiyonları ile ifade edilir. Her bir giriş veya çıkış için kaç tane üyelik fonksiyonu kullanılacağı tasarımcıya bağlıdır. Fazla üyelik fonksiyonu kullanımı daha hassas bir çalışma sağlamakla beraber kural tabanının çok fazla büyümesine ve yüksek çevrim sürelerine sebep olacaktır. Ayrıca bulanık mantık kontrolörü işleten, DSP, MCU gibi sistemlerin kod hafızaları üzerinde daha fazla bellek kullanımını gerektirir. Kullanılacak üyelik fonksiyonları genellikle, Şekil 2.10'da verildiği gibi üyelik fonksiyonu (bulanık küme) etiketleri ile isimlendirilir.



- NL: Negatif yüksek üyelik
- NM: Negatif orta üyelik
- NS: Negatif küçük üyelik
- ZZ: Sıfır üyelik
- PL: Pozitif yüksek üyelik
- PM: Pozitif orta üyelik
- PS: Pozitif küçük üyelik

Şekil 2.10. Üyelik fonksiyon etiketleri

2.2.4.3. Bulanık küme işlemleri

A ve B, X çalışma evrenli iki bulanık küme olsun ve $\mu_A(x)$ ve $\mu_B(x)$ üyelik fonksiyonlarıyla gösterilsin. Burada $x \in X$ 'dir. Bulanık kümelerde tanımlanan temel işlemler şunlardır.

- Birleşim özelliği, her $x \in X$ için $A \cup B$ birleşimi $\mu_{A \cup B}(x)$,
- Kesişim özelliği her $x \in X$ için $A \cap B$ kesişimi $\mu_{A \cap B}(x)$,
- Tamlayan özelliği her $x \in X$ için A bulanık kümesinin tamlayanı $\mu_{A'}(x)$

fonksiyonları ile ifade edilir. Bu fonksiyonların matematiksel karşılıkları,

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad (2.8a)$$

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min \{ \mu_A(x), \mu_B(x) \} \quad (2.8b)$$

$$\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (2.8c)$$

denklemleri ile belirlenir. Denklem (2.8a), (2.8b), (2.8c) ile verilen birleşim, kesişim ve tamlayan bulanık küme işlemleri boolean cebirindeki “VEYA”(OR), “VE”(AND), “DEĞİL”(NOT) işlemlerine karşılık gelirler.

2.2.5. Bulanık mantık kontrolörler

Bir bulanık mantık kontrolör Şekil 2.11’de verildiği üzere aşağıdaki 4 ana kısımdan oluşur.



Şekil 2.11. Bulanık mantık kontrolör(denetleyici)

2.2.5.1. Bulanıklaştırıcı

Bulanıklaştırıcı (Fuzzifier), girişten gelen kesin değerleri çıkarım mekanizmasında kolayca kullanılabilen bilgi şekline getirir. Bulanıklaştırma işleminden sonra her bir giriş bilgisi, üyelik fonksiyonlarında karşılık gelen $\mu(x)$ üyelik derecelerine dönüştürülür. Bir giriş değeri birden fazla bulanık küme üyeliğine karşılık gelebilir. Bu durumda kullanılan bulanık çıkarım yöntemine bağlı olarak işlem yapılır.

2.2.5.2. Kural tabanı

Kural tabanı (Rule Base) bulanık mantık kontrolörün dilsel tanımlamalarının kullanıldığı birimdir. Kural tabanı kendi içerisinde, bilgi tabanı ve kural tabanı olmak üzere iki kısma da ayrılır. Bulanık çıkarım ünitesi karar verme işlemlerinde, kural tabanına gidip, bilgi tabanından üyelik fonksiyonlarıyla ilgili bilgileri, kural tabanından ise değişik giriş değerleri için tespit edilmiş olan kontrol çıkışları bilgisini alır. Bu bakımdan bilgi tabanı ve çıkarım ünitesi sürekli ilişki halindedir.

Bilgi tabanında bulanıklaştırılmış veriler bulunur. Kural tabanında ise bilgi tabanı verilerini kullanarak “EĞER – O HALDE” ifadeleri ile tanımlanan ve buna göre çıkış verisi sağlayan bir dizi kurallar bulunur [37]. Kural tabanı özetle dilsel ifadelerden oluşan kural kümesidir. Bununla beraber kurallar matematiksel bir bağıntıdan da türetilir. Bu kuralların oluşturulmasında diğer bütün parçalar kabul edilebilir ve etkin bir şekilde kullanıldığından kural tabanına bulanık mantık kontrolörün kalbi denilebilir.

Giriş değişkenleri kendi içerisinde üyelik fonksiyonlarına dönüştürüldükten elde edilen bulanık kümeler Tablo 2.5'teki gibi bir kural tablosuna dökülür.

1. Giriş değişkeni : Hata (e)
1. Giriş Bulanık Kümesi : $IN1 = \{ NL, NS, ZZ, PS, PL \}$
2. Giriş değişkeni : Hatanın değişimi (de)
2. Giriş Bulanık Kümesi : $IN2 = \{ NL, NS, ZZ, PS, PL \}$
Çıkış değişkeni : Çıkış Genliği
Çıkış Bulanık Kümesi : $OUT = \{ NL, NS, ZZ, PS, PL \}$

Tablo 2.5. İki giriş bir çıkışlı sistem için örnek bulanık mantık kural tablosu

$de \setminus e$	NL	NS	ZZ	PS	PL
NL	NL	NL	NL	NS	ZZ
NS	NL	NL	NS	ZZ	PS
ZZ	NL	NS	ZZ	PS	PL
PS	NS	ZZ	PS	PL	PL
PL	ZZ	PS	PL	PL	PL

- NL: Negatif yüksek üyelik
- NS: Negatif küçük üyelik
- ZZ: Sıfır üyelik
- PL: Pozitif yüksek üyelik
- PS: Pozitif küçük üyelik

Kuralların sayısı ve doğruluğu belirlemek birçok deneme yanılma uygulamasını gerektirir. Yukarıda 5x5 elemanlı bulanık kural tablosu oluşturulmuştur. Bu kural tablosu, giriş bulanık kümesi eleman sayısına bağlı olarak 6x6, 7x7, 9x9 vb. boyutlarda olabilir. Kural tablosunun büyümesi, daha önce de belirtildiği üzere, işlem yoğunluğunu çok fazla arttıracığından aşırı bellek kullanımı ve uzun tarama çevrimlerine sebep olabilir.

2.2.5.3. Bulanık çıkarım birimi

Karar verme birimi olarak da bilinir. Bu kısımda, bulanıklaştırıcı çıktısı ve kural tabanı kullanılarak durulaştırıcı kısmına gönderilecek ve kontrolör çıktısını hesaplamaya yarayan bir veya daha fazla bulanık küme üretilir.

Çıkarım mekanizmasına iki temel yaklaşım vardır. Birincisi, birleşim esaslı çıkarım (composition based inference), diğeri tek kural esaslı çıkarım (individual-rule based inference)'dır. Birleşim esaslı çıkarım metodunda kural tabanı ilk önce tek bir bulanık bağıntısında toplanır. Sonra, bulanıklaştırılmış girişlerle tüm kural kümesini temsil eden bağıntı arasında çıkarım gerçekleştirilir. Son olarak, tüm kontrol çıkışının bulanık değerini tanımlayan bir bulanık küme elde edilir. Bunun yanında tek-kural esaslı çıkarım metodunda kural tabanındaki her kural ayrı bir bulanık çıkış kümesini belirler ve tüm bulanık çıkarım mekanizmasının çıkışı ayrı ayrı bulanık küme çıkışlarının bir araya toplanmasıyla elde edilir.

Birleşim Esaslı Çıkarım Yöntemleri [39]

- Early Zadeh $x \rightarrow y = \max(1 - x, \min(x, y))$
- Lukasiewicz $x \rightarrow y = \min(1, 1 - x + y)$
- Mamdani $x \rightarrow y = \min(x, y)$
- Larsen $x \rightarrow y = xy$
- Standart Strict $x \rightarrow y = \begin{cases} 1 & \text{if } x \leq y \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$
- Gödel $x \rightarrow y = \begin{cases} 1 & \text{if } x \leq y \\ y & \text{otherwise} \end{cases}$
- Gaines $x \rightarrow y = \begin{cases} 1 & \text{if } x \leq y \\ y/x & \text{otherwise} \end{cases}$
- Kleene-Dienes $x \rightarrow y = \max(1 - x, y)$
- Kleene-Dienes-Lukasiewicz $x \rightarrow y = 1 - x + xy$
- Yager $x \rightarrow y = y^x$

Tek kural Esaslı Çıkarım Yöntem

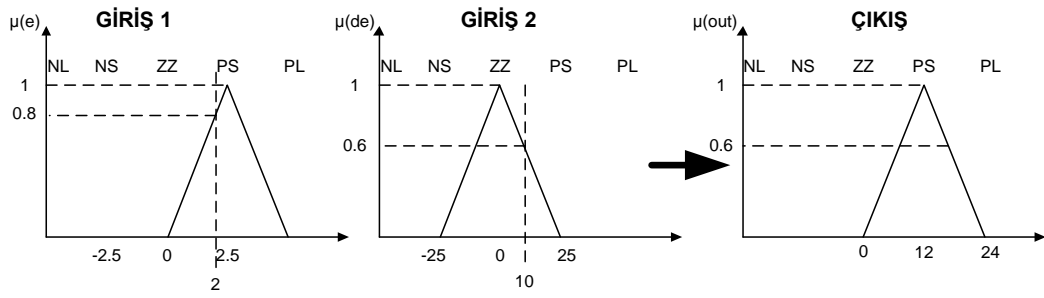
- Takagi-Sugeno Bulanık Çıkarım Yöntemi
- Tsukamoto Bulanık Çıkarım Yöntemi

Belirtilen bulanık çıkarım yöntemleri içerisinde en çok kullanılanları Mamdani, Larsen, Takagi-Sugeno ve Tsukamoto çıkarım yöntemleridir. Mamdani'nin çıkarım

yöntemi, Max-min çıkarım yöntemi, Larsen'in çıkarım yöntemi ise Max-çarpım çıkarım yöntemi olarak da adlandırılırlar.

- Max-min yöntemi ile bulanık çıkarım

Giriş üyelik derecelerinden küçük olanının esas alındığı çıkarım yöntemidir. Küçük olan üyelik derecesi Şekil 2.12'de görüldüğü üzere o kurala ait çıkış üyelik derecesini temsil eder. Tüm kurallardan elde edilen çıkış üyelik derecelerinden en büyük olanı çıkış üyelik fonksiyonuna kabul edilir [40].

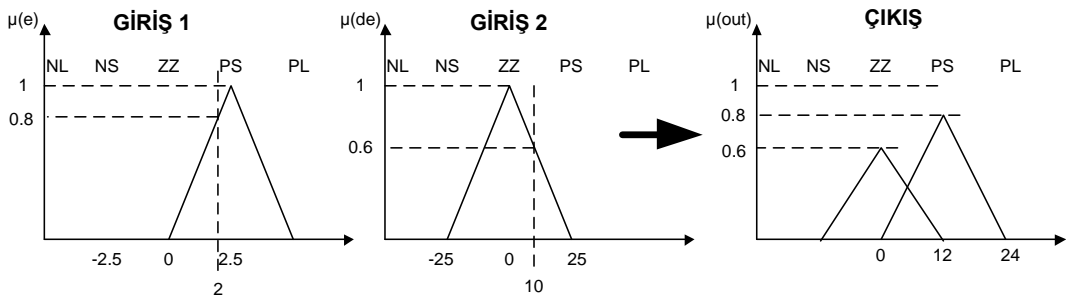


Şekil 2.12. Max-Min çıkarım yöntemi

Şekil 2.12'de verilen örneğe göre çıkış üyelik fonksiyonu derecesi $\mu_{out} = \min(\mu_e, \mu_{de}) = \min(0.8, 0.6) = 0.6$ olarak bulunur.

- Max-çarpım yöntemi ile bulanık çıkarım

Her bir giriş değeri ait olduğu üyelik işlevindeki üyelik derecesine bağlı olarak, ilgili bulanık kümeyi yeniden ölçeklendirir. Çıkış değeri tüm girişler için yeniden ölçeklendirilmiş bulanık kümeler içerisindeki maksimum değer alınarak bulunur[40].



Şekil 2.13. Max-Çarpım çıkarım yöntemi

2.2.5.4. Durulaştırma birimi

Durulaştırma (defuzzifier) karar merkezi tarafında hata ve hatanın değişimi için elde edilmiş olan bulanık ifadelerin kural tablosuna dayanarak isleme koyulmasının sonunda tekrar bir bulanık ifade elde edilir. Bu bulanık ifadeyi gerçek, kesin bir değere dönüştürme işlemine durulama denir. Çok çeşitli durulaştırma yöntemleri olmakla beraber durulaştırma yöntemlerinin isimleri de değişebilmektedir. Kimi durulaştırma yöntemlerini farklı kaynaklarda farklı isimlerle görülebilmektedir. En çok kullanılan durulaştırma yöntemleri aşağıda verilmiştir.

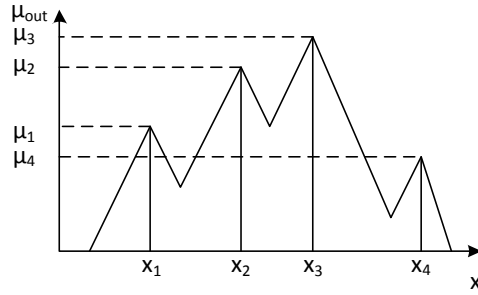
- Yükseklik Yöntemi
- Ağırlık Ortalaması Yöntemi (COS – Sum of Center)
- Ağırlık Merkezi Yöntemi (COG / COA – Center of Area)
- Ağırlık Merkezini İkiye Bölme Yöntemi (BOA – Bisector of Area)
- Maksimum değerler ile Durulama Yöntemi
 - MOM (Median of Maximum) – Maksimum üyeliklerin orta noktası
 - LOM (Largest of Maximum) – Maksimum üyeliklerin en büyüğü
 - SOM (Smallest of Maximum) – Maksimum üyeliklerin en küçüğü
- Maksimum Üyelik Yöntemi
- Sugeno Bulanık Modelleri
- Tsukamoto Bulanık Modelleri

2.2.5.4.1. Yükseklik yöntemi

Durulaştırma birimi olarak kullanılan yöntemlerden bir tanesi yükseklik (Height Method – HM) yöntemidir. Ölçekleme yöntemi (Scaling Method - SM) olarak da bilinir. Bu yöntemi kullanılabilmesi için tepeleri olan bulanık çıkarım kümesine ihtiyaç vardır. Yükseklik yönteminde simetrik çıktı özelliği aranmaz. Kontrolör çıkışı,

$$U = \frac{\sum_{i=1}^M [\mu(x_i)x_i]}{\sum_{i=1}^M [\mu(x_i)]} \quad (2.9)$$

denklemleri ile bulunur. Burada x_i değerleri bulanıklaştırmada elde edilen her bir fonksiyonun üyelik derecesi en büyük olan elemandır. $\mu(x_i)$ değerleri ise bu elemanlara karşılık gelen üyelik derecelerini temsil eder [41,42]. Şekil 2.14'te verilen bulanık çıkarım sistemi için 4 tepe noktası olduğundan M değeri 4 olarak alınmalıdır.



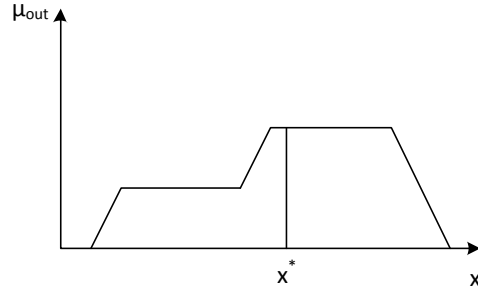
Şekil 2.14. Yükseklik ile durulama yöntemi

2.2.5.4.2. Ağırlık merkezi yöntemi

Ağırlık merkezi ile durulama yönteminde (Center of Gravity - COG) ilk olarak bulanık çıkarım sonucu elde edilen çıkış üyelik fonksiyonu altında kalan alan hesaplanır. Çıkış üyelik fonksiyonunun kesin değeri ise Şekil 2.15'te görülen bu alanın geometrik olarak merkezini gösteren noktadır. Bu nokta,

$$U_{COA} = \frac{\int_{x_{min}}^{x_{max}} \mu(x) \cdot x dx}{\int_{x_{min}}^{x_{max}} \mu(x) dx} \quad (2.10)$$

denklemleri sonucunda elde edilir. Bulunacak sonuç aynı zamanda alan merkezini göstereceği için bazı kaynaklarda (Center of Area - COA) alan merkezi yöntemi olarak da adlandırılır [42]. Bu yöntem MATLAB programında "centroid" adı ile geçmektedir[38].

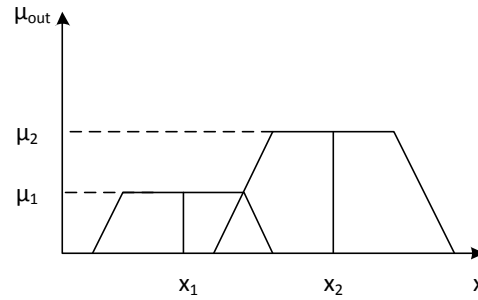


Şekil 2.15. Ağırlık merkezi yöntemi

Bununla beraber $\mu(x)$ genellikle düzensiz olduğundan COA yöntemindeki integral hesabı kolay olmaz. Sonuç çıkış bulanık kümesi, belirtilmiş çıkış kümelerinin birleşimi olduğundan, belirtilmiş çıkış bulanık kümelerinin merkezlerinin ağırlıklandırılmış ortalamasının alındığı ağırlıklı ortalama yöntemi kullanmak daha uygun olacaktır [37].

2.2.5.4.3. Ağırlıklı ortalama yöntemi

Ağırlıklı ortalama yöntemi (Weighted Average Method), her bir üyelik fonksiyonunun çıktısı ile buna karşılık gelen maksimum üyelik değeri ile oluşturulur.



Şekil 2.16. Ağırlıklı ortalama yöntemi

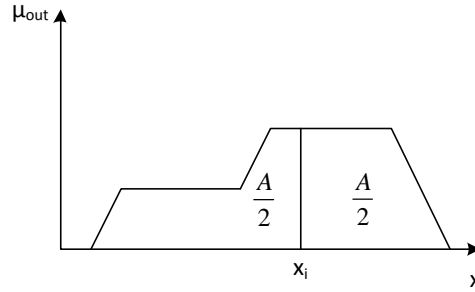
Bu yöntem yalnızca simetrik çıkışlı üyelik fonksiyonları için kullanılır. Şekil 2.16'da görülen üyelik fonksiyonunun tepe değerinin belirlenerek ortalamalarının alınması gerekmektedir. Bu durumda çıkış bilgisi,

$$U = \frac{\sum_{i=1}^M [\mu(x_i)x_i]}{\sum_{i=1}^M [\mu(x_i)]} \quad (2.11)$$

denklemleri ile elde edilir. Hesaplama yöntemi bakımından kolay olduğundan birçok pratik uygulamada bu yöntem kullanılır.

2.2.5.4.4. Alanı ikiye bölme yöntemi

Bu yöntem ağırlık merkezi ile durulama yöntemine benzemektedir. Çıkış üyelik fonksiyonu altında kalan alan Denklem (2.10) hesaplanır. Şekil 2.17’deki bu alan değerini ikiye böldüğünde hangi x_i değerine karşılık geliyorsa bu değer kesin çıkış değerini verecektir. Alan hesabı gerektirdiği için pratik uygulamalarda nadiren tercih edilir. MATLAB programında “bisector” olarak geçmektedir.

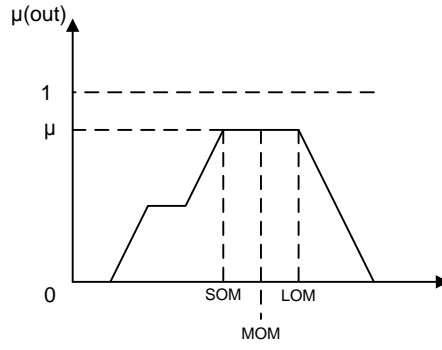


Şekil 2.17. Ağırlık merkezini ikiye bölme yöntemi

2.2.5.4.5. En büyük değerler ile durulama yöntemleri

Bu yöntemlerde tüm üyelik fonksiyonlarının aldığı en büyük değerler referans alınır. En büyük değerlerin başlangıcı, orta noktası, sonu gibi ifadeler ile durulama yapılır.

- Maksimum Üyelik Yöntemi: Kullanılan çıkarım yöntemine göre maksimum değer tek bir noktada ise, bu değere karşılık gelen bilgi, kesin çıkışı verir.
 - Maksimum Değerlerin Orta Noktası ile Durulama (Median Of Maximum - MOM)
 - Maksimum Değerlerin En Küçüğü ile Durulama (Smallest Of Maximum - SOM)
- Bu yöntem First of Maxima FOM olarak da isimlendirilebilmektedir.
- Maksimum Değerlerin En Büyüğü ile Durulama (Largest Of Maximum - LOM)



Şekil 2.18. Maximum değerleri referans alan durulama yöntemleri

2.2.6. Adım adım bulanık mantık kontrol uygulaması

Bulanık mantık kontrolör uygulama aşamaları aşağıdaki sırayla yapılmalıdır:

1. Kontrolörde kullanılan giriş ve çıkış değişkenlerinin belirlenmesi, bu değişkenlerin üst ve alt sınır değerlerinin tanımlanması
2. Giriş ve çıkış değişkenlerinin sınırlarına göre üyelik fonksiyonlarının tanımlanması, bulanık kümelerin oluşturulması
3. Kural tablosunun oluşturulması
4. Bulanıklaştırma işlemi
5. Bulanık çıkarım işletilerek çıkış üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi
6. Durulaştırma ile bulanık çıkıştan kesin çıkışın elde edilmesi

2.2.6.1. Giriş ve çıkış değişkenlerinin belirlenmesi

Örnek olarak bir motorun miline bağlı bir eklemin kontrolü yapılmak istensin. Bu durumda girişlerden birincisi eklemin açısal hata değeri, ikincisi ise hatanın değişimi (hatanın türevi) alınsın. Çıkış bilgisi olarak bu eklemi hareket ettiren motora uygulanacak olan gerilim belirlenecektir. Örnekte kullanılacak giriş ve çıkış bilgilerinin sınır değerleri olarak şu ifadeler alınmıştır:

- Giriş 1 - Hata : $e = [-5 \ 5]$
- Giriş 2 - Hata Değişimi : $de = [-50 \ 50]$
- Çıkış - Motor Gerilimi : $out = [-24 \ 24]$

2.2.6.2. Üyelik fonksiyonlarının tanımlanması

Bölüm 2.2.4.2' de verilen değişik formlardaki üyelik fonksiyonları içerisinde üçgensel üyelik formu tercih edilmiştir. Giriş ve çıkış bilgileri 5 üyelik fonksiyonu ile ifade edilmiştir.

Giriş 1 için Üyelik Fonksiyonları

- Negatif Büyük Hata : $NL = [-5 \quad -5 \quad -2.5 \quad]$
- Negatif Küçük Hata : $NS = [-5 \quad -2.5 \quad 0 \quad]$
- Sıfır Hata : $ZZ = [-2.5 \quad 0 \quad 2.5 \quad]$
- Pozitif Küçük Hata : $PS = [0 \quad 2.5 \quad 5 \quad]$
- Pozitif Büyük Hata : $PL = [2.5 \quad 5 \quad 5 \quad]$

Giriş1 için üyelik fonksiyonları bulanık kümesi $\rightarrow BK_1 = \{NL, NS, ZZ, PS, PL\}$

Giriş 2 için Üyelik Fonksiyonları

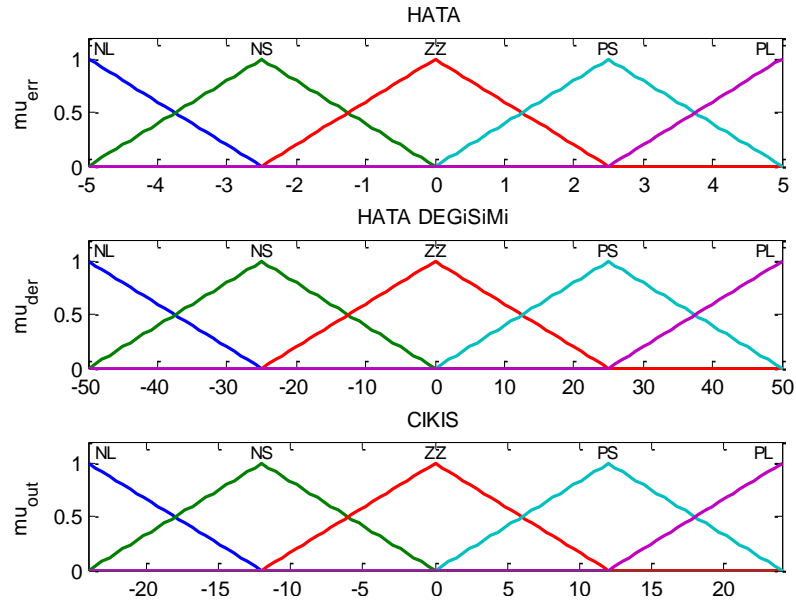
- Negatif Büyük Hata Değişimi : $NL = [-50 \quad -50 \quad -25 \quad]$
- Negatif Küçük Hata Değişimi : $NS = [-50 \quad -25 \quad 0 \quad]$
- Sıfır Hata Değişimi : $ZZ = [-25 \quad 0 \quad 25 \quad]$
- Pozitif Küçük Hata Değişimi : $PS = [0 \quad 25 \quad 50 \quad]$
- Pozitif Büyük Hata Değişimi : $PL = [25 \quad 50 \quad 50 \quad]$

Giriş1 için üyelik fonksiyonları bulanık kümesi $\rightarrow BK_2 = \{NL, NS, ZZ, PS, PL\}$

Çıkış için Üyelik Fonksiyonları

- Geri Yönde Yüksek Gerilim : $NL = [-24 \quad -24 \quad -12 \quad]$
- Geri Yönde Düşük Gerilim : $NS = [-24 \quad -12 \quad 0 \quad]$
- Sıfır Gerilim : $ZZ = [-12 \quad 0 \quad 12 \quad]$
- İleri Yönde Düşük Gerilim : $PS = [0 \quad 12 \quad 24 \quad]$
- İleri Yönde Yüksek Gerilim : $PL = [12 \quad 24 \quad 24 \quad]$

Çıkış için üyelik fonksiyonları bulanık kümesi $\rightarrow BK_{OUT} = \{NL, NS, ZZ, PS, PL\}$



Şekil 2.19. Tanımlanan giriş ve çıkış değişkenleri üyelik fonksiyonları

2.2.6.3. Kural tablosunun oluşturulması

Kural tabanı satır satır her durumu içerek şekilde planlanmalıdır. Kolay anlaşılması bakımından kural tabanı Tablo 2.6’da görüldüğü gibi bir tablo üzerinde gösterilir. Kuralların dilsel ifadesi şu şekilde olacaktır.

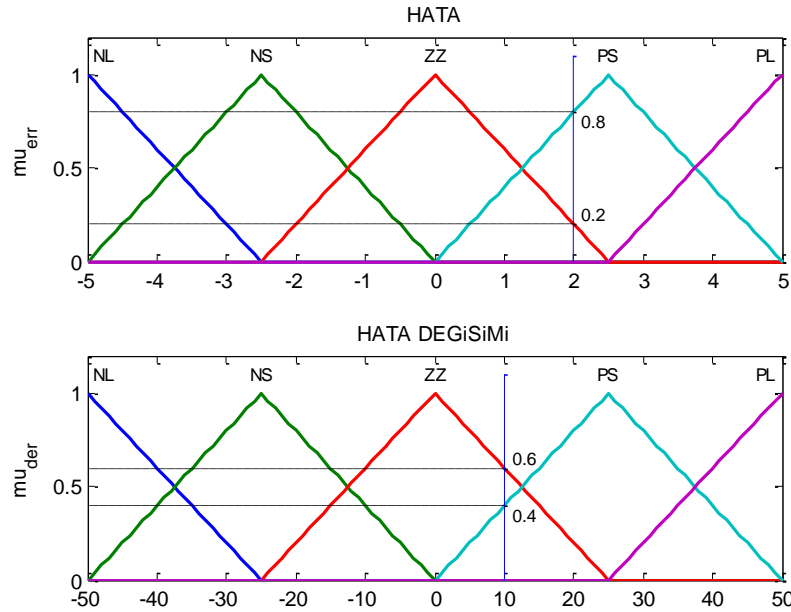
1. Kural: Eğer hata “NL” ve hata değişimi “NL” ise çıkış “NL”,
2. Kural: Eğer hata “NL” ve hata değişimi “NS” ise çıkış “NL”,
3. Kural: Eğer hata “NL” ve hata değişimi “ZZ” ise çıkış “NL”,
4. Kural: Eğer hata “NL” ve hata değişimi “PS” ise çıkış “NS”,
5. Kural: Eğer hata “NL” ve hata değişimi “PL” ise çıkış “ZZ”,
6. Kural: Eğer hata “NS” ve hata değişimi “NL” ise çıkış “NL”,
7. Kural: Eğer hata “NS” ve hata değişimi “NS” ise çıkış “NL”,
8. Kural: Eğer hata “NS” ve hata değişimi “ZZ” ise çıkış “NS”,
-
-
-
24. Kural: Eğer hata “PL” ve hata değişimi “PS” ise çıkış “PL”,
25. Kural: Eğer hata “PL” ve hata değişimi “PL” ise çıkış “PL”,

Tablo 2.6. Bulanık mantık kuralların tablo ile gösterimi

$de \setminus e$	NL	NS	ZZ	PS	PL
NL	NL	NL	NL	NS	ZZ
NS	NL	NL	NS	ZZ	PS
ZZ	NL	NS	ZZ	PS	PL
PS	NS	ZZ	PS	PL	PL
PL	ZZ	PS	PL	PL	PL

2.2.6.4. Bulanık girişlerin belirlenmesi

Bulanık mantık kontrolör girişlerine kesin verilerin girişi yapılmaktadır. Kontrolörün giriş verileri için örnek olması amacıyla hata değeri olarak $e=2$ ve hata değişimi değeri olarak ise $de=10$ bilgisi kullanılacaktır. Diğer bir deyişle $e=[-5 \ 5]$ aralığında tanımlanan hata için kontrolör girişine $e=2$ bilgisi geldiği düşünülmektedir. $de=[-50 \ 50]$ aralığında tanımlanan hata değişimi için ise aynı kontrolörün girişine $de=10$ olarak geldiği düşünülmektedir. Sırasıyla kesin olarak girişi yapılan değerlerin giriş üyelik fonksiyonlarında hangi üyelik derecelerine karşılık geldikleri Şekil 2.20’de görülmektedir.



Şekil 2.20. Hata ve hata değişimi için bulanıklaştırma işlemi

Şekil 2.20’de görüldüğü üzere,

Hata $\rightarrow e = 2$ ZZ : 0.2 derece üye
PS : 0.8 derece üye

Hata Değişimi $\rightarrow de = 10$ ZZ : 0.6 derece üye
PS : 0.4 derece üye

bilgileri tespit edilmektedir. Birinci giriş için verilen hata değeri “ZZ” ve “PS” üyelik fonksiyonlarına karşılık gelmektedir. İkinci giriş için verilen hata değişimi değeri ise “ZZ” ve “PS” üyelik fonksiyonlarına karşılık gelmektedir. Bu bulanık veriler kural tablosu üzerinde 4 kural için sıfırdan farklı sonuç verecektir.

2.2.6.5. Bulanık çıkarım mekanizmasının işletilmesi

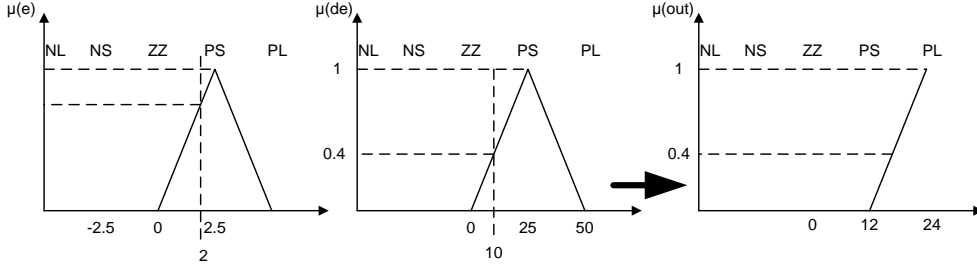
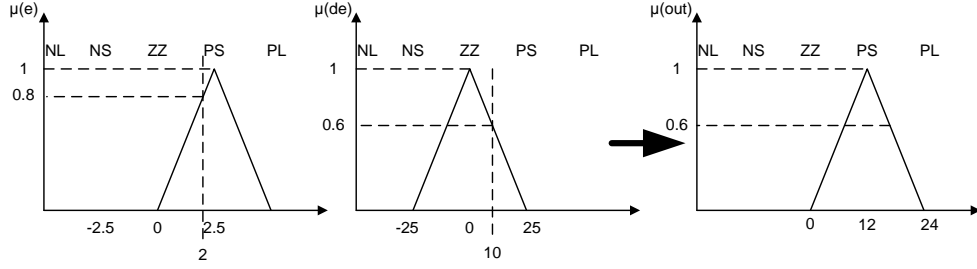
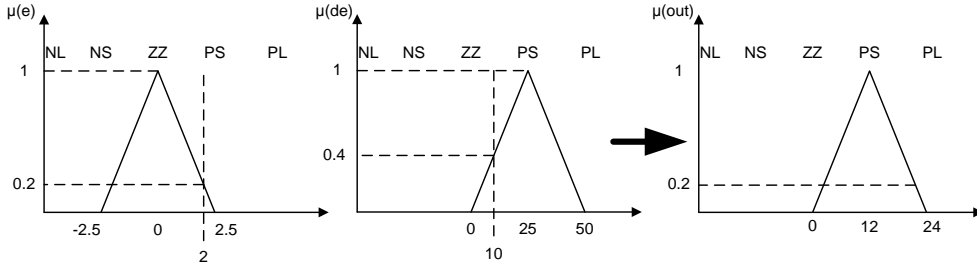
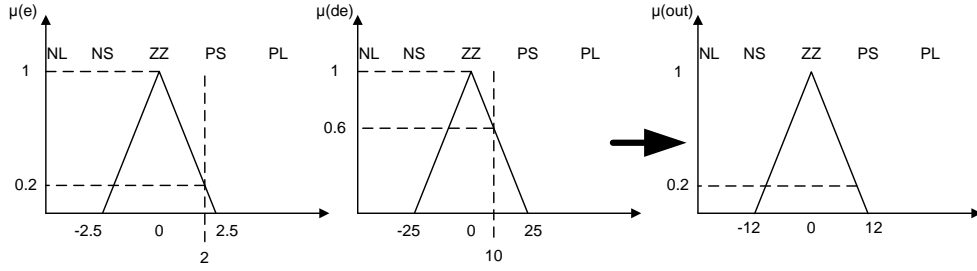
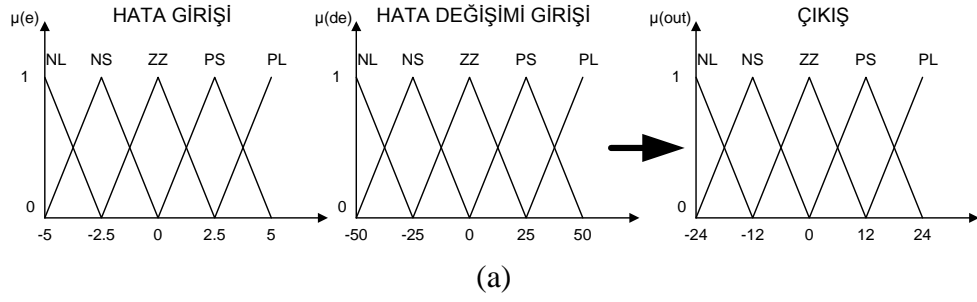
Bulanık çıkarım mekanizması olarak birleşim esaslı bulanık çıkarım yöntemlerinden “Mamdani”ye ait yöntem seçilmiştir. Mamdani bulanık çıkarım yöntemine göre çıkış üyelik derecesi giriş değişkenleri ile belirlenen üyelik derecelerinden min(en küçük) olanına eşittir.

- Mamdani $x \rightarrow y = \min(x, y)$

Kural tabanına bakılarak bulanık çıkarım yöntemi sonucunda 4 kural için çıkışın varlığı belirlenmiştir. Bu kurallara ait dilsel ifadeler şu şekildedir:

- 13.Kural: Eğer hata “ZZ” ve hata değişimi “ZZ” ise çıkış “ZZ”,
- 14.Kural: Eğer hata “ZZ” ve hata değişimi “PS” ise çıkış “PS”,
- 18.Kural: Eğer hata “PS” ve hata değişimi “ZZ” ise çıkış “PS”,
- 19.Kural: Eğer hata “PS” ve hata değişimi “PS” ise çıkış “PL”,

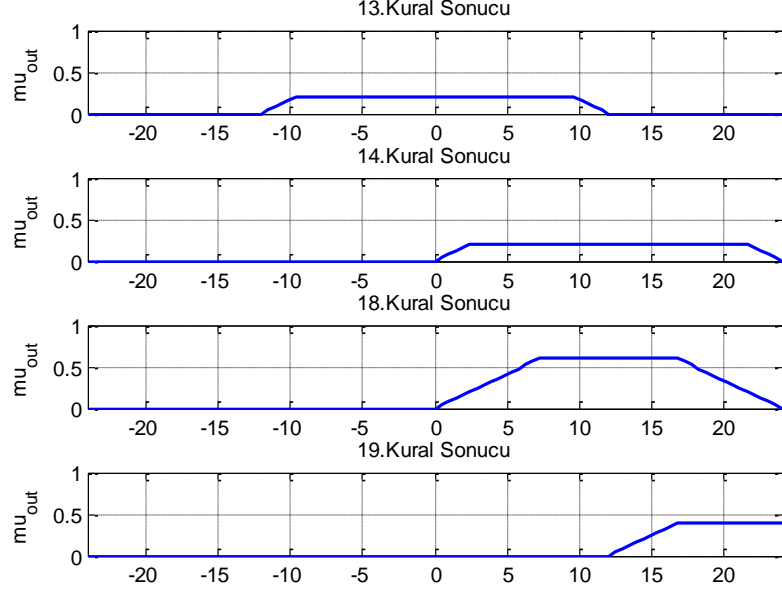
Bulanık mantık kontrol kuralına ait giriş-çıkış ifadeleri Şekil 2.21a’da verilmiştir. Belirlenen kuralların içi bulanık çıkarım mekanizmasının işletilmesi ile sonuçların grafiklerinin elde edilmesi Şekil 2.21b’de verilmiştir.



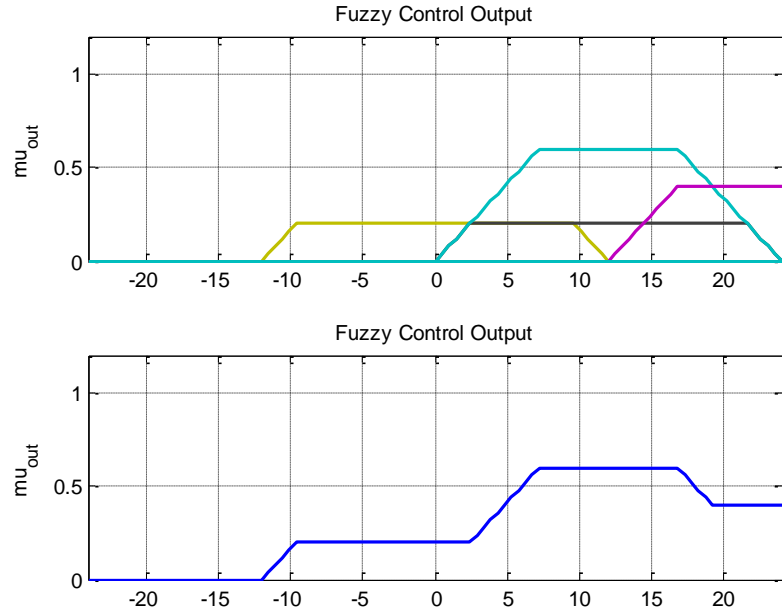
Şekil 2.21. Kural tablosunun uygulanması a) Giriş-çıkış fonksiyonları, b) Sırasıyla 13.kural, 14.kural, 18.kural, 19.kuralın işletilmesi ve sonuç grafikleri

Belirlenen bu kuralların dışında kalan tüm kurallarda giriş değişkenlerinin kesişimi bulunmadığından çıkış üyelik dereceleri "0" sıfır çıkacaktır. Bu sebepten sadece belirlenen kuralları göz önünde bulundurulacaktır. Bulanık çıkış bilgisini

hesaplama tespit edilen üyelik derecelerinin üstünde kalan kısımlar kesilerek atılır. Kalan değerler üzerinde toplam alan bulunur.



Şekil 2.22. Tespit edilen kural çıkışları alanlarının ayrı gösterimi



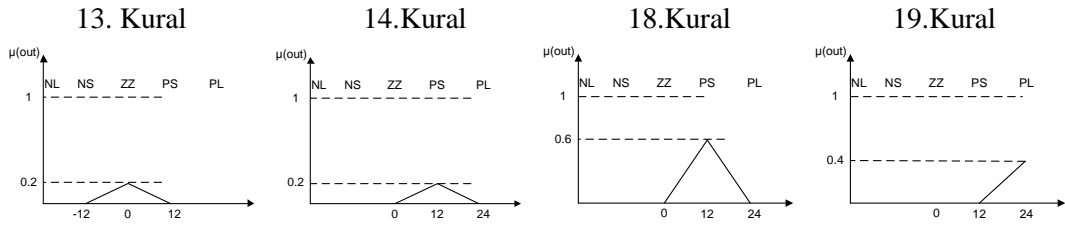
Şekil 2.23. Çıkış üyeliklerinin ayrık ve bir arada gösterimi

Tespit edilen 4 kurala ait bulanık çıkış ifadeleri Şekil 2.23'te bir arada ve toplam olarak verilmiştir. Kurallar sonucunun tek bir toplam ile ifadesinde bulanık kümelerin birleşme özelliğinden faydalanarak her indis karşılığında alınabilecek en büyük üyelik derecesi belirlenir.

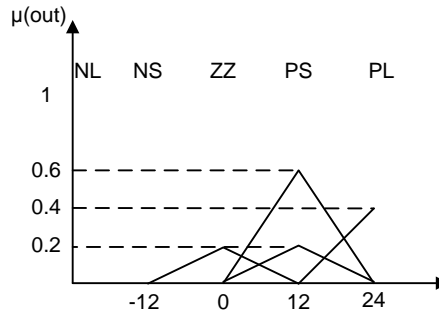
2.2.6.5. Durulaştırma (Defuzzification)

Kontrolörü gerçek çıkış değerini belirlemede Şekil 2.23 ile verilen toplam çıkış üyelik fonksiyonuna durulaştırma işlemleri uygulanacaktır. Durulaştırmada sıkça kullanılan yöntemler için sayısal çıkışlar şu şekilde belirlenmektedir.

- Yükseklik yöntemi (HM): Yükseklik yöntemi için çıkış üyelik fonksiyonları ölçeklendirilmesi gerekmektedir.



Şekil 2.24. Ölçeklendirilmiş çıkış üyelik fonksiyonları



Şekil 2.25. Ölçeklendirilmiş çıkış üyelik fonksiyonlarının bir arada gösterimi

$$u = \frac{\sum \mu(x) * x}{\sum \mu(x)} = \frac{0.2 * 0 + 0.2 * 12 + 0.6 * 12 + 0.4 * 24}{0.2 + 0.2 + 0.6 + 0.4} = 13,7143 \quad (2.12)$$

- Alan merkezi yöntemi (COA)

Çıkış üyelik fonksiyonu → $\mu_o(x_o)$

Çıkış değerleri → x_o

Denklem (2.12)'nin cebirsel olarak hesaplanması için $\mu_o(x)$ ve x_o ifadeleri n elemanlı (örnekte 101 elemanlı) bir vektör olarak ifade edilsin. Pay ve paydada yer

alan integral işlemleri vektör toplamı olarak ifade edilmiştir. Bu değerler. $\mu_o(x_o)$, x_o ve $\mu_o(x_o) * x_o$ vektörleri alt alta gösterildiğinde,

$$\begin{bmatrix} \mu_o(x_o) \\ x_o \\ \mu_o(x_o) * x_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0.2 & 0.2 & 0.2 & 0.4 & 0.4 & 0.4 \\ -24 & -23.52 & -23.04 \dots & -0.48 & 0 & 0.48 \dots & 23.04 & 23.52 & 24 \\ 0 & 0 & 0 & -0.096 & 0 & 0.096 & 9.216 & 9.024 & 9.6 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

elde edilir. Veriler denklemde yerlerine konulduğunda,

$$u = \frac{\sum \mu(x) * x}{\sum \mu(x)}$$

$$u = \frac{0+0+0+\dots+(-0.096)+0+0.096+\dots+9.216+9.024+9.6}{0+0+0+\dots+0.2+0.2+0.2+\dots+0.4+0.4+0.4} \quad (2.14)$$

$$u = \frac{277.6320}{28.2} = 9.8451$$

sonucu elde edilir. Denklem (2.14)'de ile verilen denklemler Şekil 2.26'da verildiği gibi Matlab programı ile yazılımsal olarak sağlanabilir.

MATLAB Kod Bloğu	MATLAB Sonuç Ekranı
<pre>num = sum(y0.*outx) total_area = sum(y0) out_coa = num / total_area</pre>	<pre>num = 277.6320 total_area = 28.2000 out_coa = 9.8451</pre>

Şekil 2.26. Ağırlık merkezi yöntemi Matlab kodları ve sonuç bilgileri

- Alan merkezini ikiye bölme yöntemi (Bisector veya BOA): COA yönteminde olduğu gibi çıkış üyelik fonksiyonu altında kalan alan,

$$A_{out} = \sum \mu_o(x_o) * x_o$$

$$= 0+0+0+\dots+(-0.096)+0+0.096+\dots+9.216+9.024+9.6 \quad (2.15)$$

$$= 277,6320$$

olarak bulunur. Bu alanı ortadan bölen değer ise,

$$\frac{A_{out}}{2} = \frac{277,6320}{2} = 138,816 \quad (2.16)$$

olarak bulunur. Çıkış üyelik fonksiyonu altında kalan alanı 138.816 birimlik iki parçaya ayıran x (apsis) değeri bulanık mantık kontrolörün kesin çıkış değeridir. Bu değer Şekil 2.27’de görüleceği üzere 11.04 olarak belirlenmiştir.

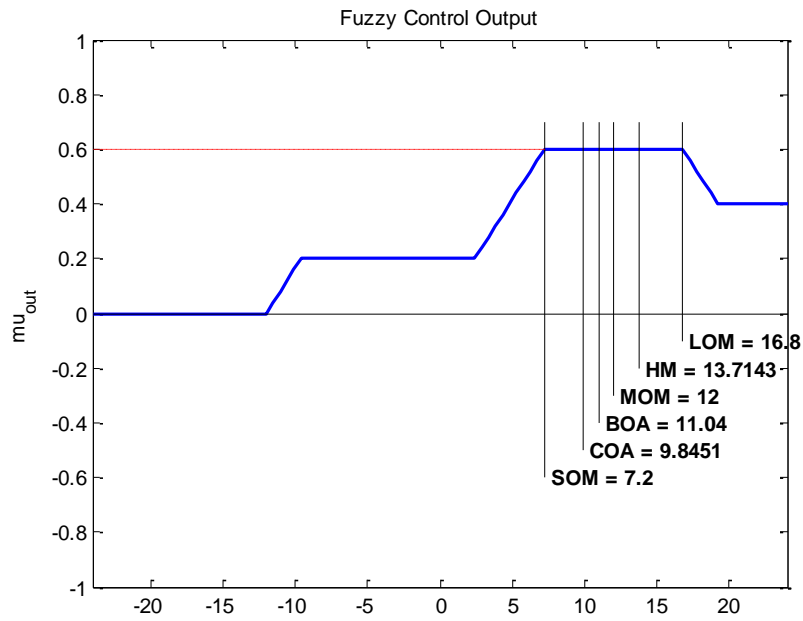
- Maksimum üyelik noktaları ile çıkış değeri belirleme: Şekil 2.27 incelendiğinde çıkış üyelik fonksiyonunun maksimum üyelik derecesi 0,6 olduğu gözlenmektedir. Bu üyelik derecesine karşılık gelen çıkış ifadeleri [7,2 16,8] aralığındadır. Bu bilgilere göre çıkış değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştur.

- LOM (Maksimum üyeliklerin en büyüğü) $\rightarrow u = 16,8$ (2.17a)

- SOM (Maksimum üyeliklerin en küçüğü) $\rightarrow u = 7,2$ (2.17b)

- MOM (Maksimum üyeliklerin orta noktası) $\rightarrow u = \frac{16,8 + 7,2}{2} = 12$ (2.17c)

Şekil 2.27’de farklı durulaştırma yöntemleri kullanılarak elde edilen çıkış üyelik fonksiyonu kesin değerlerinin grafik üzerinde bir arada verilmiştir.



Şekil 2.27. Farklı durulaştırma yöntemleri için sonuçların karşılaştırması

2.3. Kayma Kipli Kontrol Yöntemi

Endüstriyel sistemlerde, belirsizliklere karşı duyarsız kontrolörlerin geliştirmesi amaçlanır. Bu belirsizlikler öz ısıl değişimler, mekanik gerilmeler, mekanik yorulmalar, genişleme ve sürtünme gibi kontrol edilen sistemin yapısına göre değişim gösteren etmenler olabilir. Bunun yanı sıra çeşitli nedenlerden dolayı oluşan parametre değişiklikleri, ölçme hataları, çevresel ısı değişimleri gibi nedenler de sistem çıkışı için bozucu etki yaratır [44,45].

Kontrolör tasarımında, sisteme ait yeterli ön bilginin elde edilememesi, doğrusal olmayan ve zamanla değişen karakteristiklerden dolayı kontrol edilecek sistemin tam modeli elde edilemeyebilir. Bu yüzden, modellerin belirlenmesinde bazı yaklaşımlar yapılabilir. Ayrıca, doğrusal olmayan modellerin elde edilmesi durumunda geleneksel doğrusal kontrol yöntemlerinin uygulanabilmesi için belirli bir çalışma noktası civarında doğrusallaştırmaya da gidilebilir [44,45]. Kayma kipli kontrol yöntemi belirsizliklerle başa çıkma özelliği bakımından son yıllarda geniş bir kullanım alanına ulaşmıştır [46].

Kayma kipli kontrol, modern kontrol yöntemlerinden biri olan değişken yapıli kontrol yönteminin (Variable Structure Control) bir alt sınıfı olarak ortaya çıkmıştır [47]. Değişken yapıli kontrol sistemleri, karar verme kuralları ve geri besleme kontrol kurallarını birlikte kullanan bir yapıya sahiptir.

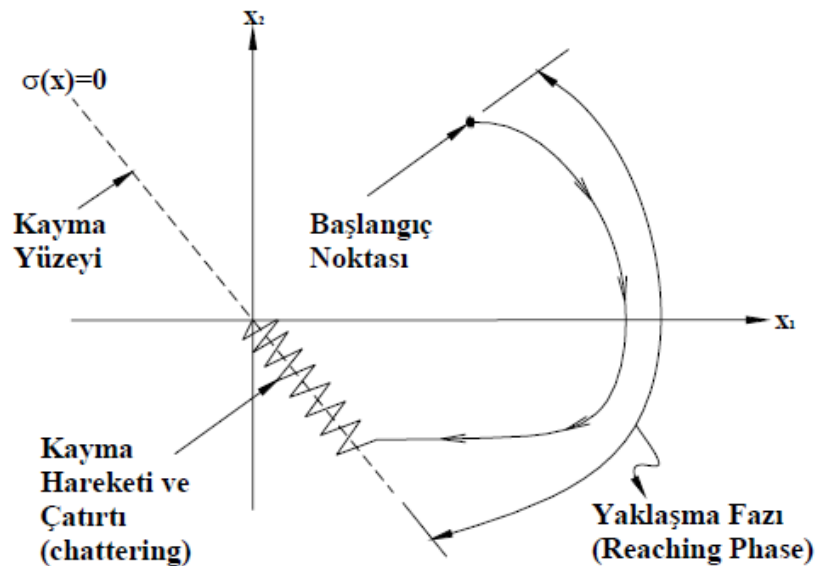
Değişken yapıli kontrol sistemlerinde, kontrol kuralı, kontrol işlemi sırasında sistemin durumuna bağlı olarak daha önceden belirlenen kurallara göre değiştirilebilir [9]. Bu durumda sistemin bir anahtarlama bölgesi oluşacaktır. Kayma kipli kontrol yönteminin amacı, kontrol edilecek sistemi, kayma yüzeyi olarak adlandırılan bir yüzeye yönlendirmek ve sistemi bu yüzey üzerinde tutarak denge noktasına yönelmesini sağlamaktır.

Kayma kipli kontrolde tam durum geri besleme yapısı, belirsizliklerin etkisini yok etmeyi amaçlayan ek bir anahtarlama ifadesi ile birlikte kullanılır [48].

Kayma kipli kontrol yöntemi sistemi kayma yüzeyinde tutabilmek için yüksek hızda anahtarlama yapmaktadır. Fakat bu yapı uygulama sırasında çatırtı (chattering)

oluşmasına neden olur. Yüksek hızda anahtarlama özellikle mekanik sistemlerde aşırı titreşimler yaratarak, sistemin aşırı yorulup arızalanmasına yol açabilir. Kontrol sinyaline filtre uygulanmasıyla çarptı yok edilebilir fakat bu durumda kayma kipli kontrolörün başarımlı performansı düşer.

Şekil 2.28’de ikinci dereceden bir sistem için doğrusal kayma yüzeyi görülmektedir. Sistemin faz düzlemi grafiğinde, başlangıç noktasından kayma yüzeyine kadar olan bölüme yaklaşma fazı (reaching phase) adı verilir. Sistemin kayma yüzeyine ulaştığı andan, denge noktasına kadar olan hareketi ise kayma hareketi olarak tanımlanır.



Şekil 2.28. İkinci dereceden bir sistem için doğrusal kayma yüzeyi [49]

2.3.1. Kayma kipli kontrol yönteminde temel kavramlar

Kayma kipli kontrol yöntemini içeren sistemler için doğrusal olmayan yapıları da içeren en genel durum denklemi ifadesi,

$$\dot{x}(t) = f(x, u, t) \quad (2.18)$$

şeklinde verilebilir [45]. Burada,

$$x(t) = [x_1(t) \quad x_2(t) \quad \cdots \quad x_n(t)]^T \in R^{n \times 1} \quad (2.19a)$$

$$u(t) = [u_1(t) \quad u_2(t) \quad \cdots \quad u_m(t)]^T \in R^{m \times 1} \quad (2.19b)$$

sırasıyla sistemin durum ve giriş vektörlerini temsil eder. Sistem $u(t)$ giriş vektörüne göre doğrusal olduğunda ilginlik özelliği geçerlidir [43]. Buna göre Denklem (2.18) yeniden düzenlenirse,

$$f(x, u, t) = f_0(x, t) + \sum_{i=1}^m u_i(t) f_i(x, t) \quad (2.20)$$

elde edilir. Bu durumda, bozucuların ve belirsizliklerin göz ardı edilip modellenmediği bir sisteme ait en genel durum ifadesi,

$$\dot{x} = f(x, t) + B(x, t)u(t) \quad (2.21)$$

biçiminde yazılır. Denklemde $f(x, t) \in R^{n \times 1}$ ve $B(x, t) \in R^{n \times m}$ sistem dinamiklerini belirleyen fonksiyonlardır. Bu fonksiyonların doğrusal olup olmamasına göre farklı yapılar elde edilebilir.

Giriş sayısı “ m ” ile ifade edilen bir sistem için anahtarlama yüzeyi,

$$s(x) = [s_1(x) \quad s_2(x) \quad \cdots \quad s_m(x)]^T \quad (2.22)$$

biçiminde tanımlanır. Burada $s_i(x)$ değeri $i = 1, \dots, m$ olmak üzere i . kontrol kuralına ait anahtarlama fonksiyonudur. Kontrol kuralında $s_i(x) = 0$ üzerinde bir süreksizlik olduğu ve bu yüzden kontrol kuralı işaret değiştirdiği için $s_i(x) = 0$ eşitliği i . kontrol kuralına ait anahtarlama yüzeyi olarak adlandırılır.

Eğer anahtarlama yüzeyinin her iki tarafındaki sistem yörüngeleri yüzeye doğru yönelmiş elde edilen anahtarlama yüzeyine kayma yüzeyi adı verilir. Sistem durumları kayma yüzeyine ulaşıncaya kadar izlediği yörüngeye ulaşma fazı, geçen zamana da ulaşma zamanı adı verilir [43].

Ancak, sistem durumları faz düzleminde kayma yüzeyini çevreleyen bir yüzeye doğru hareket etmesi halinde, sistem ulaşma zamanını tamamlayıp kayma evresine girer. Kayma evresi sonunda kontrol edilen sistem istenilen davranışı gerçekleştirmiş olacaktır.

Kayma kipli sistemlerde ideal kayma hareketinin oluşması; gecikmeler, histerez ve modellenmemiş sistem dinamiklerinden dolayı mümkün değildir. Dolayısıyla, bu tip kusurların olmadığı durumlarda elde edilen sınırlı bir çözüm ideal kayma hareketi olarak düşünülebilir. Bu sayede, kayma kipindeki harekete ait dinamikler tanımlanarak kayma yüzeyindeki hareketin hangi koşullar altında gerçekleştiği ile ilgili analitik bilgiler saptanabilir. Eşdeğer kontrol yöntemi, ideal kayma kipindeki hareketi inceleyerek kayma kipinin varlığı ve tekliğini biçimsel olarak ele alan önemli çalışmalardan biridir [45].

2.3.2. Kayma kipli kontrol tasarımı

Kayma kipli kontrol yöntemi iki kısımdan oluşmaktadır; birincisi sistemi denge noktasına ulaştıracak kayma yüzeyinin belirlenmesi, ikincisi ise sistemi kayma yüzeyine ulaştırıp bu yüzey üzerinde tutan kontrol kuralının seçilmesidir.

Kayma yüzeyinin ve kontrolcünün tasarlanabilmesi için öncelikle uygun bir koordinat dönüşüm matrisi seçilerek sistem, kontrol teriminin olduğu ve olmadığı iki alt sisteme ayrılır. Kayma yüzeyi, kontrol teriminin olmadığı alt sistemi kararlı yapacak şekilde tasarlanır [50].

Kontrolör tasarımı ise sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek kontrol terimi ve sistemi bu yüzey üzerinde tutacak kontrol terimi olmak üzere iki kısımdan oluşur. Sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek kontrol terimi eşdeğer kontrol (u_{eq}) olarak isimlendirilir. Eşdeğer kontrol, kestirilmiş sistem parametreleri cinsinden sürekli bir kontrolördür ve sistemin istenmeyen kestirilmiş dinamiklerini dengeler. Diğer bir ifade ile bilinen değerlerle oluşturulan sistemin matematiksel modeline göre, uygulanması gereken kontrol birimini oluşturur. Burada sistemde yer alan sürtünme, yorulma, verim kaybı gibi matematiksel modelde tanımlanması güç parametreler yer almayacaktır.

Sistemi kayma yüzeyi üzerinde tutunmasını sağlayan kontrol terimi ise (u_n) olarak isimlendirilir. Yüksek frekansta anahtarlanan, sürekli olmayan bir kontrolör olan bu terim, sistem üzerinde istenmeyen davranışların bastırılmasını sağlayarak sistemi kayma yüzeyinde tutmaya çalışır.

2.3.2.1. Kayma yüzeyi tasarımı

Kontrol edilecek doğrusal bir sisteme ait genel durum ifadesi,

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.23)$$

olarak yazılabilir. Burada $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times m}$, $x \in R^n$, $u \in R^m$ olarak tanımlıdır. Sistemin kayma yüzeyi $(n - m)$ boyutlu doğrusal bir yüzey olacaktır. Kayma yüzeyi;

$$s(x) = Cx = 0 \quad (2.24)$$

eşitliği ile tanımlıdır. Burada $C \in R^{m \times n}$ yüzey eğim matrisidir ve sistemin kararlı davranışını sağlayacak şekilde seçilir. Kayma yüzeyi $s(x)$,

$$\begin{aligned} \dot{s}(x) < 0 \quad \text{için} \quad s(x) > 0 \\ \dot{s}(x) > 0 \quad \text{için} \quad s(x) < 0 \end{aligned} \quad (2.25)$$

şartlarını sağlayan genelleştirilmiş bir Lyapunov fonksiyonudur. Kayma yüzeyi eğim matrisinin oluşturulabilmesi için (3.23) ile verilen sistem, koordinat dönüşüm matrisinin (T) yardımı ile kontrol girişinin olmadığı $(n-m)$ boyutlu ve kontrol girişinin bulunduğu (m) boyutlu iki alt sisteme dönüştürülür [49].

Denklem (2.23) ile ifade edilen sistem ayrık zamanda ifade edilebilmesi için “ $z = Tx$ ” koordinat dönüşümü uygulanır. Ayrık zamanlı sistemin türevi alındığında

$$\dot{z} = T\dot{x} \quad (2.26)$$

elde edilir. Koordinat dönüşümüne göre “ $x = T^{-1}z$ ” olacaktır. Bu durumda Denklem (2.23) ve Denklem (2.26) birlikte düzenlendiğinde,

$$\begin{aligned} \dot{z} &= T\dot{x} \\ \dot{z} &= T(Ax + Bu) \\ \dot{z} &= TAx + TBu \\ \dot{z} &= TAT^{-1}z + TBu \end{aligned} \quad (2.27)$$

elde edilir. Denklem (2.27)’de “ $TAT^{-1} = A^*$ ”, “ $TB = B^*$ ” şeklinde ifade edilirse,

$$\dot{z} = A^* z + B^* u \quad (2.28)$$

eşitliği elde edilir. Bu ifade,

$$\dot{z}_1 = A_{11}^* z_1 + A_{12}^* z_2 \quad (2.29a)$$

$$\dot{z}_2 = A_{21}^* z_1 + A_{22}^* z_2 + B_2^* u \quad (2.29b)$$

denklemleri ile kontrol girişinin olmadığı alt sistem (2.29a) ile kontrol girişinin bulunduğu (2.29b) alt sistemler olarak yazılabilir. $A_{11}^* \in R^{(n-m) \times (n-m)}$, $A_{12}^* \in R^{(n-m) \times (m)}$, $A_{21}^* \in R^{(m) \times (n-m)}$, $A_{22}^* \in R^{(m) \times (m)}$, $B_2^* \in R^{(n-m) \times (m)}$, ve $z_1 \in R^{(n-m)}$, $z_2 \in R^{(m)}$, $u \in R^{(m)}$ olarak tanımlıdır. “ $z = Tx$ ” koordinat dönüşümünde koordinat dönüşüm matrisinin aşağıdaki şartları sağlaması gerekir [49].

1. Denklem (2.23) ile tanımlı bir doğrusal sistem için seçilecek koordinat dönüşüm matrisi $T \in R^{n \times m}$, sistemi Denklem (2.29a) ve Denklem (2.29b) de belirtildiği biçimde, kontrol girişinin bulunmadığı (n-m) boyutlu ve kontrol girişinin bulunduğu (m) boyutlu iki alt sisteme ayırabilecek şekilde seçilmelidir.

2. Koordinat dönüşüm matrisi tersi alınabilir bir matris olmalıdır,

$$\det T \neq 0 \quad (2.30)$$

Transformasyon matrisi bu iki şartı sağlayan tekil olmayan bir matristir. Koordinat dönüşüm matrisi yukarıda belirtilen şartları sağlayacak biçimde bulunabileceği gibi, eğer ise kontrol edilebilirlik matrisinin kullanıldığı özel bir yöntemle de elde edilebilir [3].

“ $z = Tx$ ” koordinat dönüşümünün uygulanması ile sistemin (2.29a) ve (2.29b) ile ifade edilen alt sistemlere ayrılmasından sonra kayma yüzey tasarımı gerçekleştirilebilir. Kayma yüzeyi,

$$s(z) = Cz$$

$$s(z) = [C_1 \quad C_2] \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.31)$$

olarak ifade edilir. Burada $C_1 \in R^{l \times (n-m)}$, $C_2 \in R^l$ şeklinde tanımlı olup $C_1 \neq 0$, $C_2 \neq 0$ olmalıdır. Denklem (2.31) düzenlenirse,

$$\begin{aligned} s(z) &= C_1 z_1 + C_2 z_2 = 0 \\ z_2 &= -C_2^{-1} C_1 z_1 \end{aligned} \quad (2.32)$$

elde edilir. Bulunan sonuç Denklem (2.29a)'da yerine konulduğunda,

$$\dot{z}_1 = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{11}^* - A_{12}^* C_2^{-1} C_1 \end{bmatrix}}_{A_{red}} z_1 \quad (2.33)$$

indirgenmiş sistem (reduced order system) elde edilir. Daha açık bir gösterimle, Denklem (2.23)'te tanımlanan sistem $u \in R^l$ ise ve

$$A^* = \begin{bmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* & \cdots & a_{1n}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* & \cdots & a_{2n}^* \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{n1}^* & a_{n2}^* & \cdots & a_{nn}^* \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad B^* = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ b^* \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

olarak gösterilir. $z_1 \in R^{(n-l)}$, $z_2 \in R^l$ olarak tanımlanırsa, sistemin kontrol uygulanmamış alt sisteminin,

$$z^* = \underbrace{\begin{bmatrix} a_{11}^* & a_{12}^* & \cdots & a_{1(n-1)}^* \\ a_{21}^* & a_{22}^* & \cdots & a_{2(n-1)}^* \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{(n-1)1}^* & a_{(n-1)2}^* & \cdots & a_{(n-1)(n-1)}^* \end{bmatrix}}_{A_{11}^*} [z_1] + \underbrace{\begin{bmatrix} a_{1n}^* \\ a_{2n}^* \\ \vdots \\ a_{(n-1)n}^* \end{bmatrix}}_{A_{12}^*} z_2 \quad (2.35)$$

biçiminde ifadesi mümkündür.

2.3.3.2. Kontrolcü tasarımı

Kayma yüzey tasarımı yapıldıktan sonra kontrolcü tasarımına geçilebilir. Kontrolcü tasarımı sistemi kontrol yüzeyi üzerine getirecek kontrol girişi ve sistemi kontrol yüzeyi üzerinde tutacak kontrol girişi olmak üzere iki kısımdan oluştuğu daha önce

belirtildiği. Sistemin kayma yüzeyi üzerinde kalmasını sağlayan kontrol girişi “eşdeğer kontrol” (u_{eq}) kayma yüzey denkleminin türevi alınarak elde edilir.

Denklem (2.31) ile ifade edilen kayma yüzeyi denkleminde $C_1 = 1$ kabul edilir ve denklemin türevi alınır,

$$\dot{s}(z) = C_1 \dot{z}_1 + \dot{z}_2 = 0 \quad (2.36)$$

eşitliği elde edilir. Koordinat dönüşümü sonrasında elde edilen Denklem (2.29a) ve Denklem (2.29b)’de görülen \dot{z}_1, \dot{z}_2 değerleri Denklem (2.36)’da yerine konulursa,

$$\begin{aligned} \dot{s}(z) &= C_1 \dot{z}_1 + \dot{z}_2 = 0 \\ \dot{s}(z) &= C_1 (A_{11}^* z_1 + A_{12}^* z_2) + A_{21}^* z_1 + A_{22}^* z_2 + b^* u_{eq} \\ \dot{s}(z) &= (C_1 A_{11}^* + A_{21}^*) z_1 + (C_1 A_{12}^* + A_{22}^*) z_2 + b^* u_{eq} \end{aligned} \quad (2.37)$$

eşitliği elde edilir. Bu eşitlikte eşdeğer kontrol terimi yalnız bırakılarak tekrar düzenlenirse,

$$u_{eq} = -\frac{1}{b^*} [(C_1 A_{11}^* + A_{21}^*) z_1 + (C_1 A_{12}^* + A_{22}^*) z_2] \quad (2.38)$$

ifadesi elde edilir. Sistemi kayma yüzeyine yönlendiren eşdeğer kontrol (u_{eq}) terimi bulunduğundan sonra sistemi kayma yüzeyinde tutacak olan kontrol girişi,

$$u_n = -k \cdot \text{sign}(s(z)) \quad (2.39)$$

olarak ifade edilir. Burada $k \in R$, k büyüdükçe sistemin kayma yüzeyine ulaşma hızı artar. Ancak k değerinin fazla büyümesi sistemde Şekil 2.28’de görünen çatırtı genliğini artırır. k değerinin seçimi bu iki husus göz önüne alınarak yapılmalıdır.

Toplam kontrol ifadesi,

$$u = u_{eq} - k \cdot \text{sign}(s(z)) \quad (2.40)$$

olarak elde edilir. Kayma düzlemi $s(z)$ ve kontrol girişi u , dönüştürülmüş koordinat sisteminde (z) bulunduktan sonra, ters koordinat dönüşüm uygulanarak (x) koordinat sistemine çevrilmelidir.

2.3.3. DC motor konum kontrolü için kayma kipli kontrolör tasarımı

DC Motor matematiksel modelini oluşturan mekaniksel hareket denklemi,

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} = \tau_m - \frac{1}{n} \tau_L \quad (2.41a)$$

$$\tau_m = K_t i_a \quad (2.41b)$$

olarak ifade edilmektedir. Ayrıca DC motorun elektriksel denklemi ise,

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = V_a - E_m \quad (2.42a)$$

$$E_m = K_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2.42b)$$

olarak yazılır. Motorun mekaniksel hareketi normalde motorun elektromanyetik dinamiklerinden daha yavaştır. Bu sürekli hal durumunda $L \ll J$ anlamında geldiği için $L = 0$ alınır. Denklem (2.42a) yeni durumda,

$$R_a i_a = V_a - K_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad (2.43)$$

hâlini alır[51]. Denklem (2.43) ile Denklem (2.41a) yeniden düzenlenirse,

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m = K_t i_a - \frac{1}{n} \tau_L$$

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m = K_t \cdot \frac{1}{R_a} \left(V_a - K_b \dot{\theta}_m \right) - \frac{1}{n} \tau_L \quad (2.44)$$

$$J_m \ddot{\theta}_m + B_m \dot{\theta}_m + \frac{K_t K_b}{R_a} \dot{\theta}_m = \frac{V_a}{R_a} - \frac{1}{n} \tau_L$$

olarak elde edilir. Kontrol edilecek motora ait genel durum denklemi Denklem (2.23) ile verilmişti. Burada “ $z = Tx$ ” koordinat dönüşümü uygulanması ile Denklem (2.28)’de verilen eşitlik elde edilmişti.

Kayma kipli kontrol yönteminde ana amaç, hata ve hatanın türevini sıfıra götürmektir. Bu tezde motor miline bağlı olarak hareket eden robot eklemının konum hatası $e(k)$ ve onun türevi $\dot{e}(k)$ koordinat değişkenleri olarak kullanılmaktadır. Bu durumda,

$$z_1(k) = e(k) = \theta_r(k) - \theta_m(k) \quad (2.45a)$$

$$z_2(k) = \dot{z}_1 = \dot{e}(k) = \dot{\theta}_r(k) - \dot{\theta}_m(k) \quad (2.45b)$$

ifadeleri elde edilir. $\theta_r(k)$ ve $\dot{\theta}_r(k)$ sırasıyla referans konum ve gerçek konum değerleridir. k ise örnekleme değeridir. Denklem (2.45a) ve Denklem (2.45b)’nin türevleri alındığında,

$$\dot{z}_1(k) = z_2(k) = \dot{\theta}_r(k) - \dot{\theta}_m(k) \quad (2.46a)$$

$$\dot{z}_2(k) = \ddot{e}(k) = \ddot{\theta}_r(k) - \ddot{\theta}_m(k) \quad (2.46b)$$

ifadesi elde edilir. Denklem (2.46a) ve Denklem (2.46b) ifadeleri Denklem (2.28)’de yerlerine konulduğunda,

$$\dot{z}_1 = z_2 \quad (2.47a)$$

$$\dot{z}_2 = \ddot{\theta}_r - \frac{1}{J_m} \left[\frac{K_t}{R_a} V_a - \left(B_m + \frac{K_t K_b}{R_a} \right) \dot{\theta}_m - \frac{1}{n} \tau_L \right] \quad (2.47b)$$

$$\dot{z}_2 = \ddot{\theta}_r + \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{K_t K_b}{J_m R_a} \right) \dot{\theta}_m - \frac{K_t}{J_m R_a} V_a + \frac{1}{n J_m} \tau_L$$

eşitlikleri elde edilir. \dot{z}_2 ifadesi durum denklemi olarak,

$$\dot{z}_2 = A_{21}^* z_1 + A_{22}^* z_2 + B_2^* u + f_2^* \quad (2.48)$$

şeklinde ifade edilir. Burada u kontrol sinyalini temsil eder. Kontrol sinyali motora uygulanacak V_a gerilimidir. f_2^* doğrusal olmayan bozucu parametredir. Denklem (2.47b) ve Denklem (2.48) karşılıklı olarak eşitlenirse,

$$A_{21}^* z_1 + A_{22}^* z_2 + B_2^* u + f_2^* = \ddot{\theta}_r + \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{K_b K_T}{J_m R_a} \right) \dot{\theta}_m - \frac{K_T}{J_m R_a} V_a + \frac{1}{J_m n} \tau_L \quad (2.49)$$

ifadesi elde edilir. Bu ifadede $\mu_1 = \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{K_b K_T}{J_m R_a} \right)$ ve $\mu_2 = -\frac{K_T}{J_m R_a}$ ile denklemler basitleştirilebilir. Denklem (2.49) z_1 ve z_2 koordinat değişkenleri cinsinden yazılmalıdır. “ $z_2 = \dot{\theta}_r - \dot{\theta}_m$ ” elde edebilmek için $\mu_1 \dot{\theta}_r$ ifadesi denkleme eklenip çıkarılırsa,

$$A_{21}^* z_1 + A_{22}^* z_2 + B_2^* u + f_2^* = \ddot{\theta}_r + \underbrace{\mu_1 \dot{\theta}_m - \mu_1 \dot{\theta}_r}_{-\mu_1 z_2} + \mu_1 \dot{\theta}_r + \mu_2 V_a + \frac{1}{J_m n} \tau_L \quad (2.50)$$

$$A_{21}^* z_1 + A_{22}^* z_2 + B_2^* u + f_2^* = -\mu_1 z_2 + \mu_2 V_a + \left[\ddot{\theta}_r + \mu_1 \dot{\theta}_r + \frac{1}{J_m n} \tau_L \right]$$

sonucuna ulaşılır. Denklemin iki tarafı eşitlenerek A_{21}^* , A_{22}^* , B_2^* ve f_2^* ifadeleri,

$$A_{21}^* = 0 \quad (2.51a)$$

$$A_{22}^* = -\mu_1 = -\left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{K_b K_T}{J_m R_a} \right) \quad (2.51b)$$

$$B_2^* = \mu_2 = -\frac{K_T}{J_m R_a} \quad (2.51c)$$

$$f_2^* = \left[\ddot{\theta}_r + \mu_1 \dot{\theta}_r + \frac{1}{J_m n} \tau_L \right] = \left[\ddot{\theta}_r - A_{22}^* \dot{\theta}_r + \frac{1}{J_m n} \tau_L \right] \quad (2.51d)$$

olarak belirlenir. Bu ifadelere göre Denklem (2.48) yeniden düzenlenirse,

$$\dot{z}_2 = A_{22}^* z_2 + B^* u + f_2^* \quad (2.52)$$

elde edilir. Kayma kipli kontrolörde kayma yüzeyi genel denklemi,

$$s(k) = C^T z(k) \quad (2.53)$$

olarak tanımlanır. C bir vektör olup sistemin kayma yüzeyinde tutunmasını sağlayacak c_1 ve c_2 elemanlarından oluşur. Buna göre ifade,

$$s(k) = c_1 z_1(k) + c_2 z_2(k) \quad (2.54)$$

olarak da yazılabilir. Sistemin kayma yüzeyinde kararlı olabilmesi için $\dot{s}(k) = 0$ koşulu sağlanmalıdır. Burada $c_2 = 1$ seçilerek denklem tekrar düzenlenirse,

$$\dot{s} = c_1 \dot{z}_1 + \dot{z}_2 = 0 \quad (2.55)$$

elde edilir. Sırasıyla Denklem (2.47a) ve Denklem (2.52)'de elde edilen \dot{z}_1 ve \dot{z}_2 değerleri Denklem (2.55)'te yerine konulduğunda,

$$\dot{s} = (c_1 + A_{22}^*) z_2 + B^* u_{eq} + f_2^* = 0 \quad (2.56)$$

ifadesi elde edilir. Burada kontrolörün eşdeğer kontrol kısmı u_{eq} yalnız bırakılırsa,

$$u_{eq} = -\frac{1}{B^*} \left[(c_1 + A_{22}^*) z_2 + f_2^* \right] \quad (2.57)$$

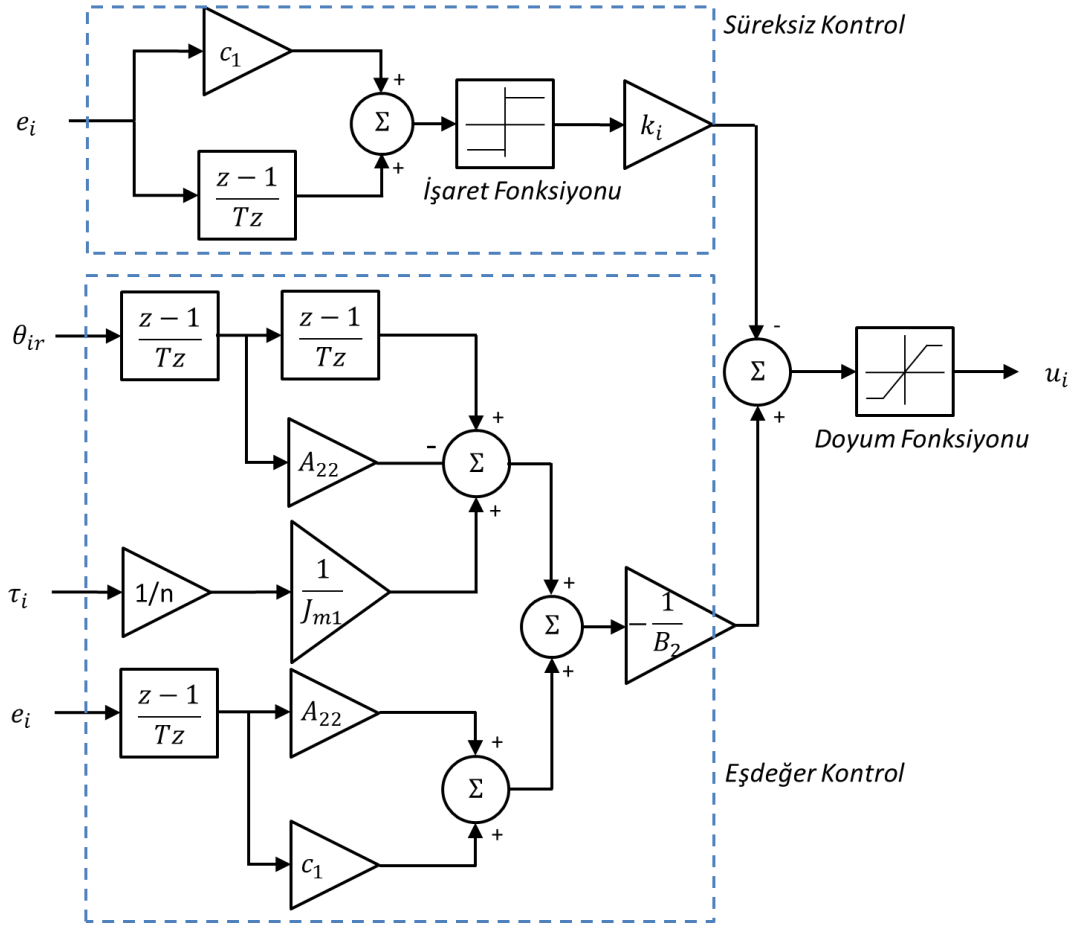
elde edilir. Sistemi kayma yüzeyi üzerinde yüksek frekansta anahtarlayacak kontrol elemanı,

$$u_N = -k \text{sign}(s(k)) \quad (2.58)$$

olarak kullanılır. “k” parametresi yüksek değerlerde seçilirse, sistem kayma yüzeyine daha hızlı ulaşır. Fakat çok yüksek seçilmesi durumunda ise sistemde çattırdamalara sebep olur. Sonuç olarak toplam kontrolör elemanı,

$$u = u_N + u_{eq} \quad (2.59)$$

olarak yazılır. Bu kontrolöre ait blok diyagram Şekil 2.29'da verilmiştir.



Şekil 2.29. DC motor konumu için kayma kipli kontrolör bloğu

3. ENİYİLEME ALGORİTMASI

Robot kontrolünde, referans yörüngeyi takip edecek kontrol yönteminin geliştirilmesinde tasarım değişkenlerinin belirlenmesi oldukça önemlidir. Tasarım değişkenleri, kontrolörün etkinliğini doğrudan etkiler. Bu değişkenlerin belirlenmesinde sistemin dinamik modeli göz önünde bulundurulur. Sistem için en iyi performansı verecek tasarım değişkenlerinin belirlenmesinde çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemlerden birisi olan parçacık sürü eniyilemesi (Particle Swarm Optimization – PSO) son yıllarda birçok uygulama alanında kullanılmaya başlamıştır. Parçacık sürü eniyilemesi yöntemi dışında, genetik algoritmalar (Genetic Algorithms – GA), karınca koloni algoritması (Ants Colony Optimization – ACO), yapay sinir ağları (Artificial Neural Network - ANN) gibi eniyileme yöntemleri de literatürde yer almaktadır. Bu yöntemlerin birçoğu doğal biyolojik sistemlerden esinlenerek ortaya çıkmıştır.

3.1. Parçacık Sürü Eniyileme Yöntemi

Parçacık sürü eniyilemesi yöntemi, kuşların ve balıkların doğada sürü halindeki davranışlarından esinlenerek ortaya çıkan popülasyon eğilimli bir yöntemdir [52]. Doğrusal olmayan sistemlerde tasarım değişkenlerinin belirlenmesinde kullanılır. Uygulanması oldukça basit olan PSO, çok değişkenli sistemlerin eniyilenmesinde kullanılabilir. PSO yöntemi tasarım değişkenlerinin ölçeklenmesine karşı duyarsızdır. Türev alma işlemlerine ihtiyaç duymaz ve algoritmada kullanılan parametreler oldukça azdır.

PSO, insan evriminden oluşan evrimsel hesaplama teknikleriyle yakınlık gösterir. PSO algoritması, doğadaki kuşların, yerini bilmedikleri yiyeceklerini araması ile ilişkilendirilebilir. Yiyecek ararken kuşlar sürekli birbirleri ile iletişim halindedir. Hangi kuş yiyeceğe daha yakınsa o kuşun ardından gidilir. Böylelikle en kısa zamanda yiyeceğe ulaşılabacaktır.

PSO algoritmasının ilk aşamasında sistem için rasgele çözümler içeren bir başlangıç popülasyonu (nüfus, sürü) üretilir. Bu çözümlerin her biri, hedefe göre birer konum ve hedefe yaklaşmayı belirten bir hız vektörüne sahiptir. Parçacık olarak adlandırılan bu çözümler içerisinde sistem başarımını en iyi sağlayan çözümün hangisi olduğu tespit edilir. Her bir parçacığın sonraki adımlardaki konumu iki değere bakılarak belirlenir. Bunlardan birincisi popülasyon içerisindeki en iyi çözümün konum bilgisi(*gbest*), ikincisi ise parçacığın kendi konum vektörü içerisindeki en iyi çözümü gösteren(*pbest*) konum bilgisidir. Bu bilgilerin sürekli hafızada saklanması gerekmektedir. Bu anlamda tüm parçacıklar kuşlar gibi birbiri ile etkileşim halindedir. Belirli bir hız ile hareket eden bu parçacıklar, önceden belirlenen adım sayısı kadar konum yenileme işlemini tekrarlayarak en iyi sonucu bulmaya çalışırlar.

Bir sistemin başarımının eniyilenmesinde kullanılacak parçacık sayısı, konum vektörünün uzunluğunu gösterir. Parçacıkların boyutu ise tasarım değişkenlerinin sayısına eşittir. Ayrıca her bir tasarım değişkeni için üst ve alt parçacık değeri tanımlanabilir. Eniyileme işleminin kaç kez tekrarlanacağı, bir çevrim sayısı veya en küçük hata değeri olur.

Her bir parçacık, problemin olası çözümüdür. Bir popülasyon “D” boyutlu uzayda “N” adet parçacıktan oluşur ve bu durum,

$$x_{ij} = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & x_{13} & \dots & \dots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & x_{23} & \dots & \dots & x_{2D} \\ x_{31} & x_{32} & x_{33} & \dots & \dots & x_{3D} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{N1} & x_{N2} & x_{N3} & \dots & \dots & x_{ND} \end{bmatrix}_{N \times D} \quad (3.1)$$

ifadesi ile gösterilir. Popülasyona ait yukarıdaki matris gösteriminde “i”ninci parçacık,

$$x_i = (x_{i1}, x_{i2}, x_{i3}, x_{i4}, \dots, x_{iD}) \quad i = 1, 2, 3, 4, \dots, N \quad (3.2)$$

eşitliği ile gösterilir. “i”ninci parçacığın hızı ve parçacığın önceki en iyi uygunluk değerini veren “i”ninci parçacığın konumu “*pbest*” ise,

$$v_i = (v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, v_{i4}, \dots, v_{iD}) \quad i = 1, 2, 3, 4, \dots, N \quad (3.3)$$

$$pbest_i = (p_{i1}, p_{i2}, p_{i3}, p_{i4}, \dots, p_{iD}) \quad i = 1, 2, 3, 4, \dots, N \quad (3.4)$$

eşitlikleri ile gösterilir. Her döngüde en iyi konumu veren “*gbest*” tüm parçacıklar için tektir ve bu konum,

$$gbest = (p_1, p_2, p_3, p_4, \dots, p_D) \quad (3.5)$$

ifadesi ile gösterilir. İki çevrim sonucunda en iyi değerlerin elde edilmesinden sonra parçacık hızlarını ve konumu ifade eden x_i ve v_i vektörleri,

$$v_i^{k+1} = v_i^k + c_1 \cdot rand_1^k (pbest_i^k - x_i^k) + c_2 \cdot rand_2^k (gbest^k - x_i^k) \quad (3.6)$$

$$x_i^{k+1} = x_i^k + v_i^{k+1} \quad (3.7)$$

olarak verilen denklemlerin sonuçlarına göre güncellenir. Güncellenen parçacıkların alt ve üst sınırlara ulaşp ulaşmadığı,

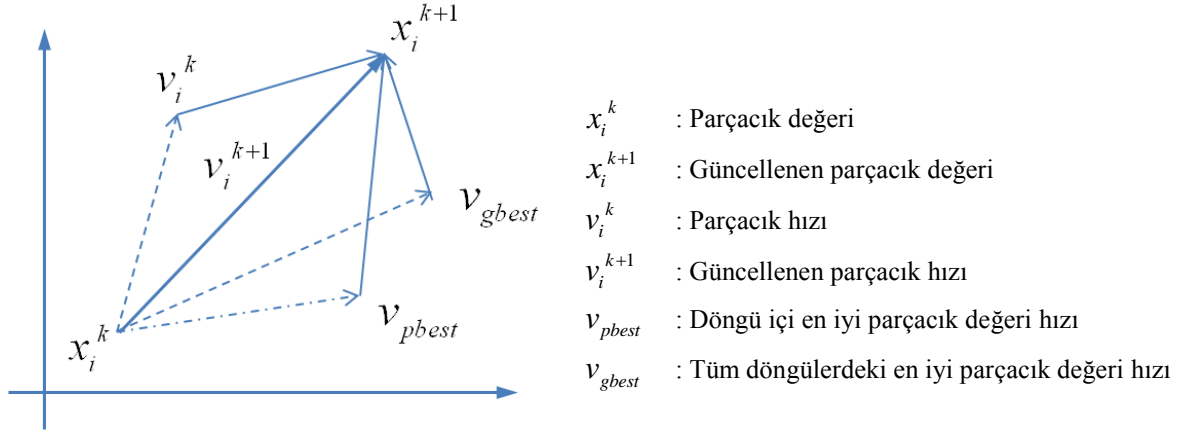
$$\left\{ \begin{array}{ll} x_i^{k+1} = x_{\max} & \text{if } x_i^{k+1} > x_{\max} \\ x_i^{k+1} = x_{\min} & \text{if } x_i^{k+1} < x_{\min} \end{array} \right\} \quad (3.8)$$

koşullarına göre sağlanır. Denklem 3.6’da görüldüğü üzere parçacığın yeni hızı, parçacığın önceki hızı, parçacığın en iyi konumu ve tüm parçacıkların en iyi konumu değerlerine bağlıdır. Denklem (3.6) ve Denklem (3.7) ifadelerde k döngü(iterasyon) numarasını gösterir. c_1 ve c_2 katsayıları ise, genellikle $[0, 2]$ aralığında tanımlı hızlanma terimlerini gösteren sabit sayılardır. Ayrıca eşitliklerdeki $rand_1$ ve $rand_2$ ifadeleri ise $[0, 1]$ aralığında rasgele tanımlanmış sayılardır. Shi ve Eberhart (1998) hedefe yaklaştıkça parçacığın hızının azalmasını sağlayan,

$$v_i^{k+1} = \omega_k v_i^k + c_1 \cdot rand_1^k (pbest_i^k - x_i^k) + c_2 \cdot rand_2^k (gbest^k - x_i^k) \quad (3.9)$$

$$\omega_k = \omega_{\max} - \left(\frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{k_{\max}} \right) k \quad (3.10)$$

eşitliğini önermişlerdir[53]. ω_k katsayısı eniyileme işlemi süresince 0,9'dan 0,4'e azalan eylemsizlik faktörünü temsil etmektedir. Denklem (3.10) ile her çevrimde güncellenir. k_{max} toplam döngü sayısını, k ise mevcut döngü numarasını gösterir.



Şekil 3.1. Parçacık sürü eniyilemesinde parçacık hareketi

Parçacık sürü eniyilemesi yönteminde parçacıkların hareketi Şekil 3.1 ile ifade edilebilir.

3.2. Parçacık Sürü Eniyileme Algoritması

Parçacık sürü eniyilemesi yöntemi 7 aşamada gerçekleştirilir.

1. Eniyileme parametreleri ve tasarım değişkenlerinin sınır değerleri belirlenir. Rasgele sayılardan oluşan başlangıç popülasyonu oluşturulur.
2. Eniyilenmesi istenen sistem parçacık sayısı kadar işletilir. Her parçacık için amaç fonksiyonu hesaplanarak en iyi değer parçacık değeri belirlenir ve “*pbest*” vektörüne yazılır.
3. Belirlenen “*pbest*” değeri daha önce elde edilen “*gbest*” ile karşılaştırılır. Daha iyi bir değer elde edildiyse “*gbest*” değeri güncellenir.
4. Belirlenen “*gbest*” ve “*pbest*” değerlerine göre her bir parçacığın hız vektörü ve konum vektörü güncellenir.
5. Hız vektörü bulunur. Parçacığın kendi en iyi değeri ile tüm parçacıklar içerisindeki en iyi değeri ve hızları hesaplamalara dâhil olacak şekilde sırayla

hız ve konum vektörleri güncellenir. Konum vektörünün güncellenmesi ile başlangıç nüfusu da güncellenecektir.

6. Tasarım değişkenleri için tanımlanan sınır değerlerini kontrol edilir. Sınır aşma varsa konum vektörü sınırlar ile güncellenir.
7. En iyi amaç fonksiyonu elde edilmiyorsa veya maksimum iterasyon(döngü) sayısına ulaşılmadıysa “2” nolu basamağa geri dönülür, ulaşırsa işlem tamamlanır.

Yukarıda geçen bu basamakların gerçekleştirilmesini sağlayacak algoritmaya ait sahte yazılım kodu (*pseudo code*) Şekil 3.2’de verilmiştir.

```
FOR her bir parçacık
    başlangıç popülasyonu oluştur.
END
DO
    FOR her bir parçacık
        amaç fonksiyon değerini bul. (costfunction)
        yerel en iyiyi bul. (pbest)
    END
    global en iyiyi bul. (gbest)
    FOR her bir parçacık
        hız vektörünü güncelle.
        konum vektörünü güncelle.
    END
WHILE döngü sonuna değilse veya en küçük hata elde edilmediyse başa dön.
```

Şekil 3.2. Parçacık sürü eniyilemesi algoritması

Eniyileme algoritmalarında başarımlarını karşılaştırmak maliyet fonksiyonu adı verilen eşitlikler kullanılır. Bu eşitlikler sayesinde kontrolörün ne kadar ideal sonuçlar verdiği, benzetim çalışmaları ile analiz edilir. Bu analizlere göre de eniyilenmiş kontrolörün parametreleri elde edilir. Maliyet fonksiyonu olarak,

The Integrated of Squarred Error

$$ISE \Rightarrow E(t) = \int_0^{\infty} e^2(t) dt \quad (3.11)$$

The Integrated of Absolute Error

$$IAE \Rightarrow E(t) = \int_0^{\infty} |e(t)| dt \quad (3.12)$$

The Integrated of Time Weight Square Error

$$ITSE \Rightarrow E(t) = \int_0^{\infty} te^2(t) dt \quad (3.13)$$

eşitlikleri kullanılabilir. Ayrık zamanlı kontrol çalışmalarında bu eşitliklerde verilen integral ifadelerinin yerine,

The Sum of Squarred Error

$$SSE \Rightarrow E(k) = \sum_{i=1}^N e_1^2(i) \quad (3.14)$$

The Sum of Absolute Error

$$SAE \Rightarrow E(k) = \sum_{i=1}^N |e_1(i)| \quad (3.15)$$

The Mean of Root Squared Error

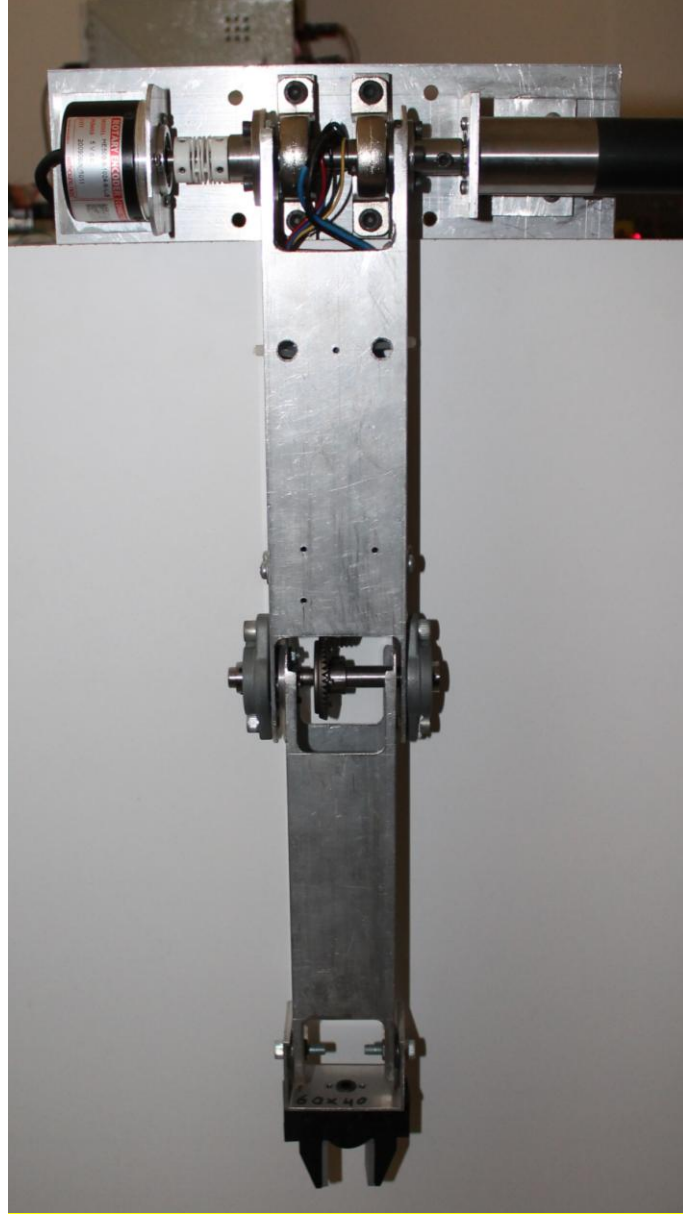
$$MRSE \Rightarrow E(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sqrt{e_1^2(i) + \dots + e_m^2(i)} \quad (3.16)$$

ifadeleri ile tanımlanan fonksiyonlar da kullanılmaktadır.

4. RR DÜZLEMSEL ROBOT UYGULAMA DÜZENEĞİ

Bu bölümde RR Düzlemsel Robot uygulamalarını gerçekleştirmede kullanılan donanım birimleri hakkında bilgilere yer verilmektedir.

4.1. Robotun Mekanizması

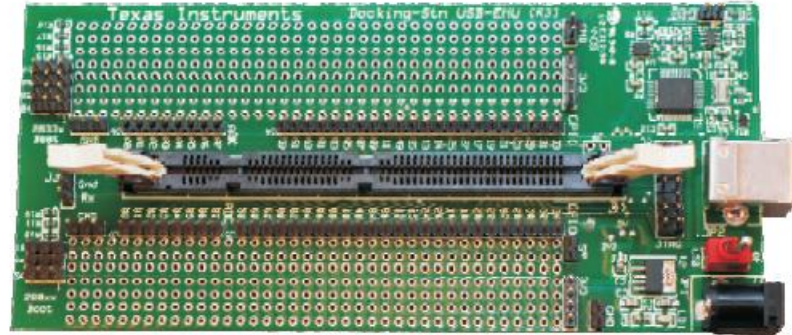


Şekil 4.1. RR düzlemsel robot uygulama düzeneği

Tasarımı tamamlanıp gerçekleştirilen RR düzlemsel robot yapısı Şekil 4.1’de verilmiştir. Robotun eklemleri alüminyum malzemeden yapılmıştır. Robot üzerinde 24V anma gerilimi olan 2 adet DC Motor bulunmaktadır. Birinci eklemi hareket ettiren motor Faulhaber marka olup 86:1 dişli oranına sahiptir. İkinci eklemi hareket ettiren motor ise birinci eklem içerisine dikey olarak gömülü haldedir. 86:1 dişli oranına sahip olan bu motora ilave diferansiyel dişli takımı ile 90° açı dönüşümü sağlanmıştır. Diferansiyel dişli takımı oranı ise 44:13’tür. Uç işlevci merkez ikinci eklemin hareket noktasından merkezinden 25 cm uzaktadır. Uç işlevci olarak 6V’luk bir RC Servo motorlu tutucu bulunmaktadır. Ayrıca ana düzlem üzerinde birinci eklemin açılmal konumunu ölçmek amacıyla harici bir enkoder kullanılmıştır.

4.2. DSP Deneme Kiti

C2000 deney kiti TMS320F28X ailesi işlemcileri test etmek için hızlı, kolay ve düşük maliyetli bir karttır. F28xx kontrol kartları için yerleşim noktası içerir. Kolay söküp takılabilmesi açısından küçük bir anakart gibi olup genel amaçlı giriş-çıkış pinleri, adc sinyalleri ve iletişim pinleri için kart üzerinde bağlantı noktaları bulunmaktadır.

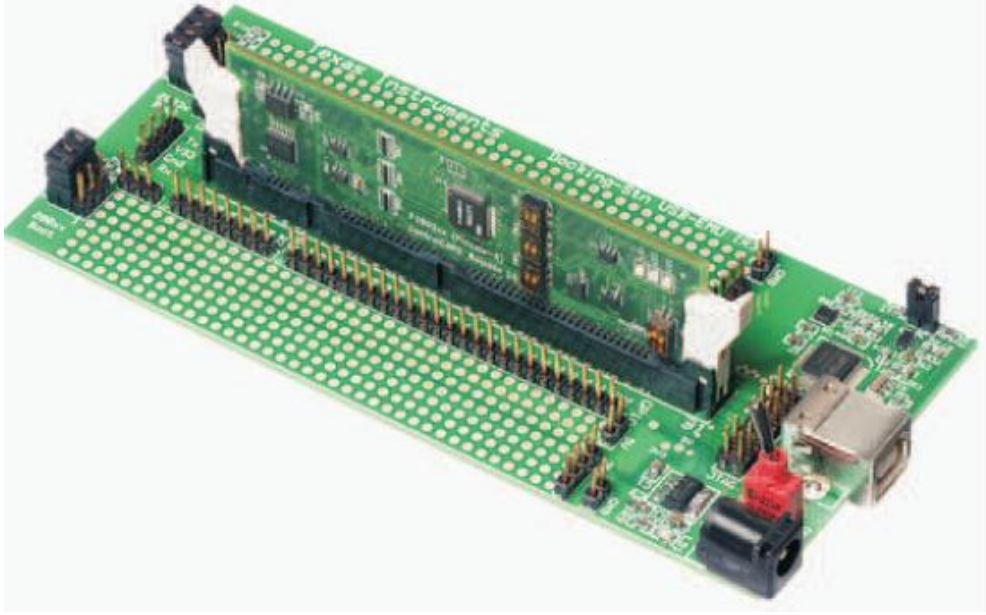


Şekil 4.2. Texas TMS320C2000 deney kiti USB yerleşim istasyonu



Şekil 4.3. Texas TMS320F28335 kontrol kartı

Şekil 4.3'te verilen TMS320F28335 kontrol kartının TMS320C2000 deney kiti üzerine montajlı hali Şekil 4.4'da görülmektedir.



Şekil 4.4. Deney kiti ve kontrol kartı birleştirilmiş görüntüsü

Deney kiti özellikleri:

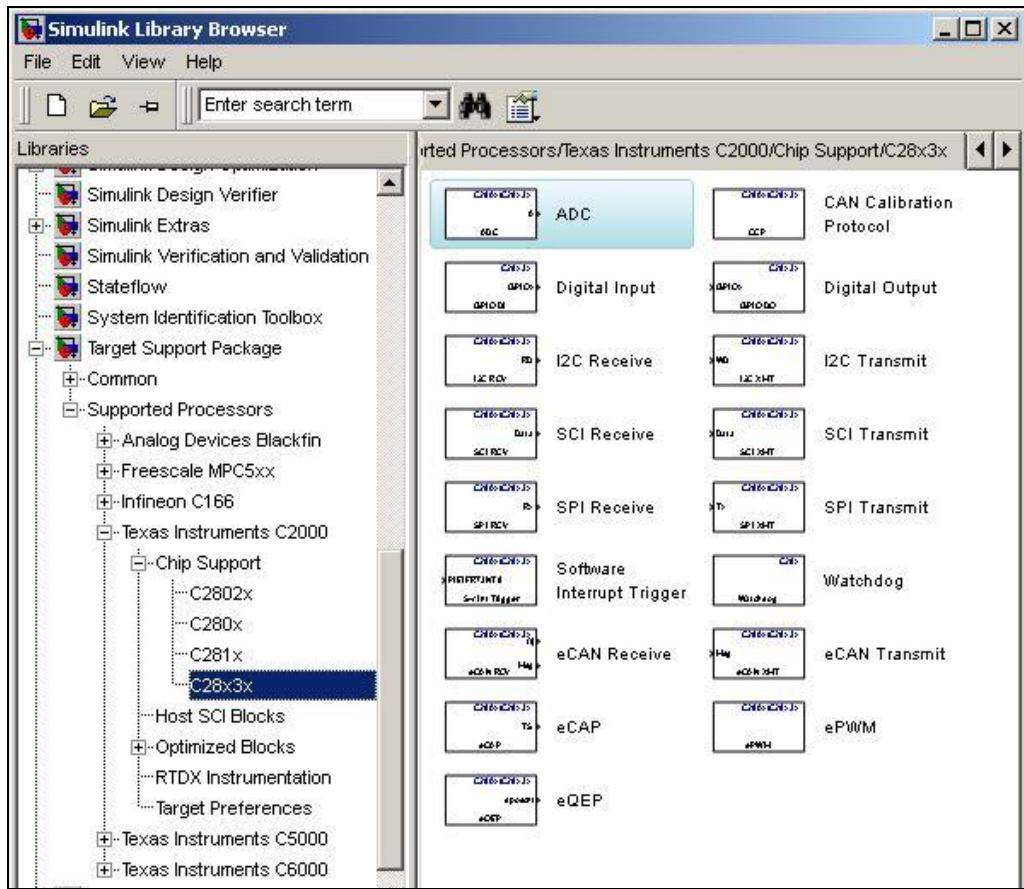
- Bord üzerinde USB emulatör veya harici JTAG emulatör bağlantı özelliği
- USB üzerinden 5V enerji kullanımı veya harici besleme bağlantısı
- UART bağlantı için konektör
- Bütün sistem başlatma modları için atlayıcı pin konektörleri
- 5V ve 3.3V prototip çalışma alanı
- Bütün genel amaçlı sinyal bitleri için konektörler
- 150 Mhz Çalışma Frekansı

TMS320F28335 yine Teksas firmasına ait bir dijital sinyal (işlemcisi) kontrolcüsüdür. TMS320F28335 Delfino ailesinden olup kontrol sistemlerinde kullanılması için üstün kontrol özelliklerine sahiptir. Kontrolcünün bu ve buna benzer tüm özellikleri:

- 150 Mhz'e kadar çalışma frekansı (6,67 ns Saykıl Zamanı)
- 3,3V Giriş-Çıkış Bağlantı Pinleri 32 bit işlemci
- 6 Kanal Doğrudan Bellek Erişim Kontrolcüsü
- 256K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM, 8K x 16 ROM, 1K x 16 OTP ROM

- 6 Kanal Yüksek Çözünürlüklü PWM Birimi
- 6 Adet Yakalama (Capture) Girişi
- 2 Adet Enkoder Arabirimi
- 3 adet 32 Bit Zamanlayıcı
- 2 Adet CAN, 3 Adet UART, 2 Adet McBSP, 1 Adet SPI, 1 Adet I2C İletişim Arabirimi
- 12 Bit Çözünürlüklü 16 Adet ADC Kanalı

Bu deney kiti üretici firması kolay programlanabilmesi ve kontrol sistemlerinde, akademik laboratuar çalışmalarında kullanılabilmesi için Matlab – Simulink ortamında programlama arabirimi geliştirmiştir. Sistem için gerekli donanım modülleri Simulink rehber ekranından seçilerek istenilen uygulama yazılımları geliştirilebilir. Bunun için Simulink kütüphanesinde “Target Support Package” sekmesi üzerinden ilgili kontrol denetleyicisi seçilmelidir.



Şekil 4.5. Texas DSP ile simulink program geliştirme kütüphanesi

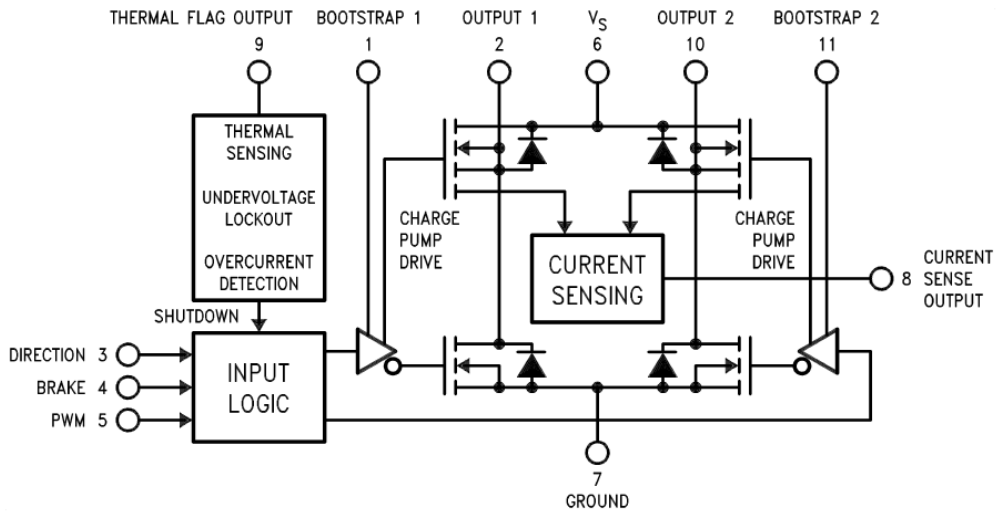
Şekil 4.5'te verilen Simulink rehber ekranında seçilen kontrol denetleyicisine ait bütün çevresel arabirimler bulunmaktadır. Kullanılmak istenen birimler simulink çalışma sayfasına taşınarak gerekli yazılım oluşturulabilir.

4.3. Geribildirim ve Sürücü Üniteleri

Uygulamanın gerçekleştirildiği düzenek iki eklemden oluşmaktadır. Bu düzeneğe hareketi sağlamak için iki adet motor kullanılmıştır. Kontrolörden alınan kontrol sinyallerini motora güç olarak aktaracak sürücü devresine ihtiyaç vardır. Motorların hareketi ile doğan eklem konumlarını ölçmek için enkoder geribildirim elemanı ile değerlerin okunması gerekmektedir. Deney kiti üzerinde bulunan TMS320F28335 işlemcisi 2 adet enkoder okuma özelliğine sahiptir.

4.3.1. Motor Sürücü Birimi

Motorları sürebilmek için LMD18200 motor sürücü entegresi kullanılacaktır. LMD18200T entegresi 3 adet lojik kontrol girişine sahip mosfet tabanlı motor sürücü entegresidir. Sıcaklık algılama ve akım algılama özelliklerine sahip olup gerektiğinde kullanılabilir şekilde bunlarla ilgili çıkış pinlerine sahiptir. LMD18200T ile 3A 55V'a kadar motorlar sağlıklı olarak sürülebilmektedir.



Şekil 4.6. LMD18200T motor sürücü entegresi blok diyagramı

Şekil 4.6'da blok diyagramı verilen LMD18200T entegresi kendi kategorisinde kullanılan diğer motor sürücü entegrelere göre biraz daha maliyeti yüksektir.

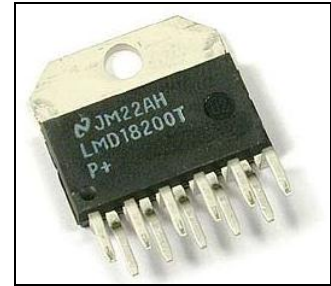
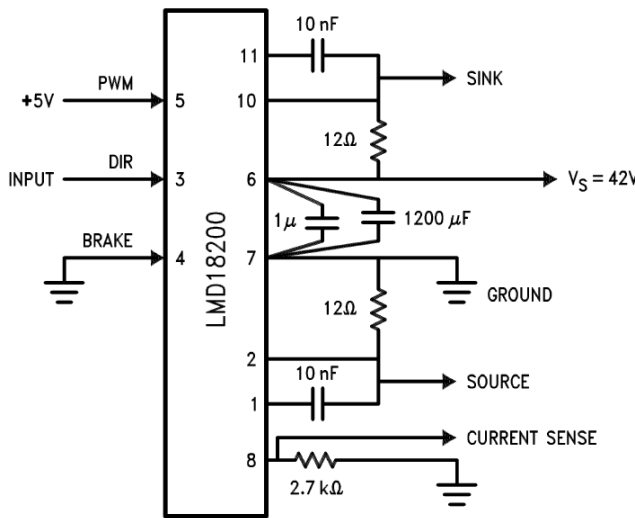
LMD18200 entegresi 3 adet lojik kontrol girişine sahiptir. Bunlar darbe genişlik modülasyonu olarak bilinen “PWM” giriş ucu, yön “DIR” giriş ucu, ve fren “BRAKE” giriş ucudur. Çıkış uçlarından elde edilmek istenen gerilim yön ve türüne göre giriş uçlarına hangi değerlerin verilmesi gerektiği Tablo 4.1’de gösterilmiştir.

Tablo 4.1. LMD18200T motor sürücü entegresi doğruluk tablosu

PWM	DIR	BRAKE	ÇIKIŞ SEVİYELERİ
H	H	L	$V_{OUT1} = V_{DD}, V_{OUT2} = GND$
H	L	L	$V_{OUT1} = GND, V_{OUT2} = V_{DD}$
L	X	L	$V_{OUT1} = V_{DD}, V_{OUT2} = V_{DD}$
H	H	H	$V_{OUT1} = V_{DD}, V_{OUT2} = V_{DD}$
H	L	H	$V_{OUT1} = GND, V_{OUT2} = GND$
L	X	H	Belirsiz

H : Lojik 1 gerilim seviyesi
L : Lojik 0 gerilim seviyesi
X : Lojik 1 veya 0 gerilim seviyesi

Giriş PWM oranına göre sağladığı çıkış geriliminin doğrusal olması bakımından performansının oldukça iyi olduğu test edilerek gözlemlenebilir. Bu sebeple kontrol çalışmalarında oldukça kullanımı yaygındır.



Şekil 4.7. LMD18200T motor sürücü entegresi test bağlantı şeması

4.3.2. Motor geribildirim elemanları

Motor geribildirim elemanı olarak motorlar üzerindeki veya dışarıdan ekleme bağlanabilen enkoderler kullanılabilir. Birinci eklem hareketi robota dışarıdan bağlanan harici bir enkoder ile ölçülecektir. Tam turda 3600 pals veren harici enkoder ile işlemcinin 4X çarpan özelliklerinden 14400 pulse kadar çıkılmaktadır. Bu da birinci eklem ölçüm düzeneğinin $360^\circ / 14400 = 0.025^\circ$ hassasiyette olması anlamına gelir.

İkinci eklemi hareket ettiren motor için ise üzerinde bulunan enkoder ile ölçüm yapılacaktır. Motor üzerinde 500 pals enkoder bulunmaktadır. Ayrıca 86:1 dişli oranı sayesinde motor iş mili tam turunda 43000 pals görülecektir. Yine işlemci 4x çarpan özelliği sayesinde 172000 pals elde edilir. Bu da ikinci eklem ölçüm düzeneğinin $360^\circ / 172000 = 0.002^\circ$ hareket hassasiyeti olduğunu gösterir.

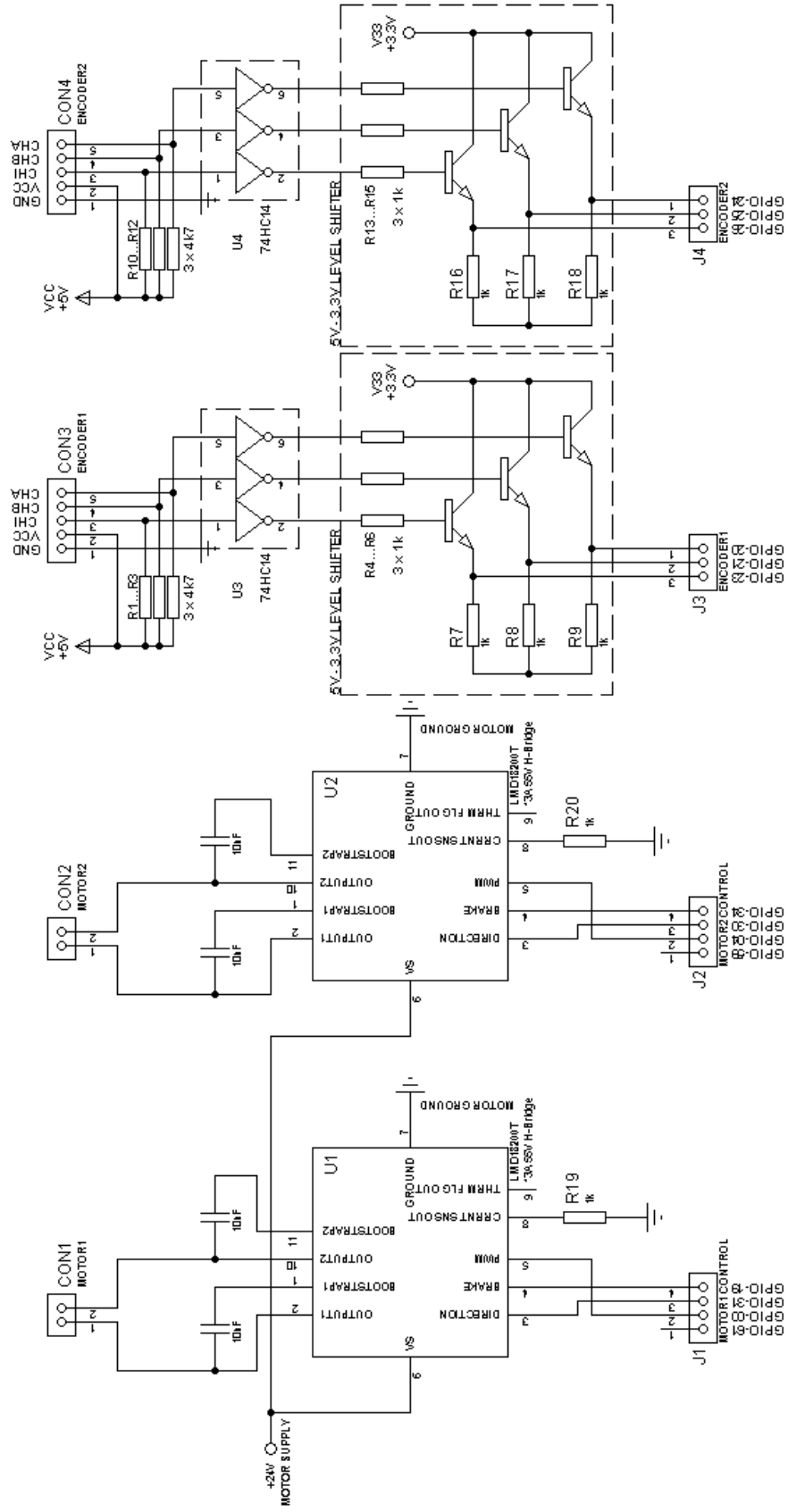
Bu hareket hassasiyetlerini elde edebilmek için yüksek performans ve hıza sahip işlemci kullanılması gerekli olduğu unutulmamalıdır.

Enkoder çalışma gerilimleri 5V'tur. Fakat işlemci giriş-çıkış pinleri için 3.3V gerilim seviyesi kullanılmaktadır. Bu durumda enkoder sinyallerini 5V – 3.3V bir sinyal dönüştürücü arabirimden geçirilmesi gereklidir.

4.3.3. Kontrol kartı tasarımı

Mevcut motor sürücü ve enkoder yapısına göre bir kontrol kartı geliştirilmelidir. Kontrol kartının görevi kontrol işlemcisinden aldığı yön, fren, ve pwm bilgilerini motorlara uygun gerilimlerle iletmek, motorlara veya eklemlere ait enkoderlerden aldığı palslerin ise işlemcinin okuyabileceği forma dönüştürmektir.

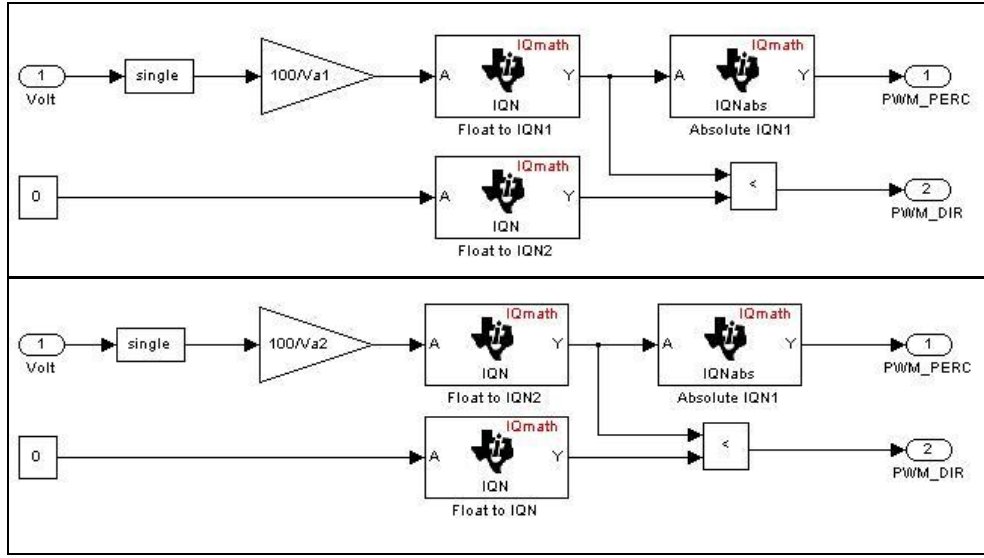
Kontrol kartının elektronik devresi Şekil 4.8'de verilmiştir. Kontrol kartı ile DSP deneme kiti arasında hangi pinlerle bağlantı yapılacağı elektronik devre üzerinde belirtilmiştir.



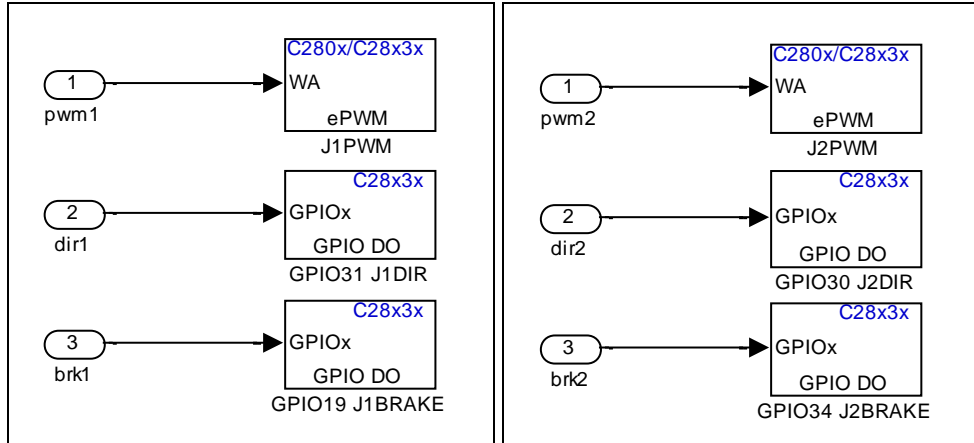
Şekil 4.8. Motor sürücü ve motor geribildirim katı

4.4. Simulink İle Eyleyici Sistemleri Tasarımı

Kontrolör çıkışı motora uygulanacak olan gerilimi işaret etmektedir. Kontrolörden elde edilen gerilim motora doğrudan uygulanamayacağından motor sürücüler kullanılır. Motor sürücü devresi giriş bilgisi olarak yüzde türünden PWM oranı, yön ve fren bilgileri almaktadır. Şekil 4.9 ve 4.10'da görüldüğü gibi kontrolörden elde edilen gerilim motor besleme gerilimi üzerinden bir yüzde değerine dönüştürülerek işlemcinin PWM çıkış ucuna verilmektedir.



Şekil 4.9. Motor sürücüler için gerilim-PWM dönüştürme birimi

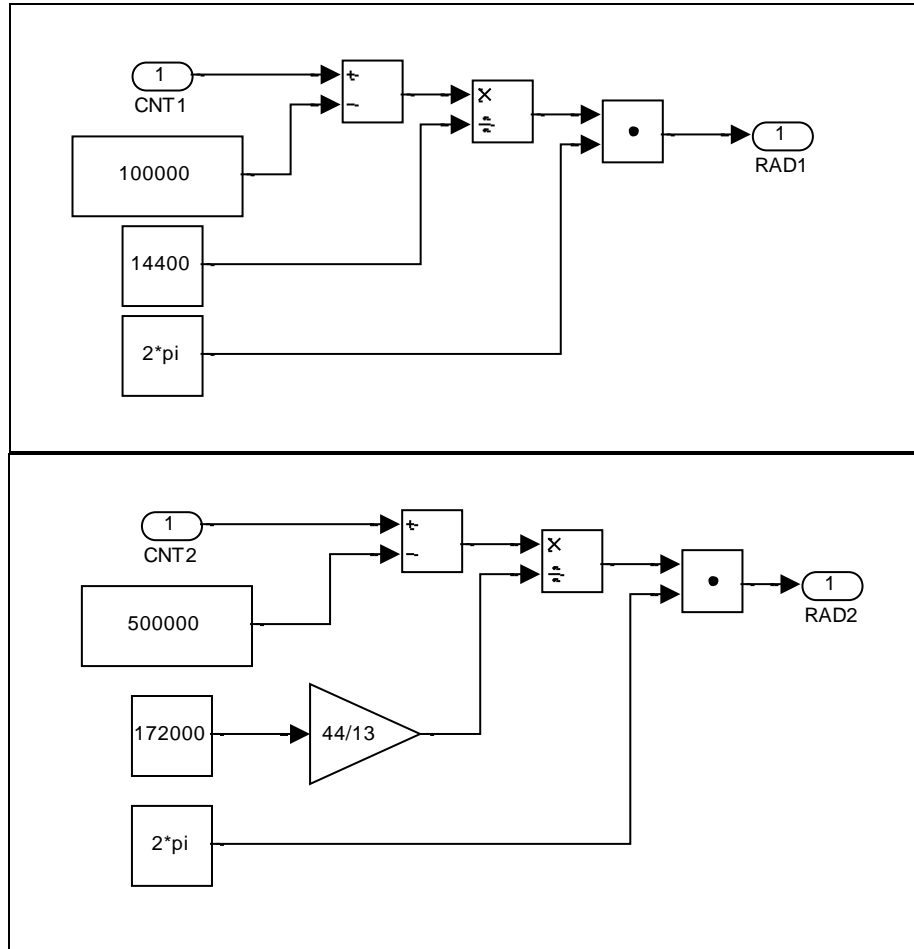


Şekil 4.10. Motor sürücü bağlantı pinlerinin tanımlanması

4.5. Simulink İle Geribildirim Ölçüm Sistemleri Tasarımı

Deneme kiti üzerinde iki adet enkoder okuma kanalının olduğu bilinmektedir. Enkoder okuma kanalları ile motorun hangi yöne doğru kaç adım attığı doğrudan sayılabilir. Fakat motorun son olarak hangi açısal konumda olduğunu gösteren bir çıkış yoktur. Bu sebeple geribildirim elemanlarından elde edilen verileri açısal bilgiye dönüştürecek bir yapıya ihtiyaç vardır.

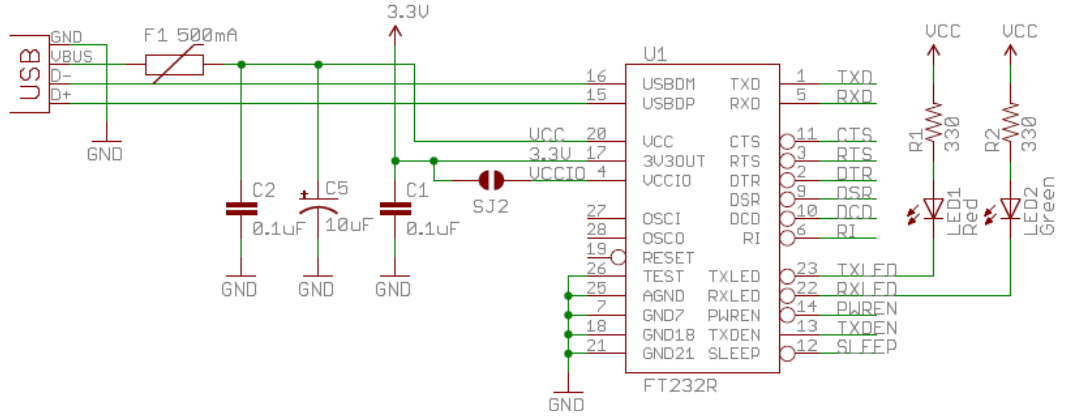
Başlangıç olarak birinci ekleme ait enkoder 100000, ikinci ekleme ait enkoder ise 300000 değerine kurulmuştur. Bu adımdan itibaren motorun dönüş yönüne göre enkoder bilgisini arttıran veya azaltan pulsler okunur. Enkoderlere gelen bu pulsler Şekil 4.11’de verilen bloklar ile birimci eklem ve ikinci eklem için radyan türünden açısal konum değeri elde edilmektedir.



Şekil 4.11. Enkoder ölçüm sisteminin tasarımı

4.6. Simulink İle Veri Toplama Sisteminin Tasarımı

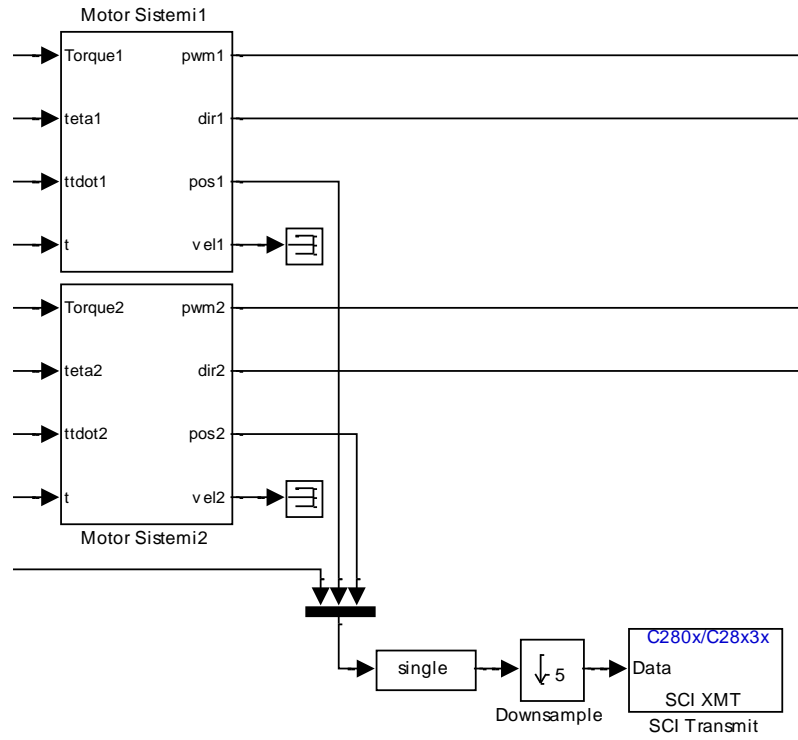
Deneme kitinin veri toplama amacıyla kullanılacak birçok seri haberleşme özelliği vardır. Fakat bunlar içerisinde en kolay ve yaygın kullanıma sahip olan RS232 protokolü ile UART bağlantı sistemidir. Bilgisayarda günümüzde RS232 seri portu kullanımı yerini USB portuna bırakmış olsa da portlara erişim imkânları açısından hala RS232 seri portu birçok elektronik uygulamada kullanılmaktadır. USB portunu RS232 seri portuna çevirmek amacıyla dönüştürücü kartlar mevcuttur. Şekil 3.12’de verilen dönüştürücü kart sayesinde TXD ve RXD pinleri işlemci üzerinde RX ve TX pinleri ile çapraz bağlantı yapılarak kullanılabilir.



Şekil 4.12. USB-Seri çevirici arabirimi

Deneme kiti üzerinde SCI-B (Serial Communication Interface) portu üzerinden veri transferi sağlanmaktadır. Bu modülün kullanımında gerekli olan işlemci pinleri işlemciye ait kataloglarda bulunabilir. Veri transfer hızı 115200 bps ile yapılmaktadır. Yapılan testlerle veri toplamada en fazla saniyede 100 örnek alımı sağlanabildiği gözlemlendi. Uygulamalarda, örnekleme zamanının daha yüksek olması sebebiyle toplanan veriler bir “Downsample” bloğundan geçirilerek alınmaktadır.

Seri port ile birinci ekleme ait istenen-ölçülen açısız konum bilgileri ve ikinci ekleme ait istenen-ölçülen konum bilgileri olmak üzere 4 adet float(single) değişken türü cinsinden veri toplanmaktadır. Kullanılan veri toplama bloğu Şekil 4.13’te verilmiştir.



Şekil 4.13. Simulink ile seri port üzerinden veri toplama

4.7. Robot Uç İşlevci Birimi

Uç işlevci olarak ikinci ekleme Şekil 4.14'te verilen tutucu yapısı bağlanmıştır. Bu uç işlevci birimi 6V gerilim altında bir RC servo ile çalışmaktadır. RC servo motorun bağlı olduğu tutucu çeneleri dışarıdan bir potansiyometre ile manuel olarak kontrol edilmektedir. İstenilen ağırlıkların tutulması veya tutulan ağırlıkların bırakılması potansiyometre değerinin değiştirilmesi ile tutucu çenelerinin açılıp kapatılması sağlanmaktadır.



Şekil 4.14. Uç İşlevci Mekanik Sistemi

5. UYGULAMALAR

Bu bölümde tasarımı ve modellemesi tamamlanan RR düzlemsel robot üzerinde farklı yörüngeler altında performans analizi gerçekleştirilmiştir. Yapılan uygulamalarda PID (Proportional-Integral-Derivative), bulanık mantık (Fuzzy Logic) ve kayma kipli kontrol (Sliding Mode Control) yöntemleri kullanılmıştır. Kontrol yöntemlerine ait tasarım değişkenlerinin hassas ayarlanabilmesi için parçacık sürü eniyilemesi “Particle Swarm Optimization - PSO” algoritması kullanılmıştır. Belirlenen tasarım değişkenleri gerçek sistem üzerinde test edilerek sonuçlar değerlendirilmiştir.

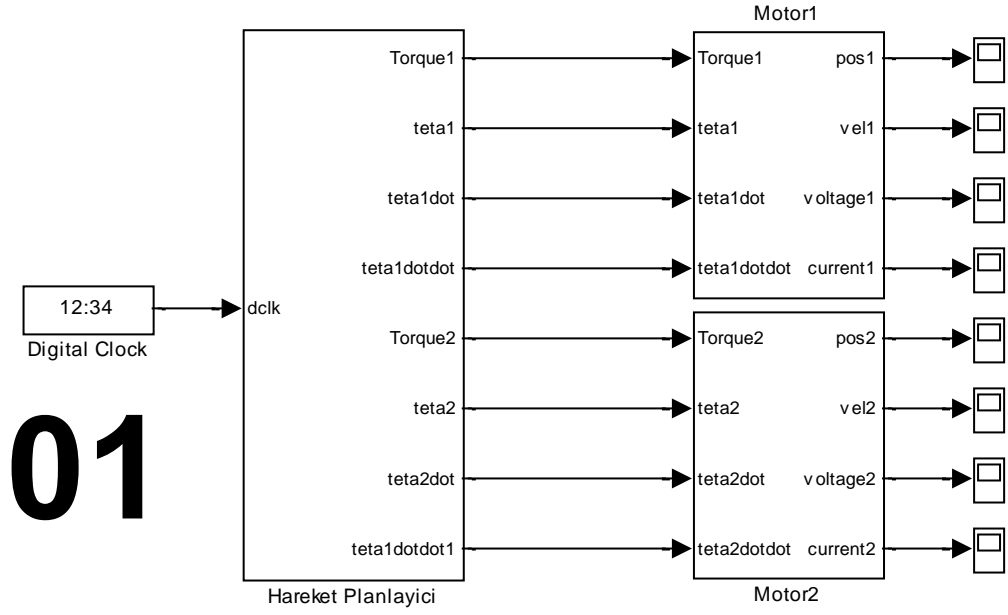
PSO algoritmasının uygulanmasında maliyet fonksiyonu olarak birinci ve ikinci ekleme elde edilen hata karelerinin kareköklerinin ortalaması (The Mean of Root Squared Error - MRSE) fonksiyonu kullanılmıştır. Bu fonksiyon,

$$MRSE = E(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \sqrt{e_1^2(i) + e_2^2(i)} \quad (5.1)$$

eşitliği ile bulunmaktadır. Bu denklemde, i örnekleme indisini, $e_1(i)$ birinci ekleme ait örneklenen hata değerini, $e_2(i)$ ikinci ekleme ait örneklenen hata değerini ve N ise uygulama süresince elde edilen toplam örnek sayısını işaret eder. Bulunan değer radyan biriminde olacaktır.

5.1. Benzetim Modelinin Tasarımı

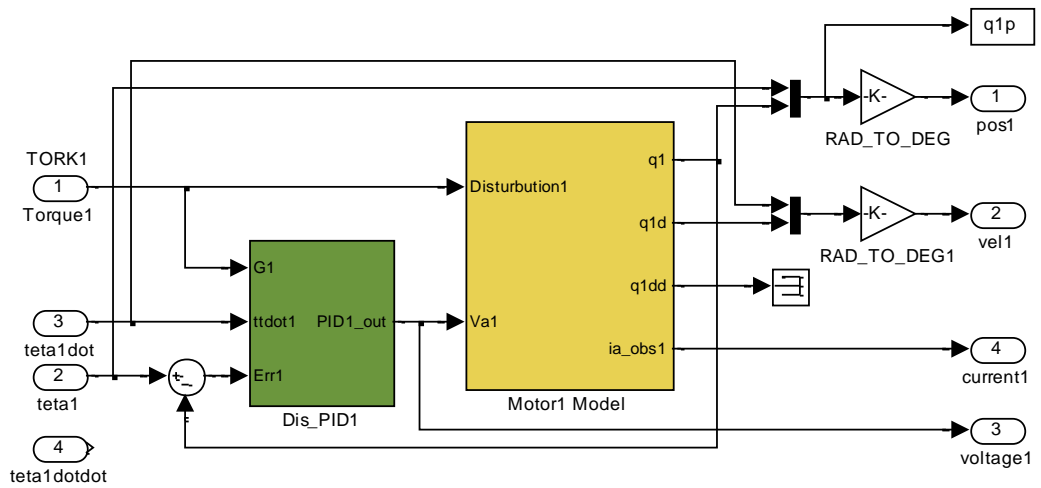
Tasarım değişkenlerinin belirlenmesinde kullanılan benzetim modeli Şekil 5.1’de verilmiştir. Benzetim modeli iki bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde hareket planlayıcı ikinci bölümde ise motor dinamik modelleri bulunmaktadır.



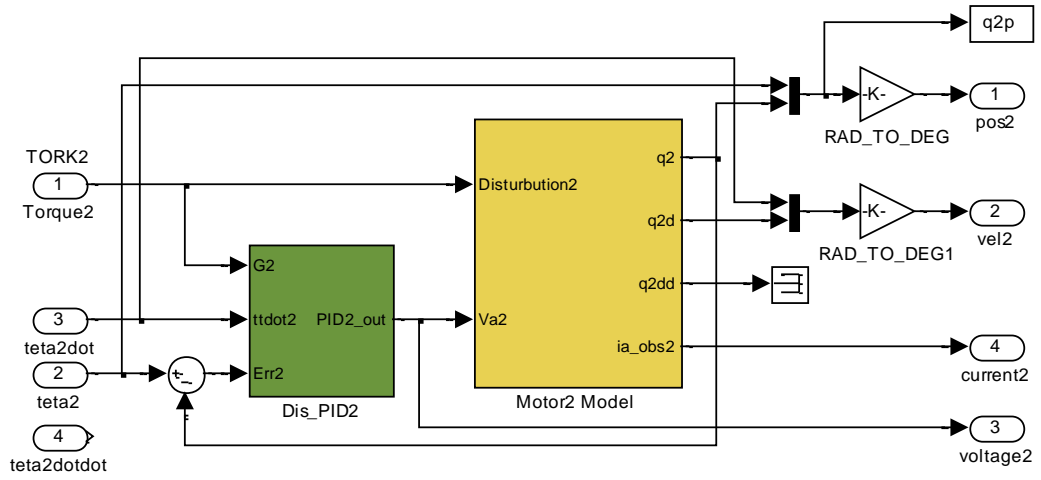
Şekil 5.1. RR düzlemsel robot benzetim modeli

Hareket planlayıcı, eklem yörüngelerini kullanarak, eklemlere ait tork, konum ve açısal hız ve ivme bilgilerini üreten bir fonksiyondur. Bu veriler “Embedded Matlab Editör”de yazılan kodlar ile sağlanmıştır. Kullanılan kodlar EK-E ve EK-F’de verilmiştir.

RR-PRM üzerinde kullanılan birinci eklem motoru ve ikinci eklem motoruna ait dinamik modeller sırasıyla Şekil 5.2 ve Şekil 5.3’te verilmiştir.



Şekil 5.2. Birinci eklem motoru benzetim modeli “Motor1”

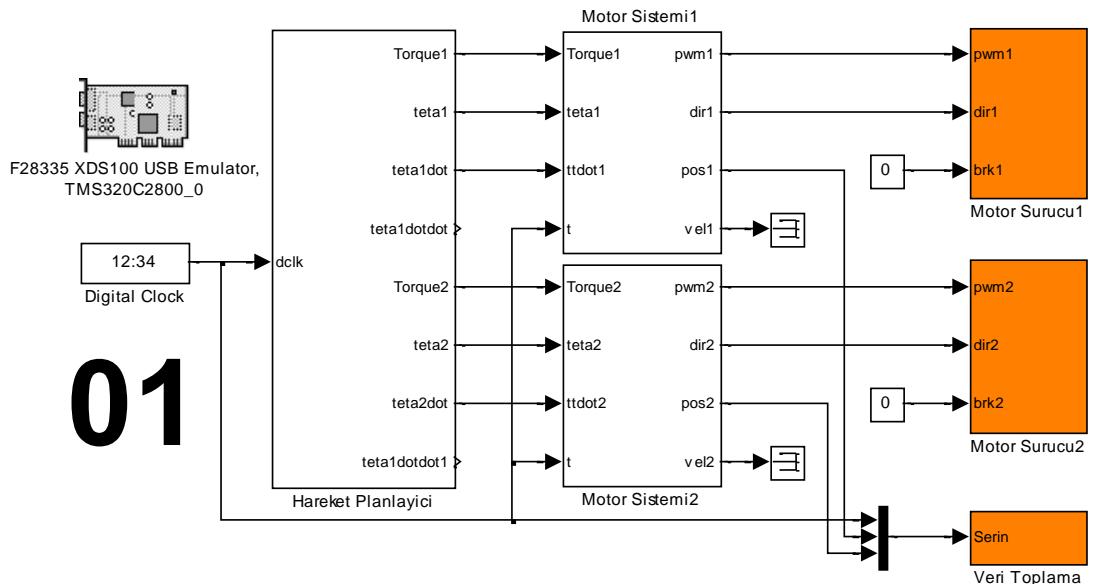


Şekil 5.3. İkinci eklem motoru benzetim modeli “Motor2”

Benzetim çalışmalarında kullanılacak kontrol yöntemine göre motor modeli önünde yer alan blok değiştirilmektedir. Her bir kontrol yöntemi için ayrı bloklar kullanılır.

6.2. Gerçek Zamanlı Uygulama Yazılımının Tasarımı

Benzetim çalışmalarından elde edilen tasarım değişkenlerinin RR-PRM üzerinde test edilmesi için Şekil 5.4’te verilen bloklar kullanılmaktadır. Benzetim modelindeki hareket planlayıcı bloğu burada da aynı şekilde yer almaktadır.

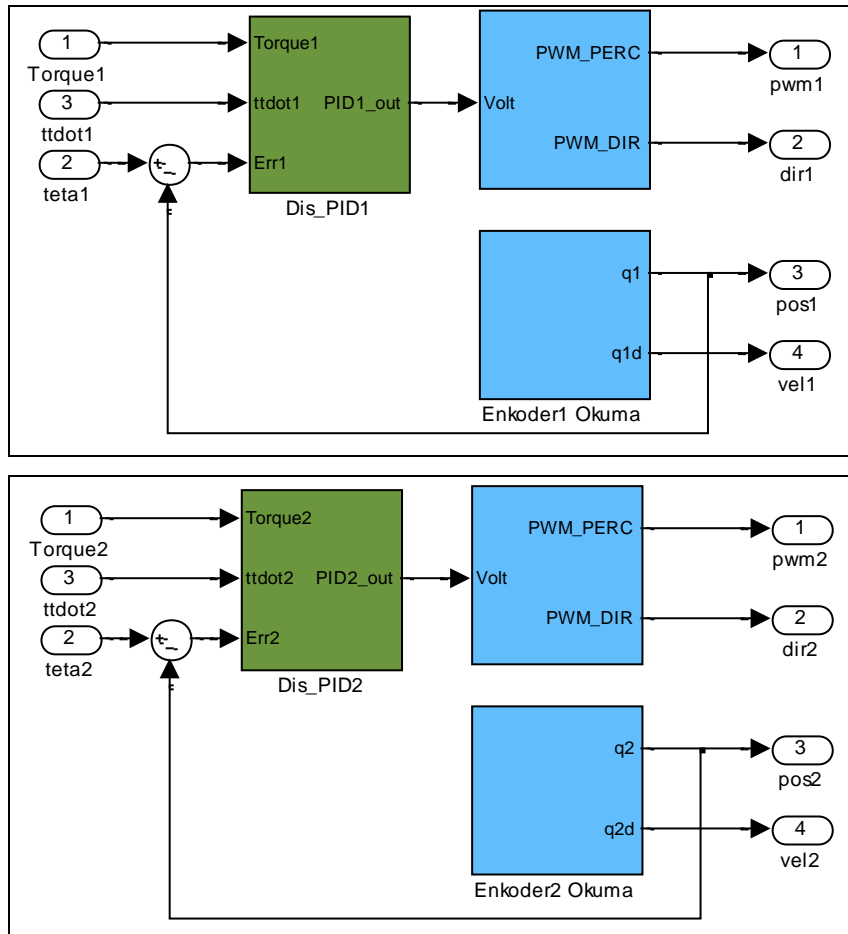


Şekil 5.4. RR düzlemsel robot uygulama blok yazılımı

Şekil 5.4’de görüldüğü gibi hazırlanan uygulama yazılımı ile Matlab ortamında üretilen kaynak kodları, sayısal işaret işlemcisi emulatrör yazılımı üzerinden derlenerek işlemciye yüklenmektedir.

Şekildeki “Veri Toplama” bloğu $T_{s2} = 0.01$ sn. örnekleme dilimlerinde, anlık zaman, birinci eklem konumu ve ikinci eklem konumu bilgileri seri haberleşme birimi SCI ile gönderilmektedir. SCI birimi ile tekrar Matlab ortamında toplanan veriler RR düzlemsel robotun başarımlarını analizlerinde kullanılmaktadır.

Şekildeki birinci ve ikinci eklem için kullanılan “Motor Sistemi” bloklarının iç yapıları Şekil 5.5’te verilmiştir. Bu kısımda enkoderlerden okunan anlık bilgiler radyan türünden açısal konum bilgilerine dönüştürülmektedir. Ayrıca kontrolör birimi tarafından belirlenen motor gerilim değeri, yüzde değerinde PWM oranı ve motor yönü bilgisine dönüştürülmektedir. Motorlara enerjinin uygulanması ve enkoderlerden verilerin okunması Bölüm 4’te ayrıntılı olarak anlatılmıştır.



Şekil 5.5. “Motor Sistemi1” ve “Motor Sistemi2” blokları iç yapısı

5.3. Uygulamalarda Kullanılan Kontrol Bloklarının Tasarımı

5.3.1. Hesaplanan Tork Modeli

Hatırlanacak olursa DC motorun dinamik modeli,

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} = \tau_m - \frac{1}{n} \tau_L \quad (5.2a)$$

$$\tau_m = K_T i_a \quad (5.2b)$$

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a = V_a - E_m \quad (5.2c)$$

$$E_m = K_b \frac{d\theta_m}{dt} \quad (5.2d)$$

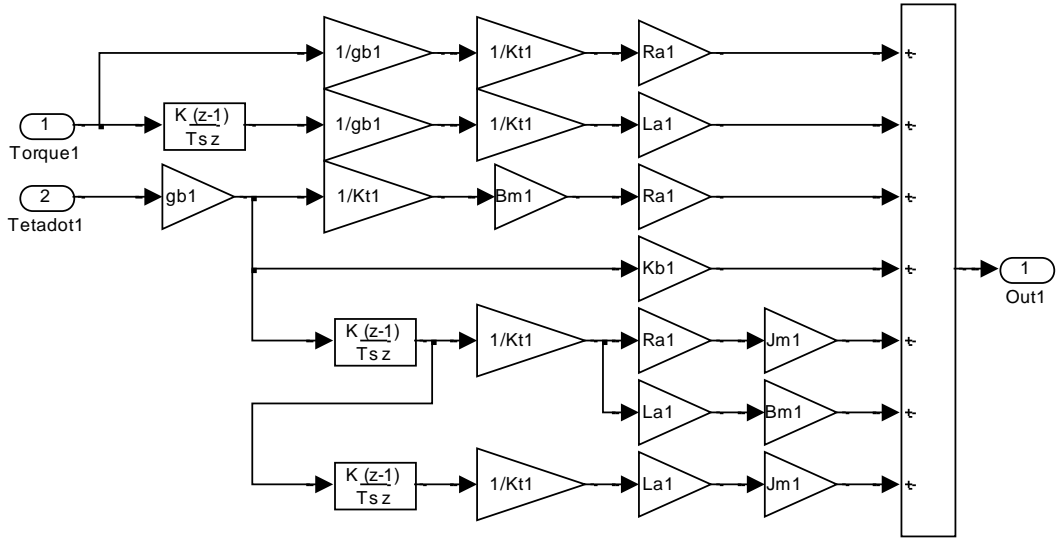
eşitliklerinden oluşmaktadır. Denklem (5.2a) ve (5.2b) birlikte düzenlenir i_a yalnız bırakıldığında,

$$J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m}{dt} = K_T i_a - \frac{1}{n} \tau_L \quad (5.3)$$
$$i_a = \frac{J_m}{K_T} \ddot{\theta} + \frac{B_m}{K_T} \dot{\theta} + \frac{1}{nK_T} \tau_L$$

eşitliği elde edilir. Denklem (5.2c), Denklem (5.2d) ve (5.3) göz önünde bulundurularak düzenlenirse,

$$L_a \frac{d\left(\frac{J_m}{K_T} \ddot{\theta} + \frac{B_m}{K_T} \dot{\theta} + \frac{1}{nK_T} \tau_L\right)}{dt} + R_a \left(\frac{J_m}{K_T} \ddot{\theta} + \frac{B_m}{K_T} \dot{\theta} + \frac{1}{nK_T} \tau_L\right) + K_b \dot{\theta} = V_a$$
$$\frac{R_a J_m}{K_T} \ddot{\theta} + \frac{R_a B_m}{K_T} \dot{\theta} + \frac{R_a}{nK_T} \tau_L + \frac{L_a J_m}{K_T} \ddot{\theta} + \frac{L_a B_m}{K_T} \dot{\theta} + \frac{L_a}{nK_T} \dot{\tau}_L + K_b \dot{\theta} = V_a \quad (5.4)$$

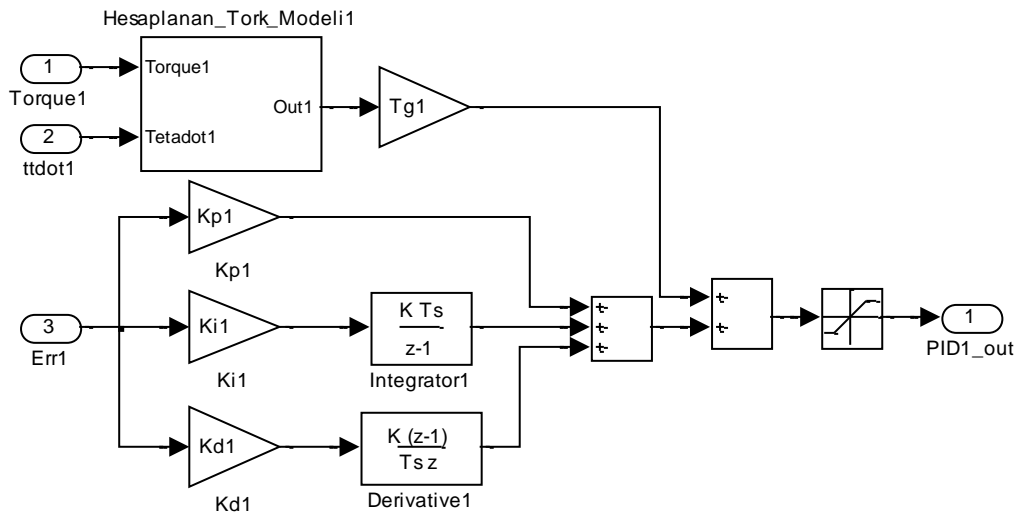
eşitliği elde edilir. Referans yörünge takip edebilmek için DC motorun dinamikleri ile elde edilen hesaplanan tork modeli, PID ve bulanık mantık kontrol terimlerine yardımcı bir terim olarak kullanılacaktır. Birinci eklem için hesaplanan tork modeline ait blok diyagram Şekil 5.6da verilmiştir.



Şekil 5.6. Hesaplanan Tork Modeli

5.3.2. PID kontrol bloğunun tasarımı

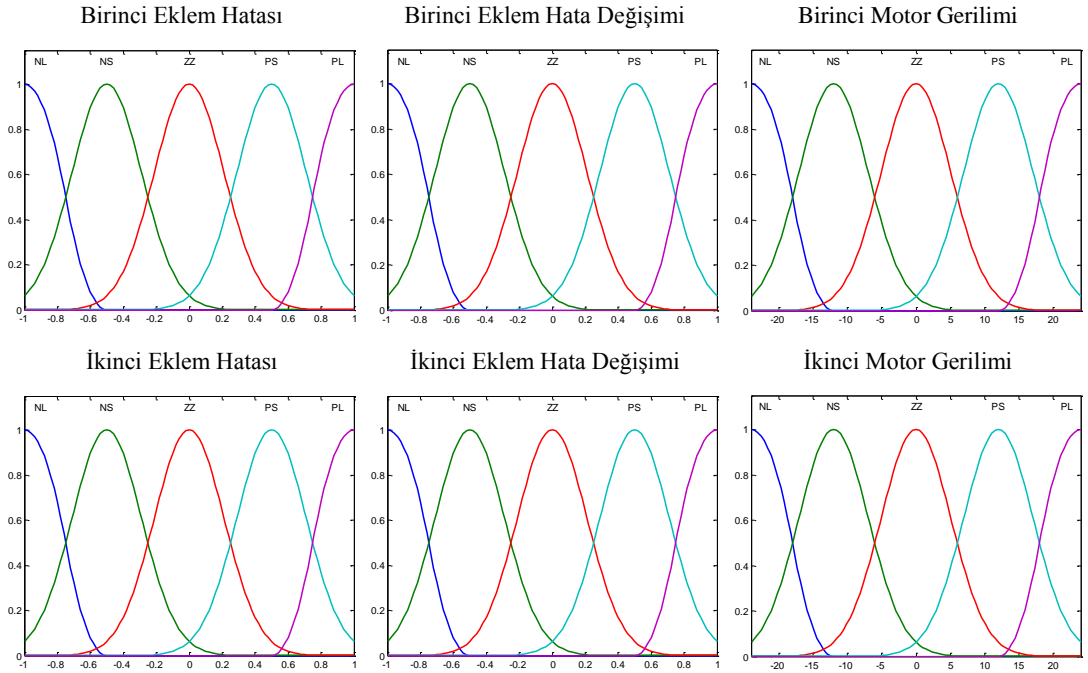
PID kontrol bilindiği üzere oransal-integral-türevsel kontrol olarak isimlendirilmektedir. Bu blokta türev ve integral işlemleri ile birlikte sırasıyla kazanç katsayıları çarpımları toplamı alınmaktadır. PID kontrolör hesaplanan tork modeli ile birlikte Şekil 5.7’de verildiği gibi kullanılmaktadır. Elde edilecek kontrolör çıktı değerinin motor besleme gerilimini aşmaması için “Saturation” bloğu gerilimi sınırlandırma işlemi yapmaktadır.



Şekil 5.7. PID kontrolör bloğu

5.3.3. Bulanık mantık kontrol bloğunun tasarımı

Bulanık mantık kontrolcüsüne iki değer girişi olmaktadır. Bunlar hata ve hatanın türevidir. Üyelik fonksiyonu olarak gauss üyelik tipi tercih edilmiş olup giriş ve çıkış değişkenleri 5 elemanlı bulanık kümelerden oluşmaktadır.



Şekil 5.8. Uygulamada kullanılan giriş-çıkış üyelik fonksiyonları

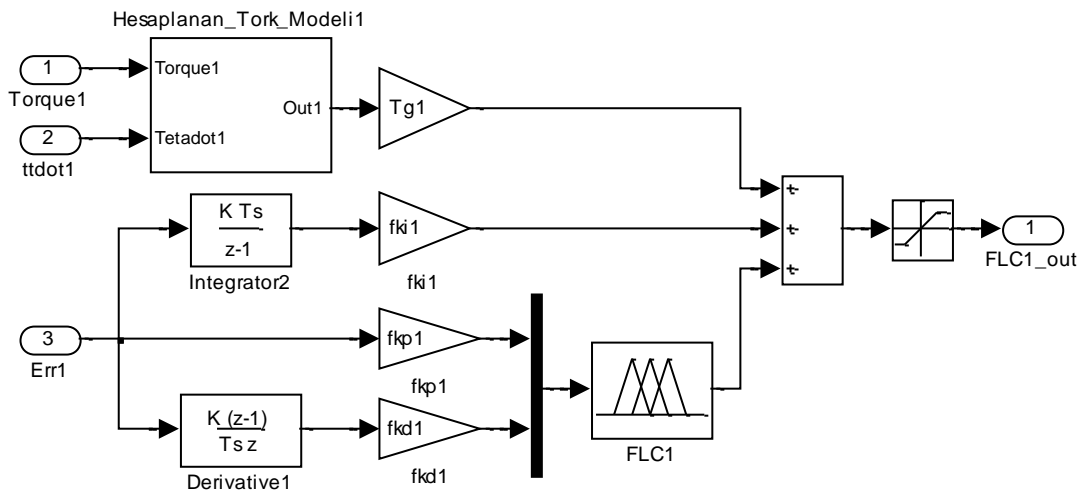
Bulanık mantık kontrolörde Şekil 5.8’de görüldüğü gibi “FIS Editör” üzerinde giriş değişkenlerinin sınır değerleri olarak [-1 1] aralığı tercih edilmiştir. Her bir çevrimde elde edilecek hata ve hatanın türevi değeri sırasıyla f_{kp} ve f_{kd} çarpanları ile çarpılarak belirtilen sınırların içerisinde genişletilmiştir.

Tablo 5.1. Bulanık mantık kural tablosu

		HATANIN DEĞİŞİMİ “ de ”				
		NL	NS	ZZ	PS	PL
HATA “ e ”	NL	NL	NL	NS	NS	ZZ
	NS	NL	NS	NS	ZZ	PS
	ZZ	NS	NS	ZZ	PS	PS
	PS	NS	ZZ	PS	PS	PL
	PL	ZZ	PS	PS	PL	PL

Bulanık mantık kontrolörde Mamdani'nin bulanık çıkarım yöntemi kullanılmıştır. Bulanık çıkarım işlemlerinde Tablo 5.1 ile verilen kural tablosu kullanılmıştır. Durulaştırma işlemlerinde ise COA (Center of Area) ya da diğer bir adıyla "centroid" yöntemi tercih edilmiştir.

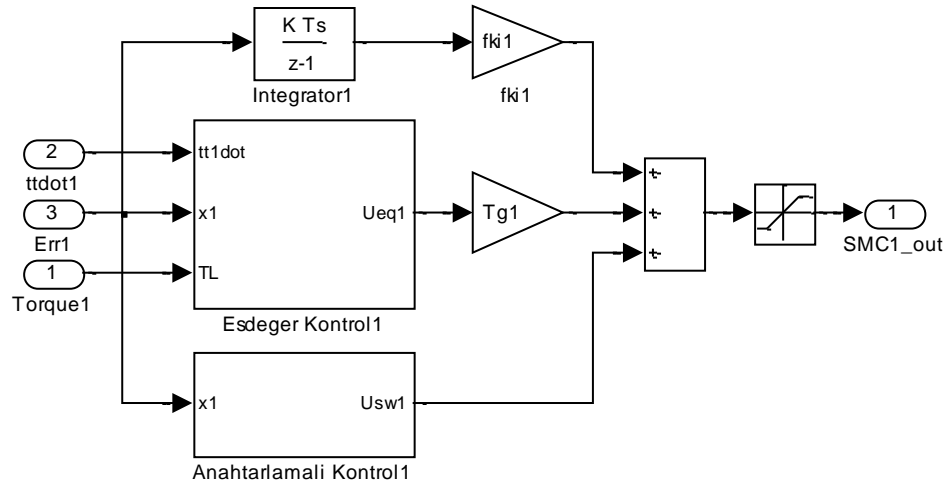
Ayrıca bulanık mantık kontrolörün performansını arttırmak için sisteme hesaplanan tork modeli ile bir integral kontrolörü eklenmiştir. İntegral kontrolörü, bulanık mantık kontrolörün yalnız başına kullanılması sonucu elde edilen başarımlarını arttırmıştır.



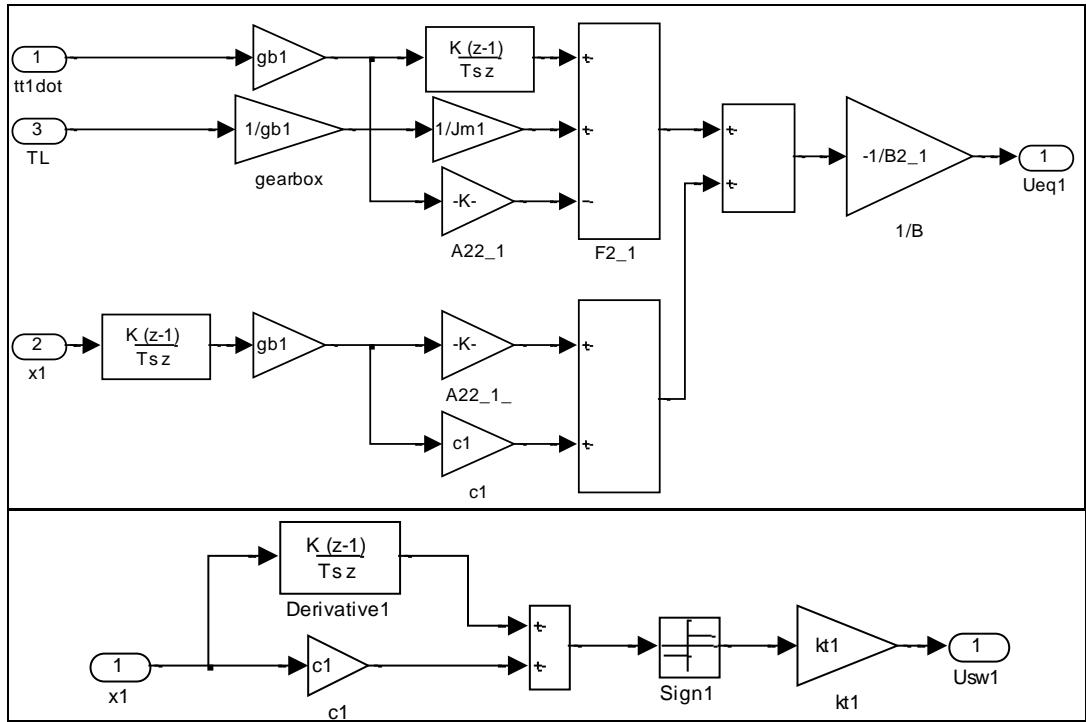
Şekil 5.9. Bulanık mantık kontrolör bloğu

5.3.4. Kayma kipli kontrol bloğunun tasarımı

Kayma kipli kontrol model tabanlı bir kontrol yöntemidir. Bu kontrol yönteminin uygulanabilmesi için eklemeler üzerine bozucu etki olarak yüklenen tork değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. Şekil 5.4'te verilen tüm sisteme ait uygulama bloklarından "Hareket Planlayıcı" bloğu yörünge bilgilerinin yanı sıra bu yörüngede ihtiyaç duyulan tork değerlerini de hesaplanmasını sağlar. Kayma kipli kontrol yöntemi anahtarlamalı kontrol ve eşdeğer kontrol olmak üzere temelde iki bölümden oluşur. Kayma kipli kontrol blokları Şekil 5.9, 5.10 ve 5.11'de verilmiştir. Sisteme bulanık mantık kontrol de olduğu gibi bir de integral kontrolörü eklenmiştir.



Şekil 5.10. Kayma kipli kontrol bloğu

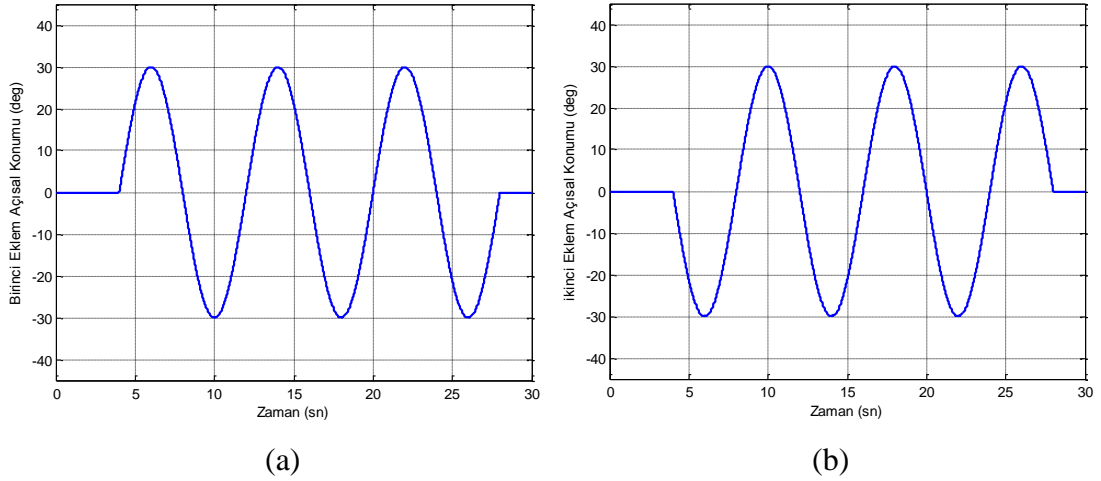


Şekil 5.11. “Esdeger Kontrol1” ve “Anahtarlamalı Kontrol1” blokları yapısı

5.4. RR Düzlemsel Robot Üzerinde Yapılan Uygulamalar

5.4.1. Sinüzoidal yörünge hareketi

Bu bölümde RR düzlemsel robot eklemleri, 8' sn lik periyotlardan oluşan 3 saykıl boyu sinüzoidal bir yörüngeyi takip etmeye zorlanmıştır. Birinci eklem pozitif yönde sinüzoidal hareket (Şekil 5.12a) gerçekleştirirken ikinci eklem ise negatif yönde bir sinüzoidal hareket (Şekil 5.12b) gerçekleştirmektedir. Toplam uygulama süresi 30sn olarak alınmıştır. RR düzlemsel robot yörünge takibinde yüksüz olarak çalıştırılacaktır.



Şekil 5.12. a) Birinci eklem yörünge grafiği, b) İkinci eklem yörünge grafiği

Öncelikle her üç kontrol yöntemi için parçacık sürü eniyilemesi yöntemi yardımı ile kontrolörler için tasarım değişkenleri belirlenmiştir. Ayrıca iki eklem için elde edilen hesaplanan tork modeli çıkışlarında yer alan tork kazanç katsayıları $Tg_1 = 1.4$ $Tg_2 = 1.05$ olarak kullanılmıştır. RR düzlemsel robotun yörünge hareketi sonrasında eklemlere ait elde edilen hareket verileri Matlab ortamında toplanmıştır.

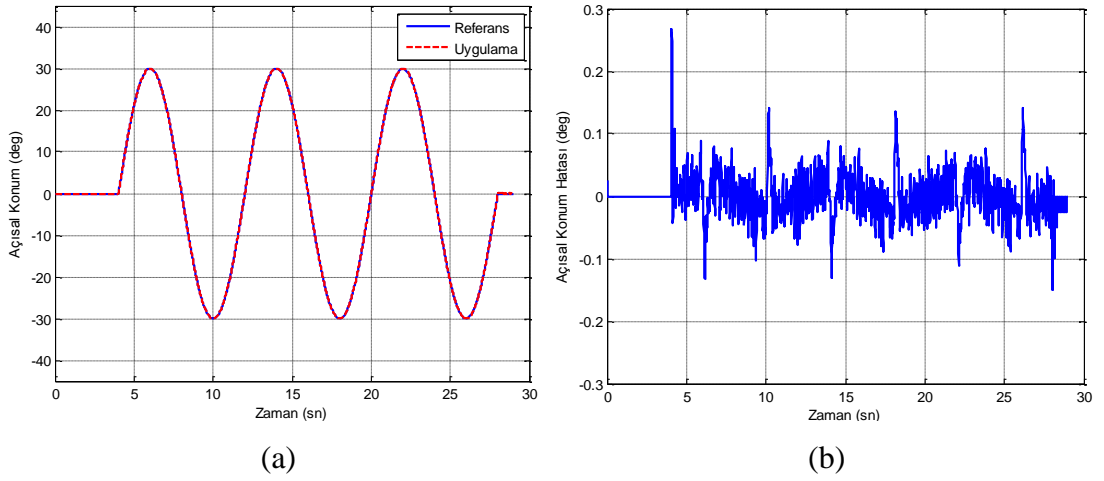
5.4.1.1. PID kontrol yöntemi uygulaması (Test1A)

PSO algoritması kullanılarak eniyilenen tasarım değişkenleri Şekil 5.7'de verilen PID kontrolör ile test edilmiştir. Bu testlerde kullanılan en iyi sonuçlar Tablo 5.2'de verilen tasarım değişkenleri ile sağlanmıştır.

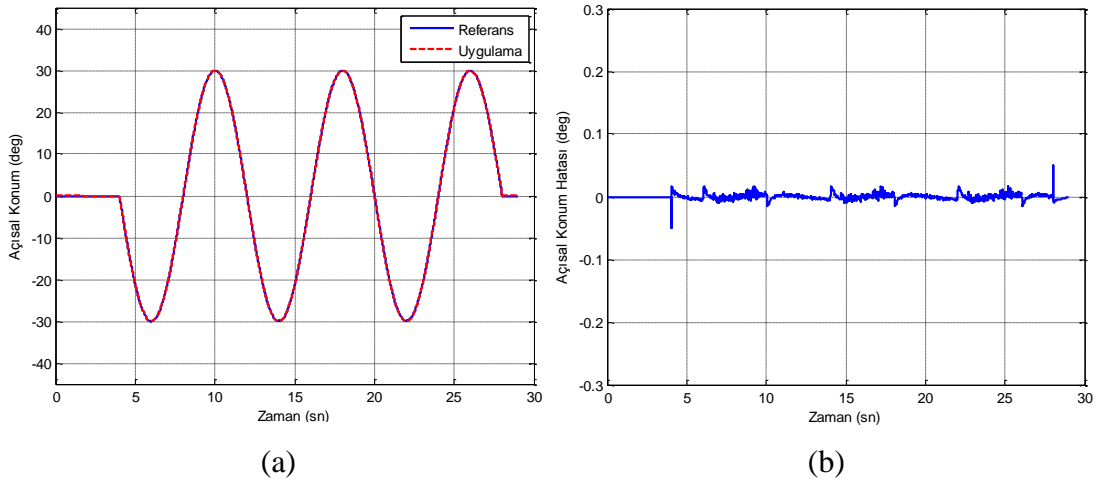
Tablo 5.2. Sinüzoidal yörüngede PID kontrol için eniyilenen tasarım değişkenleri

Parametre	K_p	K_i	K_d	T_g
1.Eklem	200	1200	0.50	1.4
2.Eklem	800	3000	0.50	1.05

RR düzlemsel robot üzerinde gerçekleştirilen uygulamalarda elde edilen birinci eklem ve ikinci eklemlere ait “Referans-Uygulama” yörünge grafiği ve eklem konum hatası grafikleri Şekil 5.13 ve Şekil 5.14’da verilmiştir.



Şekil 5.13. Test1A, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği



Şekil 5.14. Test1A, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği

Şekiller incelendiğinde PID kontrol yöntemini kullanarak sinüzoidal yörünge takip uygulamasında birinci ve ikinci eklem için hata değerleri 0,2 dereceden daha az

olduğu görülmektedir. Bu uygulama sonucunda MRSE maliyet fonksiyonu değeri olarak radyan türünden $0,000435$ elde edilmiştir.

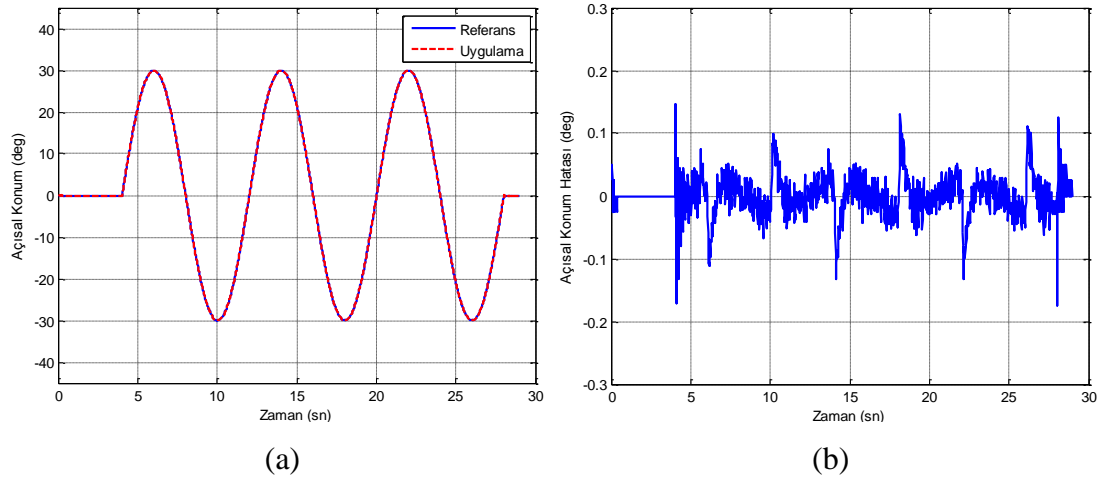
5.4.1.2. Bulanık mantık kontrol yöntemi uygulaması (Test1B)

PSO algoritması kullanılarak eniyilenen tasarım değişkenleri Şekil 5.9’da verilen bulanık mantık kontrolör ile test edilmiştir. Bu testlerde kullanılan en iyi sonuçlar Tablo 5.3’de verilen tasarım değişkenleri ile sağlanmıştır.

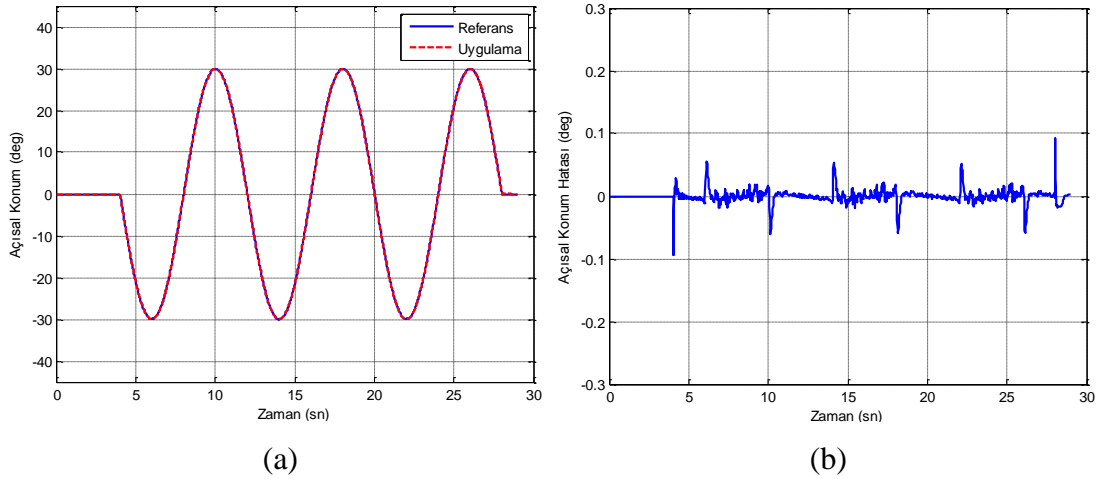
Tablo 5.3. Sinüzoidal yörüngede bulanık mantık kontrol için eniyilenen tasarım değişkenleri

Parametre	fKp	fKd	fki	Tg
1.Eklem	$1/0.03$	$1/6$	1000	1.4
2.Eklem	$1/0.005$	$1/1$	3000	1.05

RR düzlemsel robot üzerinde gerçekleştirilen uygulamalarda elde edilen birinci eklem ve ikinci eklemlere ait “Referans-Uygulama” yörünge grafiği ve eklem konum hatası grafikleri Şekil 5.15 ve Şekil 5.16’da verilmiştir.



Şekil 5.15. Test1B, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği



Şekil 5.16. Test1B, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği

Şekiller incelendiğinde bulanık mantık kontrol yöntemini kullanarak sinüzoidal yörünge takip uygulamasında birinci ve ikinci eklem için hata değerleri 0,2 dereceden daha az olduğu görülmektedir. Bu uygulama sonucunda MRSE maliyet fonksiyonu değeri olarak radyan türünden $0,000405$ elde edilmiştir.

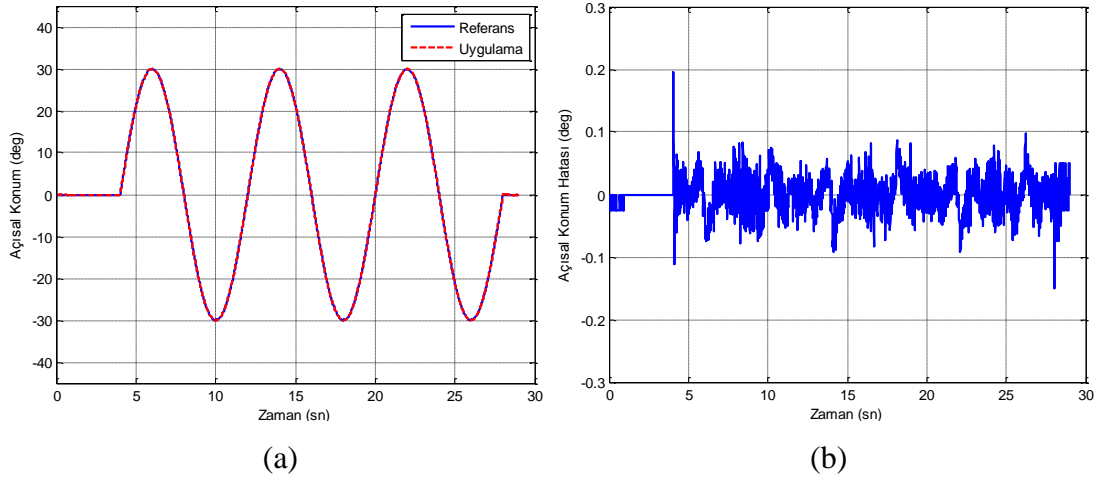
5.4.1.3. Kayma kipli kontrol yöntemi uygulaması (Test1C)

PSO algoritması kullanılarak eniyilenen tasarım değişkenleri Şekil 5.10'da verilen kayma kipli kontrolör ile test edilmiştir. Bu testlerde kullanılan en iyi sonuçlar Tablo 5.4'de verilen tasarım değişkenleri ile sağlanmıştır.

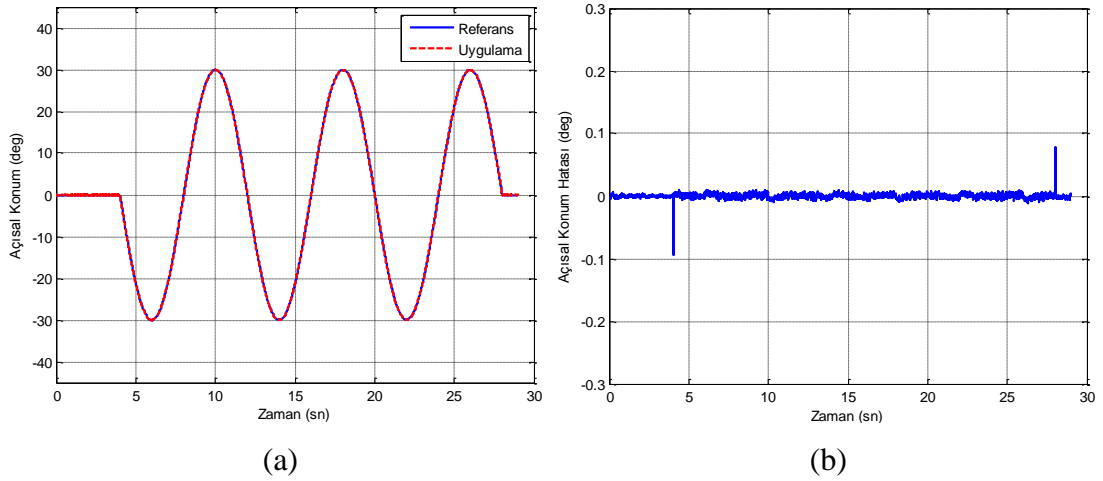
Tablo 5.4. Sinüzoidal yörüngede kayma kipli kontrol için eniyilenen tasarım değişkenleri

Parametre	c	kt	fki	Tg
1.Eklem	200	0.7	1000	1.4
2.Eklem	100	1	3000	1.05

RR düzlemsel robot üzerinde gerçekleştirilen uygulamalarda elde edilen birinci eklem ve ikinci eklemlere ait “Referans-Uygulama” yörünge grafiği ve eklem konum hatası grafikleri Şekil 5.17 ve Şekil 5.18'da verilmiştir.



Şekil 5.17. Test1C, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği



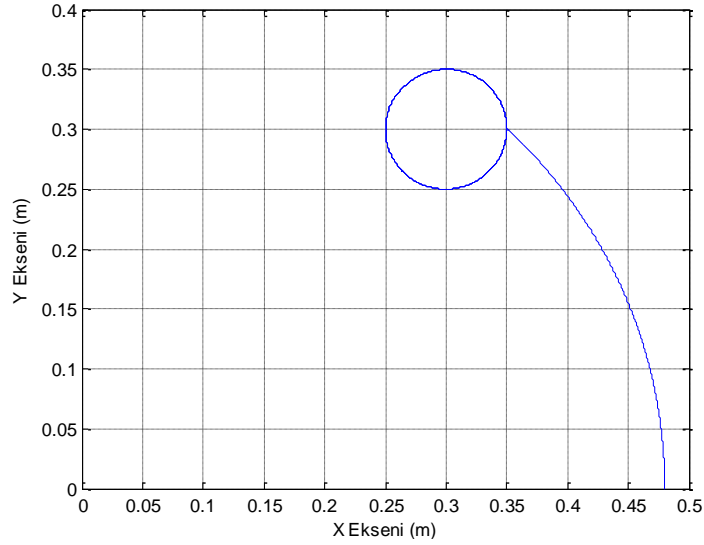
Şekil 5.18. Test1C, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği

Şekiller incelendiğinde kayma kipli kontrol yöntemini kullanarak sinüzoidal yörünge takip uygulamasında birinci ve ikinci eklem için hata değerleri 0,2 dereceden daha az olduğu görülmektedir. Bu uygulama sonucunda MRSE maliyet fonksiyonu değeri olarak radyan türünden $0,000371$ elde edilmiştir.

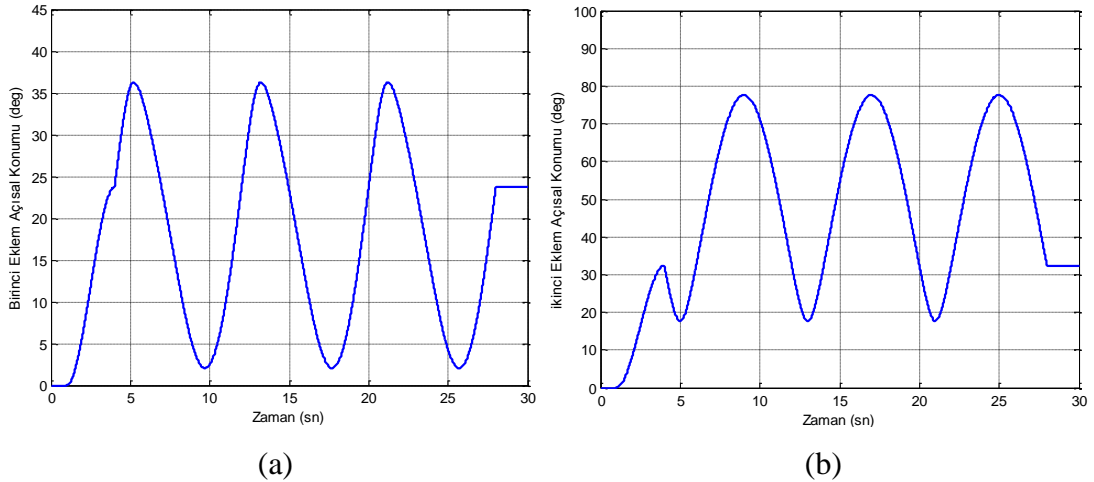
5.4.2. Uç işlevcinin dairesel yörünge hareketi

Bu bölümde RR düzlemsel robot uç işlevcisi dairesel bir yörünge hareketi yapması planlanmaktadır. Uç işlevci kartezyen koordinatlardaki $[300\text{mm}, 300\text{m}]$ noktasını merkez alarak 50 mm yarıçaplı dairesel yörüngede 8sn'lik periyotlarda üç tur atacaktır. Belirtilen kartezyen koordinatlara gidebilmek için ters kinematik

denklemlerle robot eklem açıları için yörüngeler elde edilmiştir. Dairesel hareketin başlangıç noktasına üçüncü dereceden bir polinom ile oluşturulan bir yörünge doğrultusunda gidecektir. Başlangıç noktasına ulaşmasıyla dairesel hareket başlayacaktır. Uç işlevcinin izleyeceği dairesel yörünge Şekil 5.19’te, eklemlerin izleyeceği açısal hareket yörünge grafikleri Şekil 5.20’de verilmiştir. RR Düzlemsel robot bu uygulamada yüksüz olarak çalıştırılmaktadır.



Şekil 5.19. Uç işlevci dairesel yörünge hareket grafiği



Şekil 5.20. a) Birinci eklem yörünge grafiği, b) İkinci eklem yörünge grafiği

Dairesel yörünge hareketi her üç kontrol yöntemi ile test edilecektir. Öncelikle her bir kontrol yöntemi için parçacık sürü eniyilemesi yöntemini kullanarak tasarım değişkenleri belirlenmiştir. Ayrıca iki eklem için elde edilen hesaplanan tork modeli çıkışlarında yer alan tork kazanç katsayıları $Tg_1 = 1.4$ $Tg_2 = 1.05$ olarak

kullanılmıştır. Belirlenen bu değişkenler benzetim çalışmaları sonrası gerçek zamanlı olarak RR düzlemsel robot üzerinde test edilecektir.

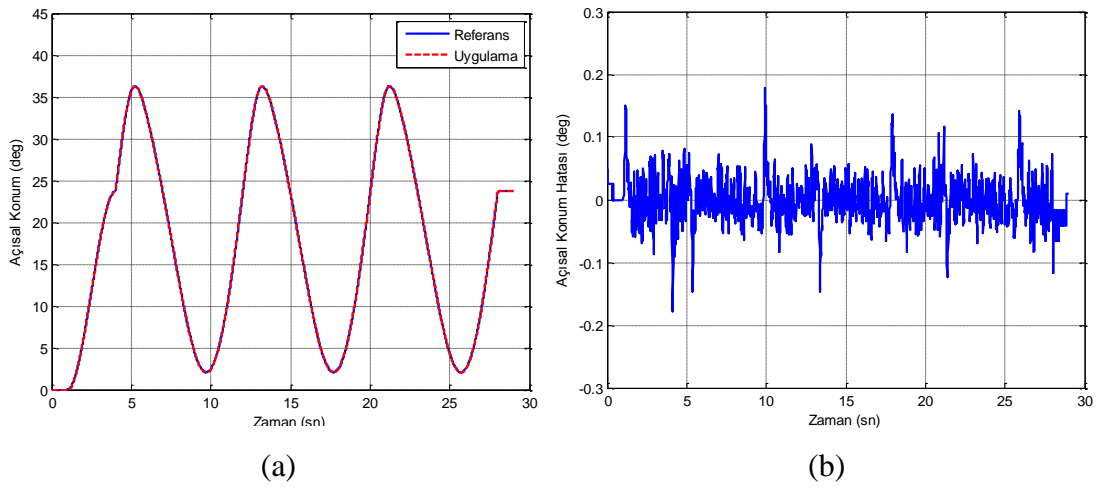
5.4.2.1. PID kontrol yöntemi uygulaması (Test2A)

PSO algoritması kullanılarak eniyilenen tasarım değişkenleri Şekil 5.7’de verilen PID kontrolör ile test edilmiştir. Bu testlerde kullanılan en iyi sonuçlar Tablo 5.5’te verilen tasarım değişkenleri ile sağlanmıştır.

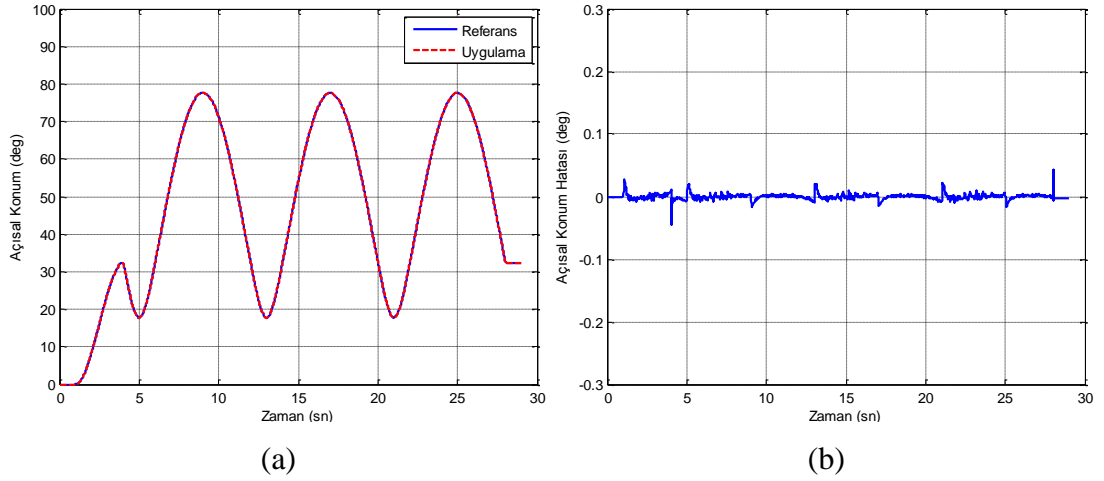
Tablo 5.5. Dairesel yörüngede PID kontrol için eniyilenen tasarım değişkenleri

Parametre	K_p	K_i	K_d	T_g
1.Eklem	200	1200	0.50	1.4
2.Eklem	800	3000	0.50	1.05

RR düzlemsel robot üzerinde gerçekleştirilen uygulamalarda elde edilen birinci eklem ve ikinci eklemlere ait “Referans-Uygulama” yörünge grafiği ve eklem konum hatası grafikleri Şekil 5.21 ve Şekil 5.22’de verilmiştir.



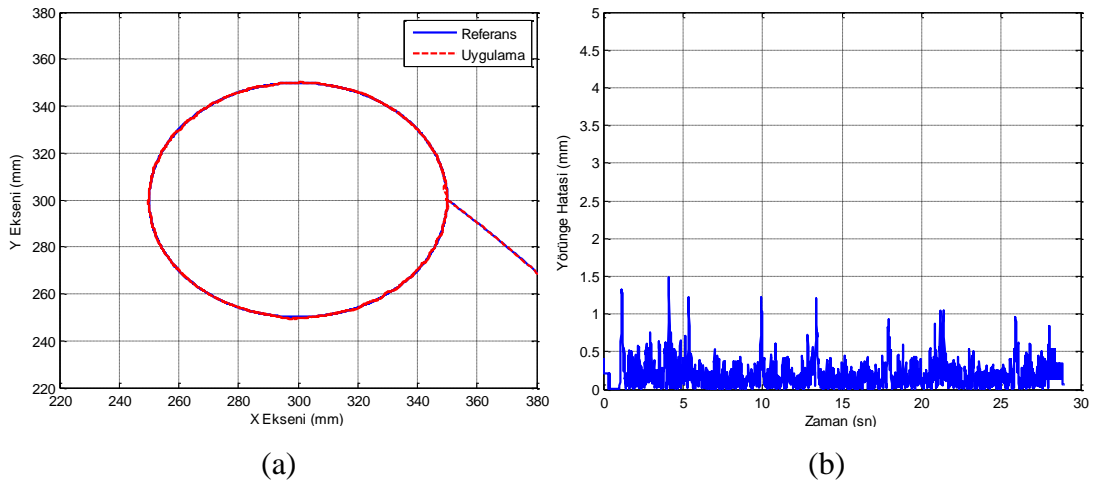
Şekil 5.21. Test2A, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği



Şekil 5.22. Test2A, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği

Şekiller incelendiğinde PID kontrol yöntemini kullanarak kartezyen koordinatlarda dairesel yörünge takip uygulamasında birinci ve ikinci eklem için hata değerleri 0,2 dereceden daha az olduğu görülmektedir. Bu uygulama sonucunda MRSE maliyet fonksiyonu değeri olarak radyan türünden $0,000479$ elde edilmiştir.

Yukarıda verilen eklem hareketleri sonucunda kartezyen koordinatlarda gerçekleşen referans-uygulama uç işlevci hareketi Şekil 5.23a'da verilmiştir. Uç işlevcinin dairesel yörünge üzerinde yaptığı konum hatası ise Şekil 5.23b'de verilmiştir. Şekiller incelendiğinde hata değerinin 1mm'den az olduğu görülmektedir.



Şekil 5.23. Test2A, a) Uç işlevci için referans-uygulama konum grafikleri, b) Uç işlevci konum hatası grafiği

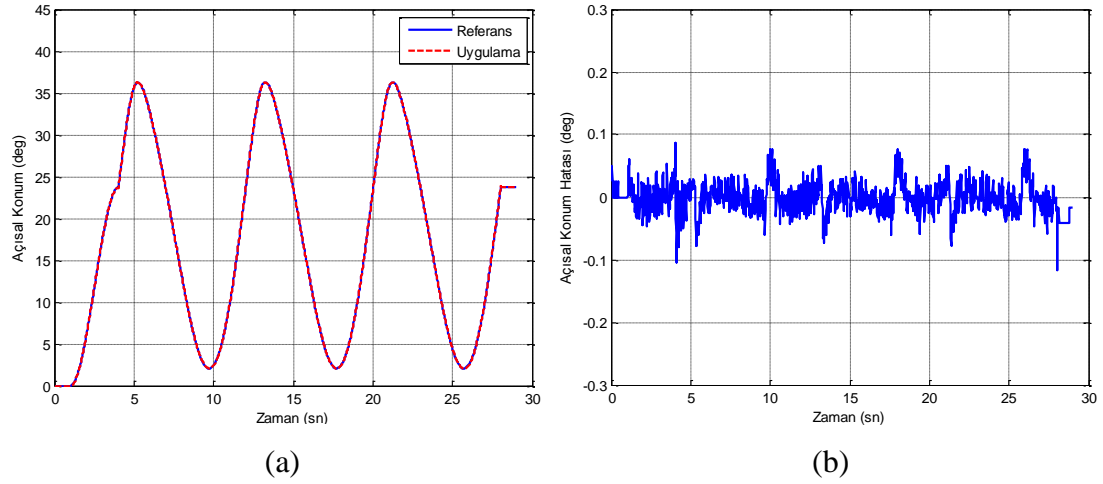
5.4.2.2. Bulanık mantık kontrolör uygulaması (Test2B)

PSO algoritması kullanılarak eniyilenen tasarım değişkenleri Şekil 5.9’da verilen bulanık mantık kontrolör ile test edilmiştir. Bu testlerde kullanılan en iyi sonuçlar Tablo 5.5’te verilen tasarım değişkenleri ile sağlanmıştır.

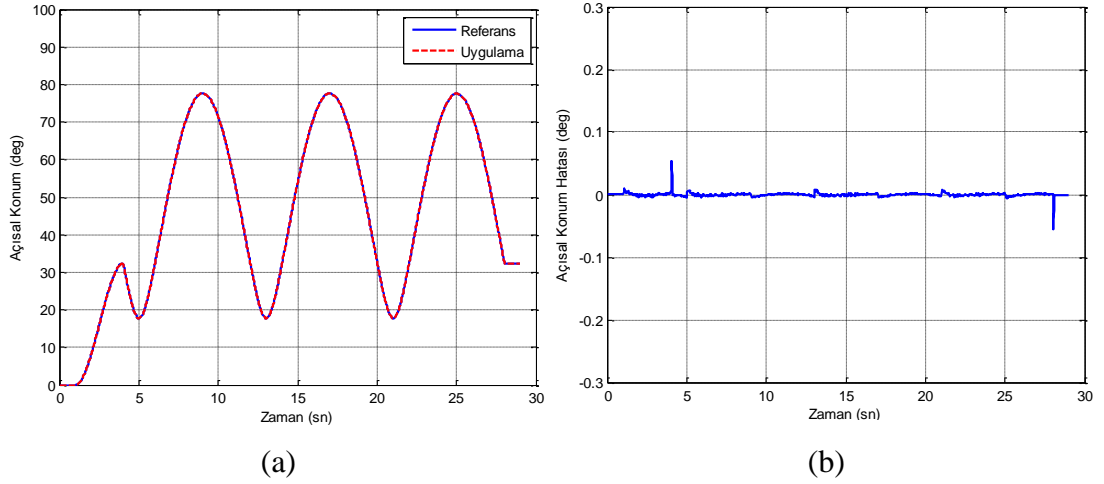
Tablo 5.6. Dairesel yörüngede bulanık mantık kontrolör için eniyilenen tasarım değişkenleri

Parametre	fKp	fKd	fki	Tg
1.Eklem	1/0.03	1/6	1000	1.4
2.Eklem	1/0.005	1/1	3000	1.05

RR düzlemsel robot üzerinde gerçekleştirilen uygulamalarda elde edilen birinci eklem ve ikinci eklemlere ait “Referans-Uygulama” yörünge grafiği ve eklem konum hatası grafikleri Şekil 5.24 ve Şekil 5.25’te verilmiştir.



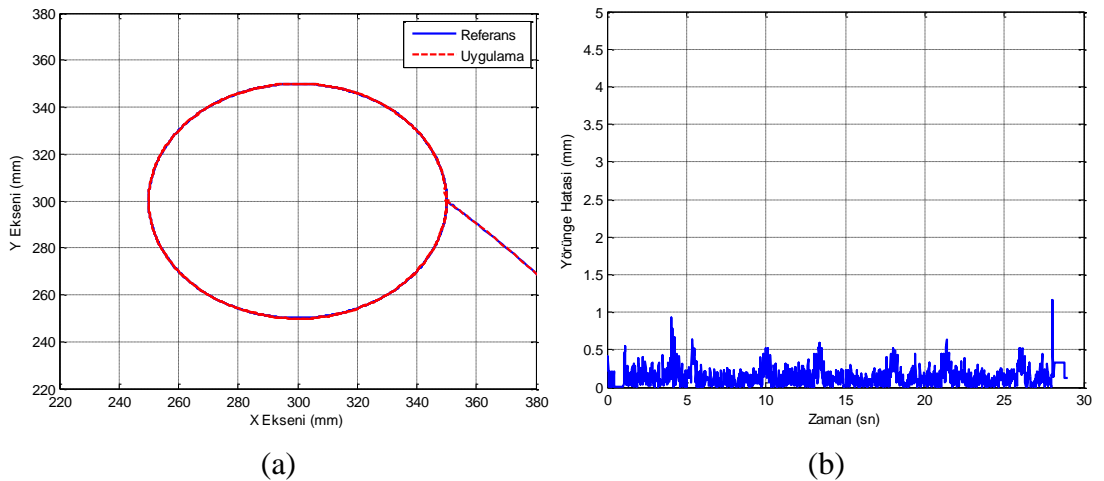
Şekil 5.24. Test2B, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği



Şekil 5.25. Test2B, a) İkinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği

Şekiller incelendiğinde bulanık mantık kontrol yöntemini kullanarak kartezyen koordinatlarda dairesel yörünge takip uygulamasında birinci ve ikinci eklem için hata değerleri 0,1 dereceden daha az olduğu görülmektedir. Bu uygulama sonucunda MRSE maliyet fonksiyonu değeri olarak radyan türünden $0,000328$ elde edilmiştir.

Yukarıda verilen eklem hareketleri sonucunda kartezyen koordinatlarda gerçekleşen referans-uygulama uç işlevci hareketi Şekil 5.26a'da verilmiştir. Uç işlevcinin dairesel yörünge üzerinde yaptığı konum hatası ise Şekil 5.26b'de verilmiştir. Şekiller incelendiğinde hata değerinin 1mm'den az olduğu görülmektedir.



Şekil 5.26. Test2B, a) Uç işlevci için referans-uygulama konum grafikleri, b) Uç işlevci konum hatası grafiği

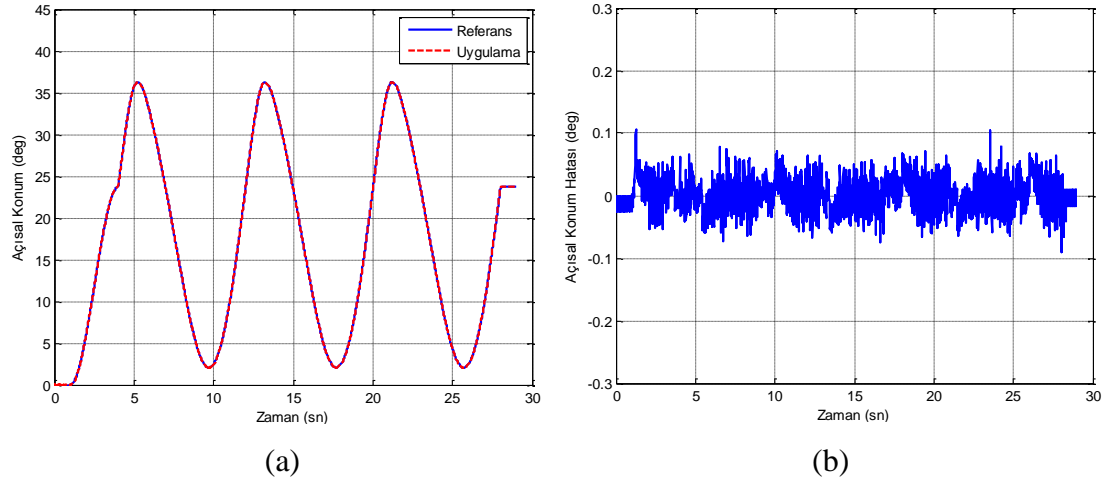
5.4.2.3. Kayma kipli kontrolör uygulaması (Test2C)

PSO algoritması kullanılarak eniyilenen tasarım değişkenleri Şekil 5.10’de verilen kayma kipli kontrolör ile test edilmiştir. Bu testlerde kullanılan en iyi sonuçlar Tablo 5.7’te verilen tasarım değişkenleri ile sağlanmıştır.

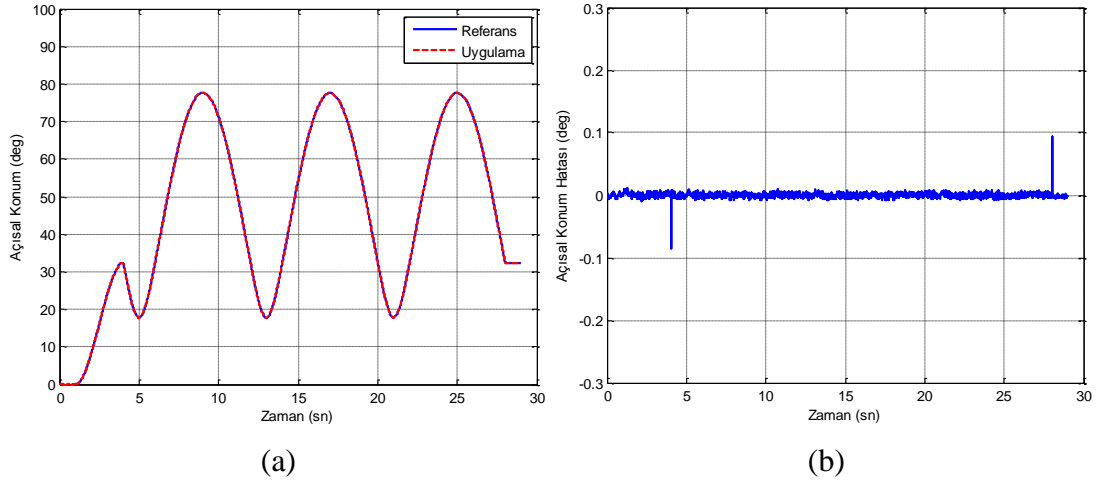
Tablo 5.7. Dairesel yörüngede PID kontrol için eniyilenen tasarım değişkenleri

Parametre	c	kt	fki	Tg
1.Eklem	200	0.7	1000	1.4
2.Eklem	100	1	3000	1.05

RR düzlemsel robot üzerinde gerçekleştirilen uygulamalarda elde edilen birinci eklem ve ikinci eklemlere ait “Referans-Uygulama” yörünge grafiği ve eklem konum hatası grafikleri Şekil 5.27 ve Şekil 5.28’da verilmiştir.



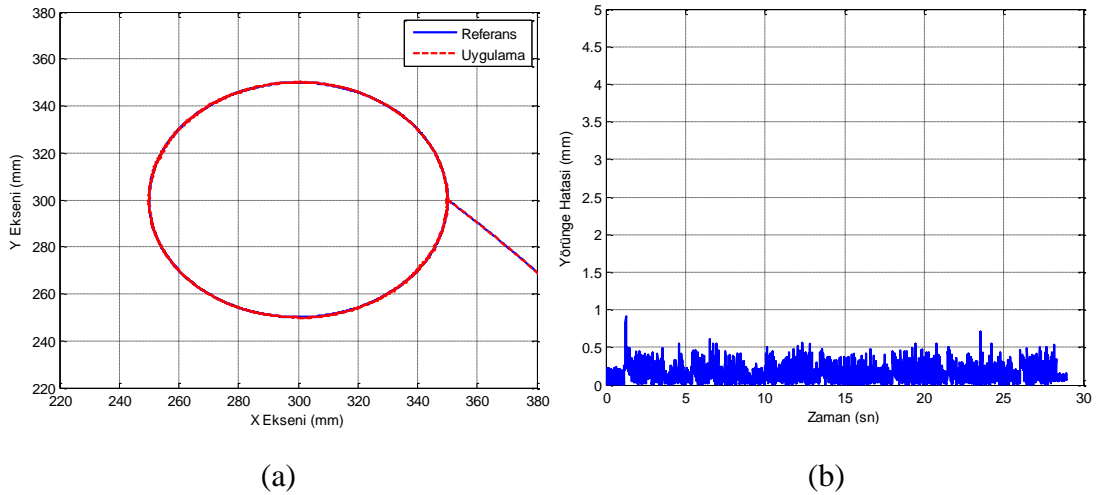
Şekil 5.27. Test2C, a) Birinci eklem referans-uygulama konum grafikleri, b) Birinci eklem konum hatası grafiği



Şekil 5.28. Test2C, a) İkinci eklem referans- uygulama konum grafikleri, b) İkinci eklem konum hatası grafiği

Şekiller incelendiğinde kayma kipli kontrol yöntemini kullanarak kartezyen koordinatlarda dairesel yörünge takip uygulamasında birinci ve ikinci eklem için hata değerleri 0,1 dereceden daha az olduğu görülmektedir. Bu uygulama sonucunda MRSE maliyet fonksiyonu değeri olarak radyan türünden $0,000377$ elde edilmiştir.

Yukarıda verilen eklem hareketleri sonucunda kartezyen koordinatlarda gerçekleşen referans-uygulama uç işlevci hareketi Şekil 5.29a'da verilmiştir. Uç işlevcinin dairesel yörünge üzerinde yaptığı konum hatası ise Şekil 5.29b'de verilmiştir. Şekiller incelendiğinde hata değerinin 1mm'den az olduğu görülmektedir.



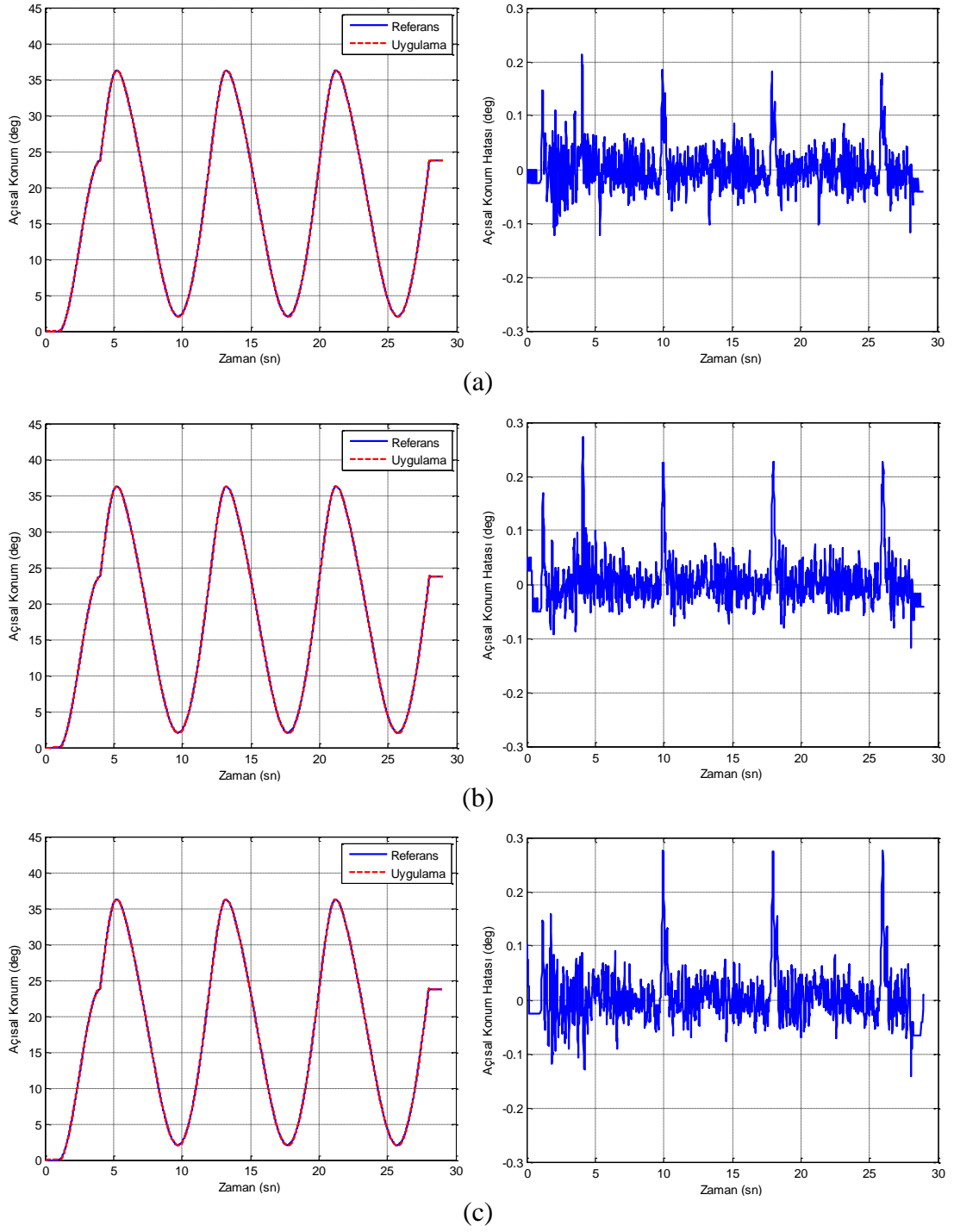
Şekil 5.29. Test2C, a) Uç işlevci için referans-uygulama konum grafikleri, b) Uç işlevci konum hatası grafiği

5.4.3. Yük altında dairesel yörünge hareketi

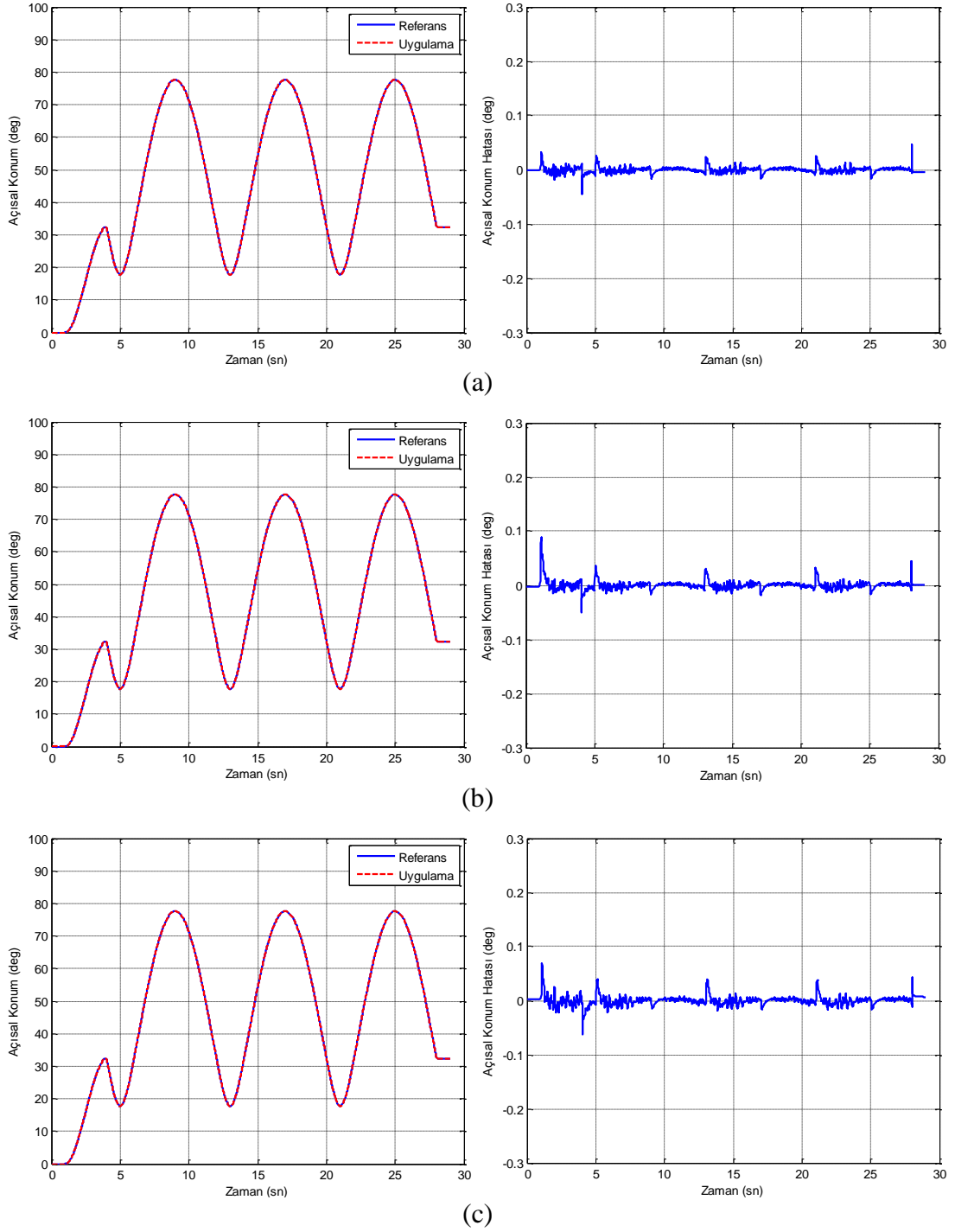
Bu bölümde RR düzlemsel robotun uç ilevcisi farklı ağırlıklara sahip yükler tutturulmasıyla birlikte kartezyen koordinatlarda uç ilevcinin dairesel yörünge hareketi yapması istenmektedir. Yük ağırlığı robot motorlarında yaklaşık torkun belirlenmesi hesaplamalarında 200gr olarak alınmıştır. Robot dinamiği çıkartılırken, robotun yüksüz durumda, sadece tutucu biriminin bağlı olduğu veriler kullanılmıştır. Planlanan yk ağırlığından az, planlanan yk ağırlığında ve bu ağırlıktan fazla olacak şekilde sırasıyla 100gr, 200gr ve 300gr yükler kullanılacaktır. Dairesel yörünge hareketi olarak bir önceki bölümde yer alan yörünge hareketi aynı şekilde kullanılacaktır. Yine tasarım değişkenleri bir önceki bölümde yer alan kontrol yöntemlerindeki tasarım değişkenleri ile aynıdır.

5.4.3.1. PID kontrol yöntemi uygulaması (Test3A)

PID kontrol yöntemi için elde edilen eniyilenmi tasarım değişkenleri Tablo 5.5'te verilmiştir. Yük ağırlığı sırayla değiştirilerek yapılan dairesel yörünge hareketi sonucunda elde edilen birinci ve ikinci eklemlere ait referans-uygulama konum grafikleri ile konum hatası grafikleri ekil 5.30 ve ekil 5.31'de verilmiştir.



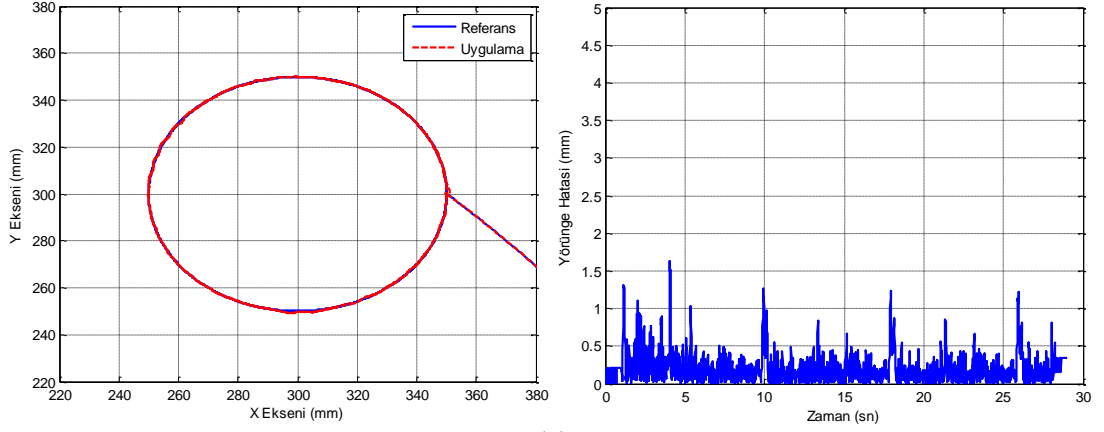
Şekil 5.30. Test3A, Birinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası



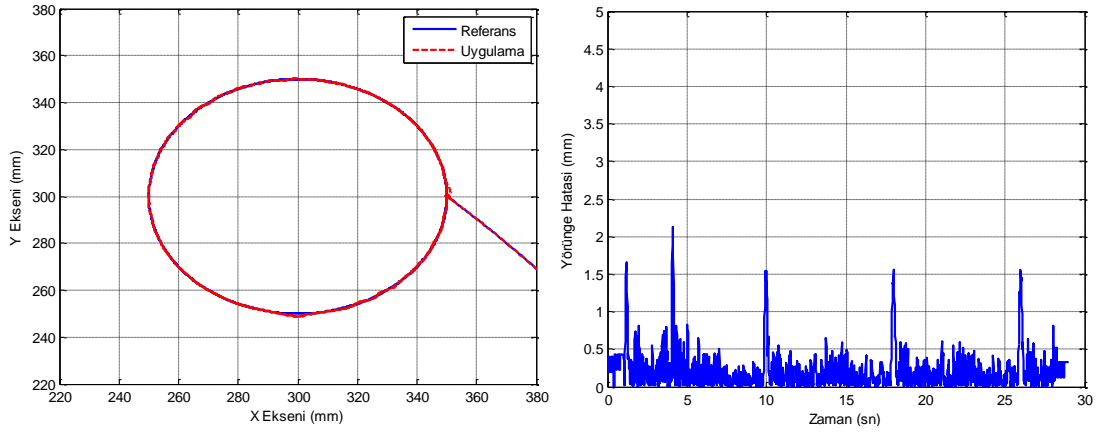
Şekil 5.31. Test3A, İkinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası

Şekiller incelendiğinde gerçek zamanlı uygulamada birinci eklem için hata değerinin 0,3dereceden az, ikinci eklem için hata değerinin 0,1'dereceden daha az olduğu görülmektedir. Yük ağırlığının artması ile hata değerlerinde küçük miktarlarda da olsa artış görülmektedir.

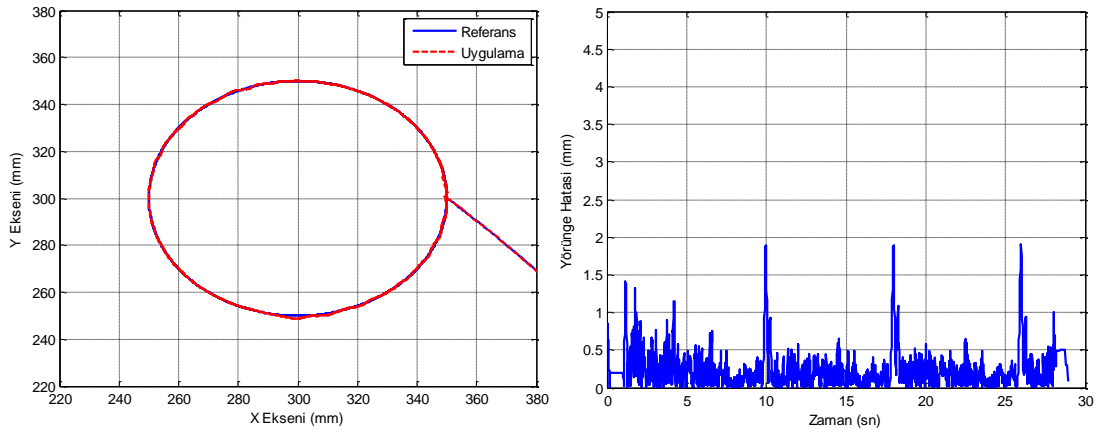
Kartezyen koordinatlarda referans-uygulama uç işlevci hareketi ve konum hatası grafikleri Şekil 5.32’de verilmiştir. Şekiller incelendiğinde hata değerinin genel olarak 2mm’den az olduğu görülmektedir.



(a)



(b)

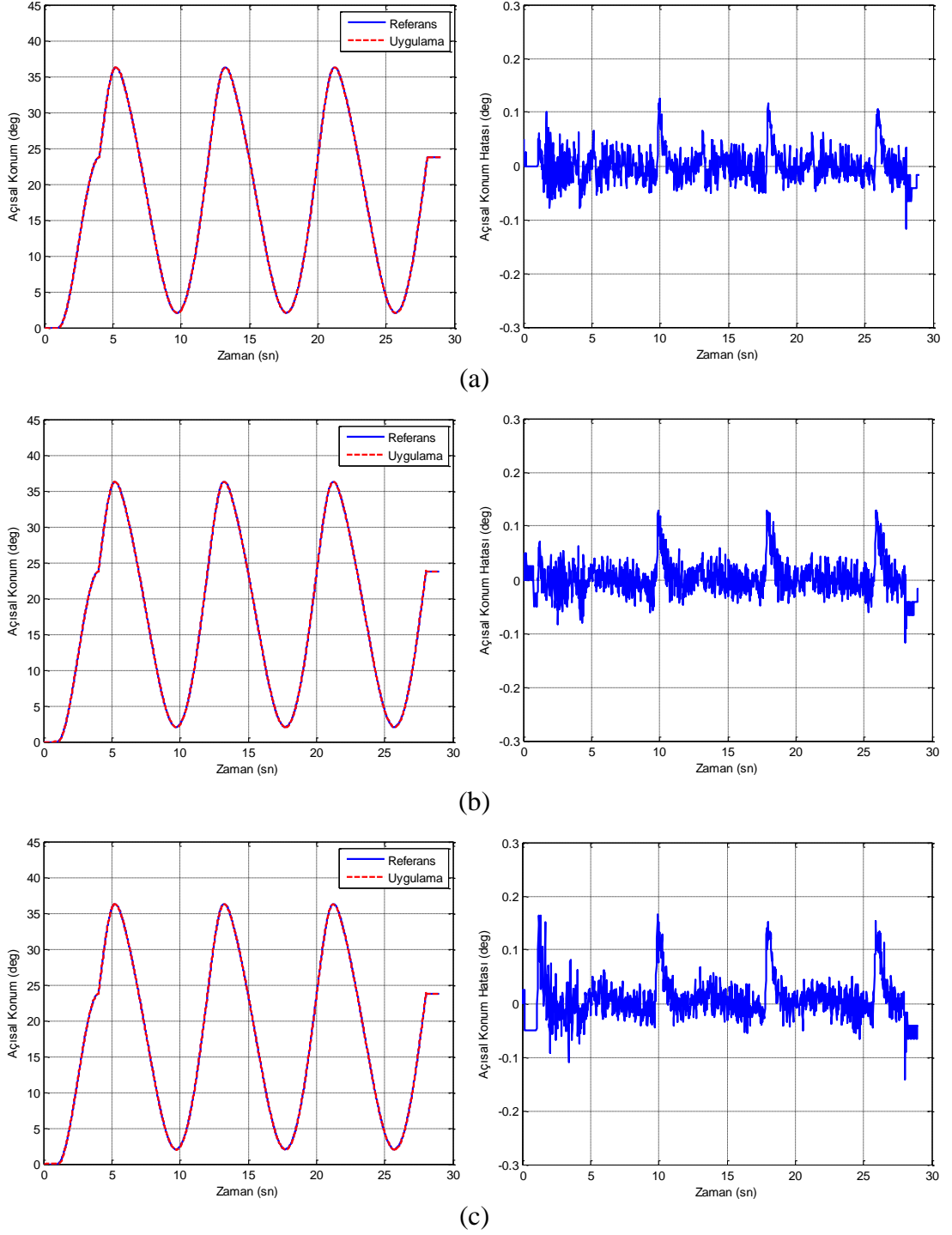


(c)

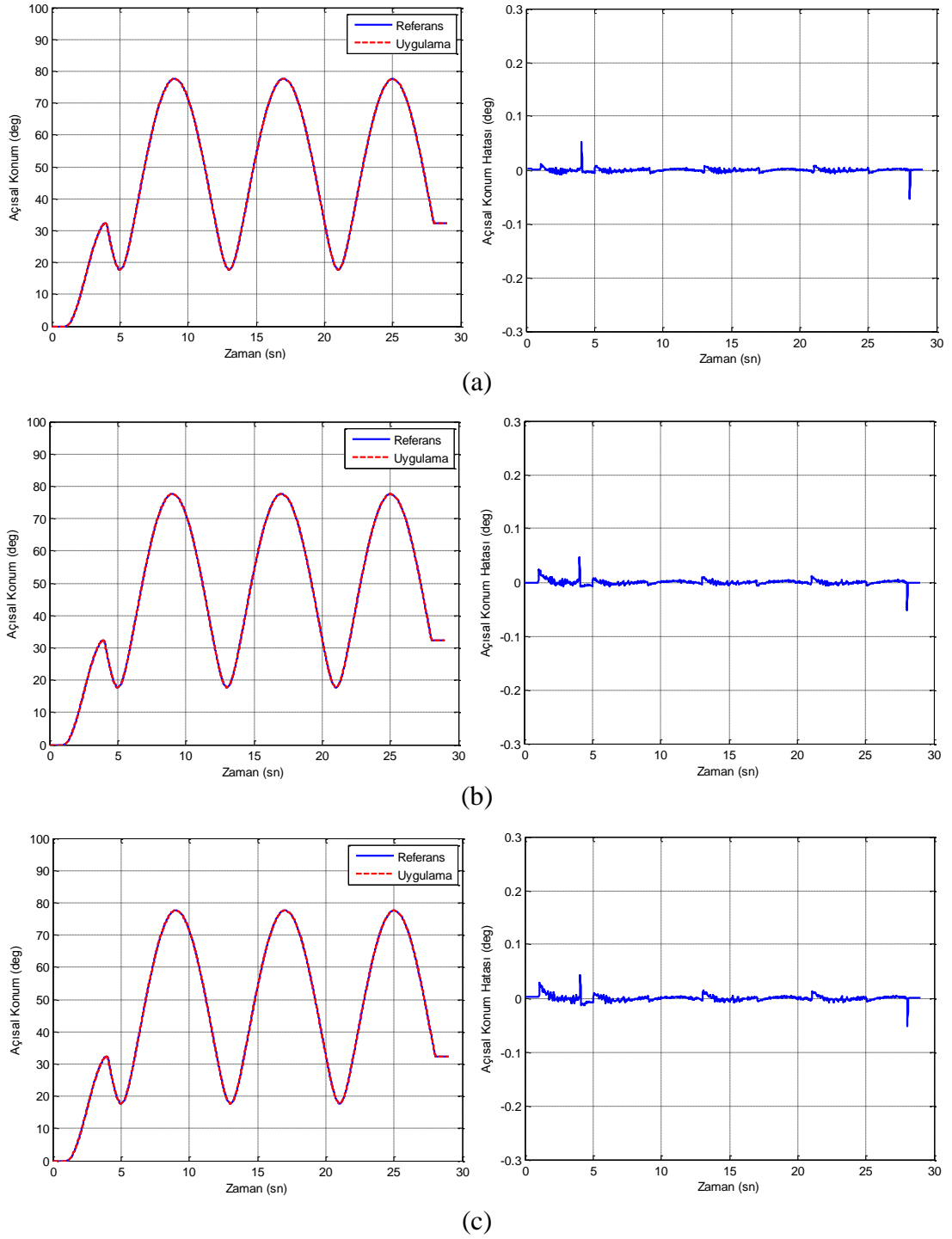
Şekil 5.32. Test3A, Uç işlevci için, a) 100gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası

5.4.3.2. Bulanık mantık kontrol yöntemi uygulaması (Test3B)

Yük ağırlığı sırayla değiştirilerek yapılan dairesel yörünge hareketi sonucunda elde edilen birinci ve ikinci eklemlere ait grafikler Şekil 5.33 ve Şekil 5.34'de verilmiştir.



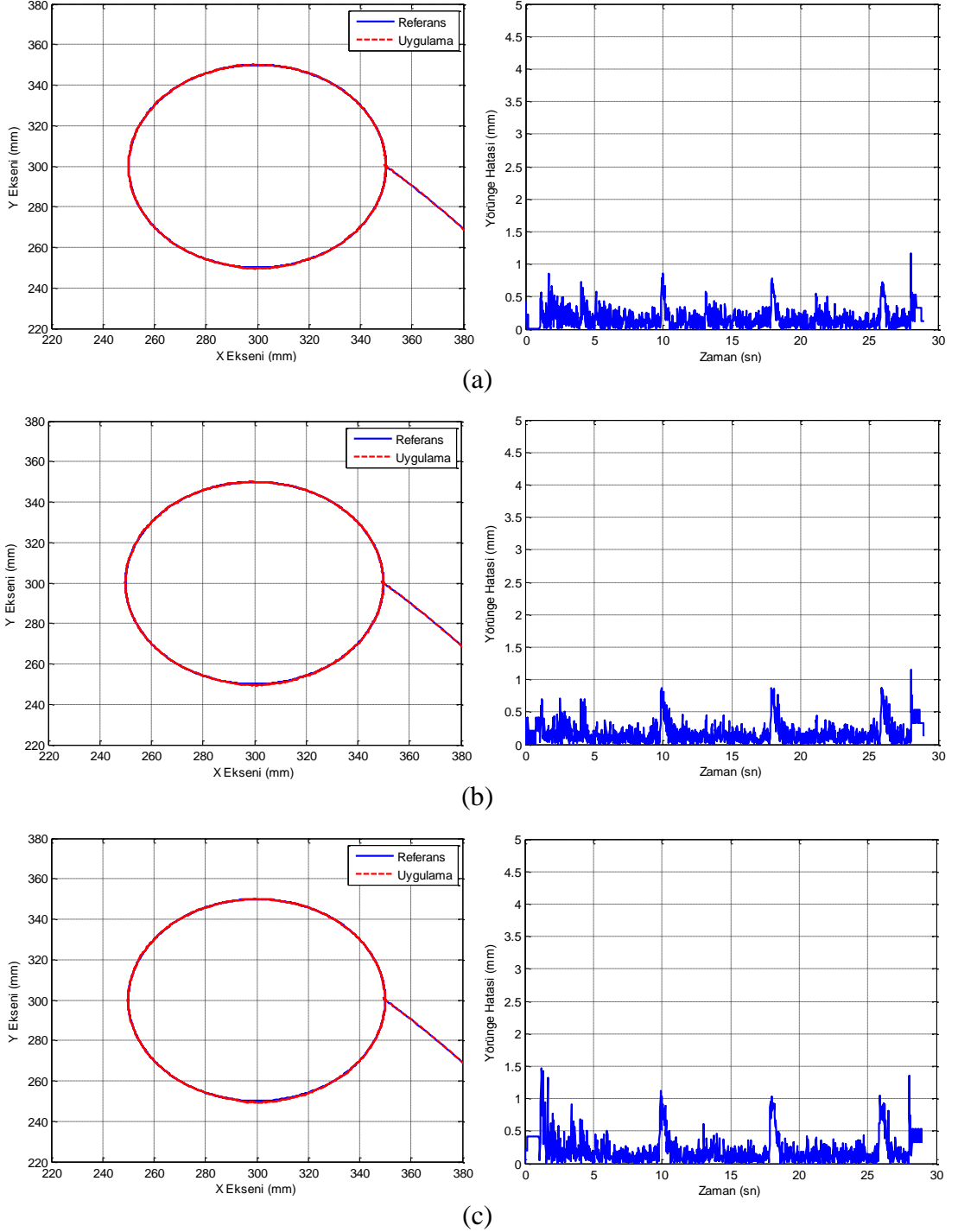
Şekil 5.33. Test3B, Birinci eklemler için, a) 100gr yük altındaki eklemler hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklemler hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklemler hareketi ve konum hatası



Şekil 5.34. Test3B, İkinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası

Şekiller incelendiğinde gerçek zamanlı uygulamada birinci eklem için hata değerinin 0,3 dereceden az, ikinci eklem için hata değerinin 0,1 dereceden daha az olduğu görülmektedir. Yükün artması hata değerlerini arttırmıştır.

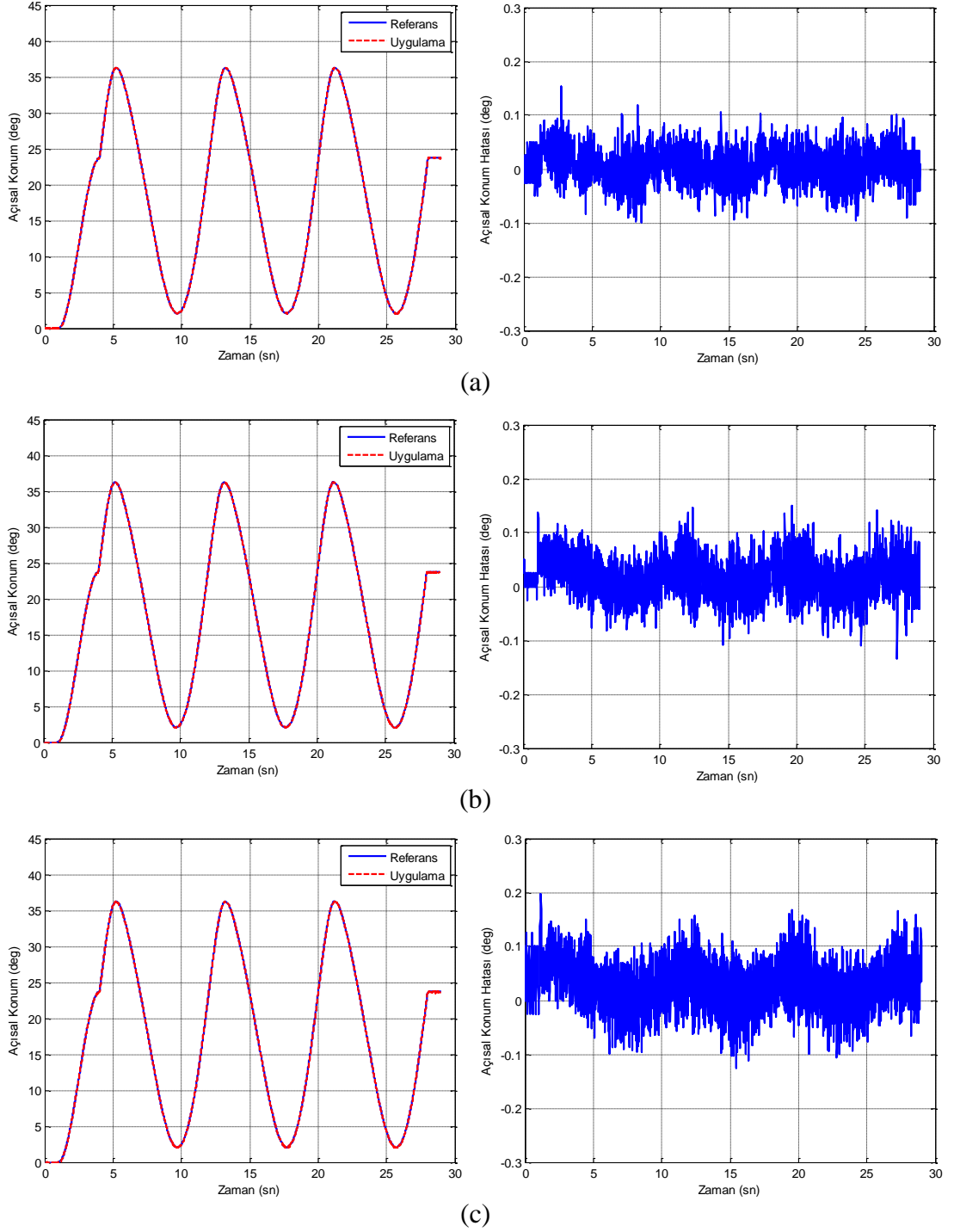
Kartezyen koordinatlarda referans-uygulama uç işlevci hareketi ve konum hatası grafikleri Şekil 5.35’de verilmiştir. Şekiller incelendiğinde yük ağırlığının artmasıyla hata değerinde küçük bir artış görülmektedir.



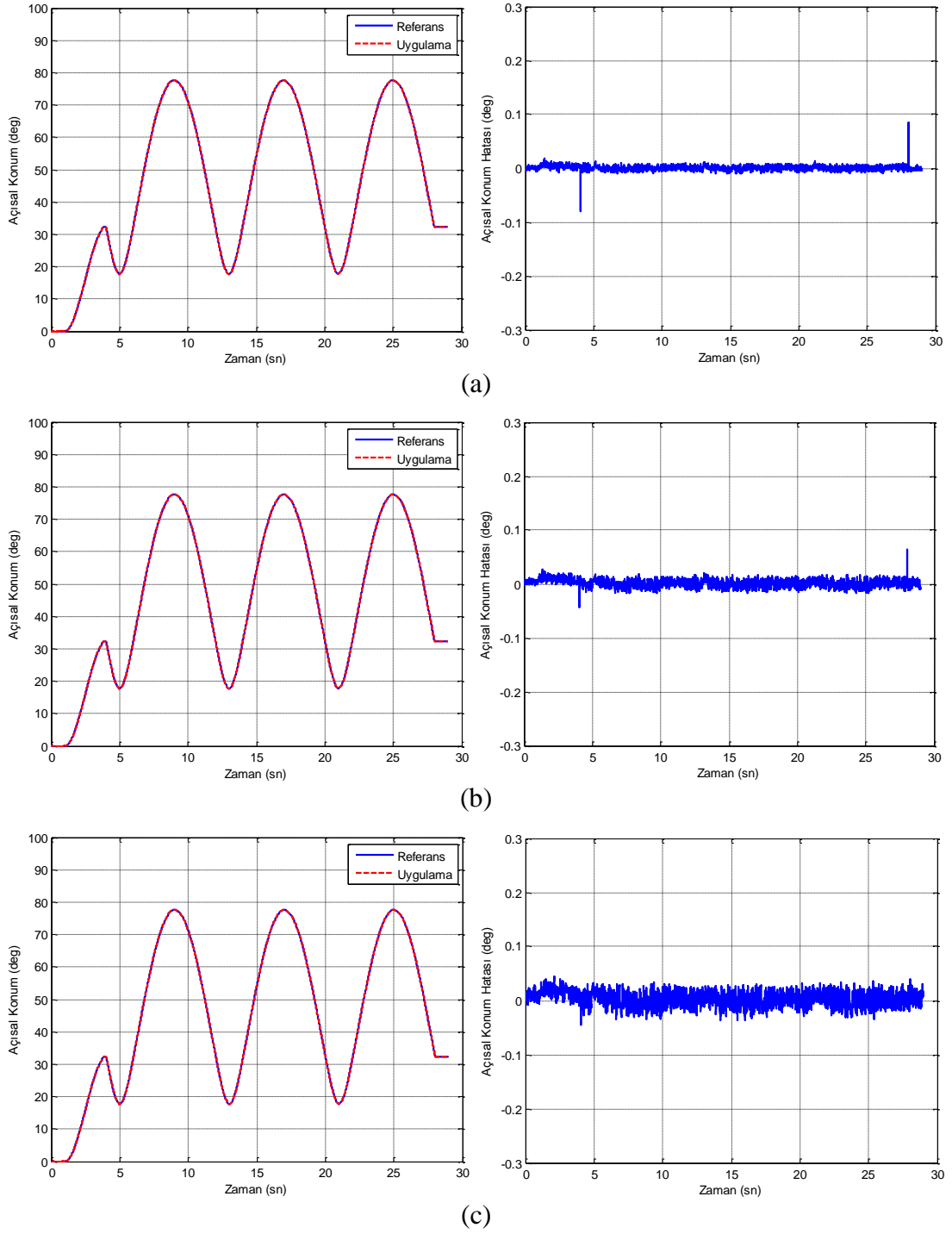
Şekil 5.35. Test3B, Uç işlevci için, a) 100gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası

5.4.3.3. Kayma kipli kontrol yöntemi uygulaması (Test3C)

Yük ağırlığı sırayla değiştirilerek yapılan dairesel yörünge hareketi sonucunda elde edilen birinci ve ikinci eklemlere ait grafikler Şekil 5.36 ve Şekil 5.37’de verilmiştir.



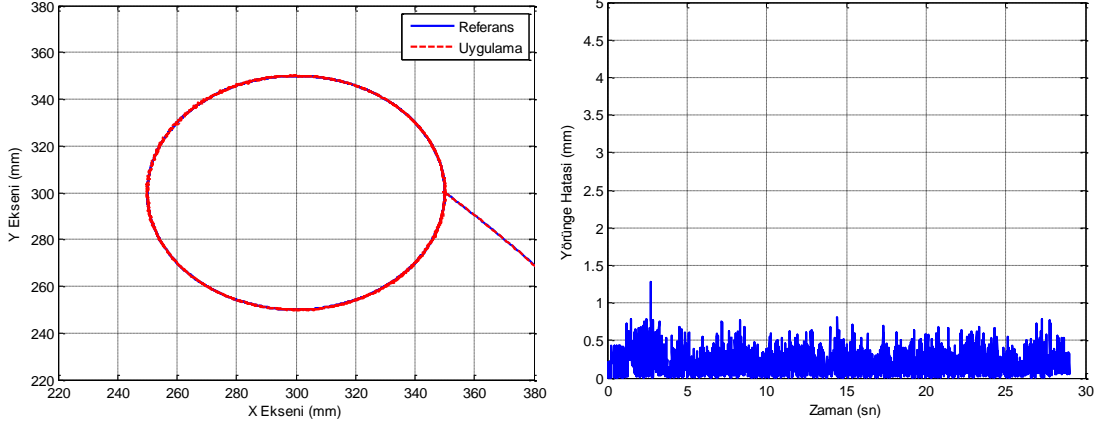
Şekil 5.36. Test3C, Birinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası



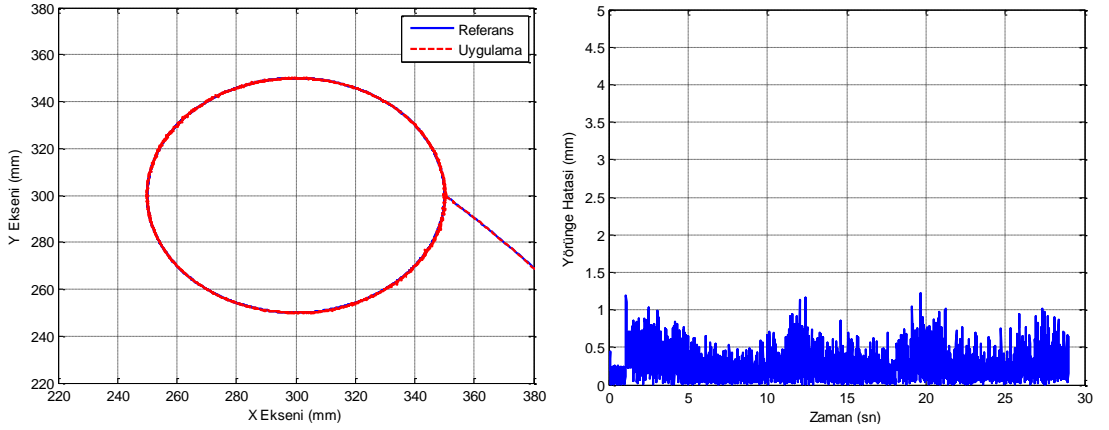
Şekil 5.37. Test3C, İkinci eklem için, a) 100gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki eklem hareketi ve konum hatası

Şekiller incelendiğinde gerçek zamanlı uygulamada birinci eklem için hata değerinin 0,3dereceden az, ikinci eklem için hata değerinin 0,1 dereceden daha az olduğu görülmektedir. Yük ağırlığının artması ile hata değerlerinde küçük miktarlarda da olsa artış görülmektedir.

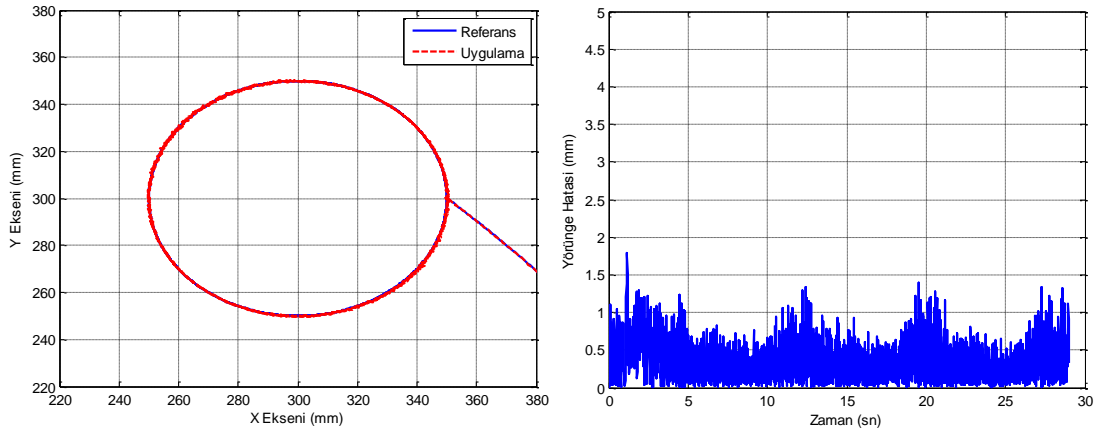
Kartezyen koordinatlarda referans-uygulama uç işlevci hareketi ve konum hatası grafikleri Şekil 5.38’de verilmiştir. Şekiller incelendiğinde kayma kipli kontrol yönteminde de yük ağırlığının artmasıyla kartezyen koordinatlardaki doğrusal hata değerinin az da olsa arttığı görülmektedir.



(a)



(b)



(c)

Şekil 5.38. Test3C, Uç işlevci için, a) 100gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, b) 200gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası, c) 300gr yük altındaki uç işlevci hareketi ve konum hatası

5.5. Uygulama Sonuçlarının Karşılaştırılması

RR düzlemsel robot üzerinde yapılan testlerde elde edilen maliyet fonksiyonları büyüklüğü Tablo 5.8’de özet olarak sunulmuştur.

Tablo 5.8. Uygulamalarda elde edilen maliyet fonksiyonu değerleri

DeneySEL Uygulama	PID Kontrol Yöntemi	Bulanık Mantık Kontrol Yöntemi	Kayma Kipli Kontrol Yöntemi
Sinüzoidal Hareket Uygulaması	435.10^{-6}	405.10^{-6}	371.10^{-6}
Yüksüz Dairesel Hareket Uygulaması	473.10^{-6}	328.10^{-6}	377.10^{-6}
50gr Yükte Dairesel Hareket Uygulaması	503.10^{-6}	351.10^{-6}	421.10^{-6}
100gr Yükte Dairesel Hareket Uygulaması	506.10^{-6}	380.10^{-6}	479.10^{-6}
200gr Yükte Dairesel Hareket Uygulaması	525.10^{-6}	409.10^{-6}	609.10^{-6}
300gr Yükte Dairesel Hareket Uygulaması	597.10^{-6}	483.10^{-6}	840.10^{-6}

Sinüzoidal yörünge takip uygulamasında en iyi sonuçlar bulanık mantık kontrol yöntemi ile elde edilmiştir. RR düzlemsel robot üzerinde yapılan testlerde bulanık mantık kontrol içerisinde yardımcı bir integral kontrolörü bulunması performansı belirgin ölçülerde iyileştirdiği gözlemlenmiştir. Uç işlevcinin kartezyen koordinatlarda bir dairesel yörüngeyi takip ettiği uygulamalarda, yük ağırlığının artması genel olarak eklem açılarındaki hataların artmasına yol açmıştır. Bu uygulamalarda da en iyi sonuçlar bulanık mantık kontrol yöntemi ile elde edilmiştir. Kayma kipli kontrol yöntemi model tabanlı bir kontrol yöntemi olduğundan yük ağırlığının fazla artması durumunda eklem hata değerleri diğer kontrol yöntemlerine oranla daha fazla artmıştır.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Robot tasarımının dört aşamadan oluşmaktadır. Bunlar robotun mekanik tasarımı, elektronik devresi, gömülü ve/veya bilgisayar destekli yazılımı ve kontrol sistemlerinin geliştirilmesi şeklinde sıralanabilir. Yapılacak robotun kullanım amacı göre her tasarım aşaması kendi içerisinde uzmanlık gerektirir.

Bu tez çalışmasında, iki eklemlili düzlemsel bir robot manipülatörünün tasarım aşamaları ayrıntılı olarak sunulmaktadır. Öncelikle robotun mekanik yapısını oluşturan malzemelerin seçimi konusunda bilgilere yer verilmiştir. Robot bağları dikdörtgen profil şeklinde alüminyum malzemeler kullanılarak üretilmiştir. İkinci eklemi hareket ettiren motor robotun ağırlık merkezini ana çerçeveye yaklaştırarak yer çekiminin etkisini küçültmek için birinci bağı içerisine yerleştirilmiştir. Bu durumda ikinci motorun dönme eksenini ile eklemin dönme eksenini arasında 90° fark oluşmuştur. Dolayısıyla motordan alınan dönme hareketini eklemeye aktarmak için diferansiyel dişli seti kullanıldı. Motorun mili ve diferansiyel dişli setini birbirine bağlamak için bir çeşit kaplin kullanılmıştır. Bu yapının zamanla dişlilerde boşluklar ve robotta eksen kaçıklığı meydana getirdiği ve dolayısıyla yörünge takibinde hatalarının oluşmasına neden olduğu gözlemlenmiştir. Bunlar göz önünde bulundurulduğunda motorlardan alınan dönme hareketinin en kısa yoldan eklemeye aktarılmasının robot tasarımı için dikkat edilmesi gereken önemli bir nokta olduğu tespit edilmiştir. Zaten gerçekleştirilen deneylerde en başarılı sonuçların doğrudan güç aktarımı ile elde edildiğini teyit edilmiştir.

RR düzlemsel robot mekanizması tasarımı tamamlandıktan sonra 3 boyutlu katı modelleme programı üzerinden alınan kütle ve atalet değerleri ışığında tüm sistemin Matlab-Simulink ortamında matematiksel modeli oluşturulmuştur. Model üzerinde parçacık sürü eniyilemesi algoritması kullanılarak kontrol yöntemlerine ait parametre bilgileri belirlenmiştir. Belirlenen bilgiler öncelikle benzetim çalışması ile test edilmiş, başarılı sonuçlar alınmıştır. Benzetim uygulamalarında oluşturulan yörünge senaryoları gerçek zamanlı olarak sisteme uygulayabilmek için bir sayısal işaret işlemcisi kullanıldı. Yine Matlab-Simulink ortamında sayısal işaret işlemcisi için

gerekli araç kutusu kullanılarak kodlar oluşturuldu ve işlemciye yüklenmesi sağlandı. Gerçek zamanlı uygulamalarda yapılan uygulamalarda elde edilen veriler ile benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen veriler paralellik göstermektedir.

PID kontrol yöntemi endüstride en fazla tercih edilen ve aynı zamanda kullanımı en basit kontrol yöntemidir. Bulanık mantık kontrol yöntemi PID kontrol yöntemine göre geliştirmesi daha fazla uzmanlık bilgisine ihtiyaç duyar. Hassas sonuçların elde edilmesi için sistem üzerinde birçok deneme yapılması gerekmektedir. Yapılan testlerde bulanık mantık kontrol yönteminde en iyi ve en yumuşak(titreşimsiz) sonuçlar Gauss üyelik tipinde elde edilmiştir. Bulanık mantık kontrolörün girişlerinde konum hatası ve konum hatasının türevi kullanılmaktadır. Bulanık mantık kontrol yöntemi içerisinde kontrolöre yardımcı olmak üzere integral kontrolörü de kullanılmıştır. İntegral kontrolörü sayesinde eklem hızlarının sıfıra düştüğü noktalarda ilk testlerde görülen titreşimler çok azaltılmıştır.

Hesaplanan tork modeli, bilinen sistem parametrelerine göre düzenlenir. Yörüngede belirtilen konum ve hız değerlerine göre eklem üzerindeki olması gereken tork miktarından yola çıkarak elde edilen bir gerilim, PID kontrol ve bulanık mantık kontrol yöntemi çıkışlarda elde edilen kontrol gerilimine eklenmektedir. RR düzlemsel robot üzerinde yapılan ilk çalışmalarda hesaplanan tork modeli kullanılmamıştır. Kontrol yöntemlerinin iyileştirilmesi adına kullanılan hesaplanan tork modeli sayesinde çok daha düşük hata değerlerine ulaşılabilmektedir.

Kontrol yöntemlerinin iyileştirilmesi adına yapılan çalışmalar ile tüm kontrol yöntemleri için oldukça düşük hata değerlerine ulaşılmıştır. Sinüzoidal yörüngede yüksüz yapılan hareket çalışmalarında diğer kontrol yöntemleri ile arasında çok büyük fark olmamasına karşın en yüksek hata değerleri PID kontrol yönteminde elde edilmiştir. Uç işlevcinin kartezyen koordinatlarda dairesel yörünge takibi yaptığı uygulamalarda ise yüksüz çalışmalarda yine en yüksek hata değerleri PID kontrol yöntemi ile elde edilmiştir. Fakat yüklü çalışmalarda kayma kipli kontrolörün içerisinde bulunan anahtarlamalı kontrol teriminin titreşimleri arttırdığı görülmüştür. Ayrıca yük ağırlığının artması ile en yüksek hata değerleri kayma kipli kontrol yönteminde elde edilmiştir.

Robot kontrolünde yapılan çalışmalarda PID kontrol ve kayma kipli kontrol için 2ms örnekleme zamanı kullanılmıştır. Sabit tasarım değişkenleri altında farklı örnekleme zamanlarında yapılan testlerde en iyi sonuçların 2ms zaman örnekleme zamanı ile elde edildiği görülmüştür. Fakat bulanık mantık kontrol çalışmalarında örnekleme zamanı olarak 4ms kullanılmıştır. Bulanık mantık kontrol yöntemi yazılımsal olarak uzun çevrim sürelerine ihtiyaç duyulmaktadır. Diğer kontrol yöntemlerinde 2ms çevrim süresi yeterli iken bulanık mantık kontrol yönteminde bu süre yeterli olmamaktadır. Bulanık mantık kontrolörün daha da iyileştirilmesi adına yapılacak çalışmalarda bu bir sınırlama olacaktır. Daha yüksek hıza sahip sayısal işaret işlemcisi kullanımı ile bulanık mantık kontrolörde daha da iyi başarımlar elde edilebilir.

Kullanılan bir diğer kontrol yöntemi olan kayma kipli kontrol yöntemi için tam dinamik modele ihtiyaç duyulur. Kayma kipli kontrol yönteminde DC motorun indirgenmiş modeli üzerinden kontrol yapılmıştır. Ayrıca kayma kipli kontrol yönteminde kullanılan integral kontrolörü sayesinde hızın düşmesi ile oluşan titreşimler engellenmiştir. Yük ağırlığının artması ile anahtarlamalı kontrol teriminin genlik katsayısı üzerinde değişikliklerin yapılması gerekmektedir. Kendi kendine uyarlamalı adaptif kontrol yöntemi ile bu değişikliğe gerek duyulmayacaktır. Ayrıca anahtarlama fonksiyonu olarak işaret fonksiyonu yerine daha yumuşatılmış bir fonksiyonun kullanımı durumunda titreşimler giderilebilmektedir. Fakat bu durumda maliyet fonksiyonu değerleri diğer bir deyişle eklemelerde oluşan hata değerleri bir miktar artış göstermiştir. Bu sebeple tezin içerisinde verilen grafiklerde anahtarlama fonksiyonu olarak işaret (sign) fonksiyonu kullanılmıştır. İşaret fonksiyonunun oluşturduğu titreşimler mekanizma ve dişli boşlukları düşünüldüğünde robotun hareketini olumsuz etkilemektedir. Uzun süreli çalışmalarda mekanik sistemin yorulmasına, dişlilerin yıpranmasına yol açabilir.

Elde edilen verilere göre tüm kontrol yöntemleri düşünüldüğünde PID kontrol yönteminin neden bu kadar yaygın olarak günümüzde hala kullanıldığı görülmektedir. Diğer yöntemlere göre daha basit olan PID kontrol yöntemi ile de oldukça iyi sonuçlar elde edilebilmiştir.

Bu tezin bir diğer amacı, bir robotun tasarımını gerçekleştirerek teorik olarak bilinen birçok bilginin uygulanabilirliğini göstermek, karşılaşılan sorunları paylaşmaktır. Bu tezde kullanılan tüm bilgiler, geliştirilen yöntem ve teknikler yeni bilgilerin üretilmesinde, becerilerin geliştirilmesinde kaynak olarak kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Bingül Z., Küçük S., *Robot tekniği 1*, Birinci baskı, Birsen yayınevi, İstanbul, 2005.
- [2] Bingül Z., Küçük S., *Robot dinamiği ve kontrolü*, Birinci baskı, Birsen yayınevi, İstanbul, 2008.
- [3] Ogata K, *Modern control engineering*, 4th ed., Prentice Hall Inc., New Jersey, 2002.
- [4] Nil M., İki serbestlik dereceli robot kolunun dinamik modellenmesi, simülasyonu ve kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 1999, 84304.
- [5] Haklıdır M., Güler M., Bulanık mantıklı PD kontrolcü ile iki serbestlik dereceli robot kolunun kontrolü, *11. Ulusal Makina Teorisi Sempozyumu*, Ankara, 4-6 Eylül 2003.
- [6] Polat İ., Lpv control of two link flexible manipulator, Yüksek Lisans Tezi, Boğaziçi Üniversitesi, Makine Mühendisliği, İstanbul, 2006, 181228.
- [7] Tektaş Ü. A., İki eklemlili bir robotun lineer olmayan kontrol yöntemleri ile kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Mühendislik ve Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli, 2010, 276054.
- [8] Yazar M. N., Üç eksenli robot kolu tasarımı ve uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van, 2010, 276286.
- [9] Hacıoğlu Y., Bir robotun bulanık mantıklı kayan kipli kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2004, 184399.
- [10] Danışmaz M., İki eklemlili bir robot kolunun dinamik analizinin yapılması, Yüksek Lisans Tezi, Cumhuriyet Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sivas, 2008, 179891.
- [11] Şahin V.D., Robot manipulatörlerinin gerçek zamanlı kontrol ve simülasyonu, Yüksek Lisans Tezi, Mersin Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Mersin, 2006, 183973.
- [12] Yılmaz D., Bir robot kolunun bilgisayar destekli kinematik analizi, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, 2010, 274784.
- [13] Çolak A. K., Bir DC motor ile sürülen konum kontrol sisteminin konum algılayıcısız kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Atatürk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzurum, 2008, 177026.

- [14] Yılmaz M., Step motor ile iki eksenli robot kol tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Yüzüncü Yıl Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Van, 2007, 213613.
- [15] Aytan E., İki eksenli robot kolunun genetik tabanlı bulanık mantık kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, 2007, 212201.
- [16] Durmaz U., Bir robot kolunun sinirsel bulanık kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, 2007, 212202.
- [17] İzgi V., Altı eksenli endüstriyel robot tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2006, 180513.
- [18] Şahin Y., Scara tip bir robotun yörünge kontrolünde PID kontrol uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, 2006, 183087.
- [19] Rout B. K., Mittal R. K., Parametric design optimization of 2DOF R-R planar manipulator - A design of experiment approach, *Robotics and Computer Integrated Manufacturing*, 2008, **24**, 239-248.
- [20] Papakostas K. D., Mouroutsos S. G., Porter B., Genetic design of dynamically optimal robotic manipulators, *Journal of Systems and Control Engineering*, 1998, **212**, 423-436.
- [21] Wang H., Zhang J., Dai Y., Qu J., Optimal design for 2-DOF PID regulator based on PSO algorithm, *Lecture Notes in Computer Science*, 2010, **6146**, 515-522.
- [22] Hu J., Zhang X., Zhan J., Trajectory planning of a novel 2-DOF high-speed planar parallel manipulator, *Lecture Notes in Computer Science*, 2008, **5314**, 199-207.
- [23] Queen M. P. F., Kumar M. S., Aurtherson P. B., An effective torque minimization and precise position tracking control of robot manipulator using genetic algorithm, *European Journal of Scientific Research*, 2012, **72**, 263-272.
- [24] Saygılı Ç., Scara tipi bir robotun tasarımı ve animasyonu, Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya, 2006, 183097.
- [25] Tonbul T. S., Sarıtaş M., Beş eksenli bir edubot robot kolunda ters kinematik hesaplamalar ve yörünge planlaması, *Gazi Üniv. Mim. Fak. Dergisi*, 2003, **18**, 145-167.
- [26] Yalçinkaya M. S., *Temel fizik*, Anadolu Üniversitesi Yayınları, Eskişehir, 1996.
- [27] Types of Gear, <http://mechanicalmania.blogspot.com/2011/07/types-of-gear.html>, (Ziyaret Tarihi 24.02.2013).

- [28] Tosuner M., Motor sürücüleri ve servo sistemler, Kocaeli Tek. ve E.M.L. Otomasyon Atölyesi Ders Notları, http://www.kumanda.org/ders_notlari.htm, (Ziyaret Tarihi: 23.02.2013).
- [29] Koren Y., Malkin S., Torque and speed control of DC-servomotors for robots, *CIRP Annals Manufacturing Technology*, 1984, **33**, 239-242.
- [30] Özkan B., Mekatronik sistemlerde uygulanan belli başlı kontrol yöntemleri, *TÜBAV Bilim Dergisi*, 2009, **2**, 302-316.
- [31] Kuo B. C., *Automatic control systems*, 9th ed., Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1995.
- [32] Araki M., PID control, Encyclopedia of Life Support Systems, <http://www.eolss.net/Sample-Chapters/C18/E6-43-03-03.pdf>, (Ziyaret Tarihi: 23 Şubat 2013).
- [33] Aström K.J., Control System Design Chapter 6 PID Control, University of California, <http://www.cds.caltech.edu/~murray/courses/cds101/fa02/caltech/astrom-h6.pdf>, (Ziyaret Tarihi: 23 Şubat 2013).
- [34] Ziegler J. G., Nichols N. B., Optimum settings for automatic controllers, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 1993, **65**, 220-222.
- [35] Songüler Ö., Az sönümlü sistemlerde Ziegler-Nichols yönteminin iyileştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2006, 223193,
- [36] Zadeh L. A., Fuzzy sets, *Information and Control*, 1965, **8**, 338-353.
- [37] Yardımcı A., Bulanık Mantık ve Uygulamaları Ders Notu, Akdeniz Üniversitesi, Antalya.
- [38] Jang R. J. S., Gulley N., *Matlab fuzzy logic toolbox user's guide*, 1st ed., The MathWorks Inc., Natick, Massachusetts, USA, 1997.
- [39] Fuller R., *Neural fuzzy systems*, Abo Academy University, Abo, 1995.
- [40] Elmas Ç., *Bulanık mantık denetleyiciler*, Birinci baskı, Seçkin Yayınevi, Ankara, 2003.
- [41] Kıyak E., Kahvecioğlu, A., Bulanık mantık ve uçuş kontrol problemine uygulanması, *Havacılık ve Uzay Teknolojileri Dergisi*, 2003, **1**, 63-72.
- [42] Shi Y., Sen P. C., A new defuzzification method for fuzzy control of power converters, *Industry Applications Conference*, Rome, Italy, 08 – 13 October 2000.
- [43] Bodur F. N., Taşıt süspansiyon sistemlerinin bulanık mantık kayan kipli kontrolü, Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Sakarya, 2008, 216024.

- [44] Tokat S., Koordinat dönüşümüne dayalı zamanla değişen kayma yüzeyi tasarım yöntemleri, Doktora Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2003, 143077.
- [45] Aydın S., Kayma kipli kontrolörlerde kayma yüzeyi ve sınıflandırılması, Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Denizli, 2008, 237555.
- [46] Bayındır M. İ., Ayrık zaman kayma kipli kontrol yönteminin servo sistemlere uygulanması, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2003, 134821.
- [47] Edward C., Spurgeon, S. K., *Sliding mode control theory and application*, Taylor and Francis Group, London, 1998.
- [48] Utkin V. I., *Sliding modes and their applications in variable structure systems*, 1st ed., Mir Publishers, Moscow, 1978.
- [49] Gökbilen B., Doğrusal olmayan sistemlerin zamanla değişen doğrusal yüzey kullanılarak kayan kipli kontrolü ve uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2006, 180332.
- [50] Utkin V.I., Variable structure systems with sliding modes, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1977, **2**, 212-222.
- [51] Utkin V., Guldner J., Shi J., *Sliding mode control in electromechanical systems*, Taylor and Francis Group, London, 1999.
- [52] Kennedy J., Eberhart R., Particle swarm optimization, *Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks*, Washington, USA, 27 November – 01 December 1995.
- [53] Shi Y., Eberhart R., A modified particle swarm optimizer, *IEEE International Conference*, Alaska, USA, 04 – 09 May 1998.

EKLER

Ek-A Faulhaber 3257CR024 DC Motor Özellikleri



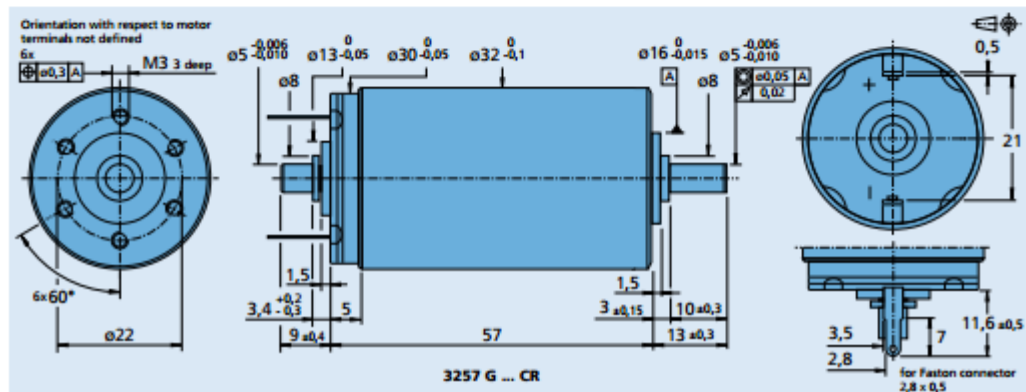
DC-Micromotors Graphite Commutation

70 mNm

For combination with
Gearheads:
32/3(S), 32A, 38/1(S), 38/2(S), 38A
Encoders:
HEDL 5540, HEDM 5500, HEDS 5500, HEDS 5540,
IE2-1024, IE2-16, IE3-1024(L)

Series 3257 ... CR

	3257 G	012 CR	024 CR	048 CR	
1 Nominal voltage	U_n	12	24	48	V
2 Terminal resistance	R	0,41	1,63	6,56	Ω
3 Output power	$P_2 \text{ max.}$	79,2	83,2	84,5	W
4 Efficiency, max.	$\eta \text{ max.}$	83	83	83	%
5 No-load speed	n_0	5 700	5 900	5 900	rpm
6 No-load current (with shaft \varnothing 5 mm)	I_0	0,258	0,129	0,064	A
7 Stall torque	M_H	531	539	547	mNm
8 Friction torque	M_f	4,9	4,9	4,9	mNm
9 Speed constant	k_n	500	253	125	rpm/V
10 Back-EMF constant	k_b	2	3,95	7,98	mV/rpm
11 Torque constant	k_{tr}	19,1	37,7	76,2	mNm/A
12 Current constant	k_i	0,052	0,027	0,013	A/mNm
13 Slope of n-M curve	$\Delta n / \Delta M$	10,7	10,9	10,8	rpm/mNm
14 Rotor inductance	L	70	270	1 100	μH
15 Mechanical time constant	T_m	4,7	4,7	4,7	ms
16 Rotor inertia	J	42	41	42	gcm^2
17 Angular acceleration	$\alpha \text{ max.}$	130	130	130	$\cdot 10^4 \text{rad/s}^2$
18 Thermal resistance	$R_{th.1} / R_{th.2}$	2 / 8			K/W
19 Thermal time constant	$\tau_{th.1} / \tau_{th.2}$	17 / 810			s
20 Operating temperature range:					
- motor		-30 ... +125			$^{\circ}\text{C}$
- rotor, max. permissible		+155			$^{\circ}\text{C}$
21 Shaft bearings		ball bearings, preloaded			
22 Shaft load max.:					
- with shaft diameter		5			mm
- radial at 3 000 rpm (3 mm from bearing)		50			N
- axial at 3 000 rpm		5			N
- axial at standstill		50			N
23 Shaft play					
- radial	\leq	0,015			mm
- axial	\leq	0			mm
24 Housing material		steel, black coated			
25 Weight		242			g
26 Direction of rotation		clockwise, viewed from the front face			
Recommended values - mathematically independent of each other					
27 Speed up to	$n_{r \text{ max.}}$	5 000	5 000	5 000	rpm
28 Torque up to	$M_{r \text{ max.}}$	70	70	70	mNm



Ek-B Faulhaber 32/3S Planet Dişli Özellikleri

FAULHABER

Planetary Gearheads

7 Nm

For combination with
DC-Micromotors
Brushless DC-Motors

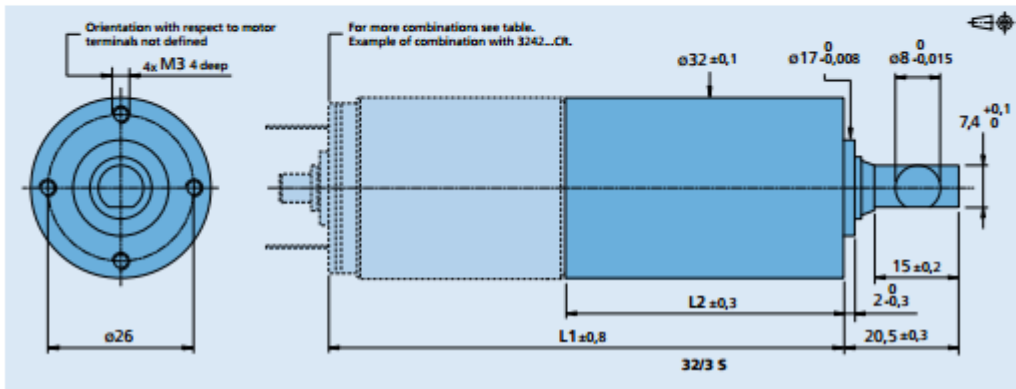
Series 32/3 S

	32/3 S
Housing material	metal
Geartrain material	steel
Recommended max. input speed for:	
- continuous operation	4 000 rpm
Backlash, at no-load	≤ 1 °
Bearings on output shaft	ball bearings, preloaded
Shaft load, max.:	
- radial (10 mm from mounting face)	≤ 200 N
- axial	≤ 200 N
Shaft press fit force, max.	≤ 250 N
Shaft play	
- radial (10 mm from mounting face)	≤ 0,03 mm
- axial	≤ 0,15 mm
Operating temperature range	+ 20 ... + 125 °C

Specifications		2	3	4	5	5
Number of gear stages		2	3	4	5	5
Continuous torque	Nm	7	7	7	7	7
Intermittent torque	Nm	10	10	10	10	10
Weight without motor, ca.	g	190	230	260	290	300
Efficiency, max.	%	80	70	60	55	55
Direction of rotation, drive to output		=	=	=	=	=
Reduction ratio ¹⁾ (rounded)		14:1 23:1	43:1 66:1 86:1	134:1 159:1 246:1	415:1 592:1 989:1	1 526:1
L2 [mm] = length without motor		41,6	49,4	57,2	65,0	65,0
L1 [mm] = length with motor	3242G...CR	83,6	91,4	99,2	107,0	107,0
	3257G...CR	98,6	106,4	114,2	122,0	122,0
	3557K...CS	98,6	106,4	114,2	122,0	122,0
	3242G...BX4	85,8	93,6	101,4	109,2	109,2
	3268G...BX4	111,8	119,6	127,4	135,2	135,2
	3564K...B	105,6	113,4	121,2	129,0	129,0

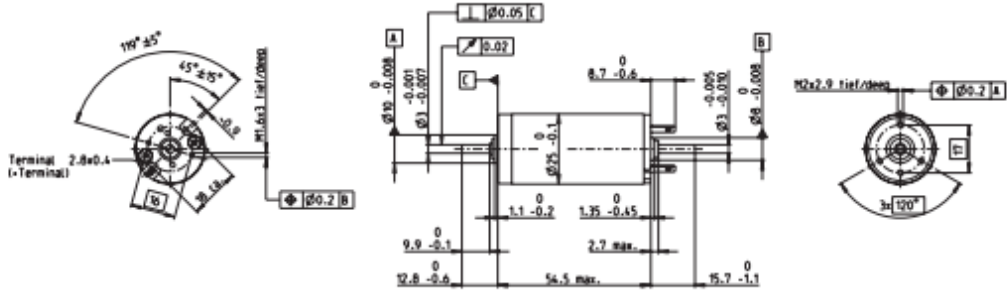
¹⁾ The reduction ratios are rounded, the exact values are available on request or at www.faulhaber.com.

Note: The gearheads as S-type have all steel gears and heavy duty lubricant for extended lifetime performance.



Ek-C Maxon 118746 DC Motor Özellikleri

RE 25 Ø25 mm, Precious Metal Brushes CLL, 10 Watt, CE approved



M 1:2

- Stock program
- Standard program
- Special program (on request)

Order Number

118740 | 118741 | **118742** | 118743 | 118744 | 118745 | **118746** | 118747 | 118748

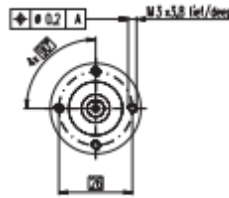
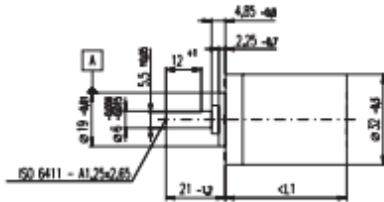
Motor Data		118740	118741	118742	118743	118744	118745	118746	118747	118748
Values at nominal voltage										
1	Nominal voltage	V	4.5	8.0	9.0	12.0	15.0	18.0	24.0	48.0
2	No load speed	rpm	5350	5310	5230	4850	4980	4780	5190	5070
3	No load current	mA	79.6	44.3	38.6	26.2	21.7	17.2	14.3	6.95
4	Nominal speed	rpm	4910	4510	4230	3820	3940	3740	4150	4030
5	Nominal torque (max. continuous torque)	mNm	11.4	20.9	24.0	29.1	28.8	28.9	28.8	28.7
6	Nominal current (max. continuous current)	A	1.50	1.50	1.50	1.26	1.03	0.823	0.668	0.325
7	Stall torque	mNm	138	139	126	137	138	133	144	152
8	Starting current	A	17.2	9.73	7.72	5.82	4.83	3.72	3.28	2.76
9	Max. efficiency	%	87	87	86	87	87	87	88	87
Characteristics										
10	Terminal resistance	Ω	0.261	0.822	1.17	2.06	3.10	4.84	7.31	30.9
11	Terminal inductance	mH	0.0275	0.0882	0.115	0.238	0.353	0.551	0.832	3.48
12	Torque constant	mNm / A	8.00	14.3	16.4	23.5	28.6	35.8	44.0	90.0
13	Speed constant	rpm / V	1190	667	584	406	333	267	217	173
14	Speed / torque gradient	rpm / mNm	39.0	38.3	41.6	35.6	36.1	36.0	36.1	36.4
15	Mechanical time constant	ms	4.74	4.15	4.12	4.00	3.98	3.97	3.97	3.97
16	Rotor inertia	gcm ²	11.6	10.3	9.45	10.7	10.5	10.5	10.4	10.4

Specifications	Operating Range	Comments
<p>Thermal data</p> <p>17 Thermal resistance housing-ambient 14 K / W</p> <p>18 Thermal resistance winding-housing 3.1 K / W</p> <p>19 Thermal time constant winding 12.4 s</p> <p>20 Thermal time constant motor 910 s</p> <p>21 Ambient temperature +20 ... +85°C</p> <p>22 Max. permissible winding temperature +100°C</p> <p>Mechanical data (ball bearings)</p> <p>23 Max. permissible speed 5500 rpm</p> <p>24 Axial play 0.05 - 0.15 mm</p> <p>25 Radial play 0.025 mm</p> <p>26 Max. axial load (dynamic) 3.2 N</p> <p>27 Max. force for press fits (static) (static, shaft supported) 64 N</p> <p>28 Max. radial loading, 5 mm from flange 16 N</p> <p>Other specifications</p> <p>29 Number of pole pairs 1</p> <p>30 Number of commutator segments 11</p> <p>31 Weight of motor 130 g</p> <p>CLL = Capacitor Long Life</p> <p>Values listed in the table are nominal. Explanation of the figures on page 49.</p> <p>Option</p> <p>Preloaded ball bearings</p>	<p>Operating Range</p>	<p>Comments</p> <p> Continuous operation In observation of above listed thermal resistance (lines 17 and 18) the maximum permissible winding temperature will be reached during continuous operation at 25°C ambient. = Thermal limit.</p> <p> Short term operation The motor may be briefly overloaded (recurring).</p> <p> Assigned power rating</p>
<p>maxon Modular System</p> <p>Planetary Gearhead Ø26 mm 0.5 - 2.0 Nm Page 228</p> <p>Planetary Gearhead Ø32 mm 0.75 - 6.0 Nm Page 230 / 231 / 233</p> <p>Koaxdrive Ø32 mm 1.0 - 4.5 Nm Page 236</p> <p>Spindle Drive Ø32 mm Page 249 / 250 / 251</p>	<p>Recommended Electronics:</p> <p>LSC 30/2 Page 282</p> <p>ADS 50/5 282</p> <p>ADS_E 50/5 283</p> <p>EPOS2 Module 36/2 304</p> <p>EPOS2 24/5 305</p> <p>EPOS2 50/5 305</p> <p>EPOS2P 24/5 308</p> <p>Notes 18</p>	<p>Overview on page 16 - 21</p> <p>Encoder MR 128 - 1000 Imp., 3 channels Page 262</p> <p>Encoder Enc 22 mm 100 Imp., 2 channels Page 264</p> <p>Encoder HED_5540 500 Imp., 3 channels Page 266 / 268</p> <p>DC-Tacho DCT Ø22 mm 0.5 V Page 276</p>

Ek-D Maxon GP32A Planet Dişli Özellikleri

Planetary Gearhead GP 32 A Ø32 mm, 0.75 - 4.5 Nm

Metal Version



M 1:2

Technical Data

Planetary Gearhead	straight teeth
Output shaft	stainless steel
Shaft diameter as option	8 mm
Bearing at output	ball bearing
Radial play, 5 mm from flange	max. 0.14 mm
Axial play	max. 0.4 mm
Max. radial load, 10 mm from flange	140 N
Max. permissible axial load	120 N
Max. permissible force for press fits	120 N
Sense of rotation, drive to output	=
Recommended input speed	< 6000 rpm
Recommended temperature range	-20 ... +100°C
Extended area as option	-35 ... +100°C

Option: Low-noise version

Gearhead Data	Order Number											
	166155	166158	166163	166164	166169	166174	166179	166184	166187	166192	166197	166202
1 Reduction	3.7 : 1	14 : 1	33 : 1	51 : 1	111 : 1	246 : 1	492 : 1	762 : 1	1181 : 1	1972 : 1	2829 : 1	4380 : 1
2 Reduction absolute	26/7	67/5	520/16	1767/343	13824/125	32184/12718	80112/175	19044/25	30207/363	108174/129	495144/175	109600/25
3 Max. motor shaft diameter	mm	6	6	3	6	4	4	4	3	4	3	3
Order Number	166156	166159	166165	166170	166175	166180	166185	166188	166193	166198	166203	
1 Reduction	4.8 : 1	18 : 1	66 : 1	123 : 1	295 : 1	531 : 1	913 : 1	1414 : 1	2189 : 1	3052 : 1	5247 : 1	
2 Reduction absolute	24/5	60/35	1024/145	6877/56	10106/343	321776/125	36521/40	242884/12718	536406/343	1087772/129	626623/160	
3 Max. motor shaft diameter	mm	4	4	4	3	3	4	3	3	3	3	
Order Number	166157	166160	166166	166171	166176	166181	166186	166189	166194	166199	166204	
1 Reduction	5.8 : 1	21 : 1	79 : 1	132 : 1	318 : 1	589 : 1	1093 : 1	1526 : 1	2362 : 1	3389 : 1	6285 : 1	
2 Reduction absolute	29/4	290/14	3807/145	3312/105	26827/1228	20631/192	279841/1054	338264/12718	208884/129	474515/148	82343/100	
3 Max. motor shaft diameter	mm	3	3	3	3	4	3	3	4	3	3	
Order Number	166161	166167	166172	166177	166182	166187	166190	166195	166200			
1 Reduction	23 : 1	86 : 1	159 : 1	411 : 1	636 : 1	1694 : 1	2548 : 1	3656 : 1				
2 Reduction absolute	570/25	14076/175	1587/10	329424/425	79488/125	1182213/108	782034/318	457056/125				
3 Max. motor shaft diameter	mm	4	4	3	4	3	3	4	3			
Order Number	166182	166168	166173	166178	166183	166191	166196	166201				
1 Reduction	28 : 1	103 : 1	190 : 1	456 : 1	706 : 1	1828 : 1	2623 : 1	4060 : 1				
2 Reduction absolute	134/5	3598/35	12157/64	89427/106	158171/224	228291/1228	208227/184	261222/100				
3 Max. motor shaft diameter	mm	3	3	3	3	3	3	3				
4 Number of stages	1	2	2	3	3	4	4	5	5	5	5	
5 Max. continuous torque	Nm	0.75	2.25	2.25	4.50	4.50	4.50	4.50	4.50	4.50	4.50	
6 Intermittently permissible torque at gear output	Nm	1.1	3.4	3.4	6.5	6.5	6.5	6.5	6.5	6.5	6.5	
7 Max. efficiency	%	80	75	75	70	70	60	60	50	50	50	
8 Weight	g	118	162	162	194	194	226	226	258	258	258	
9 Average backlash no load	"	0.7	0.8	0.8	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	
10 Mass inertia	gcm ²	1.5	0.8	0.8	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7	0.7	
11 Gearhead length L1	mm	26.4	36.3	36.3	43.0	43.0	49.7	49.7	56.4	56.4	56.4	



Combination		Overall length [mm] = Motor length + gearhead length + (tachometer / brake) + assembly parts													
+ Motor	Page	+ Tacho / Brake	Page												
RE 25, 10 W	77			81.0	90.9	90.9	97.6	97.6	104.3	104.3	104.3	111.0	111.0	111.0	111.0
RE 25, 10 W	77	MR	258	92.0	101.9	101.9	108.6	108.6	115.3	115.3	115.3	122.0	122.0	122.0	122.0
RE 25, 10 W	77	Enc 22	260	95.1	105.0	105.0	111.7	111.7	118.4	118.4	118.4	125.1	125.1	125.1	125.1
RE 25, 10 W	77	HED_5540	262/264	101.8	111.7	111.7	118.4	118.4	125.1	125.1	125.1	131.8	131.8	131.8	131.8
RE 25, 10 W	77	DCT 22	271	103.3	113.2	113.2	119.9	119.9	126.6	126.6	126.6	133.3	133.3	133.3	133.3
RE 25, 20 W	78			69.5	79.4	79.4	86.1	86.1	92.8	92.8	92.8	99.5	99.5	99.5	99.5
RE 25, 20 W	79			81.0	90.9	90.9	97.6	97.6	104.3	104.3	104.3	111.0	111.0	111.0	111.0
RE 25, 20 W	79	MR	258	92.0	101.9	101.9	108.6	108.6	115.3	115.3	115.3	122.0	122.0	122.0	122.0
RE 25, 20 W	79	Enc 22	260	95.1	105.0	105.0	111.7	111.7	118.4	118.4	118.4	125.1	125.1	125.1	125.1
RE 25, 20 W	79	HED_5540	262/264	101.8	111.7	111.7	118.4	118.4	125.1	125.1	125.1	131.8	131.8	131.8	131.8
RE 25, 20 W	79	DCT 22	271	103.3	113.2	113.2	119.9	119.9	126.6	126.6	126.6	133.3	133.3	133.3	133.3
RE 25, 20 W	79	AB 28	308	115.1	125.0	125.0	131.7	131.7	138.4	138.4	138.4	145.1	145.1	145.1	145.1
RE 25, 20 W	79	HED_5540/AB 28	262/308	132.2	142.1	142.1	148.8	148.8	155.5	155.5	155.5	162.2	162.2	162.2	162.2
RE 26, 18 W	80			85.3	95.2	95.2	101.9	101.9	108.6	108.6	108.6	115.3	115.3	115.3	115.3
RE 26, 18 W	80	MR	258	96.3	106.2	106.2	112.9	112.9	119.6	119.6	119.6	126.3	126.3	126.3	126.3
RE 26, 18 W	80	Enc 22	260	102.7	112.6	112.6	119.3	119.3	126.0	126.0	126.0	132.7	132.7	132.7	132.7
RE 26, 18 W	80	HED_5540	262/264	103.7	113.6	113.6	120.3	120.3	127.0	127.0	127.0	133.7	133.7	133.7	133.7
RE 26, 18 W	80	DCT 22	271	106.3	116.2	116.2	122.9	122.9	129.6	129.6	129.6	136.3	136.3	136.3	136.3
A-max 26	115-122			71.2	81.1	81.1	87.8	87.8	94.5	94.5	94.5	101.2	101.2	101.2	101.2
A-max 26	115-121	MEnc 13	270	78.3	88.2	88.2	94.9	94.9	101.6	101.6	101.6	108.3	108.3	108.3	108.3
A-max 26	116-122	MR	258	80.0	89.9	89.9	96.6	96.6	103.3	103.3	103.3	110.0	110.0	110.0	110.0
A-max 26	116-122	Enc 22	261	85.6	95.5	95.5	102.2	102.2	108.9	108.9	108.9	115.6	115.6	115.6	115.6
A-max 26	116-122	HED_5540	262/265	90.0	99.9	99.9	106.6	106.6	113.3	113.3	113.3	120.0	120.0	120.0	120.0
RE-max 29	145-148			71.2	81.1	81.1	87.8	87.8	94.5	94.5	94.5	101.2	101.2	101.2	101.2
RE-max 29	146/148	MR	258	80.0	89.9	89.9	96.6	96.6	103.3	103.3	103.3	110.0	110.0	110.0	110.0

Ek-E RR Düzlemsel Robot Sinüzoidal Hareket Planlayıcı Bloğuna Ait Kodlar

```
function [torque1,torque2,teta1,teta2,tt1d,tt2d,tt1dd,tt2dd]=
RRdynamics (clk)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
G0 = 9.81;           %m/sn^2
L1 = 0.23;          %m
L2 = 0.25;          %m
m1 = 0.91335;      %kg
m2 = 0.36375;      %kg
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
L1x = 0.11950;
L1y = 0;
L1z = 0.00074;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
L2x = 0.11945;
L2y = -0.00110;
L2z = 0.00254;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%First Link Inertia
Ixx1 = 547677.57 .* 1e-009;
Ixy1 = 155.22 .* 1e-009;
Ixz1 = -49018.18 .* 1e-009;
Iyx1 = 155.22 .* 1e-009;
Iyy1 = 5727513.90 .* 1e-009;
Iyz1 = 93.35 .* 1e-009;
Izx1 = -49018.18 .* 1e-009;
Izy1 = 93.35 .* 1e-009;
Izz1 = 5360506.63 .* 1e-009;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Second Link Inertia
Ixx2 = 177404.32 .* 1e-009;
Ixy2 = -45443.66 .* 1e-009;
Ixz2 = -4503.40 .* 1e-009;
Iyx2 = -45443.66 .* 1e-009;
Iyy2 = 3634940.78 .* 1e-009;
Iyz2 = -4168.16 .* 1e-009;
Izx2 = -4503.40 .* 1e-009;
Izy2 = -4168.16 .* 1e-009;
Izz2 = 3561987.90 .* 1e-009;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Amp1 = pi/6;
Amp2 = -pi/6;
period = 8;
Offset_p1 = 0;
Offset_p2 = 0;
Freq = 2*pi / period;
clk0 = 4;
tf = 28;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
q1i = -pi/2;
q2i = 0;
q3i = 0;
q1f = 0;
q2f = 0;
q3f = 0;
Offset_p1 = 0;
Offset_p2 = 0;
ti = 1;
tif = 5;
```

```

clk0 = 9;
tf = clk0 + 3*period;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
if clk < ti
    pos1 = q1i;
    vel1 = 0;
    acc1 = 0;
    pos2 = q2i;
    vel2 = 0;
    acc2 = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif clk>=ti && clk<tif
    t = clk - ti;          tf = tif - ti;
    %% First Link
    a10 = q1i;
    a11 = 0;
    if tf>0
        a12 = (3/tf^2)*(q1f-q1i);
        a13 = (-2/tf^3)*(q1f-q1i);
    else
        a12 = 0;
        a13 = 0;
    end
    pos1 = a10 + a11*t + a12*t^2 + a13*t^3;
    vel1 = a11 + 2*a12*t + 3*a13*t^2;
    acc1 = 2*a12 + 6*a13*t;
    %% Second Link
    a20 = q2i;
    a21 = 0;
    if tf>0
        a22 = (3/tf^2)*(q2f-q2i);
        a23 = (-2/tf^3)*(q2f-q2i);
    else
        a22 = 0;
        a23 = 0;
    end
    pos2 = a20 + a21*t + a22*t^2 + a23*t^3;
    vel2 = a21 + 2*a22*t + 3*a23*t^2;
    acc2 = 2*a22 + 6*a23*t;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif clk >= tif && clk <= clk0
    pos1 = Offset_p1;
    vel1 = 0;
    acc1 = 0;
    pos2 = Offset_p2;
    vel2 = 0;
    acc2 = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif clk>=clk0 && clk <=tif
    pos1 = Amp1*sin(Freq*(clk-clk0)) + Offset_p1;
    vel1 = Freq*Amp1*cos(Freq*(clk-clk0));
    acc1 = -Freq*Freq*Amp1*sin(Freq*(clk-clk0));
    pos2 = Amp2*sin(Freq*(clk-clk0)) + Offset_p2;
    vel2 = Freq*Amp2*cos(Freq*(clk-clk0));
    acc2 = -Freq*Freq*Amp2*sin(Freq*(clk-clk0));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
else
    pos1 = Offset_p1;
    vel1 = 0;
    acc1 = 0;

```

```

    pos2 = Offset_p2;
    vel2 = 0;
    acc2 = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
pos3 = 0;
vel3 = 0;
acc3 = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
tt1 = pos1;
q1d = vel1;
q1dd = acc1;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
tt2 = pos2;
q2d = vel2;
q2dd = acc2;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
tt3 = pos3;
q3d = vel3;
q3dd = acc3;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DQ1 = [(m1*((L1x^2)+(L1y^2)) + Izz1)    0    0;...
        0                                0    0;...
        0                                0    0];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DQ2_11 = m2*(L1^2) + 2*m2*L1*L2x*cos(tt2) - 2*m2*L1*L2y*sin(tt2) +
m2*(L2x^2) + m2*(L2y^2) + Izz2;
DQ2_12 = m2*L1*L2x*cos(tt2) - m2*L1*L2y*sin(tt2) + m2*(L2x^2) +
m2*(L2y^2) + Izz2;
DQ2_21 = m2*L1*L2x*cos(tt2) - m2*L1*L2y*sin(tt2) + m2*(L2x^2) +
m2*(L2y^2) + Izz2;
DQ2_22 = m2*(L2x^2) + m2*(L2y^2) + Izz2;
DQ2 = [ DQ2_11  DQ2_12  0;...
        DQ2_21  DQ2_22  0;...
        0       0       0];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Cx = q1d*q2d*(-2*m2*L1*L2x*sin(tt2) - 2*m2*L1*L2y*cos(tt2)) +
q2d*q2d*(-m2*L1*L2x*sin(tt2) - m2*L1*L2y*cos(tt2));
Cy = q1d*q1d*(m2*L1*L2x*sin(tt2) + m2*L1*L2y*cos(tt2));
Cz = 0;
CQQd = [Cx; Cy; Cz];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Y1 = G0 * (m1*L1x*cos(tt1) - m1*L1y*sin(tt1) + m2*L1*cos(tt1) +
m2*L2x*cos(tt1 + tt2) - m2*L2y*sin(tt1 + tt2));
Y2 = G0 * (m2*L2x*cos(tt1 + tt2) - m2*L2y*sin(tt1 + tt2));
Y3 = G0 * 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
GQ = [Y1; Y2; Y3];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DQ = DQ1 + DQ2;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
qdd = [q1dd;q2dd;q3dd];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DQQdd = DQ * qdd;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
TORQUE = DQQdd + CQQd + GQ;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
torque1=TORQUE(1);
torque2=TORQUE(2);

```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
gravity1 = GQ(1);
gravity2 = GQ(2);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
teta1 = pos1;
teta2 = pos2;
tt1d = vel1;
tt2d = vel2;
tt1dd = acc1;
tt2dd = acc2;
```

Ek-F RR Düzlemsel Robot Dairesel Hareket Planlayıcı Bloğuna Ait Kodlar

```
function [torque1,torque2,teta1,teta2,tt1d,tt2d,tt1dd,tt2dd,px,py]=
RRdynamics (clk)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
G0 = 9.81;           %m/sn^2
L1 = 0.23;          %m
L2 = 0.25;          %m
m1 = 0.91335;      %kg
m2 = 0.36375;      %kg
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
L1x = 0.11950;
L1y = 0;
L1z = 0.00074;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
L2x = 0.11945;
L2y = -0.00110;
L2z = 0.00254;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%First Link Inertia
Ixx1 = 547677.57 .* 1e-009;
Ixy1 = 155.22 .* 1e-009;
Ixz1 = -49018.18 .* 1e-009;
Iyx1 = 155.22 .* 1e-009;
Iyy1 = 5727513.90 .* 1e-009;
Iyz1 = 93.35 .* 1e-009;
Izx1 = -49018.18 .* 1e-009;
Izy1 = 93.35 .* 1e-009;
Izz1 = 5360506.63 .* 1e-009;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Second Link Inertia
Ixx2 = 177404.32 .* 1e-009;
Ixy2 = -45443.66 .* 1e-009;
Ixz2 = -4503.40 .* 1e-009;
Iyx2 = -45443.66 .* 1e-009;
Iyy2 = 3634940.78 .* 1e-009;
Iyz2 = -4168.16 .* 1e-009;
Izx2 = -4503.40 .* 1e-009;
Izy2 = -4168.16 .* 1e-009;
Izz2 = 3561987.90 .* 1e-009;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
p1 = 0;
p1d = 0;
p1dd = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
p2 = 0;
p2d = 0;
p2dd = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
motion = 0;           %m==0 circle traj else butterfly traj
period = 8;
Freq = 2*pi / period;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Offsetx = 0.3;
Offsety = 0.3;
Ampx = 0.05;
Ampy = 0.05;
q1i = 0;
q2i = 0;
q3i = 0;
```

```

q1f = 0.4138;
q2f = 0.5654;
q3f = 0;
ti_1 = 1;
tif_1 = 5;
ti_2 = 6;
tif_2 = 9;
tf = tif_2 + 3*period;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%Six Section 0 1 5 6 9 33 35
if clk < ti_1 % clk < 1
    tt1 = -pi/2;
    q1d = 0;
    q1dd = 0;
    tt2 = 0;
    q2d = 0;
    q2dd = 0;
    px = L2*cos(tt1+tt2) + L1*cos(tt1);
    py = L2*sin(tt1+tt2) + L1*sin(tt1);
    pz = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif clk >= ti_1 && clk < tif_1 % clk >= 1 && clk < 5
    t = clk - ti_1;
    tf = tif_1 - ti_1;
    q1i = -pi/2;
    q2i = 0;
    q1f = 0;
    q2f = 0;
    %First Link
    a10 = q1i;
    a11 = 0;
    if tf > 0
        a12 = (3/tf^2)*(q1f-q1i);
        a13 = (-2/tf^3)*(q1f-q1i);
    else
        a12 = 0;
        a13 = 0;
    end
    tt1 = a10 + a11*t + a12*t^2 + a13*t^3;
    q1d = a11 + 2*a12*t + 3*a13*t^2;
    q1dd = 2*a12 + 6*a13*t;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Second Link
    a20 = q2i;
    a21 = 0;
    if tf > 0
        a22 = (3/tf^2)*(q2f-q2i);
        a23 = (-2/tf^3)*(q2f-q2i);
    else
        a22 = 0;
        a23 = 0;
    end
    tt2 = a20 + a21*t + a22*t^2 + a23*t^3;
    q2d = a21 + 2*a22*t + 3*a23*t^2;
    q2dd = 2*a22 + 6*a23*t;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    px = L2*cos(tt1+tt2) + L1*cos(tt1);
    py = L2*sin(tt1+tt2) + L1*sin(tt1);
    pz = 0;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif clk >= tif_1 && clk < ti_2           %% clk >= 5 && clk < 6
    tt1 = 0;
    q1d = 0;
    q1dd = 0;
    tt2 = 0;
    q2d = 0;
    q2dd = 0;
    px = L2*cos(tt1+tt2) + L1*cos(tt1);
    py = L2*sin(tt1+tt2) + L1*sin(tt1);
    pz = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif clk >= ti_2 && clk < tif_2           %% clk >= 6 && clk < 9
    t = clk - ti_2;
    tf = tif_2 - ti_2;
    q1i = 0;
    q2i = 0;
    q1f = 0.4138;
    q2f = 0.5654;
    %First Link
    a10 = q1i;
    a11 = 0;
    if tf>0
        a12 = (3/tf^2)*(q1f-q1i);
        a13 = (-2/tf^3)*(q1f-q1i);
    else
        a12 = 0;
        a13 = 0;
    end
    tt1 = a10 + a11*t + a12*t^2 + a13*t^3;
    q1d = a11 + 2*a12*t + 3*a13*t^2;
    q1dd = 2*a12 + 6*a13*t;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Second Link
    a20 = q2i;
    a21 = 0;
    if tf>0
        a22 = (3/tf^2)*(q2f-q2i);
        a23 = (-2/tf^3)*(q2f-q2i);
    else
        a22 = 0;
        a23 = 0;
    end
    tt2 = a20 + a21*t + a22*t^2 + a23*t^3;
    q2d = a21 + 2*a22*t + 3*a23*t^2;
    q2dd = 2*a22 + 6*a23*t;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    px = L2*cos(tt1+tt2) + L1*cos(tt1);
    py = L2*sin(tt1+tt2) + L1*sin(tt1);
    pz = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif clk >= tif_2 && clk < tf           %% clk >= 9 && clk < 33
    t = clk - tif_2;
    if motion == 0
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        CIRCLE TRAJECTORY %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        px = Offsetx + Ampx*cos(Freq*t);
        py = Offsety + Ampy*sin(Freq*t);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

        vpx = Ampx*(-Freq*sin(Freq*t));
        vpy = Ampy*(Freq*cos(Freq*t));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        apx = -Ampx*Freq*(Freq*cos(Freq*t));
        apy = -Ampy*Freq*(Freq*sin(Freq*t));
    else
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% BUTTERFLY TRAJECTORY %%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        px = Offsetx + Ampx*sin(Freq*t);
        py = Offsety + Ampy*sin(Freq*t);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        vpx = Ampx*(Freq*cos(Freq*t));
        vpy = Ampy*(Freq*cos(Freq*t));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
        apx = -Ampx*Freq*(Freq*sin(Freq*t));
        apy = -Ampy*Freq*(Freq*sin(Freq*t));
    end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    cozum = 2;
    if cozum == 1
        teta2 = atan2(sqrt(1 - ((px^2 + py^2 - L1^2 - L2^2) /
(2*L1*L2))^2),...
                    (px^2 + py^2 - L1^2 - L2^2) / (2*L1*L2));
        teta1 = atan2(py,px)+...
                atan2(sqrt(py^2 + px^2 - (L2*cos(teta2) + L1)^2) ,...
                    (L2*cos(teta2) + L1) );
    elseif cozum == 2
        teta2 = atan2(sqrt(1 - ((px^2 + py^2 - L1^2 - L2^2) /
(2*L1*L2))^2),...
                    (px^2 + py^2 - L1^2 - L2^2) / (2*L1*L2));
        teta1 = atan2(py,px)-...
                atan2(sqrt(py^2 + px^2 - (L2*cos(teta2) + L1)^2) ,...
                    (L2*cos(teta2) + L1) );
    elseif cozum == 3
        teta2 = atan2(-sqrt(1 - ((px^2 + py^2 - L1^2 - L2^2) /
(2*L1*L2))^2),...
                    (px^2 + py^2 - L1^2 - L2^2) / (2*L1*L2));
        teta1 = atan2(py,px)+...
                atan2(sqrt(py^2 + px^2 - (L2*cos(teta2) + L1)^2) ,...
                    (L2*cos(teta2) + L1) );
    elseif cozum == 4
        teta2 = atan2(-sqrt(1 - ((px^2 + py^2 - L1^2 - L2^2) /
(2*L1*L2))^2),...
                    (px^2 + py^2 - L1^2 - L2^2) / (2*L1*L2));
        teta1 = atan2(py,px)-...
                atan2(sqrt(py^2 + px^2 - (L2*cos(teta2) + L1)^2) ,...
                    (L2*cos(teta2) + L1) );
    end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
a211 = (-L1*sin(teta1) - L2x*sin(teta1 + teta2) - L2y*cos(teta1 +
teta2));
a212 = (-L2x*sin(teta1 + teta2) - L2y*cos(teta1 + teta2));
a221 = (L1*cos(teta1) + L2x*cos(teta1 + teta2) - L2y*sin(teta1 +
teta2));
a222 = (L2x*cos(teta1 + teta2) - L2y*sin(teta1 + teta2));
A2 = [a211 a212; a221 a222];
VEL = inv(A2)*[vpx;vpy];
q1d = VEL(1);
q2d = VEL(2);

```



```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
a211d = (-L1*q1d*cos(tetal) - L2x*(q1d+q2d)*cos(tetal + teta2) +
L2y*(q1d+q2d)*sin(tetal + teta2));
    a212d = (-L2x*(q1d+q2d)*cos(tetal + teta2) +
L2y*(q1d+q2d)*sin(tetal + teta2));
    a221d = (-L1*q1d*sin(tetal) - L2x*(q1d+q2d)*sin(tetal + teta2) -
L2y*(q1d+q2d)*cos(tetal + teta2));
    a222d = (-L2x*(q1d+q2d)*sin(tetal + teta2) -
L2y*(q1d+q2d)*cos(tetal + teta2));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    AccP = [apx; apy];
    A2D = [a211d a212d; a221d a222d];
    ACC = inv(A2) * (AccP - A2D * VEL);
    q1dd = ACC(1);
    q2dd = ACC(2);
    q3dd = 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    tt1 = tetal;
    tt2 = teta2;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
elseif clk >= tf          %% clk >= 33
    q1i = 0;
    q2i = 0;
    q1f = 0.4138;
    q2f = 0.5654;
    tt1 = q1f;
    q1d = 0;
    q1dd = 0;
    tt2 = q2f;
    q2d = 0;
    q2dd = 0;
    px = L2*cos(tt1+tt2) + L1*cos(tt1);
    py = L2*sin(tt1+tt2) + L1*sin(tt1);
    pz = 0;
else
    tt1 = 0;
    q1d = 0;
    q1dd = 0;
    tt2 = 0;
    q2d = 0;
    q2dd = 0;
    px = L2*cos(tt1+tt2) + L1*cos(tt1);
    py = L2*sin(tt1+tt2) + L1*sin(tt1);
    pz = 0;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DQ1 = [(m1*((L1x^2)+(L1y^2)) + Izz1)    0    0;...
        0                                0    0;...
        0                                0    0];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DQ2_11 = m2*(L1^2) + 2*m2*L1*L2x*cos(tt2) - 2*m2*L1*L2y*sin(tt2) +
m2*(L2x^2) + m2*(L2y^2) + Izz2;
DQ2_12 = m2*L1*L2x*cos(tt2) - m2*L1*L2y*sin(tt2) + m2*(L2x^2) +
m2*(L2y^2) + Izz2;
DQ2_21 = m2*L1*L2x*cos(tt2) - m2*L1*L2y*sin(tt2) + m2*(L2x^2) +
m2*(L2y^2) + Izz2;
DQ2_22 = m2*(L2x^2) + m2*(L2y^2) + Izz2;
DQ2 = [ DQ2_11  DQ2_12  0;...
        DQ2_21  DQ2_22  0;...
        0        0        0];

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Cx = q1d*q2d*(-2*m2*L1*L2x*sin(tt2) - 2*m2*L1*L2y*cos(tt2)) +
q2d*q2d*(-m2*L1*L2x*sin(tt2) - m2*L1*L2y*cos(tt2));
Cy = q1d*q1d*(m2*L1*L2x*sin(tt2) + m2*L1*L2y*cos(tt2));
Cz = 0;
CQQd = [Cx; Cy; Cz];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Y1 = G0 * (m1*L1x*cos(tt1) - m1*L1y*sin(tt1) + m2*L1*cos(tt1) +
m2*L2x*cos(tt1 + tt2) - m2*L2y*sin(tt1 + tt2));
Y2 = G0 * (m2*L2x*cos(tt1 + tt2) - m2*L2y*sin(tt1 + tt2));
Y3 = G0 * 0;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
GQ = [Y1; Y2; Y3];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DQ = DQ1 + DQ2;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
qdd = [q1dd;q2dd;0];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
DQQdd = DQ * qdd;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
TORQUE = DQQdd + CQQd + GQ;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
torque1=TORQUE(1);
torque2=TORQUE(2);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
gravity1 = GQ(1);
gravity2 = GQ(2);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
tetal = tt1;
teta2 = tt2;
tt1d = q1d;
tt2d = q2d;
tt1dd = q1dd;
tt2dd = q2dd;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

ÖZGEÇMİŞ

1984 yılında Kocaeli İzmit'te doğdu. İlk, orta öğrenimini Gölcük Barbaros İlköğretim Okulu'nda, lise öğrenimini ise Kocaeli Anadolu Teknik Lisesi Otomatik Kumanda Bölümü'nde tamamladı. 2001 yılında girdiği Kocaeli Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik Öğretmenliği Bölümü'nden 2006 yılında Elektronik Öğretmeni olarak mezun oldu. Aynı yıl Kamu Personel Seçme Sınavını kazanarak Bilecik Merkez Teknik ve Endüstri Meslek Lisesi'nde Elektronik Öğretmeni olarak göreve başladı. 2008 yılında eş durumu tayini ile Kocaeli Bahçecik Teknik ve Endüstri Meslek Lisesi'ne atandı. 4 yıl burada çalıştıktan sonra 2012 yılı yazında Kocaeli İzmit Sabancı Teknik ve Endüstri Meslek Lisesi'ne atandı ve burada görevini sürdürmektedir.