

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

OTOMATİK KALP MASAJ SİSTEMİ TASARIMI VE AKILLI DENETİMİ

DOKTORA TEZİ

Elektrik Yük. Müh. Mehmet EKİCİ

**TEMMUZ 2015
TRABZON**



**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

OTOMATİK KALP MASAJ SİSTEMİ TASARIMI VE AKILLI DENETİMİ

Elektrik Yük. Müh. Mehmet EKİCİ

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünce
"DOKTOR (ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ)
Unvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir.**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 26 / 06 / 2015

Tezin Savunma Tarihi : 15 / 07 / 2015

Tez Danışmanı : Doç. Dr. H. İbrahim OKUMUŞ

Trabzon 2015

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında
Mehmet EKİCİ Tarafından Hazırlanan**

OTOMATİK KALP MASAJ SİSTEMİ TASARIMI VE AKILLI DENETİMİ

başlıklı bu çalışma, Enstitü Yönetim Kurulunun 16 /06/2015 gün ve 1607 sayılı
kararıyla oluşturulan jüri tarafından yapılan sınavda
DOKTORA TEZİ
olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

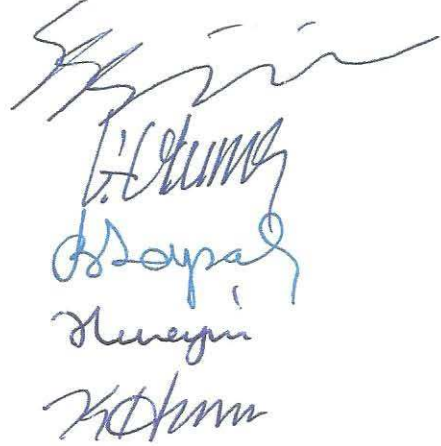
Başkan : Prof. Dr. Sırrı Sunay GÜRLEYÜK

Üye : Doç. Dr. H. İbrahim OKUMUŞ

Üye : Doç. Dr. Birol SOYSAL

Üye : Yrd. Doç. Dr. Hüseyin PEHLİVAN

Üye : Yrd. Doç. Dr. Hakan KAHVECİ



Prof. Dr. Sadettin KORKMAZ

Enstitü Müdürü

ÖNSÖZ

Bu çalışmada, otomatik kalp masaj cihazı için bulanık mantık tabanlı kompresyon derinliği kestirimi ve kullanılacak sürekli mıknatıslı DA motorunun PSO-PI ve BMD algoritmaları ile denetiminin gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır.

Doktora çalışmam dahil, tüm eğitim ve öğretim hayatım boyunca beni yönlendiren ve destekleyen başta merhum babama, anneme, kardeşlerime, doktora çalışmalarım süresince hoşgörüyü eksik etmeyen sevgili eşime ve ailesine minnettarım.

Lisans, yüksek lisans ve doktora öğrenimim boyunca beni destekleyen ve yönlendiren, doktora ilk tez danışmanım, yakın zamanda kaybettiğimiz merhum hocam sayın Prof. Dr. A. Sefa AKPINAR'ı rahmetle anıyorum.

Doktora tez danışmanlığımı üstlendiği için Doç. Dr. H. İbrahim OKUMUŞ'a minnettarım.

Hem ders, hem de tez izleme aşamalarında eleştiri ve fikirleri ile bana yardımcı olan, beni yönlendiren hocalarım sayın Yrd. Doç.Dr. Hüseyin PEHLİVAN'a ve sayın Yrd.Doç.Dr. Hakan KAHVECİ'ye teşekkürlerimi sunarım.

Doktora çalışmalarım süresince ASOL laboratuvarında birlikte çalıştığımız Cemaleddin ŞİMŞEK'e, Dr. Ömür AKYAZI'ya, Dr. Emin TUĞCU'ya, Dr. Mustafa Ergin ŞAHİN'e her türlü yardım ve katkılarından dolayı teşekkür ederim.

Bilim, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı'na verdikleri Teknogirişim proje desteğinden dolayı teşekkür ederim.

Mehmet EKİCİ
Trabzon 2015

TEZ ETİK BEYANNAMESİ

Doktora Tezi olarak sunduğum “OTOMATİK KALP MASAJ SİSTEMİ TASARIMI VE AKILLI DENETİMİ ” başlıklı bu çalışmayı baştan sona kadar danışmanım Doç. Dr. H. İbrahim OKUMUŞ'un sorumluluğunda tamamladığımı, verileri kendim topladığımı, deneyleri ilgili laboratuvarlarda yaptığımı, başka kaynaklardan aldığım bilgileri metinde ve kaynakçada eksiksiz olarak gösterdiğimi, çalışma sürecinde bilimsel araştırma ve etik kurallara uygun olarak davrandığımı ve aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sonucu kabul ettiğimi beyan ederim. 15/07/2015



Mehmet EKİCİ

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	III
TEZ ETİK BEYANNAMESİ.....	IV
İÇİNDEKİLER.....	V
ÖZET.....	VIII
SUMMARY.....	IX
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	X
TABLolar DİZİNİ.....	XV
SEMBOLLER DİZİNİ.....	XVI
1. GENEL BİLGİLER	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Tezin Amacı ve Çözüm Yaklaşımı	4
1.3. Konu ile İlgili Yapılan Çalışmalar	5
1.3.1. KPR ile İlgili Yapılan Çalışmalar	5
1.3.2. PSO-PI, PID ve BM Denetleyici ile İlgili Yapılan Çalışmalar.....	9
1.4. KPR Sistemlerinin Tarihi.....	11
1.5. Sürekli Mıknatıslı DA Motorları.....	16
1.5.1. DA Motorunun Elektriksel ve Mekaniksel Denklemlerinin Çıkartılması	17
1.6. Kontrol Sistemleri Tasarımı ve Türleri.....	21
1.6.1. Kararlılık Analizi	22
1.6.2. Mutlak Kararlılık, Bağlı Kararlılık ve Sürekli Durum Hatası	24
1.6.3 Routh - Hurwitz Kararlılık Kriteri	25
1.6.4. Geçici Tepke Parametreleri.....	26
1.7. PID Denetleyici Tasarımı	27
1.7.1. Oransal Denetleyici.....	28
1.7.2. İntegral Denetleyici.....	28
1.7.3. Türevsel Denetleyici	29
1.7.4. PID Denetleyici.....	30
1.8. Bulanık Mantık Denetleyiciler.....	31
1.8.1. Bulanıklık Kavramı.....	31
1.8.2. Bulanık Kümeler	32

1.8.3.	Bulanık Küme İşlemleri	33
1.8.4.	Bulanık Mantık Denetleyici Bileşenleri.....	35
1.8.4.1.	Bulanıklaştırıcı	36
1.8.4.2.	Kural Tabanı ve Bulanık İşlemci	37
1.8.4.3.	Durulaştırıcı	39
1.9.	Parçacık Sürü Optimizasyonu	39
1.9.1.	PSO'nun Genel Mekanizması.....	42
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR	46
2.1.	KPR Sistemine Ait Redüktörlü SMDA Motoru	46
2.1.1.	SMDA Motor Parametrelerinin Belirlenmesi	47
2.1.1.1.	Endüvi Direnci R_a 'nın Belirlenmesi	47
2.1.1.2.	Endüvi Endüktansı L_a 'nın Belirlenmesi	47
2.1.1.3.	Geri EMF Sabiti K_b 'nin Belirlenmesi	48
2.1.1.4.	Viskoz Sürtünme Sabiti B 'nin Belirlenmesi	48
2.1.1.5.	Atalet Momenti J 'nin Belirlenmesi	48
2.1.2.	SMDA Motorun Transfer Fonksiyonunun Belirlenmesi	49
2.1.3.	Sistemin Kararlılık Analizi	49
2.2.	SMDA Motorunun Sürücü Devresi	50
2.3.	DAQ Amaçlı Kullanılan Kontrol Kartı.....	51
2.4..	KPR Uygulayıcılarının Performanslarının Ölçülmesi	52
2.5.	Bulanık Mantık Tabanlı Kompresyon Derinlik Kestirimi	55
2.5.1.	Kompresyon Derinlik Kestirimi İçin Üyelik Fonksiyonları	56
2.5.2.	Kompresyon Derinlik Kestirimi ve Uygulanması Gereken Kuvvet Hesabı	58
2.6.	Kompresyon Sisteminde Kullanılan Scotch-Yoke Mekanizması.....	64
2.7.	Benzetim Çalışmaları İçin Yük Momentinin Belirlenmesi.....	66
2.8.	Konum ve Hız Denetimi İçin Kullanılan Encoder Türü	67
2.9.	Tasarlanan KPR Sistemi Genel Yapısı	68
2.10.	Sistem Hız Denetimi İçin Benzetim Çalışması.....	69
2.10.1.	Hız Denetimi İçin PSO-PI Denetleyici Tasarımı	70
2.10.2.	Hız Denetimi İçin BM Denetleyici Tasarımı	75
2.11.	Sistem Konum Denetimi İçin Benzetim Çalışması.....	78
2.11.1.	Konum Denetimi PSO-PI Denetleyici Tasarımı	79
2.11.2.	Konum İçin BM Denetleyici Tasarımı.....	82

2.12.	KPR Sisteminin Denetimine Yönelik Yapılan Deneysel Çalışmalar	86
2.12.1.	PSO-PI Hız Denetimi Deneysel Sonuçları	89
2.12.2.	BM Hız Denetleyici Deneysel Sonuçları	90
2.12.3.	PSO-PI Konum Denetimi Deneysel Sonuçları	91
2.12.4.	BM Konum Denetimi Deneysel Sonuçları	92
3.	SONUÇLAR	93
4.	ÖNERİLER.....	94
5.	KAYNAKLAR	95
ÖZGEÇMİŞ		

Doktora Tezi

ÖZET

OTOMATİK KALP MASAJ SİSTEMİ TASARIMI VE AKILLI DENETİMİ

Mehmet EKİCİ

Karadeniz Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Danışman: Doç. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ
2015, 103 Sayfa

Bu çalışmada, otomatik kalp masaj sistemi tasarımı ve akıllı denetimi gerçekleştirilmiş ve incelenmiştir. İlk bölümde, KPR sistemleri ve yapılan çalışmalar hakkında bilgiler verilmiştir. Bunun yanında SMDA motoru, PI, BM denetleyici türleri ve PSO algoritması açıklanmıştır. İkinci bölümde donanımsal ve yazılımsal çalışmalara yer verilmiştir. Ayrıca bu bölümde manuel KPR uygulamasının zorluğunu ortaya koymak için hazırlanan LabVIEW tabanlı performans yazılımı anlatılmıştır. Kalp masajı uygulamasında kompresyon derinlik kestirimi için ilk defa bu çalışmada BM algoritması kullanılmıştır. Sistemde sürücü motor olarak kullanılan SMDA makinasının hız ve konum kontrolü için PSO-PI ve BM denetim modelleri gerçekleştirilmiştir. Sistemin benzetim çalışmaları yapılarak incelenmiş ve sistem performansı denetleyici türlerine göre karşılaştırılmıştır. Böylece KPR sistemi için uygun denetleyici modeli belirlenmiştir. Sunulan KPR sistemi için belirlenen denetleyici türlerine göre deneysel çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, sunulan sistemlerle karşılaştırıldığında PSO-PI denetleyici, hız ve konum denetimi için BM denetleyiciye göre daha kararlı sonuç ortaya koymuştur.

Anahtar Kelimeler: KPR, PSO, PI, Bulanık Mantık, Sürekli Mıknatıslı DA Motoru

PhD. Thesis

SUMMARY

AUTOMATIC CPR SYSTEM DESIGN AND ITS' INTELLIGENT CONTROL

Mehmet EKİCİ

Karadeniz Technical University
The Graduate School of Natural Science and Applied Sciences
Electrical- Electronic Graduate Program
Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Halil İbrahim OKUMUŞ
2015, 103 Pages

In this study, automatic CPR system design and its' intelligent control are carried out and investigated. In the first chapter, CPR systems and literature studies are explained. Besides, PMDC machine theory, controller features, PID, Fuzzy Logic and PSO algorithms are described respectively. In the second chapter, hardware and software studies are given. Also, there is explained LabVIEW based CPR performance software for to demonstrate the difficulty of manual CPR application. In this study, there is used fuzzy logic based compression depth estimation algorithm for literature first time. In simulation, speed and position control of SMDA machine there is used PSO-PI and fuzzy logic algorithm. Simulation results of controllers are examined and compared. Thus, the appropriate controller model for CPR system is determined. Simulation studies as was tested in experimentally. Result of study, there is observed PSO-PI controller is better than the fuzzy logic controller.

Key Words: CPR, PSO, PI, Fuzzy Logic, Permanent Magnet DC Machine

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1.1.	Harkins ve Bomson KPR sistemi	11
Şekil 1.2.	Dotter KPR sistemi.....	12
Şekil 1.3.	Nachles ve Siedband KPR sistemi	12
Şekil 1.4.	Rodriguez Tocker otomatik KPR sistemi.....	13
Şekil 1.5.	Bailey KPR sistemi.....	14
Şekil 1.6.	Nachlas and Sieband KPR sistemi	15
Şekil 1.7.	(a) AutoPulse , (b) Lucas 2 ve (c) Animax KPR Cihazı.....	16
Şekil 1.8.	SMDA motorun eşdeğer devresi	18
Şekil 1.9.	Bir sisteme ait kapalı çevrim denetleyici blok diyagram	24
Şekil 1.10.	İkinci dereceden bir sistemin blok diyagramı.....	26
Şekil 1.11.	Oransal denetleyici blok diyagram	28
Şekil 1.12.	İntegral denetleyici blok diyagram	29
Şekil 1.13.	Türevsel denetleyici blok diyagram	29
Şekil 1.14.	PID denetleyici ile geri beslemeli sistemin blok diyagramı	30
Şekil 1.15.	Üçgen üyelik fonksiyonu.....	33
Şekil 1.16.	A ve B bulanık kümelerinin kesişimi	34
Şekil 1.17.	A ve B bulanık kümelerinin birleşimi	35
Şekil 1.18.	Bulanık Mantık Denetleyici Genel Yapısı	36
Şekil 1.19.	Bulanıklaştırma işlemi.....	36
Şekil 1.20.	Bulanık kural tablosu.....	37
Şekil 1.21.	Aktif kuralların işlenmesi	38
Şekil 1.22.	PSO’ da konum güncelleme süreci.....	43
Şekil 1.23.	Parçacık sürüşü optimizasyonu akış şeması	45
Şekil 2.1.	SMDA motorunun eş değer devresi	46
Şekil 2.2.	Sistemin Kararlılık analizine ait (a) Ön diyagram ,(b) Blok diyagram	50
Şekil 2.3.	SMDA motoruna ait H Köprü sürücü devresi	52
Şekil 2.4.	DAQ amaçlı kullanılan Kontrol Kartı	52
Şekil 2.5.	KPR performans yazılımı KAYIT-ÇALIŞMA arayüzü.....	53
Şekil 2.6.	KPR Performans Yazılımı Kayıt Sorgulama Ekranı	54

Şekil 2.7.	BMKDK sistemi blok şeması	56
Şekil 2.8.	Giriş ve çıkış değişkenlerine ait üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi	56
Şekil 2.9.	Giriş değişkenlerine göre elde edilen çıkış değişkeni için test ara yüzü	58
Şekil 2.10.	Kompresyon derinlik kestirimi için hazırlanan ön diyagram	59
Şekil 2.11.	Kompresyon derinlik kestirimi için hazırlanan blok diyagram	59
Şekil 2.12.	Kompresyon derinliğine bağlı uygulanacak kuvvet ölçümü	61
Şekil 2.13.	Hasta göğüs yüksekliği ve ağırlığı ölçümü.....	61
Şekil 2.14.	AD620 için uygulama devresi	62
Şekil 2.15.	Kullanılan ultrasonik algılayıcı görünüm ve zamanlayıcı diyagramı.....	63
Şekil 2.16.	Genel Scotch-Yoke mekanizmasının şematik çizimi	64
Şekil 2.17.	Kompresyon için Scotch-Yoke mekanizması.....	66
Şekil 2.18.	KPR sisteminin genel görünümü	69
Şekil 2.19.	Sistemin PI parametrelerinin PSO ile optimizasyonu için simulink modeli	70
Şekil 2.20.	PI denetleyici yapısına ait blok diyagramı	71
Şekil 2.21.	PSO-PI hız denetleyici kapalı çevrim blok diyagramı	71
Şekil 2.22.	KD=3 cm ve TL=9,7 Nm iken sistemin tepkesi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım.....	72
Şekil 2.23.	KD=4 cm ve TL=18,75 Nm iken sistemin tepkesi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım.....	73
Şekil 2.24.	KD=5 cm ve TL=32 Nm iken sistemin tepkesi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım.....	74
Şekil 2.25.	BM tabanlı hız kapalı çevrim denetim blok diyagramı	75
Şekil 2.26.	KD=3 cm ve TL=9,7 Nm iken sistemin tepkesi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım.....	76
Şekil 2.27.	KD=4cm ve TL=18,75 Nm iken sistemin tepkesi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım.....	77
Şekil 2.28.	KD=5 cm ve TL=32 Nm iken sistemin tepkesi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım.....	78
Şekil 2.29.	Kapalı çevrim PSO-PI tabanlı konum denetleyici blok diyagramı	79
Şekil 2.30.	KD =3 cm ve TL=9,7 Nm için Sistem konum tepkesi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası , (c) Üretilen Moment, (d) Akım	80
Şekil 2.31.	KD =4 cm ve TL=18,75 Nm için Sistem konum tepkesi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım	81

Şekil 2.32.	KD =5 cm ve $T_L=32$ Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası , (c) Üretilen Moment, (d) Akım	82
Şekil 2.33.	Kapalı çevrim BMD tabanlı konum denetleyici blok diyagramı	83
Şekil 2.34.	KD =3 cm ve $T_L=9,7$ Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası , (c) Üretilen Moment, (d) Akım	84
Şekil 2.35.	KD =4 cm ve $T_L=18,75$ Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım	85
Şekil 2.36.	KD =5 cm ve $T_L=32$ Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım	86
Şekil 2.37.	PSO-PI ve BM denetleyici front panel	87
Şekil 2.38.	PSO-PI ve BM denetleyici blok diyagramı	88
Şekil 2.39.	Ref. Hız 100 RPM için PSO-PI denetleyici etkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım	89
Şekil 2.40.	Ref. Hız 100 RPM için BM denetleyici etkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım	90
Şekil 2.41.	KD =5 cm için Sistem PSO-PI konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım	91
Şekil 2.42.	KD =5 cm için Sistem BM konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım	92

TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1. Kullanılan SMDA motoruna ait parametreler	48
Tablo 2. Kontrol Kartı Özellikleri	53
Tablo 3. KPR uygulayıcılarının performans tablosu	55
Tablo 4. 5x5'lik kural tablosu	57
Tablo 5. Göğüs ağırlığı (kg) ve yüksekliğe (cm) bağlı olarak kestirilen kompresyon derinliği (cm) ve kuvveti (N).....	63
Tablo 6. Kompresyon için gereken kuvvet ve yük momenti	67
Tablo 7. Kullanılan artımlı enkoder özellikleri.....	68
Tablo 8. Hız denetimi için maliyet fonksiyonlarına göre K_p , K_i parametreleri.....	70
Tablo 9. 3x3'lük kural tablosu	75
Tablo 10. Konum denetimi için maliyet fonksiyonlarına göre K_p , K_i parametreleri.....	79

SEMBOLLER DİZİNİ

KPR	Kardiyo pulmoner resüsitasyon
LabVIEW	Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench
BMD	Bulanık mantık denetleyici
PSO	Partical Swarm Optimisation
P	Proportional
I	Integral
PI	Proportional Integral
PID	Proportional Integral derivative
BMK	Bulanık mantık kuramı
DA	Doğru akım
BM	Bulanık mantık
DSP	Dijital Signal Processor
AED	Automated external defibrillator
P-ROSC	Putative return of spontaneous circulation
EKG	Elektrokardiyografi
TI	Torasik impedance
SMDA	Sürekli mıknatıslı doğru akım
UFOPDT	Unstable First-Order Plus Dead Time Processes
ITAE	Integral Time Absolute Error
PMLSM	Permanent Magnet Linear Synchronous Motor
PD	Performance Dependant
GA	Genetik algoritma
DAQ	Data acquisition
AA	Alternatif akım
EMK	Elektro motor kuvvet
e_a	Endüvi gerilimi
R_a	Endüvi direnci
I_a	Endüvi akımı
l	İletken uzunluğu
F	Kuvvet

B	Manyetik alan şiddeti
V_a	Endüvi Gerilimi
L_a	Endüvi endüktansı
K_m	Moment sabiti
K_e	Elektromotor kuvvet sabiti
T_m	Üretilen moment
$\emptyset$	Ak1
J_m	Eylemsizlik momenti
ω_m	Açısal hız
T_L	Yük momenti
K_t	Motor moment sabiti
$c_t(t)$	Geçici tepke
$c_{ss}(t)$	Kararlı durum tepkesi
$c(t)$	Sistem tepkesi
t_d	Gecikme süresi
t_r	Yükselme süresi
$M_p\%$	Maksimum aşma miktarı
t_s	Yerleşme süresi
ω_n	Doğal frekans
ζ	Sönüm oranı
K_p	Oransal sabiti
K_i	İntegral sabiti
K_d	Türev sabiti
T_i	İntegral zaman sabiti
T_D	Türev sabiti
$\mu_A(x)$	Üyelik fonksiyonu
e	Hata
de	Hatadaki değişim
$pbest_i$	En iyi uygunluk değere karşılık gelen konum
$gbest$	Tüm parçacıkların ortak değeri
v_i	Konum hızı
c_1, c_2	Hızlandırma katsayıları
r_1, r_2	0-1 arasında düzgün dağılım katsayıları

K_b	Geri elektromotor kuvvet sabiti
B	Viskoz sürtünme katsayısı
J	Rotor eylemsizlik momenti
Z_a	Endüvi empedansı
UART	Universal Asynchronous Receiver / Transmitter
E	Erkek
K	Kadın
h (cm)	Yükseklik
w (kg)	Ağırlık
BMKDK	Bulanık mantık tabanlı kompresyon derinlik kestirimi
F_e	Elastik kuvvet
F_d	Sönümlleme kuvveti
G_d	Göğüs yüksekliği
D_s	Sensör yüksekliği
D_d	Göğüsün sensöre uzaklığı
$L_{c1}, L_{c2},$	1,2 nolu yük hücresi
L_{c3}, L_{c4}	3,4 nolu yük hücresi
b	Yük katsayısı
G	Kazanç
R_G	Kazanç direnci
r	Yarıçap
IAE	Integral absolute error
ISE	Integral squared error
ITAE	İntegral time absolute error
KD	Kompresyon derinliği
RPM	Round per minute

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Kardiyopulmoner resüsitasyon (KPR), kalp ve akciğerin canlandırılması tedavisinde yapılacak işlemlerin tamamı olarak adlandırılmaktadır. Yaşamla ölüm arasında önemli bir noktada uygulanan KPR'nin tarihi oldukça eskidir [1]. 3500 yıl önce eski Mısır'da, yabancı cismin nefes borusuna kaçması ile ters çevirme metodu kullanılarak, yutulan materyal çıkarılıp hasta yaşama döndürülmeye çalışılmıştır [2]. Modern uygulama tekniklerine ulaşana kadar KPR pek çok aşamadan geçerek gelişmiştir. Başı geriye iterek havayolu açıklığının sağlanması ve ağızdan ağıza solutma yöntemi 1957'de Dr. Peter Safar tarafından uygulanmıştır [3]. Kapalı kalp masajı ilk önce 1960'larda tanımlanmıştır. Bu dönemde Kouwenhoven ve arkadaşları kapalı kalp masajını başarıyla uygulamıştır [4]. Bu gelişmelerden sonra ağızdan ağıza solunum ve kapalı göğüs kompresyonunun birlikte kullanılmasıyla yapılan işleme KPR adı verilmiştir [5]. Kalbin kan pompalama işlevini durdurması sonucu beyin kanlanması gerçekleşmeyeceğinden dolayı insan birkaç saniye içerisinde kendini kaybeder [6,7]. Geçmişte ani kalp krizi geçirenler için ümit olmamasına rağmen KPR ile kan dolaşımı ve nefes alma suni olarak sağlanabilmekte, hastanın kalbi elektro şok yoluyla normal çalışmasına döndürülebilmektedir. Ancak KPR uygulamasında hastaya müdahale süresi hayati önem arz etmektedir. KPR uygulaması zamana karşı yapılan bir yarıştır. Kalp durması olayının üzerinden 10 dakikalık bir süre geçmişse beyinle ilgili fonksiyonlar geri dönememekte ve hasta yüksek olasılıkla kaybedilebilmektedir [8,9]. Teknolojik gelişimle beraber KPR konusunda da farkındalıklar artmaktadır. Günümüzde tıpçılar haricinde sivil insanlar da bu konuda ciddi eğitimler almakta ve kalp krizi sonucu ölümlerde azalmalar görülmektedir.

Tıp alanında son zamanlarda teknoloji kullanımı her geçen gün artmaktadır. Ülkemizde de bu teknolojik gelişmeler medikal alandaki ihtiyaçlara cevap verebilecek düzeye ulaşmıştır. Tıp alanının en önemli birimlerinden biri olan acil sağlık hizmetleri de günbegün gelişen bu teknolojiden üst düzeyde faydalanması gereken bir konumdur. Acil servis hizmetlerinin teknolojik gelişmelere en çok ihtiyaç duyduğu konulardan biri ise acil müdahalenin esasını oluşturan ilk yardım, yani KPR (Kardiyo Pulmoner Resüsitasyon)

konusudur. KPR, ilk yardımın temelini teşkil eden hava yolunun açılıp solunumun ve dolaşımın sağlanması olarak tarif edilebilir [10].

KPR acil müdahalenin temelini oluşturmaktadır. KPR kalp ve solunum durmalarında hastaya uygulanan, hayati önem arz eden bir yöntemdir. Hastanın duran kalp atımının ve nefes alıp vermesinin tekrar geri döndürülebilmesini sağlamaya yarar [11]. Ancak geçmişten günümüze kadar gelen KPR uygulamalarında acil servis personelleri manüel yöntemler kullanmışlardır. Bu uygulama hastaların hayati fonksiyonlarının geri gelmesinde kısmen de olsa fayda sağlasa da, bu çalışmada amacımız bu faydayı teknolojinin imkânlarını kullanarak maksimum düzeye çıkarmaktır. KPR'nin otomatik olarak sağlanması, manüel KPR ye göre 30 kat daha etkilidir. Yapılan çalışmalar da manüel KPR de ilk 1 dakikadan sonra kalbe uygulanan basınç yorgunluktan dolayı yarı yarıya azalmaktadır (100 mmhg den 60–50 mmhg ye inmektedir). Ancak otomatik KPR cihazında ilk 1. dakikadaki basınç ile 30. dakikadaki basınç arasında fark olmamaktadır. Bu da hastaya temel yaşam desteğinin sağlanmaya çalışıldığı süre boyunca değişmeden ve etkili KPR'nin uygulanmasına olanak tanımaktadır. Hastaya uygulanan otomatik KPR yönteminin beyin kan akımını sağlamadaki başarısı ise manüel yöntemeye göre %25 daha fazladır [12].

Manüel KPR yöntemi, uygulamada pek çok zorluklar içermektedir. Etkin manüel KPR uygulanabilmesi için her şeyden önce en az 3 kişiye ihtiyaç vardır. Bu kişilerden biri hava yolunu açmaya ve kişinin solumasını sağlamaya çalışırken diğer ikisi dönüşümlü olarak etkili kalp masajı yapar.

KPR, normal bir insanın dakikadaki kalp atım sayısını (nabız=ortalama 100 atım/dakika) sağlayabilecek kadar, 30 tane kalp masajı ardından 2 tane solunum şeklinde, hastanın hayati fonksiyonlarının geriye dönüp dönmemesine göre yaklaşık 40–45 dakika uygulanır. Fakat bu uygulama oldukça yorucu ve güç gerektiren bir iştir [13].

Yapılan çalışmalarda iki kişinin dahi yarım saat süren bir kalp masajında ilk beş dakika sonunda performans kaybettikleri ve yorgunluk belirtileri gösterdikleri gözlenmiştir. Bu demektir ki; istemeyerek de olsa hayat mücadelesi veren bir insana belli bir süre sonra etkili olarak müdahalede eksiklikler oluşmaktadır. Ayrıca 3 kişinin yapabileceği işi cihaz tek başına yapabilecek durumdadır.

Yukarıda bahsi geçen problemler durağan koşullarda yapılan KPR'ler için geçerlidir. Hareket anında örneğin ambulans içerisinde müdahale edilmesi gereken durumlarda ise şartlar daha da zorlaşmaktadır [14]. KPR uygulaması zamana karşı yapılan bir

uygulamadır. Bu nedenle hastanın olay yerindeki müdahaleden sonra hastaneye nakli sırasında da etkili KPR'ye devam edilmesi gerekmektedir. Hareket eden ambulansın içinde manüel yöntemle etkili KPR'nin yapılamaması hastaların kaybedilmesine sebep olmaktadır. Çünkü hareket halindeki ambulansın hızlı manevraları sırasında KPR uygulayan kişi bir taraftan hastaya müdahale etmeye çalışırken bir taraftan da kendini kontrol etmeye çalışmaktadır. Bu da hastaya yeterli faydayı sağlayamamakla birlikte KPR yapan kişiyi de tehlikeye atmaktadır. Manüel KPR'nin zorlukları sadece bununla sınırlı değildir. Kalp masajı sırasında kimi zaman hastaya uygulanan dengesiz güç ise kaburga kırıklarına, kalp dokusunda incinme, akciğer dokusunda yırtıklara sebep olabilmektedir. Bu da hastanın hayatını kurtarmaya çalışırken istenmeyen sonuçlara yol açmaktadır.

Sonuç olarak, KPR, kullanım alanı yaygın bir yöntemdir. Bu yöntemin en kolay, en pratik, en hızlı ve etkin bir şekilde uygulanabilmesi için otomatik bir KPR cihazının tüm hastanelerde, tüm acil servis hizmeti veren (ambulanslar dâhil) birimlerde kullanılması gerekmektedir. Gerçekleştirilmesi düşünülen cihazın benzer örnekleri yurtdışı menşeli olarak mevcut olmakla birlikte, maliyetleri ülkemiz adına oldukça yüksektir.

Manüel KPR'den otomatik KPR'ye geçiş için çalışmalar 2000'li yıllarda başlamıştır. Dünya çapında otomatik KPR cihazı üretimi yapan üç adet firma mevcuttur. Bunlardan ilki, AAT GB firması Almanya, ikincisi ise Jolife AB İsveç firması ve üçüncü ise Zoll JAPON firmasıdır [15, 16, 17]. ATT GB firmasının ürünü olan Animax cihazı yarı manüel bir cihazdır. Kullanıcının bir kol vasıtasıyla mekaniksel olarak göğüs masajı yapmasına olanak sağlamaktadır. Bu kol vasıtasıyla hastaya 30:2 oranıyla resüsitasyon uygulanmaktadır. Jolife AB firmasının 2009 yılında Lucas 2 isimli ürettiği cihazı bulunmaktadır. Lucas cihazının Animaxa göre üstünlüğü tam otomatik çalışmasıdır. Lucas cihazı ise sadece kalp masajı yapabilmektedir. Japon Zoll firmasına ait olan AutoPulse cihazı ise vücudu saran bir kemer sayesinde kalp masajı yapmaktadır. Bu cihazları ortak yönü sadece kalp masajı yapmalarıdır. Ventilasyon (solunum) özellikleri bulunmamaktadır. Yapılan araştırmalarda, Avrupa ve ABD de giderek kullanımının yaygınlaştığı tespit edilmiştir. Bazı önemli üniversite laboratuvarlarında yapılan çalışmalar neticesinde otomatik KPR sistemlerinin faydalarına yönelik sonuçlar elde edilmiştir [18, 19]. Yapılacak bu çalışma ile kendi bilgi ve becerimizi kullanarak ülkemizde otomatik KPR cihazı konusunda tıbbi çalışmalara da fayda sağlanacağı düşünülmektedir.

1.2. Tezin Amacı ve Çözüm Yaklaşımı

KPR kalbi ve solunumu duran hastaya uygulanan acil müdahalenin temelini oluşturmaktadır. KPR hastanın kalp atımının ve solunumunun geri getirilmesine olanak sağlar. Kalp ve solunum durmalarında hayati önem arz eden organlarımız olan beyin ve kalbin ölümü 5-10 dakika arasında gerçekleşmektedir. Bu yüzden KPR uygulaması zamana karşı verilen bir yarıştıdır. KPR yöntemi tüm dünya da belirli yönetmelikler esas alınarak uygulanır. 2010 Avrupa Resüsitasyon Konseyine göre KPR uygulaması 30 kalp masajı ve 2 solunum şeklinde uygulanmalıdır. Özellikle etkili kalp masajı uygulaması dakikada minimum 100 sefer yapılmalıdır. Hasta boyutlarına göre etkin KPR’de hastanın göğüsüne uygulanan kompresyon derinliği minimum 38-50 mm olmalıdır. KPR uygulaması 35-40 dakika kesintisiz sürdürülmelidir. Yetersiz kompresyon derinliği, kompresyon frekansı ve kompresyon süresi etkisiz KPR’ye neden olmakta ve hastalar kaybedilmektedir. Anlaşılabacağı üzere KPR uygulaması son derece hayati önem arz etmekle beraber son derece yorucu ve meşakkatli bir uygulamadır.

Bu çalışmada başta KPR uygulamasının ne denli zor bir uygulama olduğunu ortaya koymak için LabVIEW tabanlı KPR performans yazılımı gerçekleştirilmiştir. 7 bayan ve 8 erkekten oluşan 15 kişilik bir gruba temel KPR eğitimi verilmiştir. Simulaids Brad™ Compact marka KPR uygulama mankeni kullanılmıştır. KPR mankeni elin doğru yere konduğunu algılayan doğru yer algılayıcısı, doğru derinlik algılayıcısı ve doğru miktar solunum algılayıcısına sahiptir. Bu algılayıcılar sayesinde belirli bir zaman diliminde KPR uygulayıcılarının performansları cinsiyet, yaş, kilo ve boy gibi fiziksel özelliklerine göre kayıt altına alınmıştır. KPR uygulamasının zorluğu ortaya konulmuştur.

KPR uygulamasında el ile yapılan uygulamanın yerini alacak otomatik sistemler üzerine bilim insanları çalışmalar yapmış ve yapmaktadırlar. Bu çalışmada ortaya konmak istenen kompresyon derinliğine hastanın boyutlarına göre karar veren bir otomatik KPR cihazının denetiminin yeni nesil optimizasyon yöntemlerine göre gerçekleştirmektir. Kompresyon derinliğine karar vermek için mesafe ve yük algılayıcıları kullanılmıştır. BMD kullanılarak yeni bir kompresyon derinlik kestirimi gerçekleştirilmiştir. KPR uygulaması için mekanik bir düzenek tasarlanmıştır. Sisteme ait sürücü motor olarak sürekli mıknatıslı redüktörlü DA motoru tercih edilmiştir. Sistemin denetimi için PSO-PI ve bulanık mantık denetleyici kullanılmıştır.

1.3. Konu ile İlgili Yapılan Çalışmalar

Konu ile ilgili yapılan çalışmalar iki bölüm olarak irdelenmiştir. İlk bölümde KPR ile ilgili çalışmalar incelenmiş olup, ikinci kısımda ise sistem için tasarlanan PSO-PI ve BM denetleyiciler ile ilgili yapılan çalışmalar özetlenmeye çalışılmıştır.

1.3.1. KPR ile İlgili Yapılan Çalışmalar

Song ve Youngjoon, KPR uygulamasında sırt bölgesine gelen zeminin yumuşak olması durumundaki etkileri araştırmışlardır. Başarılı KPR için göğüs sıkıştırma derinliği, frekansı, masaj temas noktası önemli faktörlerdir. Göğüsün altına yerleştirilen yumuşak düzlem de kompresyon derinliğinin doğru uygulanmasını engellemektedir. Kalp masajının etkin ve geçerli yapılmasını ifade eden yayınlarda ve yönetmeliklerde yetişkinler için dakikada 100 kez ve derinlik (38mm-51mm) olması gerekmektedir. Acil durumlarda kalp masajı uygulayan kişilerin bu şartları sağlaması pek de kolay değildir. Hastaya uygulanan etkin basınç olması gerekenden 35-40% daha azdır. Hastanın yumuşak zeminde yatması KPR için bir dezavantaj oluşturmaktadır. Yaptıkları çalışmada, hastanın göğsüne ve sırt bölgesine ivmeölçer algılayıcılar yerleştirilerek geribeslemeli bir şekilde etkin KPR'nin daha doğru yapıldığı ortaya konulmuştur [20].

Guang Zhang ve arkadaşları, KPR esnasında kompresyon derinliğinin kaç cm olması gerektiğini hesaplayan yeni bir yöntem geliştirdiler. Çalışmalarında ivmeölçer ve jireskop kullandılar. Tümleşik bir adet ivmeölçer ve iki adet jiroskoptan oluşan sensör modüllü geliştirdiler. Bu sensör modülünü göğüs masajı yapan elin üzerine yerleştirdiler ve elin aşağı yukarı hareketlerini gerçek zamanlı bilgisayar ortamında izleme olanağı buldular. Kullandıkları yeni metodun güvenilirliğini ve doğruluğu yaptıkları deneylerle gösterdiler [21].

Aase ve Helge, ivmeölçer ve DSP kullanarak KPR uygulamasında kompresyon derinlik tahmini gerçekleştirdiler. Hastanın göğsüne ve sırt bölgesine ivmeölçer sensör yerleştirdiler. İvmelenmenin yer değişimi dönüşümü DSP yardımıyla gerçekleştirildi. Çalışmalarını sert zemin üzerinde sensör hasta uyumsuzluğu çevresinde farklı ortamlarda gerçekleştirdiler. Bu şartlar altında tahmin edilen derinlik hatası 4.3 mm'den kontrollü bir ortamda 1.6 mm ye indirildi [22].

Charles F. Babbs ve arkadaşları, yaptıkları çalışmada otomatik harici defibrilatör kullanarak 695 hastanın verilerini kayıt altına alarak resüsitasyon performansı ile gereken kuvvet arasındaki ilişkiyi ortaya koyacak yeni bir metod ortaya koymuşlardır. Otomatik harici defibrilatör sayesinde manuel yapılan kompresyon verileri kayıt altına alınmıştır. Kompresyon esnasında şok uygulaması yapılmış ve sonuçlarına göre en az bir şok uygulanan hastada P-ROSC (putative return of spontaneous circulation) oranı düzgün olduğu gözlenmiş, dar kompleks elektriksel ritim 60 saniyede 40 vur/dak'dan büyük olduğunu gözlemlemişlerdir. Bu sonuçlara göre 2x2 olasılık tablosu oluşturmuşlar ve kompresyon esnasında şok uygulama zamanını belirlemeye çalışmışlardır [23].

Andre Neset ve arkadaşları yaptıkları çalışmada insanların klasik 30:2 kompresyon yönteminin 10 dakika süresince gerçekçi bir KPR mankeni üzerindeki performanslarını ortaya koymuşlardır. Çalışmaya yaklaşık 64 kişi 6-7 aylık bir eğitimden sonra katılmıştır. CPR kalitesi, maksimum kalp atımı (HRmax), kişisel yorulma değerlendirmesi parametreleri her bir uygulayıcı için kayıt altına alınmıştır. Yapılan çalışma neticesinde katılımcıların %78'i yeterli seviyede KPR uygulaması için başarı göstermiştir. Verilen eğitimin kaliteyi artırdığı gözlenmiştir [24].

Xie Xinwu ve arkadaşları insanın göğüs yapısını modelleyen KPR süresince uygulanan kuvvete karşı göğüsün hareket tepkisini ortaya koyan bir simülatör oluşturdular. CPR mankenlerindeki doğrusal etki yerine daha fazla insanın göğüs yapısına benzeyen kütle yay sistemini kullandılar. Gruben'in daha önceki deneysel çalışmalarından elde ettiği sonuçlara göre sistemlerine ait parametreleri belirlediler. Yaptıkları çalışmada KPR mankenlerinde kütle yay sönümleme sistemlerinin dâhil edilmesiyle gerçeğe daha yakın, daha başarılı bir eğitim aracı ortaya çıkacağını göstermişlerdir [25].

Eirik ve Lars ACD-CPR (active compression-decompression CPR) tekniği ile standart KPR'nin karşılaştırmasını yapmışlardır. 23 tane eğitimli sağlık teknisyeni ile özel KPR mankeni üzerinde deneysel çalışma yapmışlardır. Performans verileri bilgisayara kaydedilmiş ve analizleri yapılmıştır. KPR uygulaması başladıktan 2 dk sonra ortalama aktif dekompresyon kuvveti 10-15 kg'dan 9.3 kg'a, göğüs kompresyon oranı dakikada %85'ten %76'ya, kompresyon derinliği 54 mm'den 45 mm'ye düştüğü gözlemlenmiştir. ACD-CPR standart KPR'a göre daha başarılı sonuç vermiştir [26].

Christian Haid ve arkadaşları ACD-CPR'de kullanmak üzere göğüs üzerine konulan piston benzeri vakumlu bir cihaz geliştirdiler. Üzerine uygulanan kuvveti dairesel yapısından dolayı merkeze toplayarak göğüs temas yüzeyine iletmektedir. Cihazın

merkezinde yer alan kuvvet sensörü sayesinde uygulanan kuvvet izlenebilmektedir. Cihazın üzerine 70 N'luk bir basınç uygulandığında 20 mm'lik kompresyon derinliği sağlamaktadır. Sistem sayesinde 300 N kadar kompresyon kuvveti uygulanabilmektedir [27].

F. Tschan ve arkadaşları resüsitasyon esnasında uygulayıcının çevresel ve kişisel faktörlerden dolayı resüsitasyona ara vermesinden kaynaklanan problemleri gözleme dayalı araştırmışlardır. KPR eğitimi almış toplam 20 takımın performanslarının video yardımı ile incelemişlerdir. Takımlar KPR yönetmeliğine göre KPR süresinin %62'sinde başarı sağlamışlardır. Kpr süresinin %32'si kesintilere uğramıştır. Bu zamanın %47'si defibrilatör ile uğraşmakla geçmiştir. Boşa giden zamanın %56'sı ekip içi görev dağılımında yaşanmıştır. Sonuç olarak KPR uygulama zamanının ancak 1/3'ü verimli kullanılabildiği ortaya konulmuştur. Bu konuda uygulayıcıların daha dikkatli ve daha hızlı KPR uygulama yapmaları gerektiği sonucuna varılmıştır [28].

Bae Chang ve arkadaşları KPR simülatörü için AED eğitim algoritması geliştirdiler. Korede AED cihazının tüm kamu ve özel kurumlarda yasa ile kullanılması zorunlu hale getirilmiştir. Fakat eğitimin yeterli olmamasından dolayı çok sayıda simülatör ihtiyacı ortaya çıkmıştır. Yaptıkları çalışmada EKG takibi yapılabilen AED'li KPR simülatörü ortaya çıkarmışlardır [29].

Yongqin Li ve arkadaşları yaptıkları çalışmada kesintisiz CPR uygulaması süresince hastanın ventriküler fibrilasyonunu esnasında EKG işaretlerini algılamada yeni bir algoritma kullandılar. Kompresyon esnasında ortaya çıkan fiziksel hareket elektriksel gürültüye sebep olmuştur. EKG işaretlerini gürültü etkisinden arındırmak için dalgacık dönüşümü tabanlı morfoloji tutarlılık değerlendirme algoritmasını oluşturmuşlardır. Geliştirdikleri algoritmayı daha önce 232 hastaya ait AED yardımıyla alınmış veriler üzerinde test etmişlerdir. Yapılan çalışma neticesinde algoritmanın sürekli KPR uygulamasında EKG işaretlerindeki gürültünün giderilebildiğini ortaya koymuşlardır [30].

Lars Wik ve arkadaşları KPR eğitiminde yeni bir yaklaşım ortaya koydular. Sesli ve görsel KPR eğitim mankenini geliştirdiler. 24 paramedik öğrencisinin KPR performanslarını geri beslemeli ve geri beslemesiz olarak kayıt altına aldılar. Geri beslemesiz yöntemle başarı %64 iken geri beslemeli yöntemle bu oranın %94'e yükseldiğini gösterdiler. Doğru kompresyon derinliği uygulamasının %32'den %92'ye çıktığını ortaya koydular. Sonuç olarak sesli geri beslemeli KPR eğitiminin başarıyı artırdığını kanıtlamış oldular [31].

Ayala ve arkadaşları kaliteli KPR için kompresyon derinliğini ve torasik empedansı (TI) ölçmek için otomatik kompresyon algılayıcı geliştirdiler. 38 hastane dışı vakada bu algılayıcıları kullandılar. Çalışmalarının %98,4'ünde algılayıcılar doğru sonucu ölçtüler [32].

Kreg G. Gruben ve arkadaşları insanın el ile yapılan CPR uygulamasına karşın göstermiş olduğu göğüs tepkisini viskoz elastik yapısından dolayı araştırmak için hayvanlar üzerinde deneyler yapmışlardır. Bu deneylerde yedi adet köpek kullanmışlardır. Köpekleri sırt üstü yatırarak mekanik kompresyon aleti kullanmışlardır. Dakikada 90 kompresyon ve 400 N maksimum kuvvet uygulamışlardır. Kompresyon kuvveti, derinliği ve solunumu, model parametrelerini zaman ve akciğer hacmine bağlı olarak tahmin ettiler ve değerlendirdiler. [33].

Gerald Kampmeier ve arkadaşları Avrupa Resüsitasyon Derneğinin 2005 ve 2010 yıllarında yayınladığı KPR uygulamasına ilişkin kompresyon derinliğinin minimum 40 mm'den 50 mm'ye çıkarılmasını ve bu artışın uygulamadaki önemini araştırmışlardır [34].

Leslie A. Geddes ve arkadaşları yaptıkları çalışmada KPR eğitimi almış 83 kişinin ve eğitim almamış 104 kişinin kompresyon kuvvetlerini ölçmüşlerdir. Çalışmalarında eğitilmiş olanların %60 'ı 556 N kuvvet uygulayabilmişlerdir. Eğitimsiz olanların ise ancak %37 si 556 N kuvvet uygulamışlardır. Amerika Kalp Birliğinin (2000) yönergesinde kompresyon derinliğinin 3.81-5.08 cm olması gerektiği ve bunun için gerekli olan ağırlığın 45-56 kg olması gerektiğini belirtilmiştir [35].

Silje Qdegaard ve arkadaşları dört farklı göğüs sertliğine sahip KPR eğitim mankenleri üzerinde sekiz ilk yardım personelinin performanslarını analiz ettiler. Sekiz kişi farklı mankenler üzerinde 5 dakika süresince geri beslemeli ve geri beslemesiz KPR uyguladı. Sonuç olarak, KPR uygulama yönergesine göre de 44 ± 3 mm kompresyon derinliğini, 101 ± 3 kompresyon/dakika ve 7 ± 2 solunum/dakika olarak uygulanabildi. Uygulayıcılar farklı fiziksel özelliklere sahip olsalar da gerekli performansı sergilediler [36].

1.3.2. PSO-PI, PID ve BM Denetleyici ile İlgili Yapılan Çalışmalar

Boumediène Allaou ve arkadaşları yaptıkları çalışmalarında SMDA motorun hızını PSO-PID ile kontrol etmişlerdir. Elde ettikleri sonuçları, tasarladıkları FUZZY-PSO denetleyiciden elde ettikleri sonuçlar ile karşılaştırmışlardır. PSO-PID denetleyicinin sistemin dinamik performansını artırma konusunda FUZZY-PSO denetleyiciye göre daha iyi olduğunu göstermişlerdir [37].

Zee-Lee Gaing yaptığı çalışmada, PSO algoritmasını bir AVR sistemine ait PID denetleyicinin parametrelerinin belirlenmesi için kullanmıştır. Ayrıca PSO algoritmasının genetik algoritmalarına göre daha hızlı tepki verdiğini göstermiş, algoritmanın daha basit ve anlaşılır kolay olduğunu ortaya koymuştur [38].

P. Nelendran ve G. Poobalan, yaptıkları çalışmada PSO algoritmasını UFOPDT (Unstable First-Order Plus Dead Time Processes) işlemlerinde PI veya PID denetleyicilerinin parametrelerinin belirlenmesinde kullanmışlardır. Parametre belirleme ifadeleri, PSO algoritmasını kullanarak ve ITAE (Integral Time Absolute Error)'nin minimize etmesini esas alarak elde edilmiştir. Burada PSO tabanlı parametre belirleme işlemi ve diğer ayarlama yöntemleri karşılaştırılmıştır. PSO tabanlı parametre belirleme işleminin diğerlerine göre daha etkin olduğu ispat edilmiştir [39].

M. B. Sharifian ve arkadaşları PSO algoritmasını PMLSM'nin (Permanent Magnet Linear Synchronous Motor) PID ile hız kontrolünü yapmışlardır. Bu çalışmada PSO algoritmasının doğrusal olmayan problemlerin çözümündeki etkisi dikkate alınmıştır [40].

S.M. Kumar ve arkadaşları, PID parametrelerini Ziegler-Nichols gibi klasik yöntemler ile ve PSO ile ayarlayıp, PSO'nun parametre belirleme işleminde daha iyi olduğunu ispat etmişlerdir [41].

Akihiro Oi ve arkadaşları, PSO algoritmasını bir PID denetleyicinin parametrelerini belirlemek amacı ile bir basit sisteme uygulayıp, en iyi birim basamak cevabı bulmaya çalışmışlardır. Yaptıkları çalışmada PSO yönteminin daha etkili olduğu ispat edilmişlerdir [42].

H.K. Verma ve C.J. Miss yaptıkları çalışmada, PD-PSO (Performance Dependant PSO) yöntemini bir doğru akım motorun hız kontrolünü yapmak için kullanmışlardır. Yaptıkları çalışmada PSO'nun daha iyi performans gösterdiğini ortaya koymuşlardır [43].

C. Ou ve W. Lin yaptıkları çalışmada, PID kontrolörün parametrelerini belirleme işlemini PSO ve GA yöntemlerini kullanarak yapmışlar ve bu iki yöntemi karşılaştırmışlardır. PSO yönteminin, GA yöntemine göre geç yakınsama sorunu olmadığı ve daha kaliteli ve etkin bir yöntem olduğunu göstermişlerdir. PSO yönteminin PID denetleyici parametre belirleme işlemini daha hızlı ve daha kolay yaptığını ortaya koymuşlardır [44].

J. Altayef yaptığı çalışmada, DA makinasının konum denetimi için BM ve PID denetleyici tasarlamıştır. Gerçek zamanlı denetim için LabVIEW yazılımı ve DAQ donanımı kullanmıştır. BMD için 7x7'lik kural tablosu kullanmışlardır. BM denetleyicini DA motorunun konum denetiminde PID'ye göre daha iyi sonuç verdiğini gözlemlemiştir [45].

R. Manikandan ve R. Arulmozhiyal, DA servo motor konum denetimi için BMD ve PI denetleyici tasarlamışlardır. Gerçek zamanlı uygulama için dspic 30F2010 tercih etmişlerdir. BMD ile PI sonuçları karşılaştırıldığında BMD'nin dinamik davranışının daha iyi olduğu ortaya konulmuştur [46].

S.N. Thanh ve arkadaşları, DA makinası sensörsüz hız denetimi benzetim çalışması gerçekleştirmişlerdir. Sistem için gözlemci tasarımı yaparak anlık hatayı kestirmişlerdir. Denetleyici türü olarak 5x5 kural tabanlı BMD ve klasik PI denetleyici tercih etmişlerdir. BMD'nin performansının PI denetleyiciye göre daha iyi sonuç verdiğini gözlemlemiştir [47].

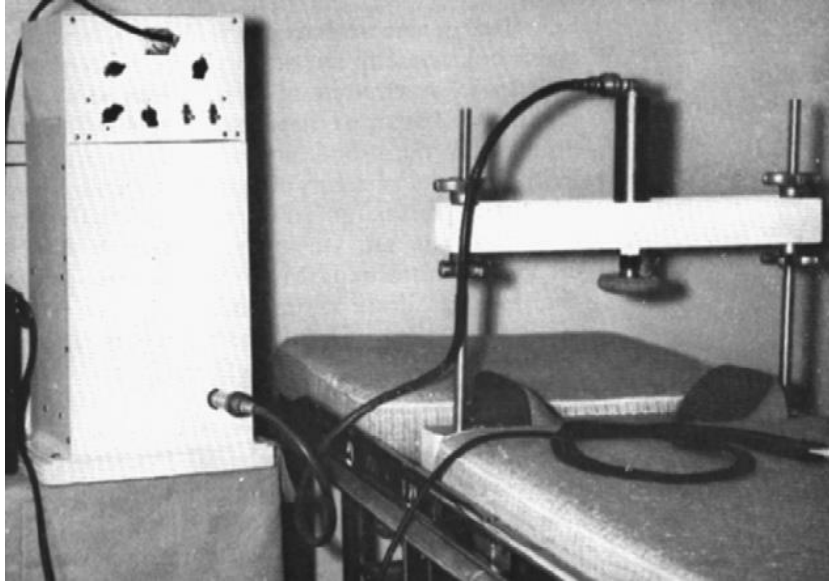
P. H. Lin ve arkadaşları, DA motor konum denetimi için BMD ve PID denetleyici tasarlamışlardır. Yaptıkları gerçek zamanlı deneysel çalışmada BMD için 7x7'lik kural tablosu kullanmışlardır. BMD'nin PID'ye göre daha iyi sonuç verdiğini gözlemlemiştir [48].

P. Thepsatorn ve arkadaşları, DA motorunun hız denetimi için LabVIEW tabanlı 7x7'lik BMD tasarlamışlardır. Gerçek zamanlı uygulamada P,PI ve PID denetleyiciler ile BMD nin sonuçlarını karşılaştırmışlardır. BMD'nin aşma yapmadığı fakat PI denetleyiciye göre minimal kararlı durum hatası olduğunu gözlemlemiştir [49].

R. Rahmani ve arkadaşları, DA motorunun hız denetimi için PSO-BMD tasarlamışlardır. BMD'nin üyelik fonksiyonlarının sayısal değerlerini PSO tekniği ile Matlab/ Simulink ortamında optimize ederek belirlemişlerdir. Değişken hız ve yük momentlerinde klasik PID ile PSO-BMD performansını karşılaştırmışlardır. PSO-BMD'nin daha iyi sonuç verdiğini ortaya koymuşlardır [50].

1.4. KPR Sistemlerinin Tarihçesi

1960'lı yıllarda kapalı kalp masaj aletinin ilk versiyonları tasarlanmaya başlamıştır. Bu yıllardan sonra bu tür sistemlere ait yapılar kronolojik olarak açıklanacaktır. 1961 yılında Harkins ve Bromson kalp masajı üzerine bir sistem tasarlamışlardır. Sistem şekil 1.1'de görüldüğü gibi basınçlı gaz ile çalışmakta ve hasta sedyesine monte edilen türde tasarlanmıştır. Kompresyon pistonu yaylı bir mekanizmaya sahip ve maksimum 27-34 kg ağırlık uygulama özelliğine sahipti [51].



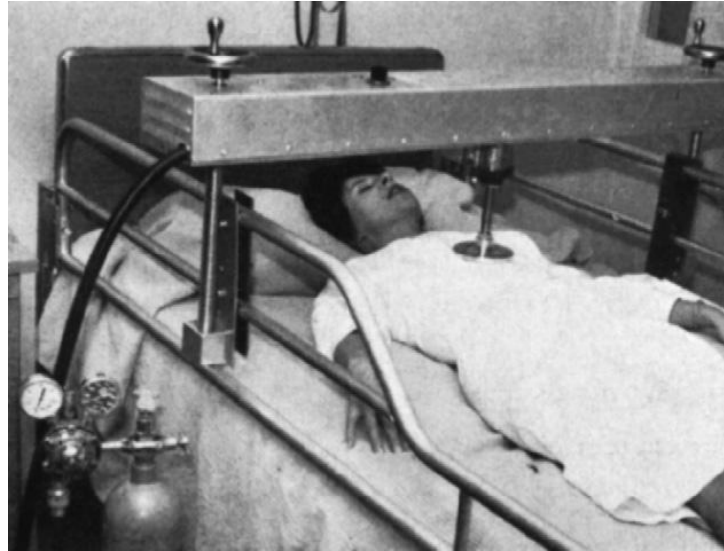
Şekil 1.1. Harkins ve Bomson KPR sistemi

Dotter ve arkadaşları ise hastanın üst kısmına gelen bir zemin üzerine yerleştirilmiş pistonu kompresyon noktasına gelecek şekilde ayarlanmış kompresyon aleti geliştirdiler. Şekil 1.2'de Dotter'a ait KPR sistemi görülmektedir. Bu sistem elektrik motorunun sürdüğü, dakikada 60 kompresyon yapan bir mekanizmaya sahipti. Bu sistemi ilk olarak 75 yaşında kalp krizi geçiren bir hasta üzerinde denediler. Fakat sisteme rağmen hastayı kurtaramadılar. Hastaya yapılan otopside sistemin hastada pek çok kaburga kırığına sebep olduğu anlaşıldı. Bu ürünün kullanımına ilk denemede son verildi [52].



Şekil 1.2. Dotter KPR sistemi

Nachlas ve Sieband 1962 de taşınabilir kompresyon amaçlı pnömatik bir sistem tasarladılar. Sistemleri hafif ve taşınabilir olduğundan ticari bir kimlik kazanma şansını yakalamıştı. Köpek denekler üzerinde yapılan çalışmalar neticesinde insan deneylerine geçiş yaptılar. Sistem 3 hasta üzerinde denendi. Fakat denemeler 3 hastanın ölümü ile sonuçlanmıştır. Şekil 1.3'te Nachles ve Siedband kompresyon sistemi görülmektedir [53].

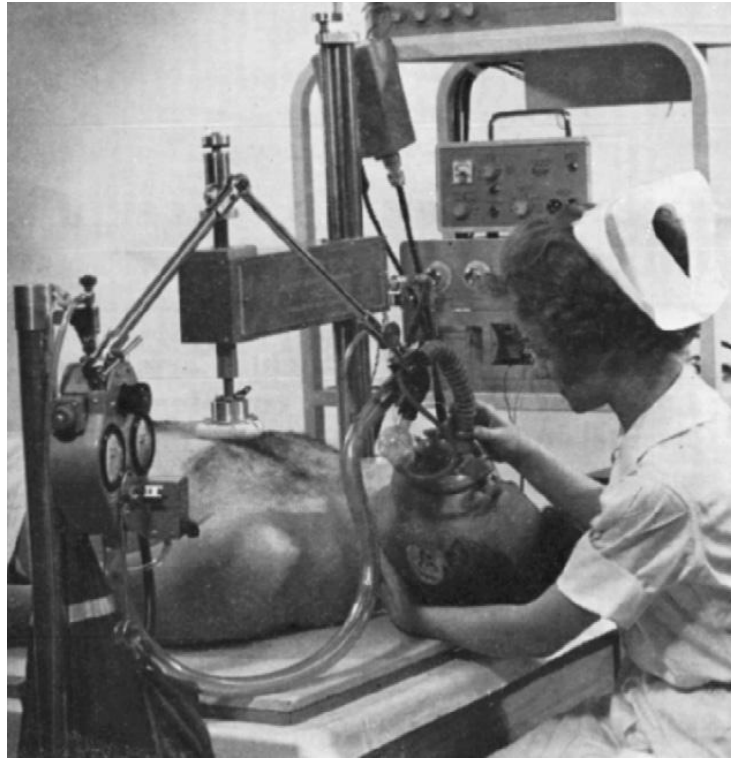


Şekil 1.3. Nachles ve Siedband KPR sistemi

Micheal ve arkadaşları tasarlamış oldukları tamamen mekanik olan KPR sistemini tanıttılar. Sistem manuel KPR'yi kolaylaştırmak ve daha az güç harcayarak daha verimli KPR yapılmasını sağlamak için tasarlanmıştır. Cihaz tamamen insan gücüne dayalı ve bir

manivela koluna sahipti. Bu kolun aşağı ve yukarı hareketi ile kompresyon gerçekleştirilebiliyordu. Sistem 18 hasta üzerinde denendi. Sistem patentlenmesi yapıldıktan sonra ticarileşti [54].

Tocker ve arkadaşları geliştirdikleri cihaza ‘‘Rodriguez Tocker Otomatik KPR Makinası’’ ismini verdiler. Sistemleri diğerlerinden ayırt edici özelliklere sahipti. Şekil 1.4’te Tocker’a ait sistem görülmektedir. Örneğin kompresyon esnasında kalp tekrar attığında yada fibrilasyona girdiğinde cihaz uyarı sesi vermektedir. Bu özellik cihazın ECG cihazıyla paralel kullanılması sayesinde gerçekleşmiştir [55].



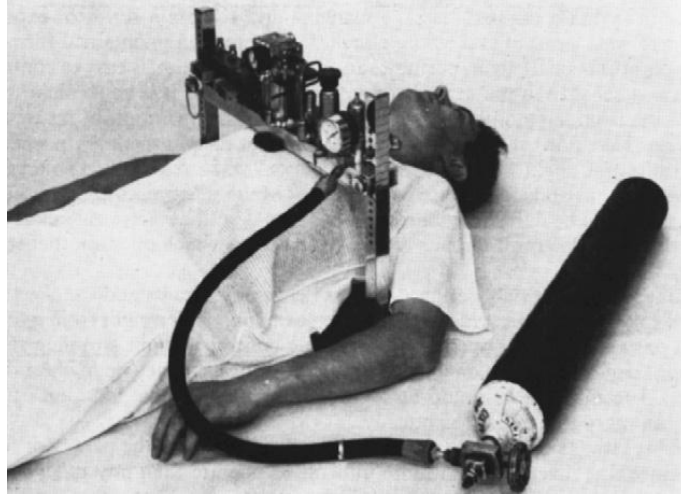
Şekil 1.4. Rodriguez Tocker Otomatik KPR Makinası

Birch ve arkadaşları değişken kuvvetlerin kompresyon esnasında göğüse etkileri üzerinde çalıştılar. Bunun için bir alet tasarlayıp etkilerini hayvanlar üzerinde test ettiler. Sistemlerini Butterworth-LSI Harici Kardiyak Kompresör olarak isimlendirdiler. Kompresyon süresi, kuvveti ve sıklığının etkilerini araştırdılar. Cihazın bu yöndeki eksikliklerini ve faydalarını ortaya koydular [56].

Safer ve arkadaşları 1963 yılında ‘‘Back-Rand External Kardiyak Kompresyon Makinası’’ isminde bir sistemi tanıttılar. Sistem 32 kg ağırlığında ve batarya ile çalışan

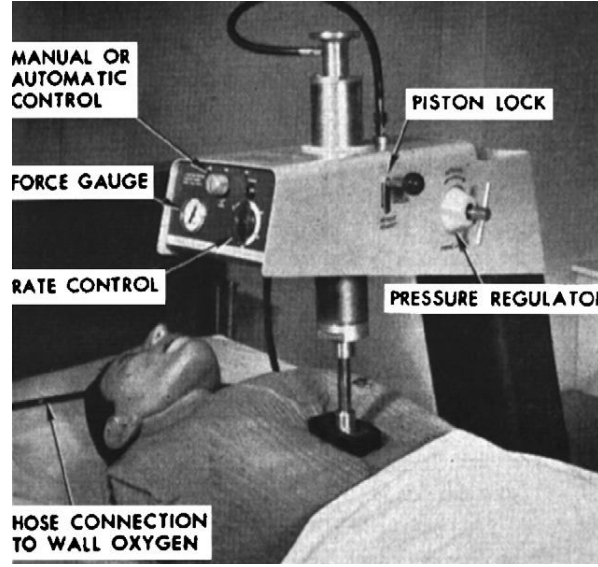
yapıya sahipti. Taşınabilir olmasından dolayı ambulanslarda kullanılabileceği öngörülmüştü [57].

Bailey ve arkadaşları 1964’de taşınabilir tek kişi tarafından kullanılabilecek türde pnömatik bir sistem tanıttılar. Hayvan deneylerinden sonra insan deneyleri de yapılarak güzel sonuçlar elde edilerek sistemleri için patent aldılar. Sistemleri bir firma tarafından da üretilmiştir. Şekil 1.5’te Bailey sistemi görülmektedir [58].



Şekil 1.5. Bailey KPR sistemi

Nachlas ve Siedband 1965 yılında yeni bir sistem geliştirdiler. Sistemleri tamamen pnömatik olarak çalışmakta ve ambulans içi uygulamalar için üretilmişti. Cihaz üzerinde kontrol paneli yer almakta idi. Kullanıcı bu kontrol panel sayesinde otomatik yada manuel uygulamaya geçiş yapabilmekte idi. Hastaya uygulanan kompresyon kuvveti bir analog gösterge sayesinde izleme imkanı vardı. Cihazlarının önemli özelliği, uygulanan kuvvet ile kompresyon derinliğinin tutarlılığıydı. Söz konusu sistem şekil 1.6’da görülmektedir [59].



Şekil 1.6. Nachlas and Sieband KPR sistemi

Pearson ve arkadaşları 1966'da "Cardio- Massager, Cardio-Puser, Iron Heart, Baxter H-L-R" sistemleri üzerine araştırma yaptılar. Bu sistemlerin ortak yönleri oksijen basıncı ile çalışmalarıydı. Bu sistemlerin kurulumu uzun süre alması ve etkili çalışamamaları bir dezavantajdı. Hastanın taşınması esnasında faydalı olabileceği tartışılrsa da ilgili otoriteler ilk müdahalenin cihazla değil el ile yapılması gerektiğini savunuyorlardı [60] .

1973 yılında 4 adet KPR sistemi tartışılmaya başlandı. Bowen Pusator ve Rentsch Press cihazları tamamen insan gücüyle çalışan bir yapıya sahipti. Manivela kolu sayesinde kompresyon yapabilmekteydiler. Life Aid 1004 modeli ve Tranevol HLR50-90 modeli pnömatik olarak çalışmaktaydılar [61].

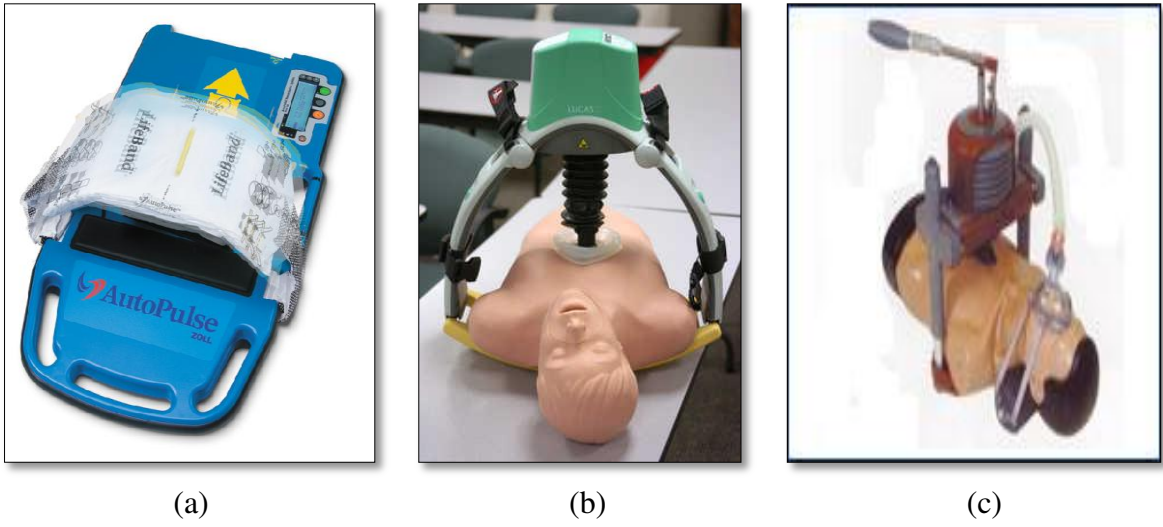
1974 yılında KPR ve acil kardiyak müdahale standartları yayınlanmış, manuel ve otomatik göğüs kompresyon cihazları dikkate alınmıştır [62].

1980'lerde Tumper cihazı tekrar yenilenerek 1005 model adı altında tekrar piyasaya sürülmüştür. 80'lerin ortalarında KPR amaçlı yeni bir cihaz tasarlandı. Cihaz bir bant yardımıyla toraks çevresini sarmakta ve süreli olarak bandı sıkıp bırakarak KPR uygulamaktaydı [63]. Daha sonraki versiyonu günümüzde de kullanılan Auto-Pulse cihazıdır.

1900'li yıllara gelindiğinde ACD-CPR cihazı geliştirildi. Tamamen mekanik olan bu cihazın manuel KPR ye faydalı olduğu yapılan çalışmalarda ortaya konulmuştur [64].

2000'li yıllarda ve günümüzde halen kullanılan 3 adet ürün bulunmaktadır. Bunlardan ilki, AAT GB Almanya firması, ikincisi Jolife AB firması İsveç ve üçüncü ise

Zoll JAPON firmasıdır [15]. ATT GB firmasının ürünü olan Animax cihazı yarı manüel bir cihazdır, kullanıcının bir kol vasıtasıyla mekanik olarak göğüs masajı yapmasına olanak sağlamaktadır [16]. Bu kol vasıtasıyla hastaya 30:2 oranıyla resüsitasyon uygulanmaktadır. Jolife AB firmasının 2009 yılında Lucas 2 ismiyle ürettiği cihazı bulunmaktadır. Lucas 2 cihazının Animax'a göre üstünlüğü tam otomatik çalışmasıdır. Lucas 2 cihazı sadece kalp masajı yapabilmektedir. Japon Zoll firmasına ait olan AutoPulse cihazı ise vücudu saran bir kemer sayesinde kalp masajı yapmaktadır [17].



Şekil 1.7. (a) AutoPulse , (b) Lucas 2 ve (c) Animax KPR Cihazı

Günümüzde kullanılan KPR cihazlarında sürücü motor olarak DA motorları tercih edilmektedir. Bu nedenle bu çalışmada da kompresyon için sürekli mıknatıslı DA motoru kullanılmıştır. Literatür çalışmalarından da görüldüğü gibi DA motorlarının denetiminde genellikle PI ve PID denetleyiciler tercih edilmektedir. Bu çalışmada da PI denetleyici PSO algoritması ile optimize edilerek kullanılmıştır. Ayrıca BM denetleyici de sistemin kontrolünde kullanılmıştır. Bundan sonraki kısımda sistemde kullanılan DA motor türü ve denetleyicilerin genel yapıları açıklanmıştır.

1.5. Sürekli Mıknatıslı Doğru Akım Motorları

Doğru akım motorları (DA), günümüzde endüstriyel uygulamalarda en yaygın kullanılan elektrik makinalarıdır. Teknolojik gelişmelerle birlikte elektrikli ev aletleri,

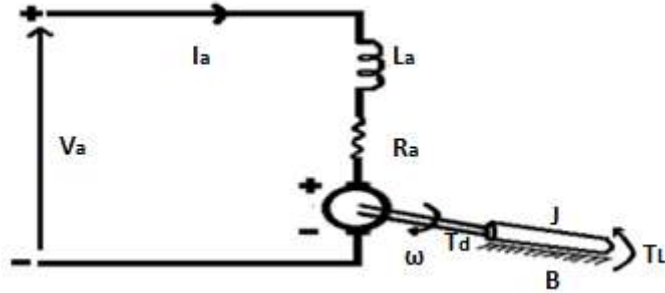
elektrikli tren, vinçler, yük asansörleri, yazıcı, elektrikli taşıtlar, disket sürücü, kâğıt endüstrisi, otomasyon, robotik, takım tezgâhı gibi yerlerde kullanılırlar [64]. Geniş bir yelpazede uygulama alanına sahip olmasının birden fazla önemli sebepleri vardır. Bunlar kolay kontrol edilebilmesi, yüksek performans göstermesi, geniş sınırlar içerisinde hız ayarı ve hassas konumlandırma yapılabilmesi olarak sıralanabilir [65]. DA motorları, yüksek moment üretebilmeleri, uyarım akımına gerek duymamaları kolay soğutulabilmeleri, çalışma ortamlarının güvenilir olması gibi çalışma karakteristiklerinin sağladığı üstünlüklerinden dolayı sanayide en çok tercih edilen makine haline gelmiştir [66]. Yaygın olarak kullanılmasının diğer bir nedeni ise alternatif akım (AA) motorlarına göre kontrolünün daha kolay olmasıdır. Geçmişte alternatif akım servo motorlar daha çok kullanılıyordu. AA motorların karakteristiklerinin doğrusal olmaması sebebiyle analitik olarak incelenmesi, modellenmesi ve dolayısıyla kontrol edilmesi zordur. Bu yüzden bilim insanları motor konusunda farklı arayış içerine girmişlerdir. Güç elektroniğindeki gelişmeler sayesinde fırçasız doğru akım motorları kullanılmaya başlanmıştır [67]. Fırçasız motorların üstünlüğü, fırçalarda zamanla meydana gelebilecek, yanma ve patlamaya neden olacak kıvılcımın etkisini ortadan kaldırılmış olmasıdır. Fırçasız motorlarda rotor, statorun yerini almıştır [68]. Malzeme teknolojisindeki gelişmelere bağlı olarak rotor sargısının yerini sabit mıknatıslar almıştır. Bu motorların sağladığı pek çok avantaj kontrol konusunda dikkatleri üzerinde toplayacak düzeydedir. Kullanımlarına göre anahtarlama elemanlarının tetiklenmesi, dinamik frenleme, pozisyon bilgilerinin algılanması, hız ve konum kontrolünün temel gereksinim olduğu görülmektedir [69].

Doğru akım motorlarının kontrolü basittir ve geniş çalışma aralığında güvenilirdir. Genellikle doğrusal sistemler olarak modellenirler ve doğrusal kontrol yaklaşımları gerçekleştirilir. Bu çalışmada mekanik gücü temin edecek, kolay kontrol imkânı sağlayan redüktörlü sabit mıknatıslı doğru akım motorunun (SMDA) elektriksel ve mekaniksel dinamik denklemleri çıkartılmış, transfer fonksiyonları elde edilmiştir.

1.5.1. DA Motorunun Elektriksel ve Mekaniksel Denklemlerinin Çıkartılması

Elektrik motorları, gerilim girişine karşı konum veya hız çıkışı veren, temelde güç kaynağından aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren elektromekanik tahrik elemanlarıdır. Kontrol sistemlerinde sıkça kullanılmasından dolayı DA motorlarının matematiksel modellerinin çıkartılması gerekir. SMDA endüvi devresi, endüvi direnci R_a ,

seri bağlı endüvi endüktansı L_a ve rotor döndüğünde endüvide meydana gelen zıt EMK e_a ile modellenir. SMDA motorunun dinamik denklemlerini çıkarıldığı eşdeğer devre diyagramı Şekil 1.8’de gösterilmiştir [70].



Şekil 1.8. SMDA motorunun eşdeğer devresi

Sürekli mıknatıslı doğru akım makinası sabit genlikte bir alan oluşturur. Endüvi devresinden akan $i_a(t)$ akımı, B manyetik alan büyüklüğüne ve l iletkenin uzunluğuna bağlı olan bir kuvvet oluşturur.

$$F = B \cdot l \cdot i_a(t) \quad (1.1)$$

$$e = B \cdot l \cdot v \quad (1.2)$$

Oluşan moment yardımıyla motorun hareketli kısmı olan rotor dönmeye başlar. Bir iletken manyetik alana, doğru açılarla hareket ettiğinde, iletken uçlarında v iletkenin hızına bağlı olan e gerilimi üretilir.

Endüvi akımı, manyetik alanda döndüğü zaman, oluşan gerilim hızla orantılıdır [71]. Endüvi gerilimi $e_a(t)$ aşağıdaki gibi verilebilir.

$$e_a(t) = K_e \cdot \frac{d\theta_m}{dt} = K_e \cdot \omega_m(t) \quad (1.3)$$

Şekil 1.8’de görüldüğü gibi endüvi uçlarına uygulanan V_a gerilimi ile SMDA motoru kontrol edilir. Doğrusal analizde, motorun hava aralığı akısı, doyuma ulaşmadığı

varsayılan alan akımı ile motorun oluşturduğu moment hava aralığı akısı ve endüvi akımıyla orantılıdır.

$$\emptyset = K_f \dot{I}_f \quad (1.4)$$

$$T_m = K_m \emptyset \dot{I}_a(t) \quad (1.5)$$

$\emptyset$ akısı sabit olduğundan elektriksel yana ilişkin mil momenti denklem (1.4)'teki gibi yazılabilir. Yapılan hesaplamalara göre K_m değerinin K_e değerine eşit olduğu bulunur. Motorun endüvi devresine Kirchoff gerilim yasası uygulandığında (1.6) eşitliği elde edilir ve (1.6) eşitliğindeki gibi yeniden düzenlenir.

$$v_a(t) = R_a \cdot i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \quad (1.6)$$

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_a} v_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} e_a(t) \quad (1.7)$$

Newton yasası kullanılarak elde edilen DA motorun mekaniksel yana ait denklemi, (1.8)'de verilmiştir ve (1.9)'daki gibi yeniden düzenlenir.

$$T_m(t) = J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \omega_m + T_L(t) \quad (1.8)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J_m} T_m(t) - \frac{B_m}{J_m} \omega_m(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) \quad (1.9)$$

Eşitlik (1.3), (1.5) denkleminde yerine konulursa denklem (1.8), (1.3) eşitliği (1.7) denkleminde yerine konulursa denklem (1.9) elde edilir.

$$\frac{di_a(t)}{dt} = \frac{1}{L_a} v_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} K_e \omega_m(t) \quad (1.10)$$

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{J_m} K_t i_a(t) - \frac{B_m}{J_m} \omega_m(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) \quad (1.11)$$

$$\frac{d\theta_m(t)}{dt} = \omega_m(t) \quad (1.12)$$

Sistemin durum uzay modelini çıkarmak için öncelikle durum değişkenleri belirlenmelidir. Durum değişkenleri $i_a(t)$, $\omega_m(t)$ ve $\theta_m(t)$ olarak yazılabilir. Durum denklemleri matris şeklinde düzenlenirse (1.13) eşitliği elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \\ \frac{d\theta_m(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_e}{L_a} & 0 \\ \frac{K_t}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \\ \theta_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_a(t) - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_m} \\ 0 \end{bmatrix} T_L(t) \quad (1.13)$$

SMDA motorunun durum denklemlerinden transfer fonksiyonu elde edilir. Başlangıç şartları ve $T_L(t)$ sıfır kabul edilerek (1.8) ve (1.9) denklemlerinin Laplace dönüşümü alındığında denklem (1.12), (1.13), (1.14) ve (1.15) eşitlikleri elde edilir.

$$sI_a(s) = \frac{1}{L_a} V_a(s) - \frac{R_a}{L_a} I_a(s) - \frac{1}{L_a} K_e s\theta_m(s) \quad (1.14)$$

$$V_a(s) = (sL_a + R_a)I_a(s) + K_e s\theta_m(s) \quad (1.15)$$

$$s^2\theta_m(s) = \frac{K_t}{J_m} I_a(s) - \frac{B_m}{J_m} s\theta_m(s) \quad (1.16)$$

$$I_a(s) = \frac{J_m s^2 + B_m s}{K_t} \theta_m(s) \quad (1.17)$$

(1.17) eşitliği (1.15) eşitliğinde yerine konulursa ifade (1.18) elde edilir.

$$V_a(s) = \frac{L_a J_m s^3 + (B_m L_a + R_a J_m) s^2 + (K_t K_e + R_a B_m) s}{K_t} \theta_m(s) \quad (1.18)$$

Sürekli mıknatıslı DA motorunun açısal konumuna karşılık giriş gerilimine göre transfer fonksiyonu (1.19) eşitliğindeki gibi yazılabilir. Açısal hızına karşılık giriş gerilimine göre transfer fonksiyonu (1.20) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$\frac{\theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{L_a J_m s^3 + (B_m L_a + R_a J_m) s^2 + (K_t K_e + R_a B_m) s} \quad (1.19)$$

$$\frac{\omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{L_a J_m s^2 + (B_m L_a + R_a J_m) s + (K_t K_e + R_a B_m)} \quad (1.20)$$

Bir sistemin transfer fonksiyonu sistemin açık veya kapalı çevrim kontrolü için temel teşkil eder. Sistemin benzetimi transfer fonksiyonuna göre yapılır.

1.6. Kontrol Sistemleri Tasarımı ve Türleri

Teknolojinin gelişmesiyle kontrol sistemlerindeki gelişmeler de günden güne artmaktadır. Kontrol sistemlerine, ürünlerin kalitesini kontrol etmede, güç sistemlerinde kimyasal uygulamaların denetiminde, tıpta, uzay teknolojilerinde, nanoteknoloji de kısacası endüstrinin her alanında ihtiyaç duyulmaktadır. Sistemlerin amacına uygun çalışması için öncelikle iyi tetkik edilmesi, modellenmesi ve kontrol edilmesi gerekir [48].

Kontrol sistemi tasarımı, kontrol edilecek sistemin özelliklerine ve gereksinimlerine bağlıdır. Kontrol sistemindeki yapılar karmaşık gereksinimler için çözüm üretirler. Sistemin matematiksel modelini çıkarmak gerekir. Kontrol sisteminin başarılı olması için, sistemin dinamik özelliklerinin iyi belirlenmesi gerekmektedir [72].

Bir sistemin tasarımında ilk adım sistemin çıktılarının ne olması gerektiğinin belirlenmesidir. Örneğin bu çalışmadaki amaçlardan biri kompresyon frekansının dakikada 100'ü sağlamasıdır. İkinci adım bu amacı gerçekleştirmek için ihtiyaç duyulan değişkenlerin tanımlanmasıdır. Bu çalışmada KPR için gerekli olan sürekli mıknatıslı DA motorunun hızı kontrol edilmek istenmiştir. Üçüncü adım değişkenlerin özelliklerinin belirlenmesidir. Bu aşamalardan sonra sistem için gerekli olan performansı sağlayacak parametreler ayarlanır. Sistem için sürücü ve algılayıcı tasarımı yapılır. Son olarak sistem için denetleyici tasarlanarak ilave edilir. Hedeflenen çıktıyı elde etmek için denetleyicinin parametreleri ayarlanarak kontrol yerine getirilir [73].

Dinamik sistemlerin kontrolü örneğin araçlarda olduğu gibi, insan tarafından gerçekleştiriliyorsa bu manuel denetimdir. Örneğin, araç hız denetimini insandan bağımsız algılayıcıya göre yaparsa bu otomatik denetimdir. Sistemin girişine göre çıkışının belirlenmesinde çıkış sinyali ölçülüyorsa bu açık çevrimdir. Çıkış sinyali ölçülerek girişe göre çıkış belirleniyorsa kapalı çevrim veya geri beslemeli sistem olarak adlandırılır. Modern kontrol metotları diferansiyel denklemlere dayalıdır [74].

Açık çevrimin maliyeti kapalı çevrime göre daha azdır. Bu bir avantaj olarak görülse de çevresel gürültülerden çok etkilendiği için pek tercih edilmezler [75].

Kapalı çevrim denetleyici ya da geri beslemeli kontrol, hedeflenen sonuçla gerçek sonuç arasındaki hatayı ölçmeye dayalıdır. Sistemin çıkışı alınır ve denetleyici girişine iletilir. Kapalı çevrim ifadesi geri besleme yoluyla oluşan çevrime denilmektedir. Sistem çıkışı bir algılayıcı ile ölçülür. Bu ölçüm verisi karşılaştırmacıya gönderilir ve referansla karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda giriş ile çıkış arasında fark varsa denetim işareti sistemi sürmeye devam eder. Eğer fark yoksa denetim işareti sıfıra yaklaşır ve sistemin çıkışının hedeflenen değere ulaştığı anlaşılır [76].

Kapalı çevrim sistemleri uygulamada daha fazla tercih edilirler. Uygulama maliyetleri yüksek olmasına rağmen gürültü ve çevresel faktörlerden çok fazla etkilenmezler. Geçici tepki ve sürekli durum hatası denetleyicinin ayarlanmasıyla kontrol edilebilirler.

1.6.1. Kararlılık Analizi

Zamanla değişen yani doğrusal olmayan sistemlerin kararlılık analizleri son derece karmaşık ve zordur. Zamanla değişmeyen doğrusal sistemlerin kararlılık analizini gerçekleştirmek nispeten daha kolaydır. Doğrusal sistemlerde transfer fonksiyonunun payda polinomunun bütün kökleri negatif gerçekte kısıma sahip olmalıdır. Paydanın bütün kökleri sol yarı düzlemde yer almalıdır. Diğer durumda sistem kararsızdır. Zamanla değişmeyen sistemlerde payda denkleminin karakteristik denkleme geçiş yapılırsa (1.21) denklemi elde edilir.

$$s^n + a_1s^{n-1} + a_2s^{n-2} + \dots + a_n = 0 \quad (1.21)$$

Eşitlik (1.22) ise transfer fonksiyonunun genel ifadesini vermektedir.

$$T(s) = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m}{s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_n} = \frac{K \prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{i=1}^n (s - p_i)} \quad (1.22)$$

Karakteristik denklemin çözümü için kısmi kesir açılımı kullanılarak (1.23) eşitliği yazılabilir.

$$y(t) = \sum_{i=1}^n K_i e^{p_i t} \quad (1.23)$$

Sistemin kararlılığı için t sonsuza gittikçe (1.23) eşitliğindeki tüm terimlerin sıfıra gitmesi gerekmektedir. Sistemin bütün kökleri sol yarı düzlemde olduğunda bu sağlanır [33].

Zaman tepkisi kontrol sistemlerinde iki kısma ayrılır:

- Geçici tepke
- Sürekli durum tepkisi

Sistem tepkesinin bir parçası da geçici tepke $c_t(t)$ 'dir. Bu tepke belirli bir süre sonra sönümlenir ya da sıfıra doğru azalır. Geçici tepke etkisi sona erdikten sonra, geriye kararlı durum tepkisi kalır $c_{ss}(t)$. Sistem tepkisi, $c(t)$ denklem (1.24)'teki gibi ifade edilebilir.

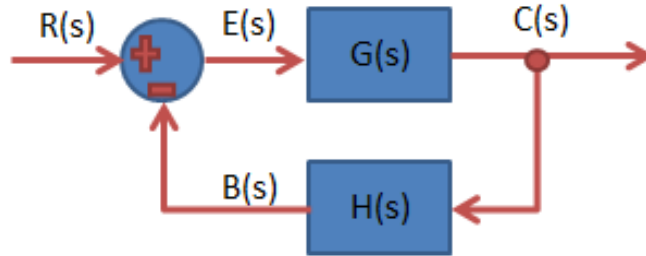
$$c(t) = c_t(t) + c_{ss}(t) \quad (1.24)$$

Sistem kararlılığı bir sistemin performansına ilişkin en önemli faktördür. Geribeslemeli bir kontrol sisteminin kararlı olabilmesi için, karakteristik denkleminin bütün köklerinin sol yarı düzlemde bulunması gerekir. Sistemin kararsız olması için karakteristik denklemin en az bir kökü sağ yarı düzlemde olmalı veya $j\omega$ ekseninde katlı kökü bulunmalıdır.

1.6.2. Mutlak Kararlılık, Bağlı Kararlılık ve Sürekli Durum Hatası

Denetleyici tasarımında sistemin bileşenlerinden dinamik davranışı kestirmek mümkün olmalıdır. Denetim sistemlerinde dinamik davranışın en önemli karakteristiği sistemin kararlı olup olmadığını veren mutlak kararlılıktır. Doğrusal zamanla değişmeyen sistemin çıkışı başlangıç şartlarına bağlı olarak dengede kalabilirse bu tür sistemlere kararlı diyebiliriz. Doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemin çıkışındaki salınımlar sonsuza kadar devam ediyorsa, böyle sistemlere kritik kararlı sistemler denir.

Diğer önemli sistem davranışı, sürekli durum hatası ve bağlı kararlılıktır. Sürekli durum hatası denetleyicilerin performansını belirlemede kullanılan önemli kriterlerden biridir. Sürekli durum hatası doğrusal bir sistemde sistemin giriş sinyaline bağlıdır. Farklı giriş sinyalleri ve sistem tipleri değişik sürekli durum hatalarına neden olmaktadır. Bir sistem kararlı durumda iken çıkış işareti giriş işaretine uymuyorsa veya yaklaşmamışsa kararlı durum hatası vardır. Kontrol sisteminin doğruluğunu kararlı durum hatası belirler [31]. Şekil 1.9’ da verilen blok diyagramda kapalı çevrim sistem görülmektedir.



Şekil 1.9. Kapalı çevrim sistem blok diyagram

$$E(s) = R(s) - B(s) \quad (1.25)$$

Eşitlik (1.25) ve (1.26)’da hatanın s-domeninde kapalı çevrim sistem parametrelerine bağlı ifadeleri yer almaktadır.

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (1.26)$$

1.6.3. Routh – Hurwitz Kararlılık Kriteri

Kontrol mühendisliğinde sistemlerin kararlılığını belirlemek önemlidir. Dinamik sistemlerin kararlılığını ilk kez Vhnegradsky ve Maxwell ortaya atmıştır. E.J Routh ve A. Hurwitz doğrusal bir sistemin kararlılığı konusunda bir çalışma yaptılar [77,78]. Bu kararlılık metodu doğrusal zamanla değişmeyen sabit katsayılı karakteristik denklemlere göre sistemleri mutlak kararlılık bakımından incelemeye yarayan cebirsel bir yöntemdir. Karakteristik denklem (1.27)'de verilmiştir.

$$\Delta(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 = 0 \quad (1.27)$$

Bir sistemin kararlılığını tespit edebilmek için, köklerinden birinin s düzleminin sağ yarısında olup olmadığını belirlemek gerekir. Kararlı bir sistemin karakteristik denklemde ki bütün kökleri sıfırdan farklı olmalıdır. Routh- Hurwitz kriteri doğrusal sistemlerin kararlılığını araştırmada yeterli ve gerekli bir kriterdir. Karakteristik denklemin katsayılarının sıralanmasına bağlı bir yapıya sahiptir. 4. Dereceden bir sistemin karakteristik denklemi (1.28)'de verilmiştir.

$$a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = 0 \quad (1.28)$$

Tablo 1.1. 4. Mertebeden bir sistemin Routh düzeni

s^4	a_4	a_2	a_0
s^3	a_3	a_1	0
s^2	$b_1 = -\frac{\begin{vmatrix} a_4 & a_2 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix}}{a_3} = 0$	$b_2 = -\frac{\begin{vmatrix} a_4 & a_0 \\ a_3 & 0 \end{vmatrix}}{a_3} = 0$	$b_3 = -\frac{\begin{vmatrix} a_4 & 0 \\ a_3 & 0 \end{vmatrix}}{a_3} = 0$
s^1	$c_1 = -\frac{\begin{vmatrix} a_3 & a_1 \\ b_1 & b_2 \end{vmatrix}}{b_1} = 0$	$c_2 = -\frac{\begin{vmatrix} a_3 & 0 \\ b_1 & 0 \end{vmatrix}}{b_1} = 0$	$c_3 = -\frac{\begin{vmatrix} a_3 & 0 \\ b_1 & 0 \end{vmatrix}}{b_1} = 0$
s^0	$d_1 = -\frac{\begin{vmatrix} b_1 & b_2 \\ c_1 & 0 \end{vmatrix}}{c_1} = 0$	$d_2 = -\frac{\begin{vmatrix} b_1 & 0 \\ c_1 & 0 \end{vmatrix}}{c_1} = 0$	$d_3 = -\frac{\begin{vmatrix} b_1 & 0 \\ c_1 & 0 \end{vmatrix}}{c_1} = 0$

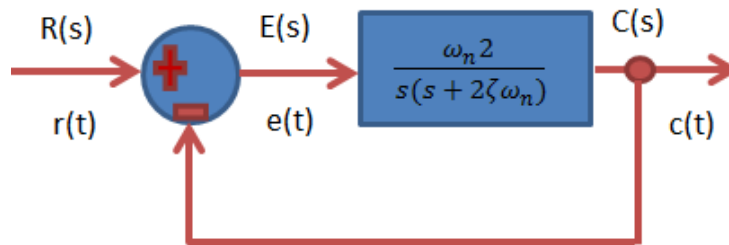
Sağ yarı düzlemdeki köklerin sayısı ilk sütundaki işaretin değişimi sayısı kadardır. Eğer işaret değişimi varsa sistem kararsızdır. İşaret değişimi yoksa kökler sol yarı düzlemde ve sistem kararlıdır.

1.6.4. Geçici Tepke Parametreleri

Bir sistemin performans analizinde kullanılan diğer bir önemli faktör ise geçici tepke parametreleridir. En sık kullanılan parametreler genellikle aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

- Gecikme süresi (t_d)
- Yükselme süresi (t_r)
- Tepe süresi (t_p)
- Maksimum aşma miktarı (M_p %)
- Yerleşme süresi (t_s)

Yukarıda sıralanan parametrelerin açıklamalarından önce 2. dereceden bir sistemin sönümsüz doğal frekansı (ω_n) ve sönüm oranı (ζ) ifade edilecektir.



Şekil 1.10. İkinci dereceden bir sistemin blok diyagramı

Şekil 1.10'daki ikinci dereceden bir sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu (1.29) denkleminde verilmiştir.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (1.29)$$

Bu sistemin girişine $R(s) = s^{-1}$ uygulanırsa sistem çıkışında $C(s)$ (1.30) eşitliğindeki gibi ifade edilir.

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (1.30)$$

$C(s)$ fonksiyonunun ters Laplace dönüşümü alındığında çıkış tepkisi $c(t)$ (1.31) eşitliğindeki gibi ifade edilir. Karakteristik denklemin kökleri (1.32) eşitliğinde ifade edilmiştir.

$$c(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n t}}{1 - \zeta^2} \sin(\omega_n(\sqrt{1 - \zeta^2}t + \cos^{-1}\zeta)) \quad t \geq 0 \quad (1.31)$$

$$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1 - \zeta^2} = -\alpha \pm j\omega \quad (1.32)$$

İfadelerden de anlaşılacağı gibi sönüm sabiti $\alpha = \zeta\omega_n$ dir. Sönüm oranı $\zeta = \alpha/\omega_n$ dir. Sönümsüz doğal frekans ise ω_n olarak ifade edilmektedir. Sönümsüz doğal frekans sabit tutularak sönüm oranına bağlı sistem hakkında aşağıdaki ifadeler kullanılabilir.

- $0 < \zeta < 1$ ise eksik sönümlü
- $\zeta = 1$ ise kritik sönümlü
- $\zeta > 1$ ise aşırı sönümlü
- $\zeta = 0$ ise sönüm süz
- $\zeta < 0$ ise negatif sönümlü

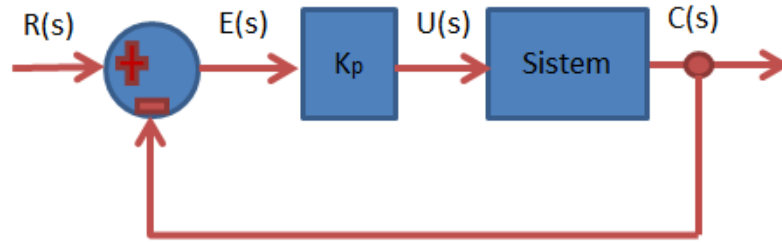
Sistemin çıkışı $c(t)$ ise, gecikme süresini, başlangıç değerinden kararlı durum değerinin yarısına ulaşma zamanını, yükselme süresi kararlı durum değerinin %10'undan %90'nına varma süresini, tepe değeri ise tepe değeri c_{max} 'a varma zamanını ve yerleşme süresi de kararlı durum değerine %2 veya %5 toleransla ulaşma zamanını ifade ederken yüzde aşma da ilk aşma yaptığı kısımda kararlı durum değerinden ne kadar aşma yaptığını yüzde olarak vermektedir.

1.7. PID Denetleyici Tasarımı

Bu bölümde P, PI ve PID denetleyici türleri tasarımları açıklanmıştır.

1.7.1. Oransal Denetleyici

Sistemlerin kontrol edilmesindeki temel hedef çalışma performanslarının iyileştirilmesidir. Pek çok sistemin öncelikli hedefi belirli bir düzeyde kazanç sağlamaktır. Bundan dolayı sistemler için oransal kazanç önem ifade etmektedir [79]. Şekil 1.11’de verilen blok diyagramda sistemi denetleyen kontrolcünün transfer fonksiyonu sadece K_p den oluşmaktadır. Kontrolcü girişi ve çıkışı arasındaki ilişki (1.33)’te verilmiştir. Laplace domeninde yeniden ifade edilirse, (1.34) bağıntısı elde edilir.



Şekil 1.11. Oransal denetleyici blok diyagram

$$u(t) = K_p e(t) \quad (1.33)$$

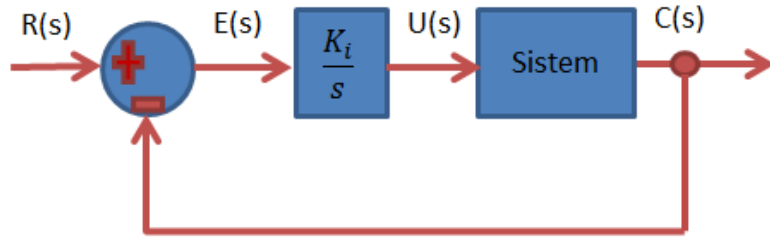
$$U(s) = K_p E(s) \quad (1.34)$$

Sisteme uygulanan kontrol işaretinin hata işaretinin belirli bir katı olduğu görülmektedir. Başlangıçta hatanın büyük olması kontrol işaretinin büyük olmasını ve daha sonra hatanın küçük olması kontrol işaretinin küçük olmasını sağlar. Bu nedenle kararlı durum hatası meydana gelmektedir. K_p değerini artırmak sürekli durum hatasını azaltmaktadır. Bununla birlikte referans değere göre aşma artarken referans girişine verilen tepke süresi de kısalmaktadır [80].

1.7.2. İntegral Denetleyici

İntegral denetleyici genellikle tek başına kullanılmaz. Çoğu sistemlerde oransal denetleyici ile birlikte kullanılır. İntegral denetleyici, oransal denetleyiciden kaynaklanan kararlı durum hatasını ortadan kaldırmaya çalışmaktadır. Şekil 1.12’de integral denetleyici

ile denetlenen sistemin blok diyagramı yer almaktadır. Denetleyici giriş ve çıkışı arasındaki ilişki denklem (1.35)'daki bağıntıda ifade edilmiştir. Bu denklemin laplace dönüşümü alındığında sistemin derecesini bir artırmaktadır. Bundan dolayı K_i 'nin fazla artırılması sistemi kararsız kılar ve aşmayı artırır [81].



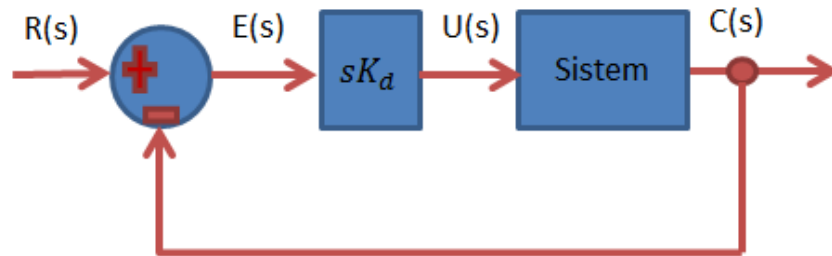
Şekil 1.12. İntegral denetleyici blok diyagram

$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (1.35)$$

$$U(s) = \frac{K_i}{s} E(s) \quad (1.36)$$

1.7.3. Türevsel Denetleyici

Diğer denetleyicilerden kaynaklanan aşmayı ortadan kaldırmak için türevsel denetleyici kullanılmaktadır. Bundan dolayı türevsel denetleyici tek başına kullanılmaz. Şekil 1.13'de türevsel denetleyici sembolik olarak blok diyagramda gösterilmiştir. Türevsel denetleyici hatanın değişim hızına bağlı bir denetim işareti oluşturur.



Şekil 1.13. Türevsel denetleyici blok diyagram

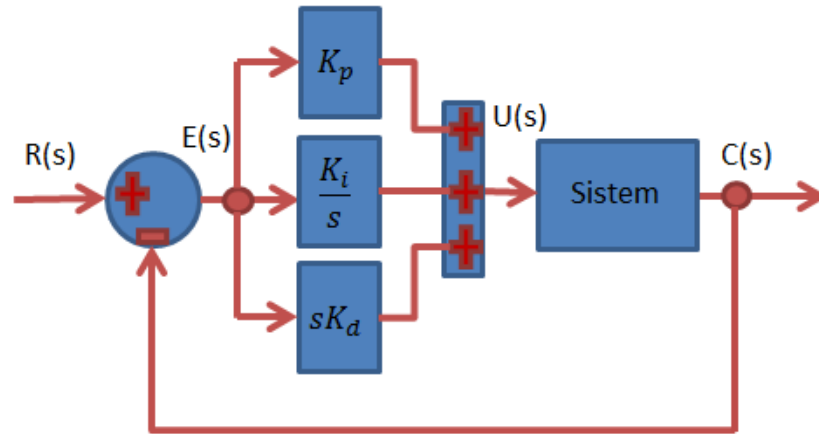
$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.37)$$

$$U(s) = sK_d E(s) \quad (1.38)$$

1.7.4. PID Denetleyici

PID denetleyici, diğer denetleyici algoritmalarından daha yaygın ve geniş kullanım alanına sahip bir yapıdadır. Birçok geri besleme döngüsü, bu algoritma veya bu algoritmanın benzerleriyle kontrol edilirler. PID kontrolörler, otomatik kontrolün bel kemiğidir. Proses kontrol, motor sürücüler, otomotiv sektörü, uçuş kontrol gibi endüstri ve kontrol mühendisliği çalışmalarının büyük çoğunluğunda bu kontrolör tipi kullanılmaktadır [82]. Sistemlerde geri besleme var ise, basit yapısı ve kullanışlılığından dolayı denetim için başvurulacak ilk kontrol yöntemi PID kontrolördür.

PID denetleyici oransal, integral ve türevsel olmak üzere üç denetleyicinin birlikte kullanılmasıyla ortaya çıkan denetleyici türüdür. Şekil 1.14'te PID denetleyici ile denetlenen sistemin kapalı çevrim blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 1.14. PID denetleyici ile geri beslemeli sistemin blok diyagramı

PID denetleyici basit yapısından dolayı endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılmaktadır. Süreç denetiminde denetleyici olarak sistemlerin %95'inde PID kullanılmaktadır. Sistemlerin detaylı model bilgisine ihtiyaç duyulmamasından ötürü en çok tercih edilen denetleyici tipidir [82]. PID denetleyici oransal fonksiyonu ile sistemin

tepkisini hızlandırır. İntegral fonksiyonu ile kararlı durum hatasını giderir. Türev fonksiyonu ile de sitem cevabındaki titreşimler bastırılır ve aşma ortadan kaldırılır. PID denetleyici kontrol mühendisliğinin temelini oluşturmaktadır [81]. (1.39) eşitliğinde PID denetleyicinin transfer fonksiyonu yer almaktadır. Bu ifade tekrar düzenlenirse (1.40) eşitliği elde edilir.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (1.39)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s \right] \quad (1.40)$$

T_i , integral zaman sabiti ve T_D türev sabiti olarak isimlendirilir. PID denetleyici, kontrol edilen sistemde sıfır sürekli durum hatası olan, aşması olmayan hızlı bir cevap sağlar.

1.8. Bulanık Mantık Denetleyiciler

Bulanık mantık denetleyici (BMD) tasarlanırken denetlenecek sistemin geneline ait matematiksel modelin bilinmesine gerek yoktur. Bunun yerine sözel ifadelere dayalı insan gibi düşünmeye yakın bir sistematik içinde denetleyici bileşenleri hazırlanır. Bu bileşenler bilgisayar veya mikro denetleyicilere aktarılırken matematiksel bir temel yani bulanık küme kuramı (teorisi) kullanılır. Bu bölümde bulanıklık kavramına ve bulanık kümeler teorisine (kuramına) yüzeysel olarak değinilecek olup, daha çok BMD'nin bileşenleri üzerinde durulacaktır.

1.8.1. Bulanıklık Kavramı

Profesör L.A. Zadeh tarafından 1965 yılında ortaya konan bulanık mantık kuramı (BMK), kesin olmayan değerler üzerine kurulmuştur [84]. Boolean mantığındaki "var-yok", "açık-kapalı", "sıcak-soğuk", "hızlı-yavaş" gibi ikili kesin değerler Bulanık Mantık Kuramında tercih edilmezler. Bunun yerine "biraz, az, orta, çok, fazla..." gibi niteleyiciler

ile durumlar ifade edilir. Böylece günlük hayatta durumları değerlendirirken veya gözleme dayalı yorum yaparken kullandığımız ifadeler BMK'da ele alınabilmektedir.

BMK'da bir değişkenin durumu ifade edilirken üyelik derecesi kullanılır. Üyelik derecesi, değişkenin ilgili kümede var olma derecesini gösterir. Ayrıca seçilen değişken aynı anda birden fazla üyelik derecesine sahip olabilir. Örneğin bir odanın sıcaklığı denetlenirken, Boolean mantığına göre 24°C' nin üstü "Sıcak" olarak tanımlanmış ise 25°C "Sıcak" olarak, 23°C ise "Soğuk" olarak tanımlanacaktır. Oysaki bu değerler birbirine çok yakındır ve kesin olarak sıcak-soğuk ayrımı yapmak zordur. Bulanık mantık kuramında ise sıcaklık uzayında "Biraz Sıcak", "Sıcak" ve "Çok Sıcak" bulanık kümeleri tanımlanabilir. Buna göre 25°C "Çok Sıcak" kümesinde en büyük üyelik derecesine, "Biraz Sıcak" kümesinde ise en küçük üyelik derecesine sahip olur. Aynı şekilde 23°C "Biraz Sıcak" kümesinde en büyük, "Çok Sıcak" kümesinde de en küçük üyelik derecesine sahip olacaktır. Böylece sıcaklık değişkeni kesin değerler yerine bulanık değerler ile ifade edilecektir. Sıcaklık gibi başka değişkenler için de kendi uzaylarında farklı bulanık kümeler tanımlanabilir. Bu kümelerle işlem yapabilmek için bulanık kümeler teorisinin bilinmesi gerekir

1.8.2. Bulanık Kümeler

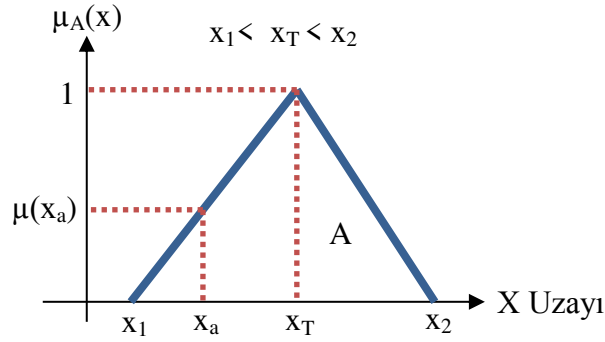
Bulanık kümelerde bir elemanın, kümeye ait olup olmadığından daha ziyade kümeye ne kadar ait olduğuyla ilgilenilir. Klasik kümelerde ise eleman ya kümeye tamamen aittir (evet=1) ya da kesinlikle ait değildir (hayır=0). Bulanık kümelerde elemanın varlığı (0-1) aralığındaki üyelik dereceleri (μ) ile temsil edilir. Elemanın üyelik derecesi klasik kümelerdeki gibi "1" ise tamamen ilgili bulanık kümeye ait kabul edilirken, "0" ise bulanık kümenin elemanı değildir. X uzayında tanımlı bulanık A kümesi sürekli veya ayrık biçimde tanımlanabilir [85].

$$A = \{(x, \mu_A(x)), x \in X\} \quad (1.41)$$

$$A = \sum_{x_i \in X} \frac{\mu_A(X_i)}{X_i} \quad (1.42)$$

$$A = \int \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (1.43)$$

Her bir elemanın üyelik derecesini gösteren bulanık kümeler, üyelik fonksiyonları ile temsil edilebilir. Literatürde üçgen, yamuk, gaussian, çan, cauchy, sigmoid ve sinüzoidal üyelik fonksiyonlarına rastlamak mümkündür. Üçgen üyelik fonksiyonu Şekil 1.15'te görülmektedir.



Şekil 1.15. Üçgen üyelik fonksiyonu

X kesin uzayında, x_a gibi bir kesin değerin bulanık A kümesinde $\mu_A(x_a)$ kadar üyelik derecesine sahip olduğu Şekil 1.15'ten anlaşılmaktadır. Üçgen üyelik fonksiyonunda üyelik derecesi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$A = \begin{cases} 0 & , & x < x_1 \\ \frac{x - x_1}{x_T - x_1} & , & x_1 \leq x \leq x_T \\ \frac{x_2 - x}{x_2 - x_T} & , & x_T \leq x \leq x_2 \\ 0 & , & x > x_2 \end{cases} \quad (1.44)$$

1.8.3. Bulanık Küme İşlemleri

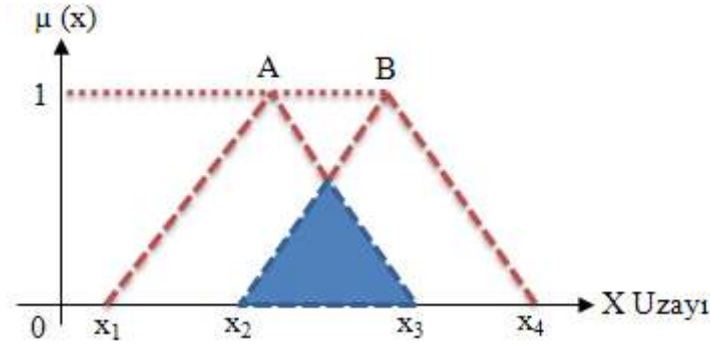
Kesin değerler uzayında tanımlanmış bulanık kümeler ve bu kümelere ait elemanların üyelik dereceleri BMD'nin temellerindendir. Bulanık kümeler arasında kesin kümelerde de tanımlanmış işlemler yapılabilmektedir. Uygulamalarda en çok kullanılan

bulanık küme işlemleri kesişim, birleşim ve değilleme işlemleridir [86]. Ancak bulanık küme işlemlerinin bağıntıları kesin kümelerdekinden farklıdır.

Bulanık küme işlemleri için Zadeh, Yager gibi kişilerin literatüre sunduğu fonksiyonlar bulunmaktadır. Bu bölümde Zadeh'in tanımladığı fonksiyonlar üzerinden bulanık küme işlemleri açıklanacaktır.

Kesişim işlemi için klasik kümelerdeki gibi $A \cap B$ gösterimi kullanılır. Zadeh'e göre herhangi bir x kesin sayısının A ve B bulanık kümelerindeki üyelik derecelerinden ($\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$) küçük olanı, bu kesin sayının $A \cap B$ bulanık kümesindeki üyelik derecesine eşittir ve (1.45) bağıntısı ile verilir. A ve B bulanık kümelerinin kesişim kümesi Şekil 1.16' daki gibi gösterilebilir.

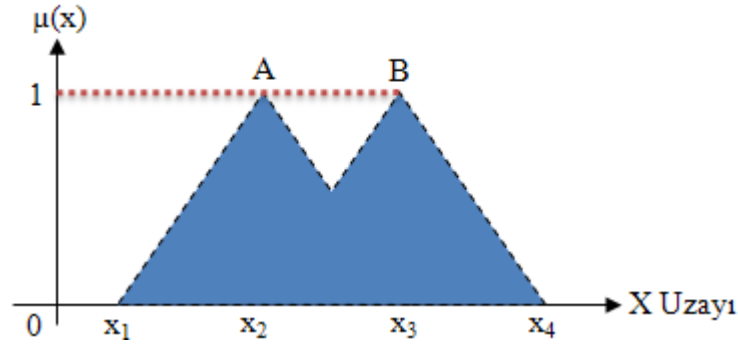
$$\mu_{A \cap B}(x) = \min[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (1.45)$$



Şekil 1.16. A ve B bulanık kümelerinin kesişimi

Herhangi bir x kesin sayısının A ve B bulanık kümelerindeki üyelik derecelerinden ($\mu_A(x)$, $\mu_B(x)$) büyük olanı, bu kesin sayının $A \cup B$ bulanık kümesindeki üyelik derecesine eşittir ve (1.46) bağıntısı ile verilir. A ve B bulanık kümelerinin birleşim kümesi Şekil 1.17'deki gibi gösterilebilir.

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max[\mu_A(x), \mu_B(x)] \quad (1.46)$$



Şekil 1.17. A ve B bulanık kümelerinin birleşimi.

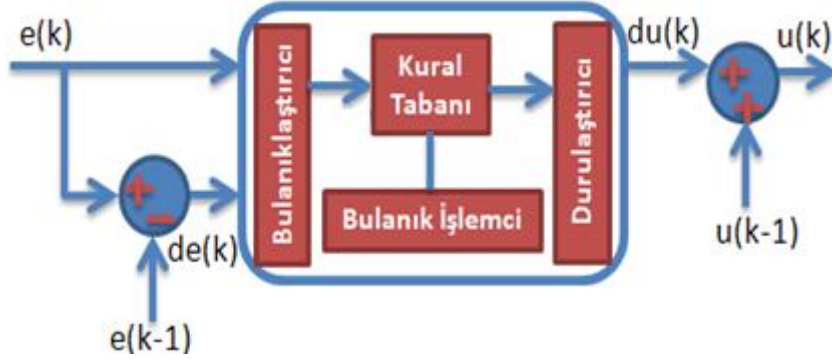
X uzayındaki bulanık A kümesinin değili (1.47) bağıntısı ile tanımlanabilir.

$$\mu_{-A}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (1.47)$$

1.8.4. Bulanık Mantık Denetleyici Bileşenleri

Bulanık mantık denetleyici ilk olarak 1974 yılında Mamdani tarafından kullanılmıştır [84, 85, 86]. Ardından Zadeh'in sunduğu bulanık küme kavramı ile farklı uygulamalarda BMD kullanılmıştır [85]. Takagi ve Sugeno ise 1985 yılında yeni BMD modeli ile literatürde yer almışlardır [87]. Bulanık mantık bileşenleri anlatılırken Mamdani modeli Zadeh'in bulanık küme kavramları kullanılacaktır.

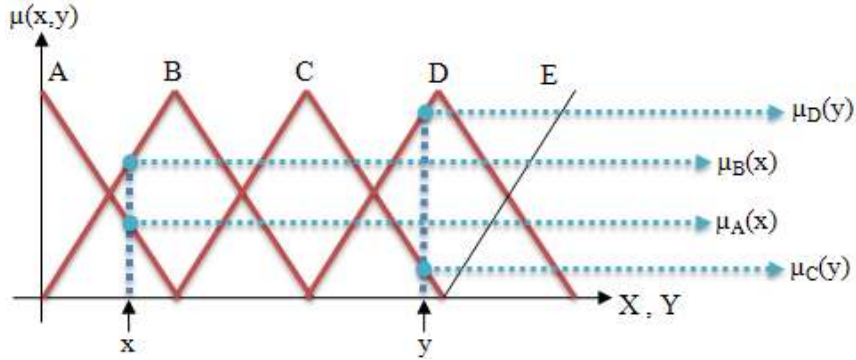
BMD'ye ait genel blok diyagram Şekil 1.18' de verilmiştir. Denetleyicinin kesin sayı uzayında iki girişi vardır (e, de). Bu kesin girişler, bulanıklaştırıcıda kesin olmayan değerlere dönüştürülür. Bulanık değerler ise kural tabanı ve işlemcisinde önceden hazırlanmış kurallardan bazılarını aktif hale getirir. Aktif kuralların işletilmesi ile her birinden bulanık çıkışlar elde edilir. Bu bulanık çıkışlar, durulaştırıcı kısmında denetleyicinin de çıkışı olan kesin bir değere dönüştürülür. Denetlenecek sisteme göre bulanık mantık denetleyicinin çıkışında düzenlemeye gidilebilir. Ayrıca giriş ve çıkış uzaylarında tanımlanacak üyelik fonksiyonlarının tanım aralıkları da uygulamaya göre değişim göstermektedir.



Şekil 1.18. Bulanık Mantık Denetleyici Genel Yapısı

1.8.4.1. Bulanıklaştırıcı

Kesin sayıların bulanıklaştırılması, seçilen üyelik fonksiyonları ile ilişkilidir. Denetlenecek değişkenin uzayında Şekil 1.19'daki gibi üçgen üyelik fonksiyonları (A, B, C, D, E) tanımlanmış olsun. Denetleyici girişleri sistemden gelen geri besleme işareti olabileceği gibi doğrudan dışarıdan verilen komutlar da olabilir [88]. Denetleyici girişlerinin (x,y) bu üçgen fonksiyonlardaki üyelik dereceleri ($\mu(x)$, $\mu(y)$) daha önce verilen (1.45) numaralı bağıntı ile bulunabilir.



Şekil 1.19. Bulanıklaştırma işlemi

Görüldüğü gibi x kesin girişinin A ve B bulanık kümelerinde üyeliği varken, y kesin girişinin ise sadece C ve D bulanık kümelerinde üyeliği vardır. Bu şekilde denetleyicinin kesin girişleri bulanık değerlere dönüştürülmüş olur.

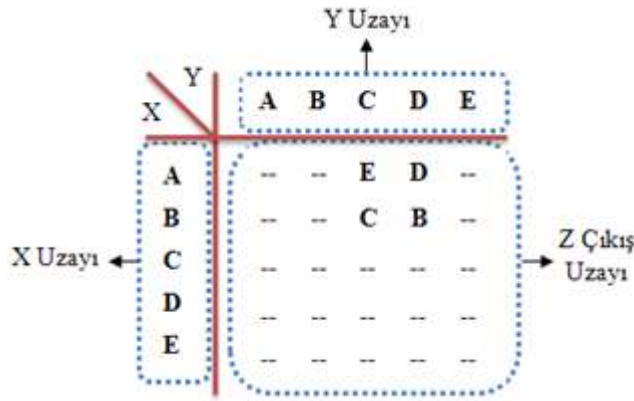
1.8.4.2. Kural Tabanı ve Bulanık İşlemci

Kural tabanı uzman kişilerce önceden hazırlanmalıdır. Uzman kişiler, sistem çıkışına bakarak istenen referans değere ulaşılması için sistem girişi veya girişlerinde yapılacak değişiklikleri kestirebilecek tecrübededirler. BMD için insan gibi düşünmeye yakın ifadesinin kullanılması buradan gelmektedir.

Kural tabanı oluşturulurken bütün ihtimaller göz önünde bulundurulmalıdır. Şekil 1.19'daki iki girişli BMD'de, her girişin kendi uzayında beş bulanık küme tanımlanmıştır. Bu durumda oluşabilecek bütün ihtimallerin sayısı yirmi beş olacaktır. Bütün ihtimallere ait kurallar oluşturulurken aşağıdaki gibi sözel ifade kullanılır.

Eğer x ve y.... ise z olmalıdır.

Burada kullanılan z, çıkış bulanık kümesini temsil eder ve uzman kişilerce oluşturulur. Oluşan bütün kuralların bir arada gösterilmesi mümkündür. Bu gösterim için kural tabloları kullanılır. Bu tablolardan girişlerin var olduğu bulanık kümelere göre çıkışın bulunması gereken bulanık küme doğrudan görülebilir.



Şekil 1.20. Bulanık kural tablosu

Şekil 1.19'deki bulanıklaştırıcı çıkışlarına göre aktif olacak çıkış bulanık kümeleri Şekil 1.20'de görülmektedir. Böylece aktif olacak kurallar aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

Kural 1: Eğer x=A ve y=C ise z=E olacaktır.

Kural 2: Eğer x=A ve y=D ise z=D olacaktır.

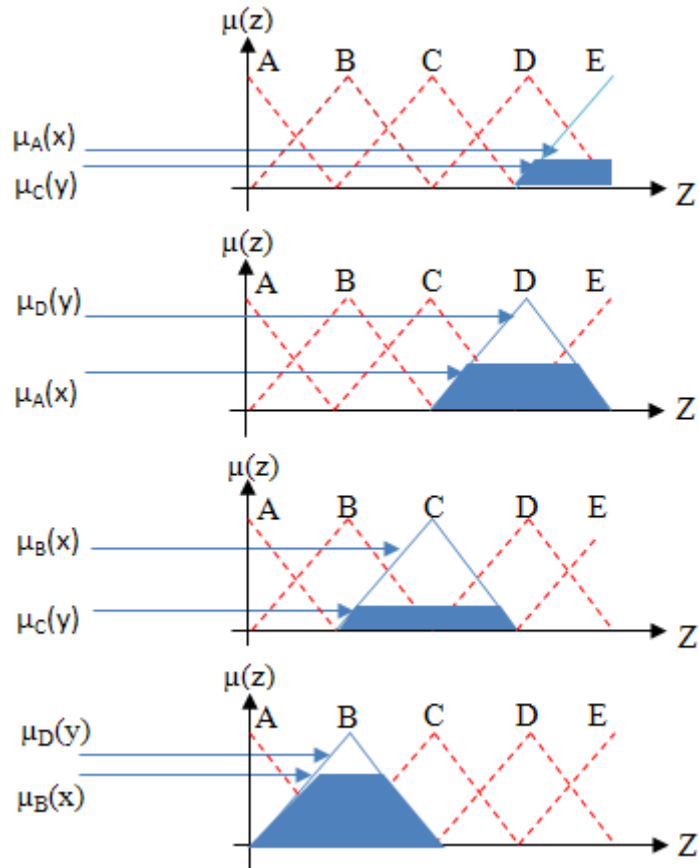
Kural 3: Eğer x=B ve y=C ise z=C olacaktır.

Kural 4: Eğer x=B ve y=D ise z=B olacaktır.

Burada kullanılan "ve" bağlacı, klasik ve bulanık kümelerde kesişim işlemini temsil eder. Zadeh modeline göre kesişim işlemi, ilgili kümelerdeki (örneğin Kural 1 için A ve C bulanık kümeleri) üyelik derecelerinin en küçüğünün çıkışa aktarılması anlamına gelmektedir. Buna göre aktif kuralların sonucu olacaktır.

$$\begin{aligned}
 \mu_E(z) &= \min[\mu_A(x), \mu_C(y)] \\
 \mu_D(z) &= \min[\mu_A(x), \mu_D(y)] \\
 \mu_C(z) &= \min[\mu_B(x), \mu_C(y)] \\
 \mu_B(z) &= \min[\mu_B(x), \mu_D(y)]
 \end{aligned}
 \tag{1.48}$$

Bulanıklaştırıcı çıkışlarına göre aktif olan kurallar, bulanık kümeler üzerinde şekil 1.21'deki gibi işletilir.



Şekil 1.21. Aktif kuralların işlenmesi

1.8.4.3. Durulaştırıcı

Her bir aktif kuraldan elde edilen bulanık çıkışlar durulaştırıcıda bir dizi işlemin ardından tek bir kesin değere dönüştürülür. Bu işlem için alanların merkezi, maksimumların ortalaması, Sugeno, Tsukamoto, iki bölge, maksimumların en küçüğü ve maksimumların en büyüğü gibi farklı yöntemler vardır [86]. Alanların merkezi yöntemi ile durulaştırma işlemi için (1.50) bağıntısı kullanılır.

$$Z = \frac{\sum_{k=A}^E \mu_k(Z_k) Z_k}{\sum_{k=A}^E \mu_k(Z_k)} \quad (1.49)$$

Burada BMD çıkışı Z ve çıkıştaki aktif bulanık küme k ile gösterilmiştir. Ayrıca $\mu_k(z_k)$, aktif kuraldan bulanık çıkışa ait elde edilen üyelik derecesi ve Z_k da aynı kuraldaki aktif çıkış bulanık kümesinde en büyük üyeliğe sahip kesin çıkış değeridir.

1.9. Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization, PSO) algoritması 1995 yılında Kennedy ve Eberhart tarafından geliştirilen evrimsel bir hesaplama tekniğidir [91]. Diğer evrimsel hesaplama tekniklerinde olduğu gibi PSO algoritması da popülasyon temelli bir arama algoritmasıdır. Problem uzayında parçacık olarak adlandırılan rastsal çözüm değerlerinin oluşturduğu popülasyon ile başlatılır. Diğer evrimsel hesaplama tekniklerinden farklı olarak PSO'daki her parçacığa hız bileşeni eşlik etmektedir. Parçacıklar geçmiş davranışlarına bağlı olarak ayarlanan hızları ile arama uzayında uçarlar. Bu yüzden parçacıkların arama süresince daha iyi arama bölgelerine doğru uçuş eğilimleri vardır. Literatürde bu alanda birçok araştırma raporlanmıştır. Evrimsel Hesaplamalar Kongresi başta olmak üzere birçok konferansta ve kongrede 1998'den beri PSO ile ilgili çalışmalar tartışılmıştır. 2003 yılında Sürü Zekâsı ile ilgili ilk IEEE sempozyumu düzenlenmiştir.

Sürü tabanlı optimizasyon yöntemleri, grup halinde yaşayan, balık, kuş, karınca, termit ve arı gibi canlıların davranışları incelenerek geliştirilmiştir. Kendiliğinden organize olmaları ve dağıtılmış kontrol mekanizmaları, bu tip canlıların en dikkat çekici özellikleridir [92]. Algoritmanın ilgi çekici teknikler arasında yer almasının başlıca

nedenlerinden birisi ayarlanacak parametre sayısının az olmasıdır. Diğer evrimsel algoritmalarından farklı olarak PSO'da her parçacık çözüm uzayında uçar, geçmiş en iyi değerini bellekte tutar ve nesilden nesile hayatta kalırlar. Ayrıca diğer evrimsel algoritmalar ile kıyaslandığında PSO'nun orijinal versiyonu çözüme başlangıçta çok hızlı yaklaşırken, hassas ayar yakınsamasında yavaştır [93].

PSO algoritmasının geliştirilme nedeni canlılar arasındaki bilginin sosyal paylaşılmasının evrimsel avantaj oluşturduğu teorisidir. PSO algoritmasında parçacık olarak adlandırılan çözümler bireyleri oluştururlar ve her parçacık D-boyutlu problem uzayında kendi ve arkadaşlarının uçuş tecrübeleri ile dinamik olarak ayarlanan hızlarda uçmaktadırlar.

PSO'nun ilgi çekici bir optimizasyon algoritması olmasının başlıca nedenlerinden biri algoritma üzerinde küçük değişiklikler ile istenilen uygulamaya adapte edilebilen bir çözüm yolu önermesidir.

Genetik algortmaya benzer şekilde, PSO'da sistem rastgele çözümlerden oluşan popülasyon ile başlar ve potansiyel çözüm noktalarının jenerasyon sayısı kadar güncellenerek optimum sonuca yaklaştırmaya çalışır. Ancak çaprazlama ve mutasyon gibi genetik algortmada bulunan evrimsel operetörler PSO'da bulunmamaktadır. PSO'da parçacık olarak isimlendirilen potansiyel çözüm noktaları o anki daha iyi çözüm noktalarını izleyerek problemin çözüm uzayında uçarlar. PSO algoritmasının basit bir yapısı vardır. Algoritmanın yapısında yer alan bileşenler, terimler aşağıda açıklanmıştır.

Parçacık: PSO'da sürüdeki her bir bireye parçacık ismi verilmektedir. Her bir parçacık problemin olası bir çözümüne karşılık gelmektedir. Her parçacığa ait konum ve hız değerleri mevcuttur.

Parçacık Pozisyonu: Her parçacığın D boyutlu çözüm uzayında bulunduğu noktayı belirtir.

Parçacık Hızı: Her parçacığın D- boyutlu çözüm uzayında bulunduğu iterasyondaki hızını belirtir. Bir sonraki iterasyona ait hız ve konum güncellemesinde kullanılır.

Sürü Büyüklüğü: PSO algortimasında kullanılan parçacık sayısı sürü büyüklüğü olarak adlandırılmaktadır. Bu değer fazla olduğunda iterasyon sayısı bakımından daha hızlı bir aramanın yapılmasını sağlar yani algoritmanın yakınsama hızını artırır. Gerçek zamanlı problemlerde zaman önemli bir problem olduğundan algoritma için geçen zaman dikkate alınmalıdır.

Parçacığa Ait En İyi Değer: PSO algoritmasında her parçacığın belleği bulunmaktadır. Her parçacık iterasyonlarda elde ettiği en iyi değeri belleğinde saklar. Bu değer “ p_{best} ” olarak gösterilir. Sonraki iterasyonlarda bu değerden daha iyi bir değer elde ettiğinde belleğinde sakladığı bu değer güncellenir. Bu değer parçacığın hızı güncellenirken kullanılır.

Global En İyi Değer: PSO algoritmasında her bir parçacığın belleği olduğu gibi sürüye ait de bir bellek bulunur ve geçmiş iterasyonlarda tüm parçacıklar içerisinde en iyi değere sahip olan değer global en iyi değer olarak sürü belleğinde saklanır. Sonraki iterasyonlarda bu değerden daha iyi bir değer elde edildiğinde bu değer güncellenir. Global en iyi değer genellikle “ g_{best} ” olarak gösterilir.

Uygunluk Değeri: D boyutlu uzayda parçacığın konum koordinatlarının uygunluk fonksiyonuna uygulanması ile elde edilen değerdir. Amaç fonksiyonunda maximizasyonu veya minimizasyonu belirlenecek fonksiyonun aldığı çözümdür.

Aralık sınırlaması: Sürünün yayılımı sırasında parçacığın arama uzayını terk etme olasılığı vardır. Parçacıkların arama uzayının terk etmemeleri için, arama uzayı $[x_{min}, x_{max}]$ olacak şekilde sınırlandırılabilir.

$$\min(\max(x_d + v_d, x_{min}), x_{max}) \Rightarrow x_d \quad (1.50)$$

Bu şekilde bir sınırlandırma parçacıkları her zaman arama uzayında tutar. Yalnız bu şekilde bir sınırlandırma farklı problemler oluşturabilmektedir. Aralık sınırlaması ile arama uzayından dışarı çıkan parçacığın sınıra tekrar gelmesi sağlanır, ancak parçacığın hızı değiştirilmez. Parçacığın hız vektörü aynı yönü göstereceğinden bir sonraki adımda parçacık tekrar sınırlar dışına çıkma eğilimi gösterecektir ve tekrardan sınıra taşınacaktır. Bu süreç bu şekilde devam eder ve sınır bölgesinde parçacığın sıkışması anlamına gelir. Hızın o anda sıfırlanması problemi çözen yöntemlerden birisidir [94].

$$x_d \notin [x_{min}, x_{max}] \Rightarrow \begin{cases} v_d \leftarrow 0 \\ x_d < x_{min} \Rightarrow x_d = x_{min} \\ x_d > x_{max} \Rightarrow x_d = x_{max} \end{cases} \quad (1.52)$$

Sonlandırma Kriteri: Algoritmanın durmasını sağlayan kriterdir. Uygulamada sıklıkla kullanılan yöntem iterasyon sayısını belirlemek ve bu sayı kadar algoritmayı

yinelemektir. Sonlandırma kriterine erişildiğinde en iyi parçacığa ait konum değeri algoritmanın sonuç değeridir.

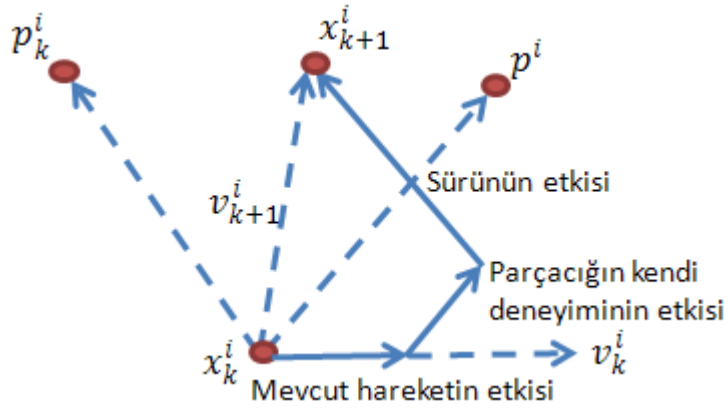
1.9.1. PSO'nun Genel Mekanizması

Parçacık sürü optimizasyonun temelini iki unsur oluşturmaktadır. Bunlar yapay hayat ve sürü teorisi [95]. Orjinal PSO algoritması sosyal model simülasyonundan esinlenerek oluşturulmuştur. Diğer evrimsel algoritmelerde olduğu gibi PSO algoritması da popülasyon temelli başlangıç değerlerinin rastsal atandığı ve popülasyondaki bireyler arasında etkileşimler olan bir arama yöntemidir. Diğer evrimsel algoritmelerden farklı olarak PSO'da her parçacık çözüm uzayında uçar, geçmiş en iyi değerini bellekte tutar ve nesilden nesile hayatta kalırlar. Ayrıca diğer evrimsel algoritmalar ile kıyaslandığında PSO'nun orijinal versiyonu çözüme başlangıçta çok hızlı yaklaşırken, hassas ayar yakınsamasında yavaştır [93, 96]. Sürüyü oluşturan bireyler, yaşamlarını sürdürebilmek için ortak faaliyetler geliştirmişlerdir [97, 98].

PSO'da parçacık olarak adlandırılan potansiyel çözümler bireyleri oluşturmaktadırlar. Tüm parçacıklar algoritmanın iterasyon süresince sürüden elenmezler ve sonuç bulunana kadar varlıklarına devam ederler [99]. PSO'da her parçacık D-boyutlu problem uzayında kendi ve sürüdeki diğer bireylerin uçuş tecrübeleri ile dinamik olarak ayarlanan hızlarda uçmaktadırlar. PSO algoritmasında parçacıklar hız ve konumlarını her iterasyonda değiştirirler. PSO algoritmasının en temel yapısı üç adımda oluşmaktadır.

- 1: Parçacıkların konumlarının ve hızlarının oluşturulması
- 2: Parçacıkların hızlarının güncellenmesi
- 3: Parçacıkların konumlarının güncellenmesi

şeklindedir. Parçacıklar çözüm uzayında noktalar olarak düşünülebilir. Parçacıkların hızları her iterasyonda güncellenen hız değerleri ile değiştirilir. Şekil 1.22'de mevcut hareketin etkisi, parçacığın kendi deneyiminin etkisi, sürünün etkisine bağlı olarak PSO'da konum güncelleme süreci gösterilmektedir.



Şekil 1.22. PSO’ da konum güncelleme süreci

D-boyutlu problem uzayında i . parçacık $x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD}]$ şeklinde gösterilir. Parçacıkların konum bilgileri güncellenirken her bir parçacığın o ana kadar elde ettiği en iyi konum (p_{best}) ve tüm parçacıkların en iyi konum bilgisi (g_{best}) kullanılarak güncelleme yapılır. Örneğin D adet parametreden oluşan n adet parçacık olduğu durumda popülasyon, parçacık matrisi

$$x = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1D} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2D} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nD} \end{bmatrix}_{n \times D} \quad (1.52)$$

şeklinde yazılabilir. i 'inci parçacığın en iyi uygunluk değerine karşılık gelen konumu $p_{best_i} = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD}]$ olarak ifade edilir. g_{best} değeri ise tüm parçacıklar için ortak değer olup $g_{best} = [p_1, p_2, \dots, p_D]$ şeklinde gösterilir. i 'inci parçacığın her boyuttaki konum değiştirmesi yani hızı ise $v_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD}]$ olarak ifade edilir. Bir parçacığın hız ve konum vektörü daha önceki iterasyonlarda elde ettiği tecrübeden (p_{best}), sürünün genel tecrübesinden (g_{best}) faydalanılarak (1.53) ve (1.54) eşitlikleri ile hesaplanır [94], [96].

$$v_{id} = w * v_{id} + c_1 * r_1 * (p_{best_{id}} - x_{id}) + c_2 * r_2 * (g_{best_d} - x_{id}), \quad 1 \leq d \leq D \quad (1.53)$$

$$x_{id} = x_{id} + v_{id}, \quad 1 \leq d \leq D \quad (1.54)$$

(1.53) eşitliğinde yer alan w atalet ağırlık katsayısıdır ve orijinal PSO algoritmasında yer almamaktadır. 1998 yılında Eberhart ve Shi tarafından yapılan çalışma ile algoritmanın yapısına eklenmiştir [98, 100]. c_1 ve c_2 hızlandırma katsayılarıdır ve her parçacığı $pbest$ ve $gbest$ değerlerine doğru hızlandırır. c_1 parçacığın kendi tecrübelerine göre hareket etmesini, c_2 ise sürüdeki diğer parçacıkların tecrübelerine göre hareket etmesini sağlar. Düşük değerler seçilmesi parçacıkların hedef bölgeye doğru çekilmeden önce, bu bölgeden uzak konumlarda dolaşmalarına neden olabilmektedir. Bu durum hedefe ulaşma süresinin uzamasına neden olmaktadır [80]. Yüksek değerler seçilmesi ise hedefe ulaşmayı hızlandırırken, hedef bölgenin geçilip karasızlığa yol açabilmektedir. r_1 ve r_2 katsayıları ise 0-1 arasında düzgün dağılıma sahip değişkenlerdir. PSO algoritmasının işlem adımları aşağıda verilmiştir.

Adım 1: Problem uzayı tanımlanır ve tap ağırlıklarının alacağı maximum ve minimum değerler belirlenir.

Adım 2: Parçacıklar problem uzayında rastgele olarak konumlandırılır.

Adım 3: Parçacıkların mevcut konumlarının problem uzayı içerisinde olup olmadığı kontrol edilir, değilse problem uzayı içerisinde olacak şekilde konumları ayarlanır.

Adım 4: Parçacıkların uygunluk değerleri hesaplanır.

Adım 5: Her parçacık için uygunluk değeri önceki en iyi değeri ($pbest$) ile karşılaştırılır. Eğer uygunluk değeri daha iyi ise $pbest$ değeri güncellenir ve mevcut konumu $pbest$ konumu olarak atanır.

Adım 6: Parçacıkların $pbest$ değerlerinden en iyi olanı (global minimum) belirlenir.

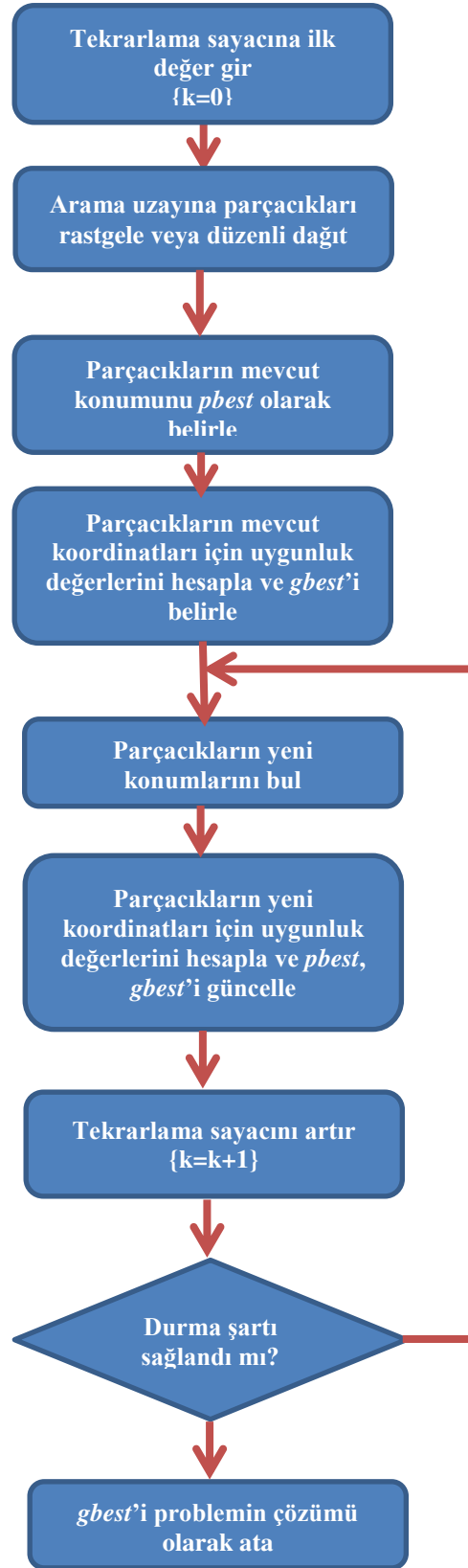
Adım 7: Eğer global minimum değeri $gbest$ değerinden daha iyi ise $gbest$ değeri güncellenir ve mevcut konumu $gbest$ konumu olarak atanır.

Adım 8: Parçacıkların hızları (1.53)'e göre güncellenir.

Adım 9: Parçacıkların konumları (1.54)'e göre güncellenir.

Adım 10: Belirlenen hata kriterine ulaşıncaya kadar Adım 3 ile Adım 9 arasındaki işlemler tekrarlanır.

Bu adımlara bağlı olarak PSO algoritmasının işaret akış şeması şekil 1.23'te gösterilmektedir.



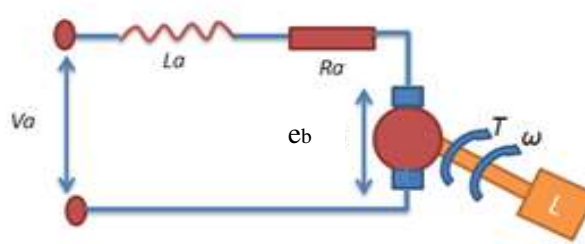
Şekil 1.23. PSO algoritmasının işaret akış şeması

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR

Bu bölümde ilk olarak sistemde kullanılan SMDA motorunun parametrelerinin belirlenmesi ve transfer fonksiyonunun elde edilmesi açıklanmıştır. El ile yapılan KPR'nin zorluğunu ortaya koymak için tasarlanan LabVIEW tabanlı performans yazılımı açıklanmıştır. Sonraki kısımlarda sırasıyla sistem için tasarlanan özel sürücü devresinin yapısı, bulanık mantık tabanlı kompresyon derinlik kestirimi, kompresyon amaçlı scotch-yoke mekanizması ve kullanılan PSO-PI ve BM denetleyicilerin benzetim ve deneysel başarımlar sonuçları verilmiş ve elde edilen sonuçlar irdelenmiştir.

2.1. KPR Sistemine Ait Redüktörlü SMDA Motoru

Kompresyonu gerçekleştirmek için kullanılacak motor redüktörlü SMDA motoru seçilmiştir [81]. Bu motorlar yüksek hız ve yüksek moment ihtiyacını karşılayabildiklerinden dolayı pratikte tercih edilmektedirler. Sistem için 1:25 redüktörlü çıkış gücü 150 W olan sürekli mıknatıslı doğru akım motoru tercih edilmiştir. Şekil 2.1' de SMDA motorunun eş değer devresi görülmektedir.



Şekil 2.1. SMDA motorunun eş değer devresi

$$V_a = i_a R_a + L \frac{di_a}{dt} + e_b \quad (2.1)$$

$$e_b = K_b \omega \quad (2.2)$$

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L = K_b i_a \quad (2.3)$$

2.1.1. SMDA Motorunun Parametrelerinin Belirlenmesi

DA makinalarının elektriksel parametreleri olan endüvi direnci R_a , endüvi endüktansı L_a , zıt elektromotor kuvvet sabiti K_b ve makinanın mekanik parametreleri olan viskoz sürtünme sabiti B , rotor eylemsizlik momenti J belirlenirken bazı adımlara dikkat edilmelidir. Bu adımları beş ayrı kategoriye ayırabiliriz.

2.1.1.1. Endüvi Direnci R_a 'nın Belirlenmesi

DA makinasının rotoru kilitlendiğinde doğal olarak hız sıfır olmaktadır. Bu durumda denklem (2.1)'e göre zıt elektromotor kuvvet sıfır olur. Kilitli rotor deneyinde motorun akımı nominal akım değerine ulaşınca kadar besleme gerilimi artırılır. Motor sürekli durum koşullarında çalışırken endüktansın etkisi sıfır olur. Bu durum altında uygulanan gerilim denklem (2.4)'teki gibi ifade edilir.

$$V = i_a R_a \quad (2.4)$$

Akım bir ampermetre ile ölçülerek gerilimin akıma oranıyla endüvi direnci hesaplanabilmektedir.

2.1.1.2. Endüvi Endüktansı L_a 'nın Belirlenmesi

DA makinasının rotoru kilitli durumda iken makina küçük genlikli AA gerilim uygulanır. Ampermetre ile endüvi sargısından geçen akım ölçülür. Uygulanan gerilimin akıma oranıyla endüvi empedansı Z_a hesaplanır. Endüvi empedansı denklem (2.6)'daki gibi ifade edilir. Denklem (2.7)'deki ifadeye göre endüvi endüktansı hesaplanır.

$$Z_a = R_a + jX_L \quad (2.5)$$

$$Z_a = \sqrt{R_a^2 + X_L^2} \quad (2.6)$$

$$L_a = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (2.7)$$

2.1.1.3. Geri EMF Sabiti K_b 'nin Belirlenmesi

DA motoruna DA gerilim uygulanır ve motorun dönmesi sağlanır. Motor sürekli durum hızına ulaşınca kadar beklenmelidir. Sürekli durumda endüktans etkisi sıfır olmaktadır.

Sürekli durumda motorun hızı ve akımı ölçülür. Denklem (2.1) ve (2.2) kullanılarak K_b hesaplanır.

2.1.1.4. Viskoz Sürtünme Sabiti B 'nin Belirlenmesi

DA motoruna DA gerilim uygulanır ve motorun sürekli durum hızına ulaşması sağlanır. Sürekli durumda veya sabit hızda denklem (2.3) aşağıdaki denklem (2.8)'deki gibi ifade edilebilir.

$$T_e = B\omega \quad (2.8)$$

Motorun hızı ve akımı ölçülerek moment, T_e denklem (2.3)'teki ifadeye göre hesaplanır. Denklem (2.8)'e göre de ifadeler yerine yazıldığında viskoz sürtünme sabiti B belirlenmiş olur.

2.1.1.5. Atalet Momenti J 'nin Belirlenmesi

Hız sensörü ile alınan hız değişimi osiloskopta çizdirilir. Motora DA gerilim uygulanır ve motorun hızının sürekli duruma ulaşması sağlanır. Osiloskop ekranında hızın işaret şekli incelenerek zaman sabiti belirlenir. Atalet momenti J denklem (2.9)'a göre belirlenir.

$$\text{Zaman Sabiti} = J/B \quad (2.9)$$

Tablo 1. Kullanılan SMDA motoruna ait parametreler

Ra (Ohm)	La (mH)	Kb (V/rad/sn)	B (N.m.s)	J (kg.m²)
0,530	0,2685	0,0648	0,000151	0,000755

2.1.2. SMDA Motorun Transfer Fonksiyonunun Belirlenmesi

DA motorunun parametreleri belirlendikten sonra s-domaininde açısal hızın gerilime göre transfer fonksiyonu $\omega(s)/V(s)$ olarak ifade edilebilir. Konumun gerilime göre transfer fonksiyonu ise $\theta(s)/V(s)$ olarak ifade edilir. Sistem için kullanılan DA motoru hız denetimi için 2. dereceden transfer fonksiyonuna sahiptir. Sistemlerin benzetim çalışmaların da genellikle transfer fonksiyonları kullanılmaktadır. Sistemimize ait sırasıyla hıza ve konuma bağlı transfer fonksiyonunun matematiksel ifadesi denklem (2.11)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K_b}{s^2 J L_a + s(B L_a + J R_a) + (B R_a + K_b^2)}$$

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K_b}{s[s^2 J L_a + s(B L_a + J R_a) + (B R_a + K_b^2)]}$$
(2.10)

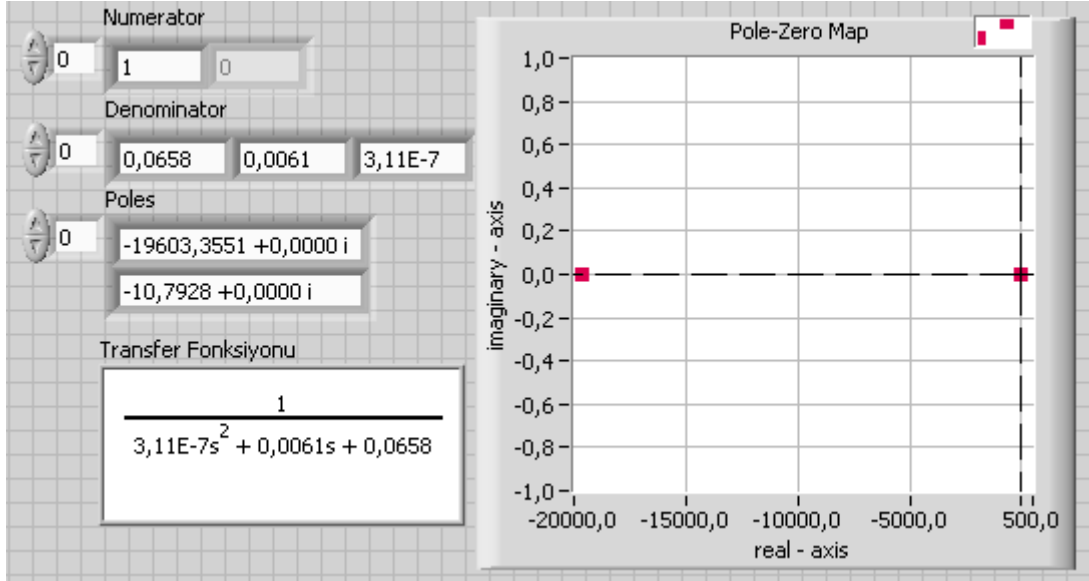
$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{1}{s^2(3,11 \times 10^{-7}) + s(0,0061) + (0,0658)}$$

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{1}{s^3(3,11 \times 10^{-7}) + s^2(0,0061) + s(0,0658)}$$
(2.11)

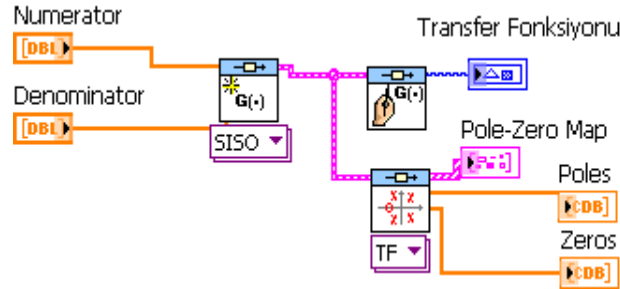
2.1.3. Sistemin Kararlılık Analizi

Kontrol mühendisliğinde sistemlerin kararlılığını belirlemek son derece önemli bir konudur. Bir sistemin kararlılığını tespit edebilmek için, karakteristik denkleminin köklerinden birinin s düzleminin sağ yarısında olup olmadığını belirlemek gerekir. Kararlı bir sistemin karakteristik denklemde ki bütün kökleri sol yarı düzlemde yer almalıdır. Routh-Hurwitz kriterine göre sağ yarı düzlemdeki köklerin sayısı ilk sütundaki işaretin değişimi sayısı kadardır. Eğer işaret değişimi varsa sistem kararsızdır. İşaret değişimi yoksa kökler sol yarı düzlemde ve sistem kararlıdır.

Sistemimize ait karakteristik denklem sıfıra eşitlendiğinde köklerin sol yarı düzlemde ve sistemin kararlı olduğu şekil 2.2' de kutup-sıfır haritası üzerinde gösterilmiştir.



(a)

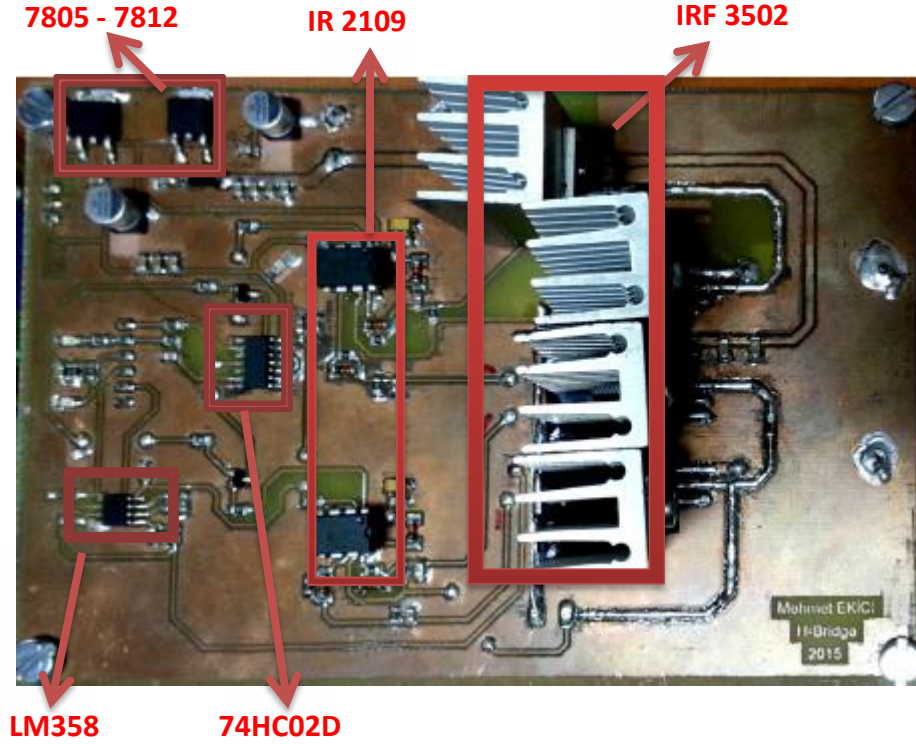


(b)

Şekil 2.2 Sistemin kararlılık analizine ait (a) Ön diyagram, (b) Blok diyagram

2.2. SMDA Motorunun Sürücü Devresi

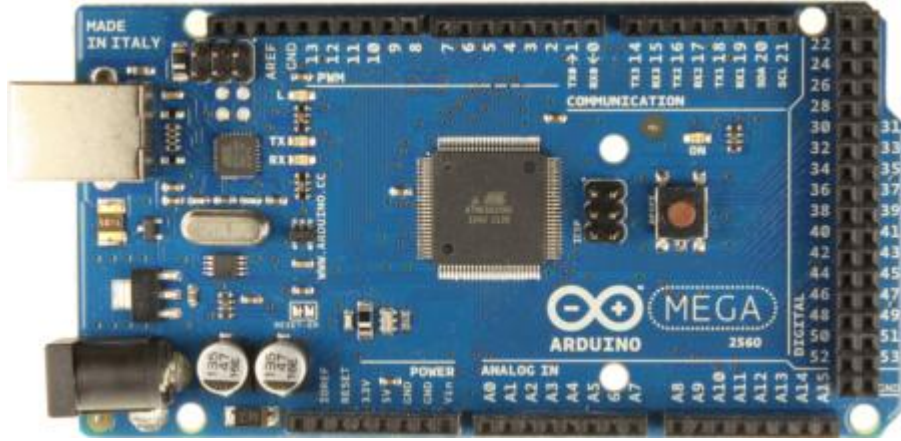
Sisteme ait SMDA motorunu sürmek için özel H köprü sürücü devresi tasarlanmıştır. H köprü üzerinden motorun dinamik frenlemesi yapılabilmektedir. Sürücü kartı 4 adet IRF3520 mosfet içermektedir. Mosfet sürücü olarak iki adet IR2109 kullanılmıştır. Lojik entegre olarak 74HC02 tercih edilmiştir. Sürücünün giriş gerilimi 0V-27 V arasında değişebilmektedir. Devrede bir adet 7805 ve bir adet 7812 sabit gerilim regülatörü bulunmaktadır. Encoder beslemesi yine aynı kart üzerinden yapılmaktadır. Kart üzerindeki LM358 entegresi yardımıyla köprü kol akım okuma işlemi yapılabilmektedir. 3.3 V veya 5V DC gerilimle sürülebildiğinden mikro kontrol uygulamaları için harici devre gereksinimi duymadan doğrudan bağlanabilme özelliğine sahiptir. Şekil 2.3'te sistem için tasarlanan H köprü motor sürücü devresi görülmektedir [82].



Şekil 2.3. SMDA motoruna ait H Köprü sürücü devresi

2.3. DAQ Amaçlı Kullanılan Kontrol Kartı

DAQ kartı olarak üzerinde ATMEL Atmega 2560 çekirdekli kart kullanılmıştır. SMDA motoru için sürücü devre, enkoder ve yük hücreleri, kontrol kartı üzerinden bilgisayar ile online haberleşebilmektedir. Kontrol kartı ile ilgili teknik bilgiler Tablo 2’de verilmiştir. Atmega 2560 tabanlı bir Arduino kartıdır. 54 dijital I/O pini vardır. Bunların 14 tanesi PWM çıkışı olarak kullanılabilir. 16 analog girişi, 4 UART (serial port), 16 MHz kristal osilatörü, USB bağlantısı, adaptör girişi, ICSP çıkışı ve bir reset butonu vardır. Arduino Duemilanove ve Diecimila için tasarlanmış tüm eklentilere (shield) uyumludur. Arduino Mega 2560, Arduino Mega’nın yerini alan gelişmiş bir versiyonudur [83].



Şekil 2.4. DAQ amaçlı kullanılan kontrol kartı

Tablo 2. Kontrol kartı özellikleri

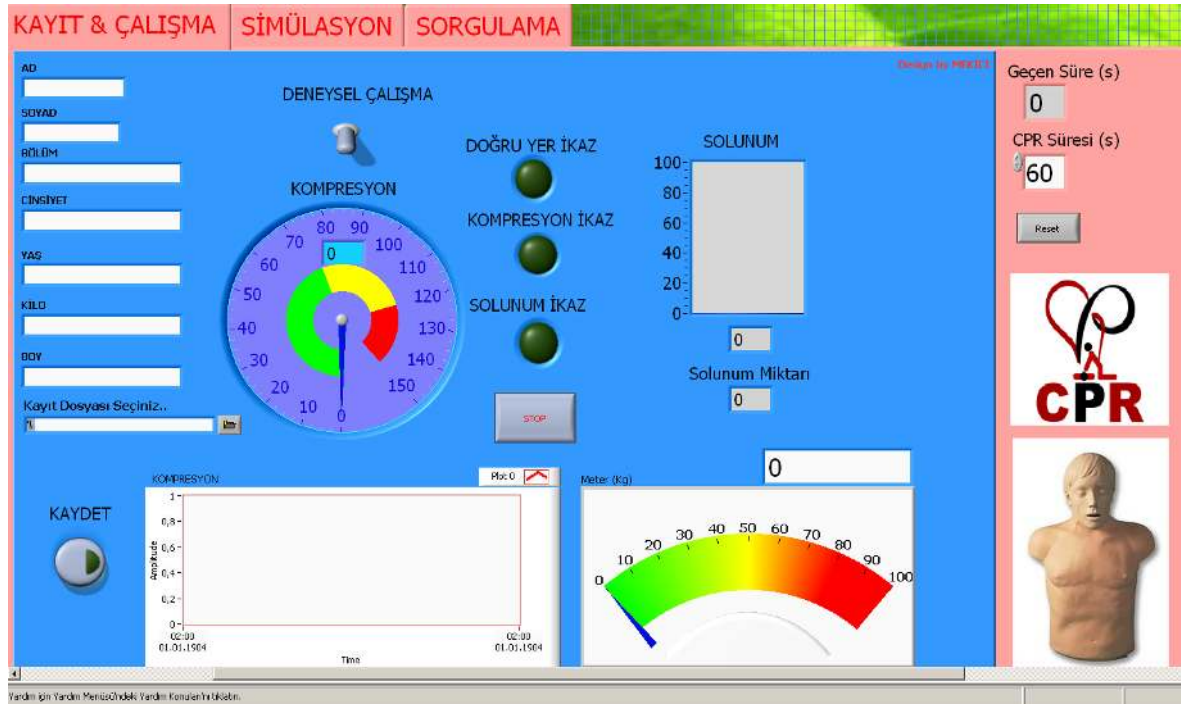
Mikrodenetleyici	ATmega2560
Çalışma Gerilimi	5V
Giriş Gerilimi (Tavsiye edilen)	7-12V
Giriş Gerilimi (Limitler)	6-20V
Digital I/O Pinleri	54 (of which 15 provide PWM output)
Analog Giriş Pinleri	16
DC Akım per I/O Pin	40 mA
DC Akım 3.3V Pin	50 mA
Flash Memory	256 KB of which 8 KB used by bootloader
SRAM	8 KB
EEPROM	4 KB
Clock Speed	16 MHz

2.4. KPR Uygulayıcılarının Performanslarının Ölçülmesi

KPR uygulamasının zorluklarını ortaya koymak için LabVIEW tabanlı performans yazılımı geliştirilmiştir. Yapılan çalışmada Simulaids firmasının Brad™ elektronik KPR mankeni seçilmiştir [84]. KPR eğitim mankenleri yarım boy veya tam boy insan bedeni boyutlarında üretilmektedir. İlk yardım eğitim materyali olarak KPR eğitimi veren kurum ve kuruluşlarda kullanılmaktadır. Gerçek yetişkin, çocuk ve bebek boyutlarında üretilen türleri mevcuttur. Deneylerde kullanılan ekonomik KPR mankeni yumuşak, gerçekçi poliüretan köpük üzerine geçirilmiş vinil plastikten oluşmaktadır. Uzun gerçekçi gövde ve karın yapısına sahiptir. Solunum uygulamalarında hareketli baş ve gerçeğe yakın akciğer

canlandırmasına sahiptir. Sternum ve göğüs kafesi anatomik olarak yetişkin insan vücudu ile uyumludur. KPR mankeni uygulamada dikkat edilen, doğru el ikazı, doğru ventilasyon ve doğru kompresyon derinliğini belirten algılayıcıları bulundurmaktadır. Bu algılayıcılar vasıtası ile doğru KPR uygulaması yapılıp yapılmadığı uygulayıcıya bildirilmektedir. Yapılan çalışmada algılayıcılardan gelen veriler kontrol kartı üzerinden online bilgisayara aktarılarak, kullanıcının fiziksel parametrelerine bağlı KPR performansı belirlenmektedir.

Performans yazılımı, Kayıt-Çalışma, Simülasyon ve Sorgulama olmak üzere üç ana kısımdan oluşmaktadır. Kayıt-Çalışma sekmesinden KPR uygulayıcısının adı, soyadı, bölümü, cinsiyeti, yaşı, kilosu ve boyu kayıt altına alınmaktadır. Ara yüz üzerinde kompresyon ve solunum miktarını anlık gösterebilen indikatörler kullanılmıştır. Uygulayıcıya belirli bir KPR uygulama süresi tanınmakta, bu süre içerisindeki performansı online olarak izlenebilmekte ve kayıt altına alınmaktadır. Şekil 2.5’de arayüz görülmektedir.



Şekil 2.5. KPR performans yazılımı KAYIT-ÇALIŞMA arayüzü

Simülasyon sekmesinde ise uygulayıcılara programın çalışmasının bir benzetimi sunulmaktadır. İdeal 30:2 kompresyon ventilasyon parametrelerinin değişimi 60 saniye boyunca nasıl olması gerektiği görsel olarak belirtilmektedir. Bu arayüzde deneysel

çalışmaya geçmeden önce uygulayıcıya 60 saniye boyunca en az kaç adet kompresyon ve solunum yapması gerektiği simülatif olarak gösterilmektedir. Yine bu arayüzde görsel olarak kompresyon miktarı ve solunum miktarı izlenebilmektedir.

KPR uygulaması aslında zamana karşı yapılan bir yarıştır. Uygulayıcıların belirli bir süre aralığında maksimum performansı göstermesi beklenmektedir. Bundan dolayı da KPR zahmetli ve güç gerektiren bir uygulamadır. Tüm KPR uygulayıcılarının performans değerleri uygulayıcı kişinin fiziksel parametrelerine bağlı olarak kayıt altına alınmaktadır. Bu sayede uygulayıcıların fiziksel özelliklerine göre performansları karşılaştırmalı bir şekilde yazılım sayesinde ortaya konulmaktadır.

[illegible]

Şekil 2.6. KPR Performans Yazılımı Kayıt Sorgulama Ekranı

KPR performans yazılımı kayıt sorgulama ekran görüntüsü şekil 2.6’da görülmektedir. KPR uygulayıcısının isim, soy isim, cinsiyet, yaş, kilo ve boy gibi fiziksel özellikleri bu ara yüzden görülebilmektedir. Uygulayıcının zamana göre KPR performansı liste olarak bu ara yüzden de takip edilebilmektedir. Ayrıca uygulayıcıların performanslarının bu arayüzden kolayca bulunabilmesi için bir arama motoru gerçekleştirilmiştir.

Tablo 3. KPR uygulayıcılarının performans tablosu

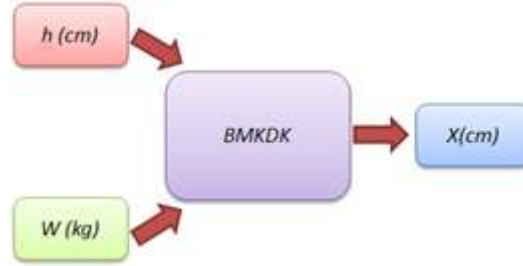
Cinsiyet	Yaş	Kilo	Boy	Kompresyon	Süre
E	31	85	175	78	60
E	33	78	170	80	60
E	34	87	178	87	60
E	34	83	173	91	60
E	35	75	169	79	60
E	32	68	165	72	60
K	32	55	165	54	60
K	32	70	164	57	60
K	30	56	160	51	60
K	33	75	168	75	60
K	30	60	163	53	60

Tablo 3’te 11 katılımcı ile gerçekleştirilen KPR performans uygulama sonuçları gösterilmektedir. Uygulayıcıların 60 sn süresince kompresyon yetenekleri incelenmiştir. Erkek uygulayıcıların bayan uygulayıcılara göre performanslarının daha yüksek olduğu görülmektedir. Uygulayıcıların fiziksel özellikleri performanslarını etkilemektedir. Kalp masajı dakikada en az 100 defa yapılmalıdır. Bu çalışmada 60 sn süresince en fazla 91 adet kompresyon gerçekleştirilebilmiştir.

2.5. Bulanık Mantık Tabanlı Kompresyon Derinlik Kestirimi

KPR uygulamasındaki en önemli problemlerden birisi de kompresyon esnasında kompresyon derinliğinin kaç cm olması gerektiğine karar vermektir. Hastanın fiziksel yapısı burada çok önem arz etmektedir. Kalp durması her yaştan insanda görülebilen acil müdahale gerektiren bir durumdur. KPR uygulama yönetmeliğinde kompresyon derinliğinin hastanın göğüs kalınlığının 1/3’ü olması yönündedir [85]. Fakat literatürde yapılan deneysel çalışmalarda standart uygulamaların yetersiz kompresyon derinliği nedeniyle hastada ciddi yaralanmalara, kaburga kırıkları vb. sonuçlara neden olduğu gözlenmiştir [86]. Yapılan çalışmada ortaya çıkan otomatik KPR sisteminin kompresyon derinlik kestirimini bulanık mantık tabanlı olarak yapabilmesi özelliği literatüre yeni bir katkı sağlamaktadır. Bulanık mantık denetleyici karar verme mekanizması insan karar verme mekanizmasına çok benzediği için araştırmacılar tarafından son yıllarda çok tercih edilen bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır [87]. Karar verme yapısının giriş

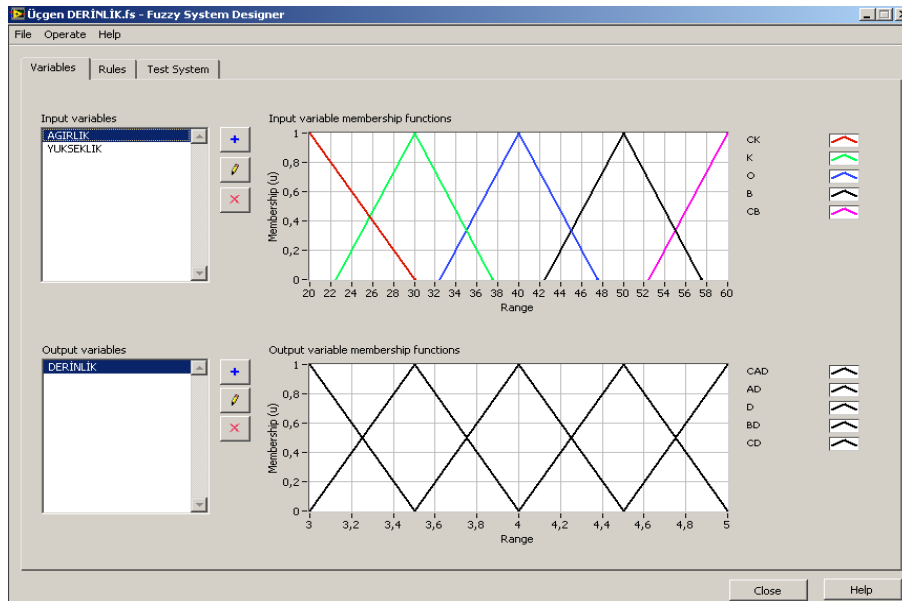
değişkenleri hastanın göğüs kesit yüksekliği ($h[cm]$) ve sırt ağırlık ($w[kg]$) parametreleri olarak belirlenmiştir. Şekil 2.7’de bulanık mantık tabanlı kompresyon derinlik kestirimi blok şeması görülmektedir.



Şekil 2.7. BMKDK sistemi blok şeması

2.5.1. Kompresyon Derinlik Kestirimi İçin Üyelik Fonksiyonları

Kompresyon derinlik kestirimi için genel kullanımı basit ve yaygın olan üçgen tipi üyelik fonksiyonu tercih edilmiştir. LabVIEW yazılımının geniş bir kütüphane alt yapısına sahip olmasından dolayı kontrol mühendisleri tarafından son zamanlarda kullanımı tercih edilmektedir [88]. LabVIEW yazılımı kontrol ve simülasyon kütüphanesi altında ‘‘Fuzzy System Designer’’ arayüzüne sahiptir. Sistem giriş ve çıkış değişkenlerine ait üyelik fonksiyonlarının tipi ve fonksiyonları bu arayüz ile kolayca oluşturulabilmektedir [89].



Şekil 2.8. Giriş ve çıkış değişkenlerine ait üyelik fonksiyonlarının belirlenmesi

Şekil 2.8'deki gibi giriş ve çıkış değişkenlerine ait üyelik fonksiyonlarının sınırları kolayca belirlenebilmektedir.

Ağırlık üyelik fonksiyonu için;

CK= Çok küçük;

K= Küçük;

O= Orta;

B= Büyük;

CB= Çok Büyük; ifadeleri tercih edilmiştir.

Göğüs yükseklik üyelik fonksiyonu için;

CA= Çok Az;

A= Az;

O= Orta;

Y= Yüksek;

CY= Çok Yüksek; ifadeleri tercih edilmiştir.

Kompresyon Derinliği üyelik fonksiyonu için;

CAD= Çok az derin;

AD= Az derin;

D= Derin;

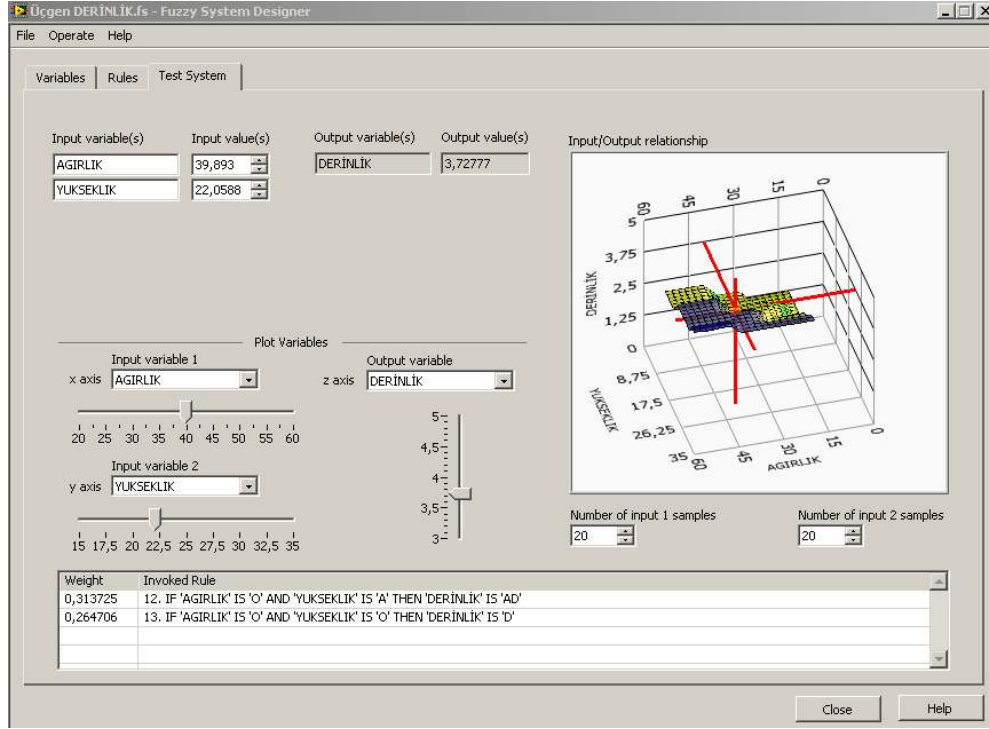
BD= Biraz Derin;

CD= Çok Derin; ifadeleri tercih edilmiştir.

Karar verme mekanizması içi 5x5'lik 25 kurallı kural tablosu oluşturulmuştur.

Tablo 4. 5x5'lik kural tablosu

		Göğüs Yüksekliği (cm)				
		CA	A	O	Y	CY
Göğüs Ağırlığı (kg)	CK	CAD	AD	AD	D	BD
	K	CAD	AD	D	D	BD
	O	AD	AD	D	BD	BD
	B	D	D	BD	BD	CD
	CB	D	D	BD	BD	CD

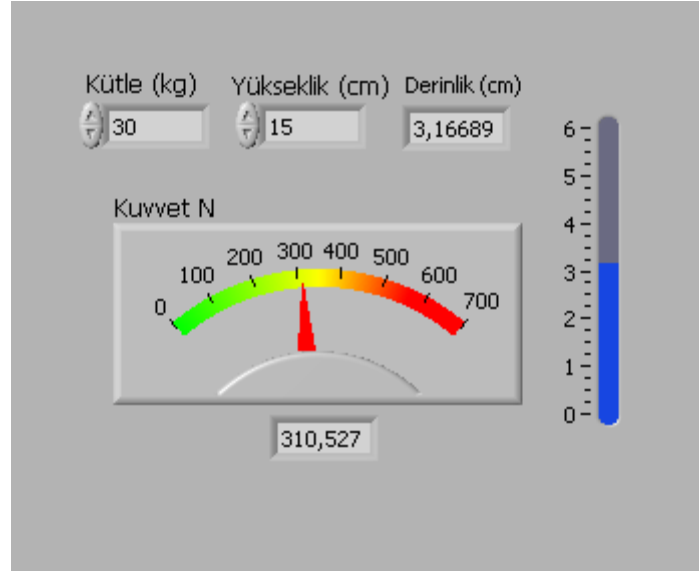


Şekil 2.9. Giriş değişkenlerine göre elde edilen çıkış değişkeni için test arayüzü

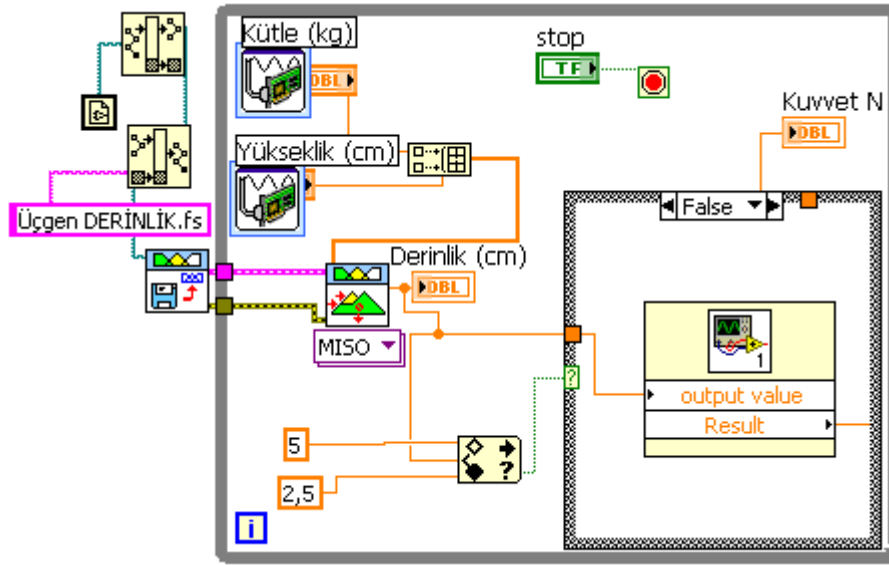
Sistem test arayüzü Şekil 2.9’ da görülmektedir. Ağırlık ve yükseklik değişkenlerinin sayısal değerlerine karşılık derinlik bilgisi test edilebilmektedir. Aynı zamanda 3 boyutlu grafik sayesinde giriş çıkış ilişkisi izlenebilmektedir. Arayüzün altında girişlere karşı icra edilen kurallar yer almaktadır. Bu arayüz sayesinde tasarlanan BMKDK testi kolayca yapılabilir.

2.5.2. Kompresyon Derinlik Kestirimi ve Uygulanması Gereken Kuvvet Hesabı

Derinlik kestirimi için LabVIEW tabanlı bir yazılım hazırlanmıştır. Derinliğe bağlı olarak uygulanması gereken kuvvet, bu arayüz sayesinde kolayca hesaplanabilmektedir. Ağırlık ve yükseklik bilgileri sensörlerle okunabilmekte ve BM tabanlı derinlik kestirimi yapılabilir.



Şekil 2.10. Kompresyon derinlik kestirimi için hazırlanan ön diyagram



Şekil 2.11. Kompresyon derinlik kestirimi için hazırlanan blok diyagram

Kompresyon derinlik kestirimi için hazırlanan LabVIEW tabanlı yazılımın ön paneli Şekil 2.10'de ve blok diyagramı Şekil 2.11'de görülmektedir. Göğüsün ağırlık ve yükseklik bilgileri sayısal olarak alınmakta ve derinlik kestirimi yapılmaktadır. Gruben ve arkadaşları, insan göğüs yapısının matematiksel modeli üzerine yaptıkları deneysel çalışmada göğse uygulanan kuvvet ile kompresyon derinliğinin ilişkisini ortaya koymuşlardır [90].

$$F = 29.4x + 22.3x^2 - 1.35x^3 + 0.325x^4 + (0.710 + 0.887x)\frac{dx}{dt} \quad (2.12)$$

F: Kuvvet (N); x: derinlik (cm) ; $\frac{dx}{dt}$: hız (cm/s). Denklem (2.12) iki parçaya ayrılarak denklem (2.13)'deki gibi ifade edilecek olur ise;

$$F = F_e + F_d \quad (2.13)$$

$$F_e = 29.4x + 22.3x^2 - 1.35x^3 + 0.325x^4 \quad (2.14)$$

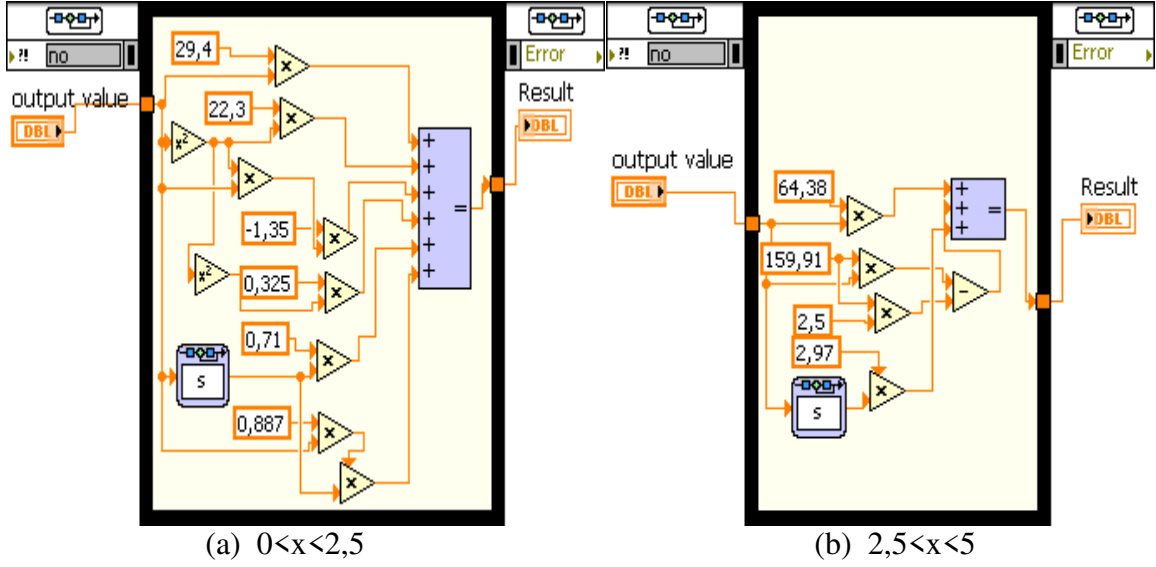
$$F_d = (0.710 + 0.887x)\frac{dx}{dt} \quad (2.15)$$

Denklem (2.13) elastik kuvvet ve sönümlene kuvvetinin toplamına eşittir. Elastik kuvvet büyüklüğü F_e denklem (2.14) ile ifade edilebilir. Sönümlene kuvveti F_d ise denklem (2.15) ile ifade edilir. Yapılan deneysel çalışmalarda $0 \leq x \leq 2.5$ aralığı ile $2.5 \leq x \leq 5$ aralığındaki kompresyon derinlik-kuvvet ilişkisi farkı denklem (2.16)'daki gibi ifade edilir [90].

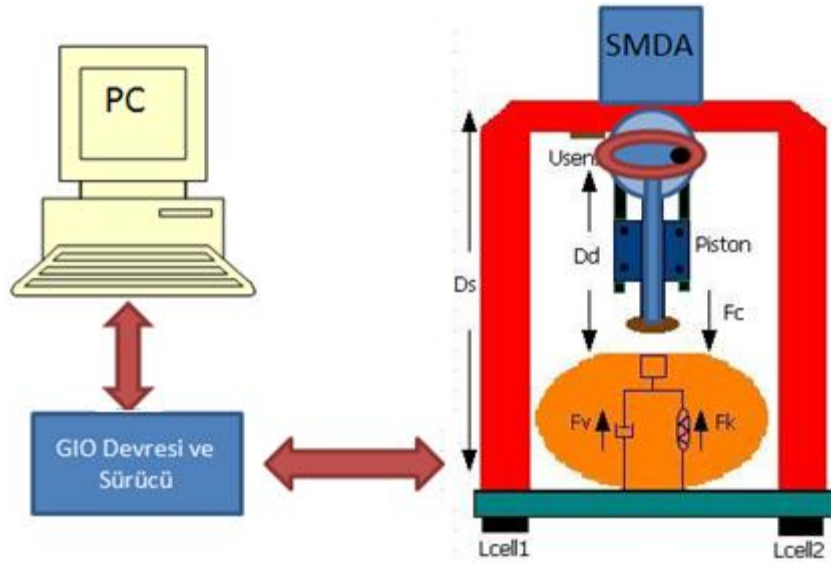
$$F^* = F_d^* + F_e^* = \begin{cases} 64.38x + 2.97x^2 & 0 \leq x \leq 2.5 \\ 64.38x + 154.91(x - 2.5) + 2.97\frac{dx}{dt} & 2.5 \leq x \leq 5 \end{cases} \quad (2.16)$$

Kompresyon derinliğine bağlı olarak uygulanması gereken kuvvet denklem (2.16) eşitliğine göre hesaplanmaktadır.

Şekil 2.12'de kompresyon derinliğine bağlı olarak uygulanacak kuvvet ölçümü için hazırlanan blok diyagramlar görülmektedir. Şekil 2.13'te hasta göğüs yüksekliği ve göğüs ağırlığı ölçüm sisteminin yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.12. Kompresyon derinliğine bağlı uygulanacak kuvvet ölçümü



Şekil 2.13. Hastanın göğüs yüksekliği ve ağırlığının ölçümü

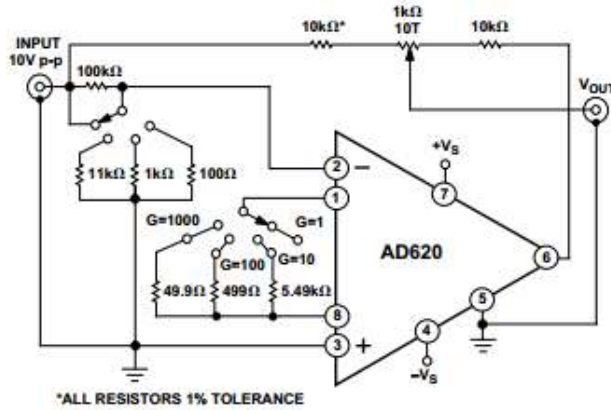
Tasarlanan KPR sisteminde insan göğüs yüksekliğini ve ağırlığını ölçmek için ultrasonik sensör ve yük hücreleri kullanılmıştır. Denklem (2.17)'ye göre göğüs yüksekliği belirlenebilmektedir. G_d göğüs yüksekliğini, D_s sensör yüksekliğini ve D_d sensörün göğüse olan uzaklığını ifade etmektedir. Sensör belirli bir yükseklikte konumlandırıldığından dolayı göğüs yüksekliği fark denklemi ile hesaplanabilmektedir.

$$G_d = D_s - D_d \quad (2.17)$$

Hazırlanan deneysel düzenekte dört adet (L_{c1} , L_{c2} , L_{c3} ve L_{c4}) yük hücresi bulunmaktadır. Her bir yük hücresi kapasitesi 150 kg aralığının da 100 gr hassasiyetle ölçüm yapabilmektedir. Bu yük hücrelerinden gelen veriler denklem (2.18)'deki ifadeye göre ağırlık bilgisine dönüştürülmektedir. Denklemden yer alan b katsayısı kazanç sabitidir. Yük hücreleri sırtın altına gelen taşıyıcı yüzeyin altında, köşelere gelecek şekilde yerleştirilmiştir. Hem tasarım hem de hassasiyet için dört adet yük hücresi kullanılmıştır. Yük hücresi devresi 5 VDC gerilimle beslenmiştir. Kazanç devresi için AD620 entegresi kullanılmıştır. Bu entegre düşük maliyet ve yüksek doğruluk özelliğinden dolayı genellikle benzer uygulamalar için tercih edilmektedir [91]. İster simetrik kaynak kullanılsın isterse simetrik olmayan kaynak kullanılsın, kararlı bir çıkış üretebilmektedir.

$$m = bx \left(\frac{L_{c1} + L_{c2} + L_{c3} + L_{c4}}{4} \right) \quad (2.18)$$

Şekil 2.14'te AD620 entegresinin uygulama devresi görülmektedir. Denklem (2.19)'da AD620 entegresinin kazanç ifadesi yer almaktadır.



Şekil 2.14. AD620 için uygulama devresi

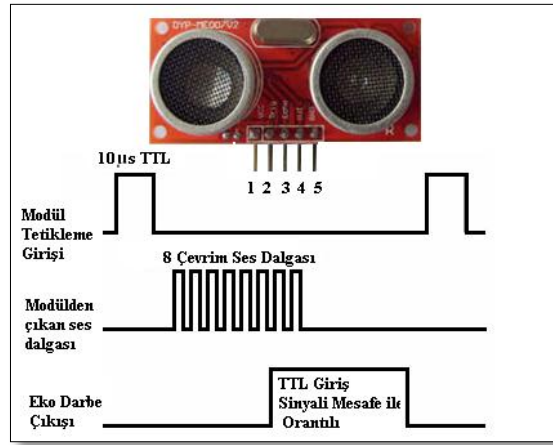
$$G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1 \quad (2.19)$$

Göğüs yüksekliğinin ölçümü için kullanılan ultrasonik algılayıcı DYP-ME007 modelidir. Bu algılayıcı 40 kHz lik ultrasonik darbeler üretebilmektedir. Çalışma mantığı,

göndermiş olduğu ultrasonik darbelerin nesnelerden yansıyan bileşenlerini değerlendirmeye dayanmaktadır.

$$mesafe (m) = yüksek\ seviye\ zamanı (sn) \times (340(m/sn)/2) \quad (2.20)$$

300 cm ile 3 cm arasındaki mesafeleri 3 mm hassasiyetle ölçebilmektedir. Besleme gerilimi olarak 5 V_{DC} gerilim kullanmaktadır. Beş adet pini vardır. 1: VCC; 2: trig(T); 3: echo(R); 4: OUT; 5: GND. Şekil 2.15'te kullanılan sensörün görünümü ve zamanlama işaretleri yer almaktadır.



Şekil 2.15. Kullanılan ultrasonik algılayıcı görünüm ve zamanlama işaretleri

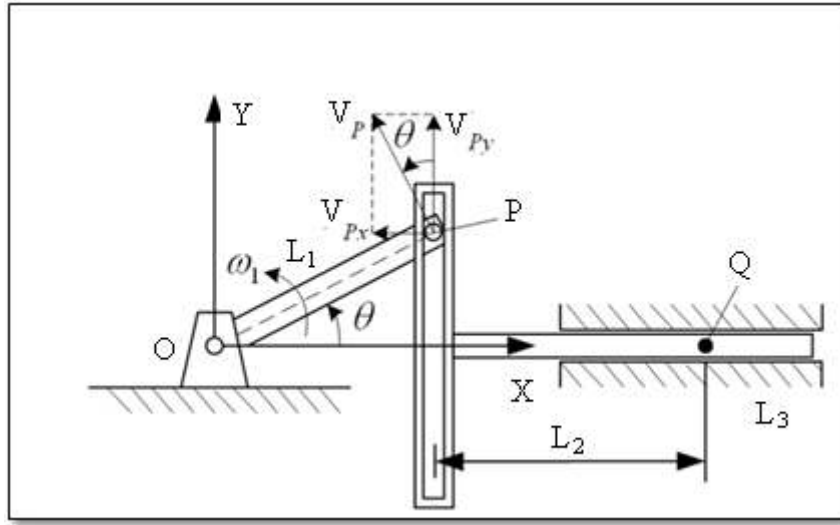
Tablo 5. Göğüs ağırlığı (kg) ve yüksekliğe (cm) bağlı olarak kestirilen kompresyon derinliği (cm) ve kuvveti (N)

S.No	Göğüs Ağırlığı (kg)	Yükseklik (cm)	Kestirilen Kompresyon Derinliği (cm)	Kompresyon İçin Gereken Kuvvet (N)
1	22	16	3,18	313,64
2	25	20	3,50	385,27
3	29	24	3,92	481,59
4	34	27	4,18	538,90
5	40	30	4,49	609,49
6	45	32	4,52	615,08
7	50	33	4,80	678,07
8	57	34	4,81	680,05
9	60	35	4,83	684,33

Tablo 5’te ölçülen göğüs ağırlığı ve yüksekliğine bağlı olarak kompresyon derinliği ve bu derinliğe ulaşmak için gereken kuvvet değerleri 9 farklı durum için verilmiştir. Benzetim çalışmalarında, kompresyon için sistemin karşılaştığı yük momenti TL bu ölçümlere göre belirlenmiştir.

2.6. Kompresyon Sisteminde Kullanılan Scotch-Yoke Mekanizması

Scotch-Yoke mekanizması 1945 yılında D.W. Clausen tarafından patentlenmiş bir yöntemdir [92]. Mekanizma bir diskin merkezinden belirli bir mesafe uzaklıkta yer alan içi boş, oluklu yataklanmış T sistemin oluk içinden diske bir pim ya da civata tarafından bağlanmasıyla oluşmaktadır. Oluk boşluk mesafesi en az diskin merkezi ile pim veya civata arasındaki mesafe kadar olmalıdır. Disk dairesel hareket ettiğinde, T sistemi pimin veya civatanın diskin merkezine kadar olan mesafe boyunca yatay veya düşeyde hareket etmesini sağlamaktadır [93].



Şekil 2.16. Genel Scotch-Yoke mekanizmasının şematik çizimi

Scotch-Yoke mekanizması dairesel harekete karşı lineer bir hareket üretmektedir. Scotch-Yoke performansı krank sistemine benzemektedir, fakat lineer çıkış hareketi tam bir sinüse benzemektedir [94]. Şekil 2.16’de görüldüğü gibi, P pini, oluklu L_2 uzunluğundaki T yapısına merkeze L_1 uzaklıkta bağlıdır.

$$x_p = L_1 \cos \theta \quad (2.21)$$

$$y_p = L_1 \sin \theta \quad (2.22)$$

x_p ve y_p , P noktasının sırasıyla X ve Y koordinatlarının ifadesidir. Hız vektörü V_p L_1 'e dik ve denklem (2.20)'nin zamana göre türevinden elde edilir. Türev sonucuna göre denklem (2.21) elde edilir. V_p vektörü iki bileşenden oluşmaktadır. V_{px} , x yönündeki vektör bileşenidir. V_{py} ise y yönündeki vektör bileşenidir. L_1 'in açısal hızı ise ω_1 (rad/sn).

$$V_{px} = -\omega_1 L_1 \sin \theta \quad (2.23)$$

$$V_{py} = \omega_1 L_1 \cos \theta \quad (2.24)$$

Q noktasının Y koordinat bileşeni denklem (2.23) ile belirlenmektedir. Eğer θ açısı 0° ile 180° arasında değişir ise Q 'nun pozisyonu L_2+L_1 ile L_2-L_1 arasında değişecektir.

$$x_Q = L_1 \cos \theta + L_2 \quad (2.24)$$

Dikkat edilecek olursa mekanizmanın hareketi tam bir sinüs dalga işaretine denk gelmektedir.

Sistem için kullanılan scotch-yoke modelinde L_1 uzunluğu maksimum kompresyon derinliği 5 cm olacak şekilde ayarlanmıştır. Diskin çapı 11 cm ve 360° dönmesiyle piston 5 cm aşağı ve 5 cm yukarı olmak üzere y eksenini boyunca toplamda 10 cm hareket etmektedir.



Şekil 2.17. Kompresyon için Scotch-Yoke mekanizması

2.7. Benzetim Çalışmaları İçin Yük Momentinin Belirlenmesi

Gerçek değerlere yakın bir benzetim tasarımı için KPR sisteminin ilk olarak uygulanacak derinlik bilgisinin belirlenmesi gerekmektedir. BMKDK mekanizması ile derinlik belirlendikten sonra ikinci aşamaya geçilir. İkinci aşama olarak, birinci aşamada belirlenen kompresyon derinliğine ulaşmak için gereken kuvvet hesaplanmalıdır. Gerçek hasta uygulamaları üzerinde yapılan çalışmalara bağlı olarak Gruben ve arkadaşları kompresyon derinliği ve kuvvet ilişkisini matematiksel olarak ifade etmişlerdir [90]. İkinci aşamada belirlenen Kompresyon kuvveti için KPR sisteminde kullanılan DA motorunun bu kuvveti karşılayacak yapıda olması gerekmektedir. DA motoru Scotch-Yoke mekanizmasını sürmekte ve dairesel hareket doğrusal harekete çevrilmiştir. Mekanizmaya bağlı olan piston gereken kuvveti karşılamalıdır. Şekil 2.17’de ifade edildiği gibi redüktör çıkış merkezi ile piston merkezi arasında $r = 3$ cm, $r = 4$ cm, $r = 5$ cm lik bir mesafe yer alabilmektedir. Denklem (2.25)’te ifade edildiği gibi sistem yük momenti hesaplanmaktadır.

$$T_L = F \cdot r \quad (2.25)$$

Dolayısıyla, DA motorunun karşılaştacağı yük momenti aşağıdaki Tablo 6'da verilmektedir.

Tablo 6. Kompresyon için gereken kuvvet ve yük momenti

S.No	Kompresyon Derinliği (cm)	Kompresyon için Gereken Kuvvet (N)	Yük Momenti (Tl) (Nm)
1	3	323,3	9,7
2	3,5	385,2	13,48
3	3,9	444,8	17,35
4	4	468,7	18,75
5	4,4	608,8	26,79
6	4,5	614,4	27,65
7	4,8	636,25	30,54
8	5	640	32

Örneğin 5 cm'lik kompresyon için hastaya ortalama 640 N'luk bir kuvvet uygulanması gerekmektedir. Buda yaklaşık 64 kg bir ağırlığa tekabül etmektedir.

2.8. Konum ve Hız Denetimi İçin Kullanılan Encoder Türü

Oluşturulan düzende kompresyon derinliğini ve kompresyon frekansını ölçmek için rotary enkoder tercih edilmiştir. Model olarak EN5008.MIN05.1024L02A seçilmiştir.

Şaft dönüşünü elektronik darbelere dönüştüren enkoderler, dönmekte olan bir shaftın konumunu elektronik olarak gözlemlemek için kullanılır. Makine konumu ve hızını belirlemek için sensörün çıkış vuruşları bir kontrol birimi tarafından sayılır ve değerlendirilir. Bu da, harekete kontrol etmede yüksek doğruluk ve esneklik sağlamaktadır. Optik sensörlerle ilgili yüksek mekanik ve elektronik çalışma hızları, sistemin hızını ve doğruluğunu artırır, döngü zamanlarını azaltır ve üretim ortamındaki toplam etkinliğini yükseltmektedir. Çeşitli boyut ve modeldeki enkoderler, nesnelerin daha hassas kontrolü

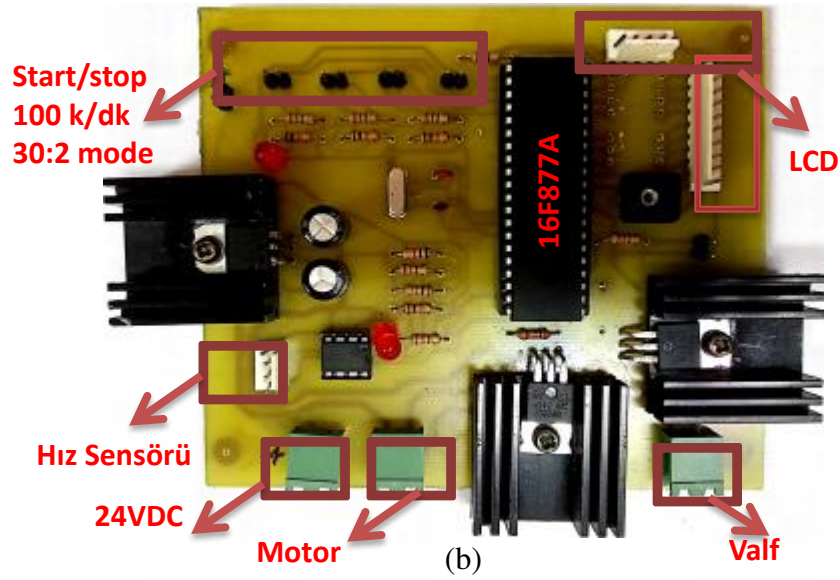
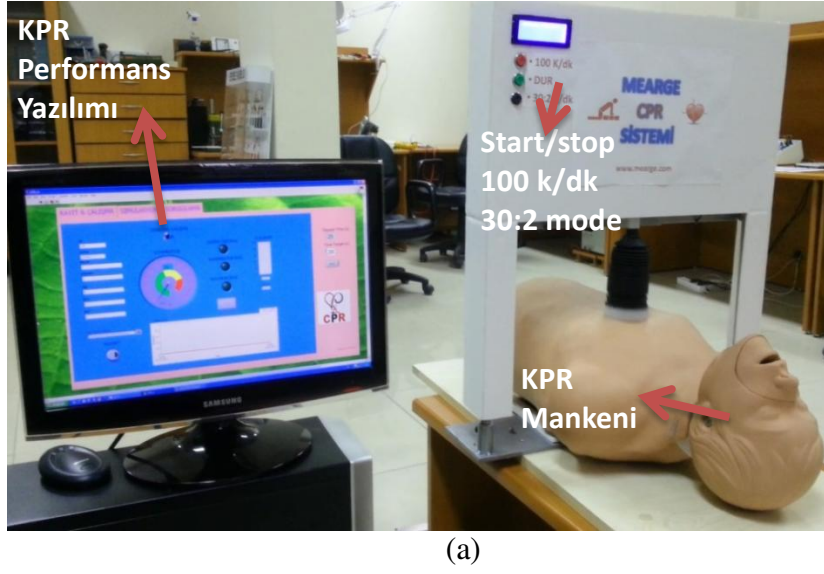
için, çalışma konumunun ve dönen shaftın, vb. yüksek kalite ve doğrulukta ölçülmesine olanak tanımaktadır [95].

Tablo 7. Kullanılan artımlı enkoder özellikleri

Gövde çapı	50 mm
Mil Çapı	8 mm
Model	Artımlı
Besleme Voltajı	5-30VDC
Yük Akımı	30 mA
Darbe Sayısı	1024 Pulse/Tur
Çıkış Tipi	P5...30VDC

2.9. Tasarlanan KPR Sistemi Genel Yapısı

KPR sistemine ait genel yapı Şekil 2.18’de görülmektedir. Sistem bilgisayar destekli ya da mikro denetleyici kontrollü çalışabilmektedir. Sistemin hız ve konum denetimi için hazırlanan yazılım atmega 2560 kartı vasıtası ile sistemi online denetleyebilmektedir. Harici çalışma için kullanılan kontrol kartı için 16F877 PIC mikrodenetleyici kullanılmıştır. Harici kontrol yazılımı sadece hız denetimi yapmakta, sistemin sadece sürekli çalışma ve 30:2 çalışma fonksiyonunu yerine getirmektedir. 30:2 çalışma 30 kompresyondan sonra sistemin 2 adet solunum uygulanması için beklemesi anlamına gelmektedir. KPR performans yazılımı ile de sistemin performansı takip edilebilmektedir. Harici kontrol kartına oksijen valfi de bağlanabilmekte ve ihtiyaç halinde hastaya oksijen tüpünden hava verilebilmektedir. Sistem üzerinde yer alan LCD ile çalışma modu ve kompresyon sayısı takip edilebilmektedir.



Şekil 2.18 (a) KPR sistemi ve performans yazılımı, (b) PC'den bağımsız çalışma kontrol kartı

Tasarlanan KPR sistemi PC'den bağımsız olarakta çalışabilmektedir. Şekil 2.18 (b)'de sistemin dakikada 100 kompresyon yapabilmesi ya da 30:2 çalışması için tasarlanan kontrol kartı görülmektedir.

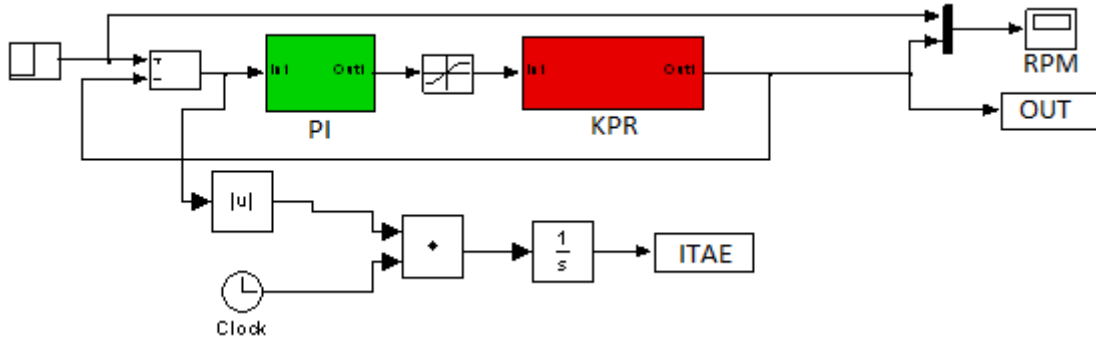
2.10. Sistem Hız Denetimi İçin Benzetim Çalışması

KPR için kompresyon uygulaması dakikada en az 100 sefer yapılmalıdır. KPR sisteminin pistonu, Scotch-Yoke mekanizmasındaki dairenin merkezinden 5cm'lik

mesafeye yerleştirildiğinde dairenin bir tur dönmesine karşılık aşağı ve yukarı yönlü 5cm hareket etmektedir. Bu yöntemle kompresyon derinliği manuel olarak ayarlanarak gerekli olan kompresyon derinliğini sağlamaktadır. Kompresyon frekansını denetlemek için sistem de yer alan SMDA motorun hız denetimi yapılmalıdır. Hız denetimi için PSO-PI ve BM denetleyiciler tasarlanmıştır. Sistemin öncelikle benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiş ve daha sonra deneysel çalışmalara geçilmiştir. Yapılan benzetim çalışmalarında, hangi denetleyicinin sistem için uygun olduğu belirlenmeye çalışılmıştır.

2.10.1. Hız Denetimi İçin PSO-PI Denetleyici Tasarımı

PSO-PI denetleyici tasarımı PI yapısı şekil 2.19'daki gibi hazırlanmıştır. PI parametrelerinin PSO ile optimizasyonu Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Parametreleri belirlemek için 10 x 10'luk iterasyon kullanılmıştır. Oransal kontrol K_p katsayısı ve integral kontrol K_i katsayısı PSO'nun maliyet fonksiyonu ITAE, IAE ve ISE'ye göre ayrı ayrı belirlenerek Tablo 8'deki gibi belirlenmiştir.

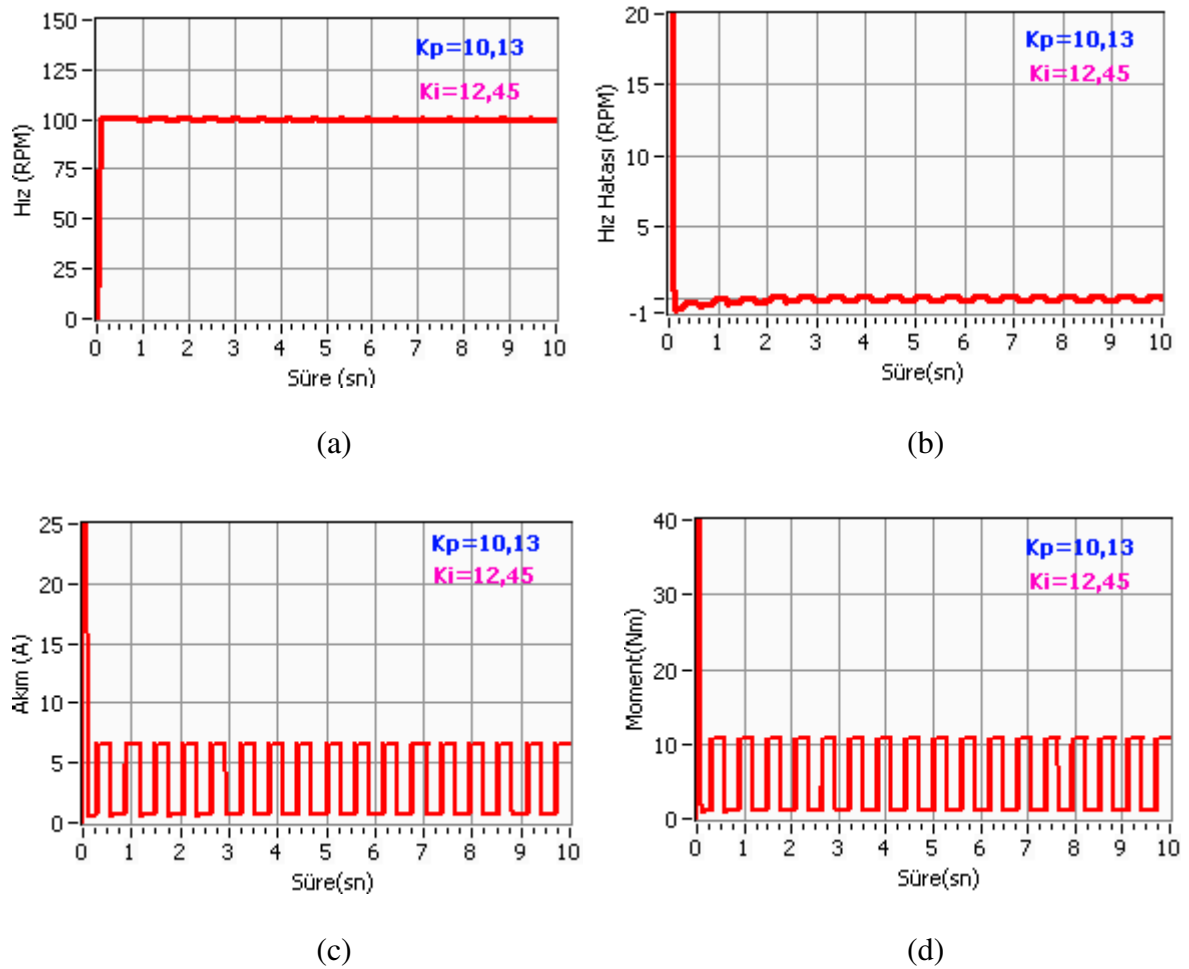


Şekil 2.19. Sistemin PI parametrelerinin PSO ile optimizasyonu için simulink modeli

Tablo 8. Hız denetimi için maliyet fonksiyonlarına göre K_p , K_i parametreleri

	KD=3cm, TL=9,7Nm		KD=4cm, TL=18,75Nm		KD=5cm, TL=32Nm	
Maliyet Fonk.	K_p	K_i	K_p	K_i	K_p	K_i
ITAE	10,1354	12,4523	11,2757	14,4362	20,5132	25,3213
IAE	8,3852	11,7812	9,5643	13,4556	15,3245	16,4912
ISE	6,10211	4,80248	8,1278	6,4512	13,3154	10,9645

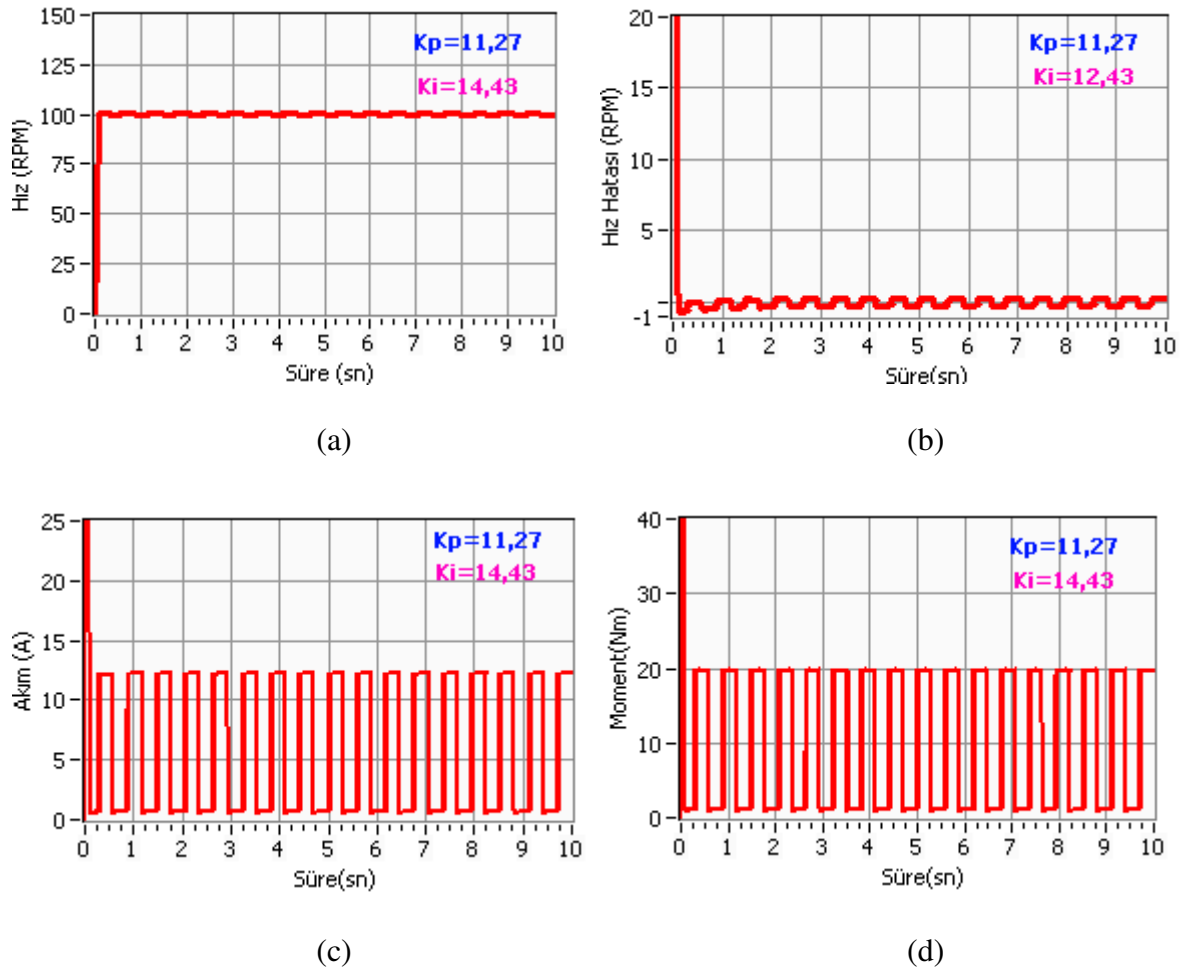
Şekil 2.21’de PSO-PI denetleyici kapalı çevrim denetim sistemi blok diyagramı görülmektedir. Sistemde sürücü olarak kullanılan SMDA motoru i:25 dönüşüm oranına sahip redüktöre bağlıdır. Scotch-Yoke mekanizmasına doğrudan bağlı olan redüktörden dolayı okunan hız gerçek hızın 1/25 katıdır. Sistem yük momenti olarak dakikada yaklaşık 100 kompresyonu sağlayabilmek için 1.7 Hz’lik karadalga üretilmiştir. Karadalga genliği yük momenti T_L ’ye göre ayarlanabilmektedir. Üretilen moment ise motorun momentinin yaklaşık 25 katıdır. Yapılan benzetim çalışmasında 10 sn süresince 17 kompresyon sağlanmaktadır. Buda bir dakikada yaklaşık 102 kompresyona tekabül etmektedir. $K_D = 3$ cm ve $T_L = 9,7$ Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı hız, hız hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.22’deki gibi izlenmiştir. Sistemin ürettiği kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 323 N dur.



Şekil 2.22. $K_D = 3$ cm ve $T_L = 9,7$ Nm iken sistemin tepkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

Sistem 100 rpm hızı yaklaşık olarak 9,7 Nm yük momentini için 0,2 saniyede yakalamaktadır. Aşmanında %3'ün altında olduğu gözlenmektedir. Üretilen moment yaklaşık 10 Nm ve akım 6,5 A olarak görülmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı yaklaşık olarak 32 kg kadardır.

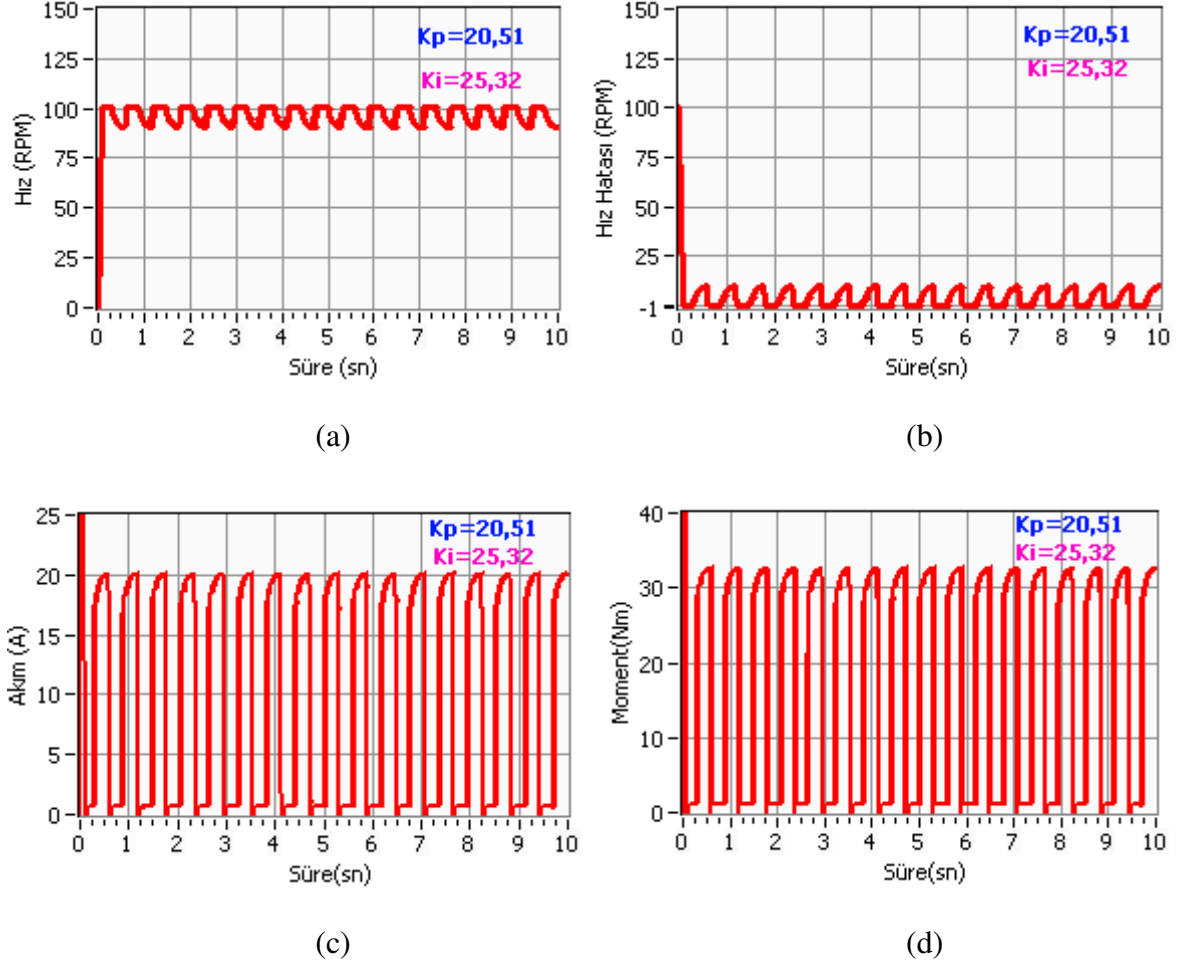
KD=4 cm ve $T_L=18,75$ Nm olarak belirlendiğinde motorun hızı, hız hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.23'deki gibi izlenmiştir. Sistemin üretmiş olduğu kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 468,75 N dur.



Şekil 2.23. KD=4 cm ve $T_L=18,75$ Nm iken sistemin tepkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

Sistem 100 rpm hızı yaklaşık olarak 18,75 Nm yük momentini için 0,2 saniyede yakalamaktadır. Aşmanında % 3 nin altında olduğu gözlenmektedir. Üretilen moment yaklaşık 20 Nm ve akım 13 A olarak görülmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı yaklaşık olarak 46,8 kg civarındadır.

$K_D = 5$ cm ve $T_L = 32$ Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı hız, hız hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.24'deki gibi izlenmiştir. Sistemin üretmiş olduğu kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 640 N dur.



Şekil 2.24. $K_D = 5$ cm ve $T_L = 32$ Nm iken sistemin tepkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

Sistem 100 rpm hızı yaklaşık olarak 18,75 Nm yük momentini için 0,2 saniyede yakalamaktadır. Fakat 32 Nm lik yük altında hızı anlık olarak 90 rpm'e düştüğü Şekil 2.24'den görülmektedir. Negatif hata gözlenmemektedir ama pozitif hata 10 rpm kadar gerçekleşmektedir. Üretilen moment yaklaşık 33 Nm ve akım 20 A olarak görülmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı yaklaşık olarak 64 kg civarındadır.

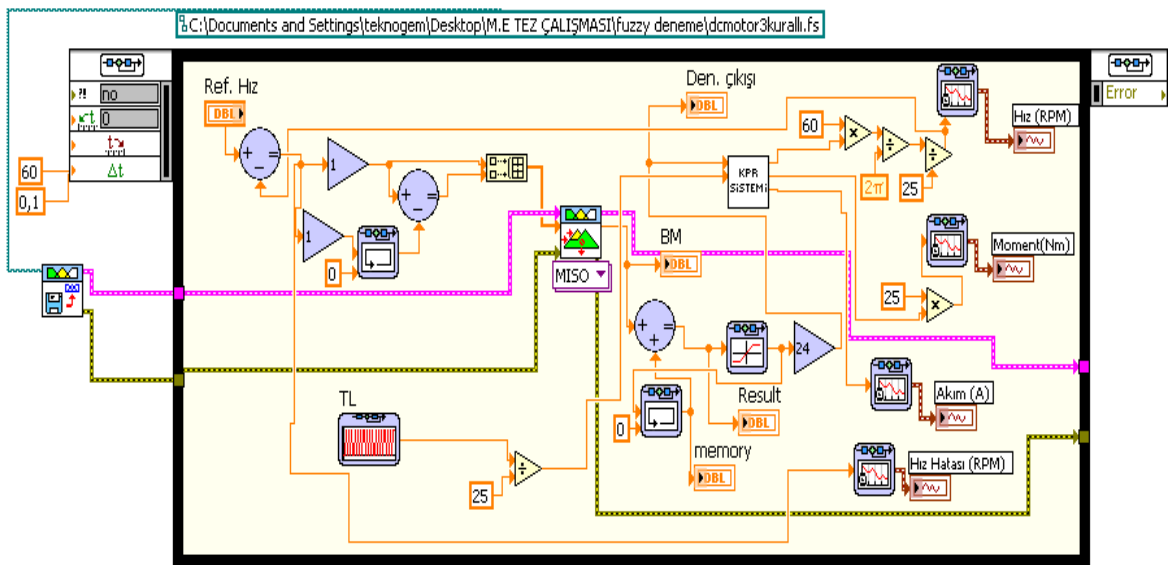
2.10.2. Hız Denetimi İçin BM Denetleyici Tasarımı

Sistem ile ilgili benzetim çalışmaları için BMD tasarlanmıştır. BMD tabanlı sistemin kapalı-çevrim hız denetimi için 3x3'lük kural tablosu oluşturulmuştur. BMD için ayrıca 5x5'lik kural tablosu da tasarlanmıştır. Fakat sonuçlar yaklaşık aynı olduğundan işlem kolaylığı açısından 9 kurallı yapı tercih edilmiştir.

Tablo 9. 3x3'lük kural tablosu

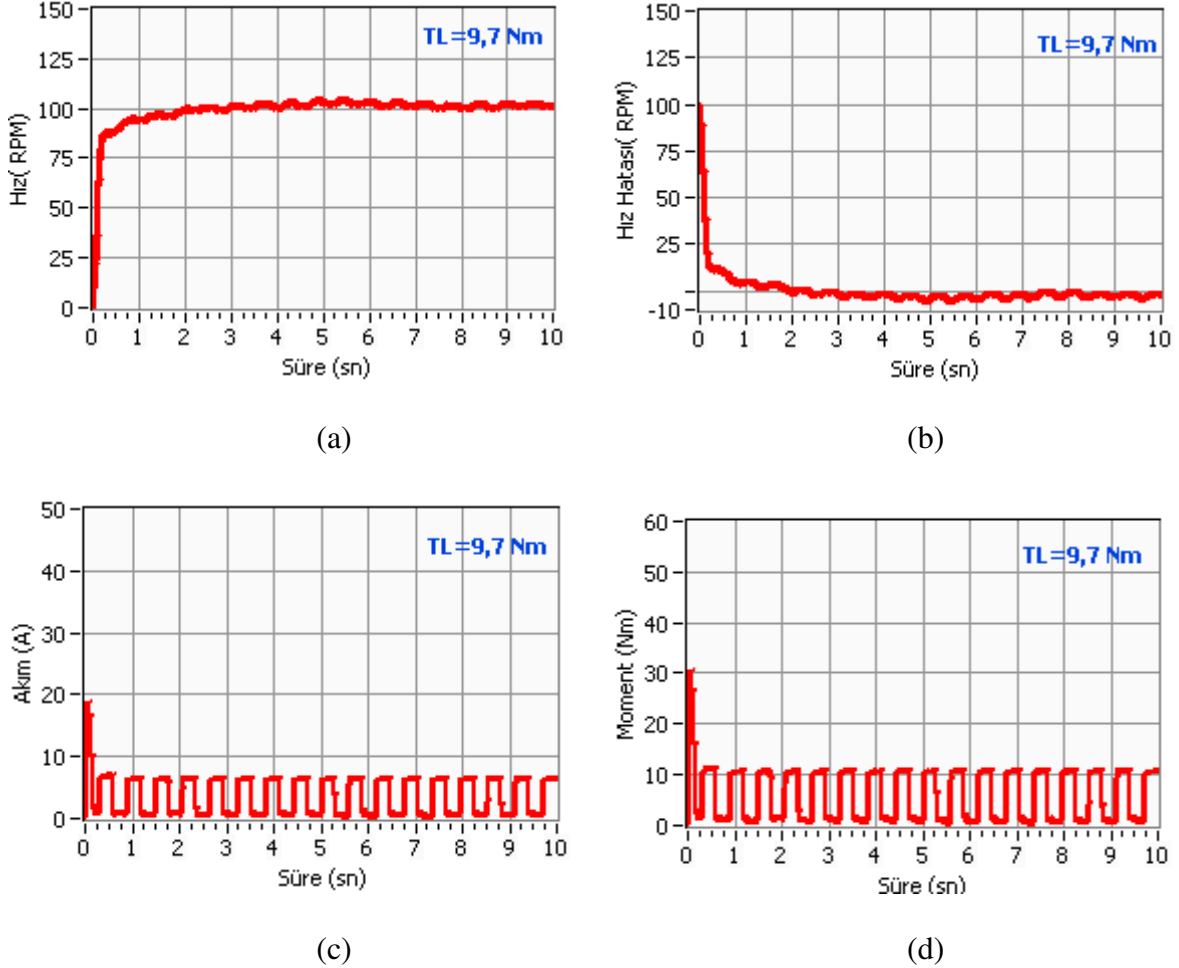
		Hatadaki değişim		
Hata	e	N	S	P
	N	N	N	S
	S	N	S	P
	P	S	P	P

KPR sistemi dakikada en az 100 kompresyonu sağlaması gerekmektedir. Sistemin kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 2.25'de gösterilmektedir. Kompresyon derinliği bir önceki PI denetleyici de olduğu gibi sırasıyla 3, 4 ve 5 cm olarak belirlenmiştir. Sistemin 9,7 Nm, 18,75 Nm ve 32 Nm için yapılan benzetimlere göre sonuçları sırasıyla Şekil 2.26, Şekil 2.27, Şekil 2.28'deki gibi gözlenmiştir.



Şekil 2.25. BM tabanlı hız kapalı çevrim denetim blok diyagramı

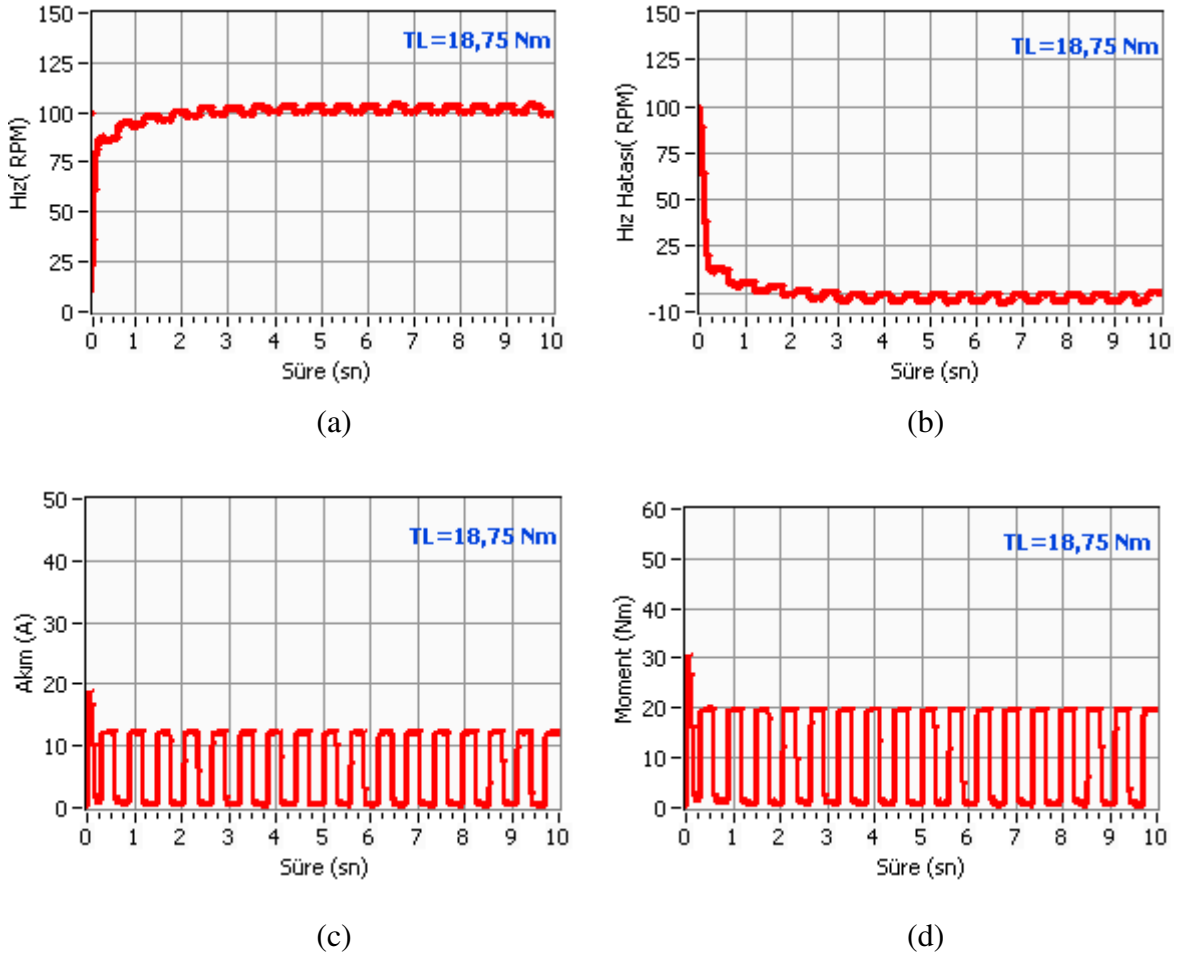
KD=3 cm ve $T_L=9,7$ Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı hız, hız hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.26'daki gibi izlenmiştir. Sistemin üretmiş olduğu kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 323 N dur.



Şekil 2.26. KD=3 cm ve $T_L=9,7$ Nm iken sistemin tepkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

Sistem 100 rpm hızı yaklaşık olarak 9,7 Nm yük momenti için 2 saniyede yakalamaktadır. Aşmanın da % 5'in altında olduğu gözlenmektedir. Üretilen moment yaklaşık 11 Nm ve akım 7 A olarak görülmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı yaklaşık olarak 32 kg kadardır.

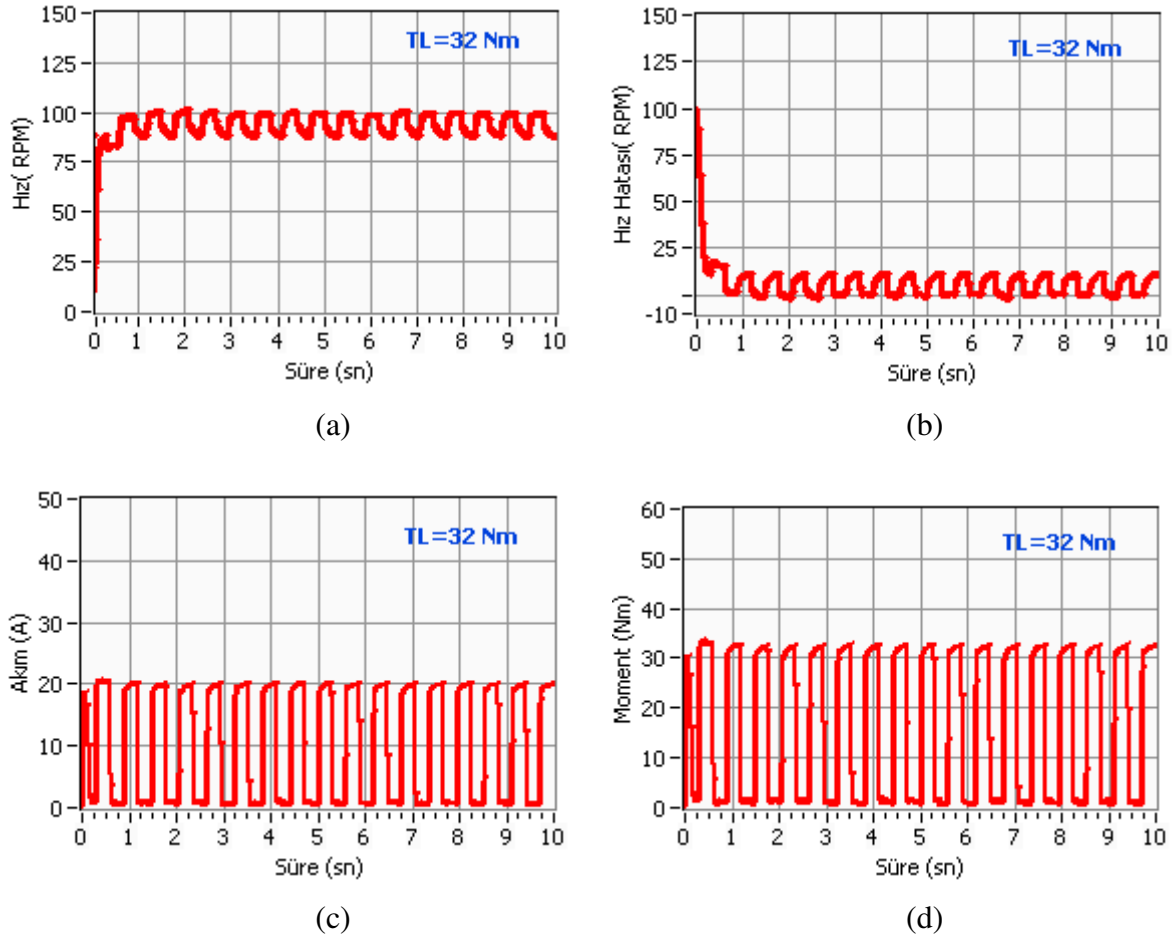
KD=4 cm ve $T_L=18,75$ Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı hız, hız hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.27'deki gibi izlenmiştir. Sistemin üretmiş olduğu kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 468,75 N dur.



Şekil 2.27. $KD=4 \text{ cm}$ ve $T_L=18,75 \text{ Nm}$ iken sistemin tepesi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

Sistem 100 rpm hızı yaklaşık olarak 18,75 Nm yük momenti için 2 saniyede yakalamaktadır. Hatanın (+5, -5) rpm, aşmanın da % 5 nin altında olduğu gözlenmektedir. Üretilen moment yaklaşık 20 Nm ve akım 13 A olarak görülmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı yaklaşık olarak 46,8 kg civarındadır.

$KD=5 \text{ cm}$ ve $T_L=32 \text{ Nm}$ olarak belirlendiğinde sistem cevabı hız, hız hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.28'deki gibi izlenmiştir. Sistemin üretmiş olduğu kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 640 N dur.



Şekil 2.28. $KD=5$ cm ve $T_L=32$ Nm iken sistemin tepkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

Sistem 100 rpm hızı yaklaşık olarak 18,75 Nm yük momenti için 2 saniyede yakalamaktadır. Fakat, 32 Nm lik yük altında hızı anlık olarak 86 rpm'e düştüğü Şekil 2.28'den görülmektedir. Negatif hata gözlenmemektedir ama pozitif hata 14 rpm kadar gerçekleşmektedir. Üretilen moment yaklaşık 33 Nm ve akım 20 A olarak görülmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı yaklaşık olarak 64 kg civarındadır.

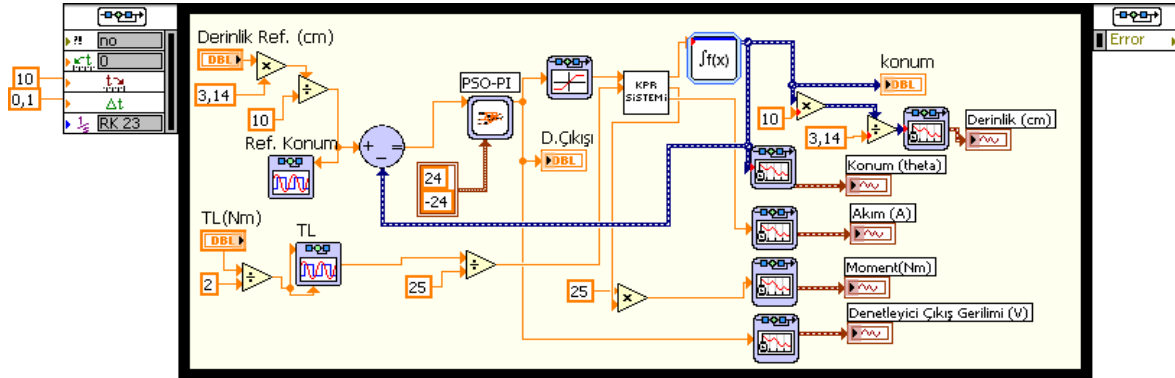
2.11. Sistem Konum Denetimi İçin Benzetim Çalışması

Kompresyon denetimi için yapılan diğer bir kontrol yöntemi ise konum denetimidir. Kompresyon pistonu doğrudan Scotch-Yoke mekanizmasına bağlıdır. Mekanizmada yer alan diskin konumu denetlendiğinde kompresyon derinliği de 0-10 cm arasında uygulanabilmektedir. Daha önceki bölümde ele aldığımız ve algılayıcılardan gelen

bilgilere göre derinlik kestirimi ile sistemin çalışması otomatik olarak sağlanabilmektedir. Kompresyon frekansı en az 100 olacak şekilde konum denetim benzetimleri için de PSO-PI ve BM denetleyiciler tasarlanmıştır. Benzetim sonuçlarına göre sistem konum denetimi için en iyi yöntem belirlenmiştir.

2.11.1 Konum Denetimi İçin PSO-PI Denetleyici Tasarımı

Şekil 2.29'da PSO-PI denetleyici kapalı çevrim konum denetim sistemi blok diyagramı görülmektedir. Sistemde sürücü olarak kullanılan SMDA makinası i:25 dönüşüm oranına sahip redaktöre bağlıdır. Scotch-Yoke mekanizmasına doğrudan bağlı olan redüktör den dolayı okunan konum bilgisi gerçek konumun 1/25 katıdır. Üretilen moment ise makinanın momentinin yaklaşık 25 katıdır.

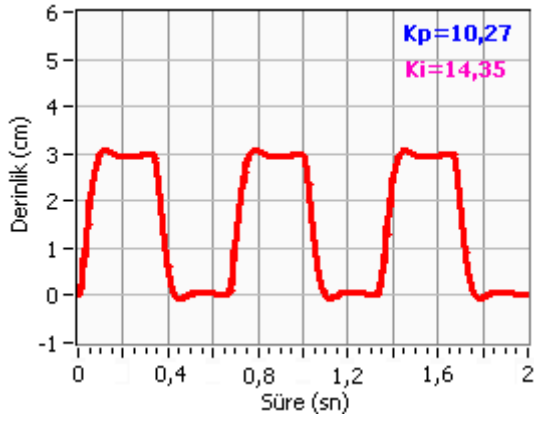


Şekil 2.29. Kapalı çevrim PSO-PI tabanlı konum denetleyici blok diyagramı

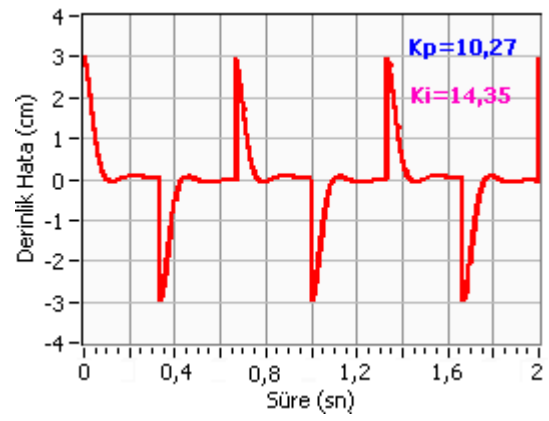
KD=3 cm ve TL=9,7 Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı, konum hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.30'daki gibi izlenmiştir. Kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 323 N dur.

Tablo 10. Konum denetimi için maliyet fonksiyonlarına göre K_p , K_i parametreleri

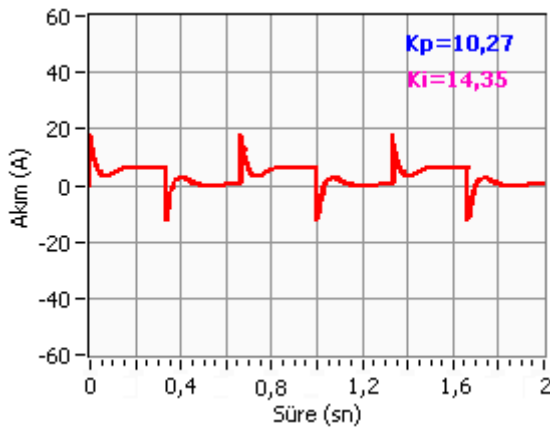
	KD=3cm, TL=9,7Nm		KD=4cm, TL=18,75Nm		KD=5cm, TL=32Nm	
Maliyet Fonk.	K_p	K_i	K_p	K_i	K_p	K_i
ITAE	10,2736	14,3523	9,5305	16,1521	9,1649	20,3259
IAE	7,5259	12,1256	9,4987	14,3575	10,7845	17,3295
ISE	6,9021	5,8123	8,3256	6,7836	13,5623	10,6457



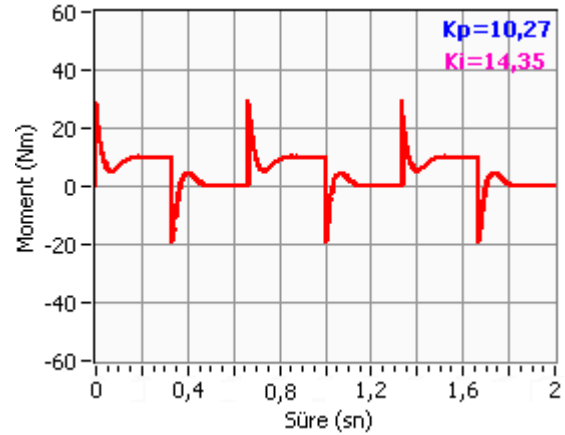
(a)



(b)



(c)

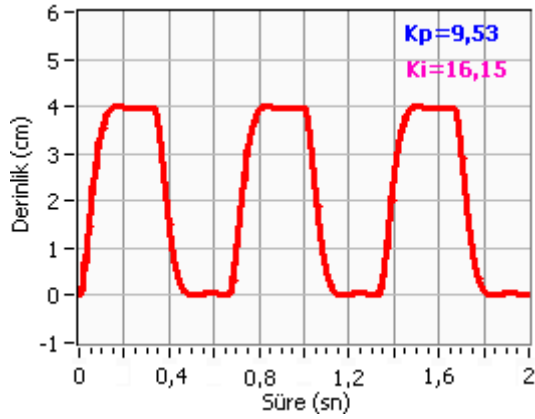


(d)

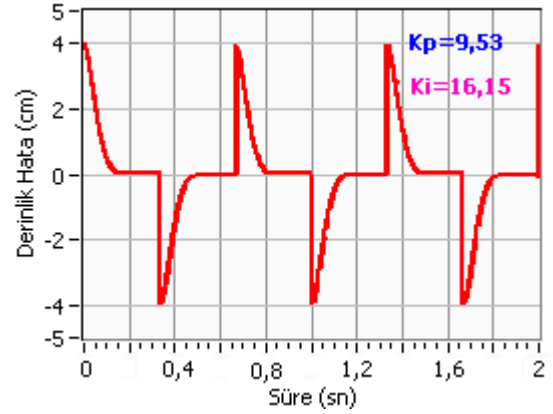
Şekil 2.30. $K_D=3$ cm ve $T_L=9,7$ Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

Referansa göre aşma %5'in altındadır. Derinlik hatası 0,15 cm olarak görülmektedir. Üretilen moment yaklaşık 10 Nm ve akım değeri yaklaşık olarak 7 A olarak izlenmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı ise yaklaşık 32 kg kadardır.

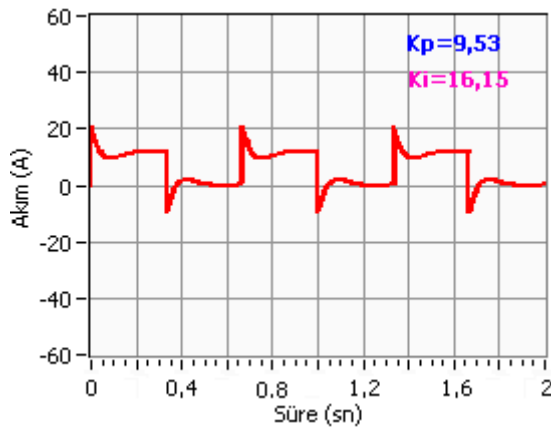
$K_D=4$ cm ve $T_L=18,75$ Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı, konum hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.31'deki gibi izlenmiştir. Sistemin ürettiği kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 468,75 N dur.



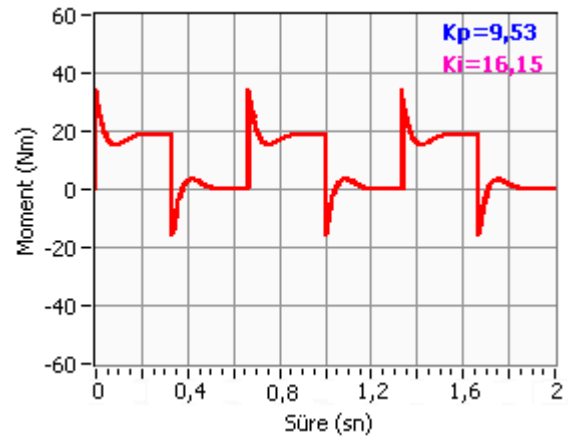
(a)



(b)



(c)

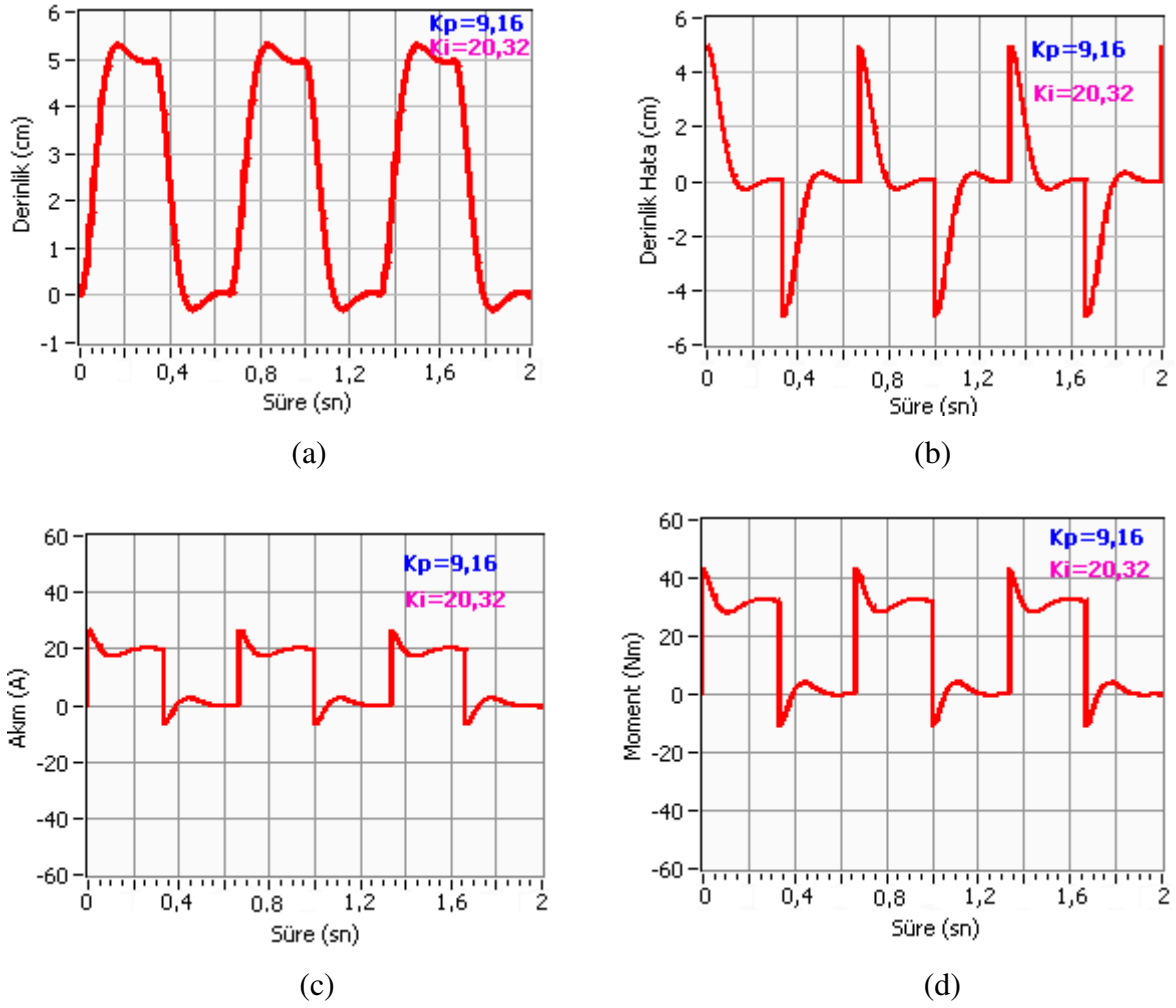


(d)

Şekil 2.31. $KD=4$ cm ve $T_L=18,75$ Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

Referansa göre aşma %2'in altındadır. Derinlik hatası 0,08 cm olarak görülmektedir. Üretilen moment yaklaşık 20 Nm ve akım değeri yaklaşık olarak 16A olarak izlenmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı ise yaklaşık 47 kg kadardır.

$KD=5$ cm ve $T_L= 32$ Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı, konum hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.32'deki gibi izlenmiştir. Sistemin üretmiş olduğu kompresyon kuvveti yaklaşık olarak 640 N dur.

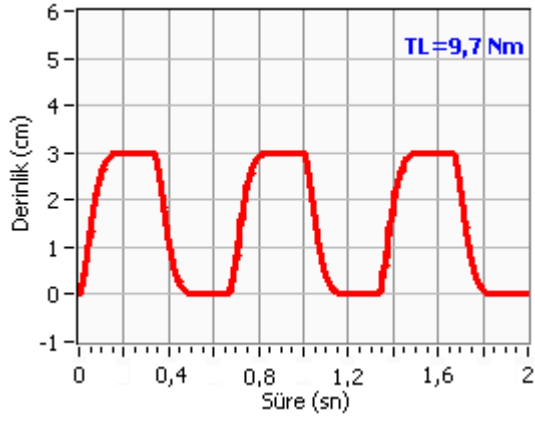


Şekil 2.32. KD=5 cm ve TL=32 Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

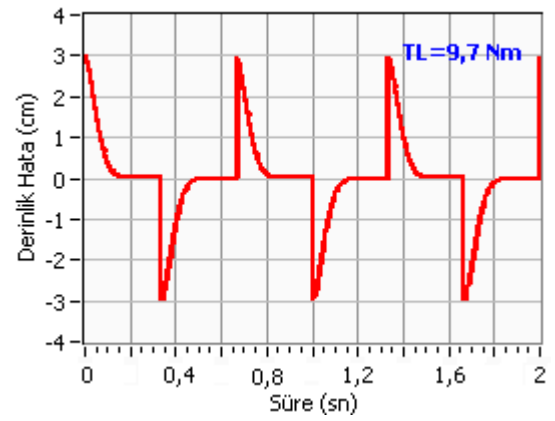
Referansa göre aşma % 6'ın altındadır. Derinlik hatası 0,3 cm olarak görülmektedir. Üretilen moment yaklaşık 35 Nm ve akım değeri yaklaşık olarak 20 A olarak izlenmektedir. Uygulanan kompresyon ağırlığı ise yaklaşık 64 kg kadardır.

2.11.2. Konum İçin BM Denetleyici Tasarımı

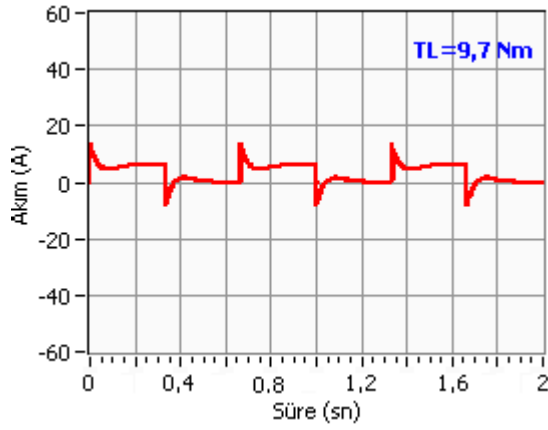
Sistemde kompresyon derinlik denetimi için BM tabanlı denetleyici de tasarlanmıştır. Şekil 2.33'de kapalı çevrim BMD tabanlı konum denetleyici için tasarlanan blok diyagram gösterilmiştir. Farklı derinlik denetimi ve farklı yükler için benzetim sonuçları aşağıda ifade edilmiştir.



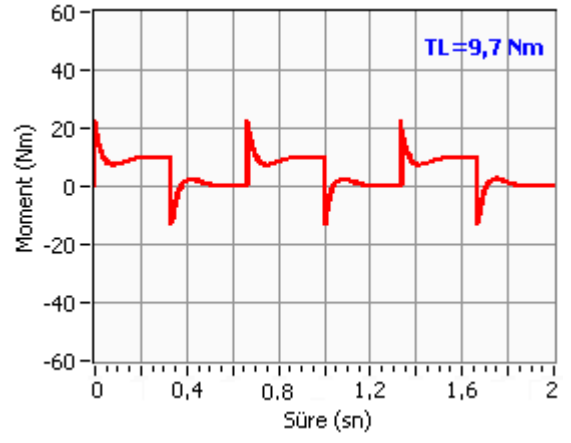
(a)



(b)



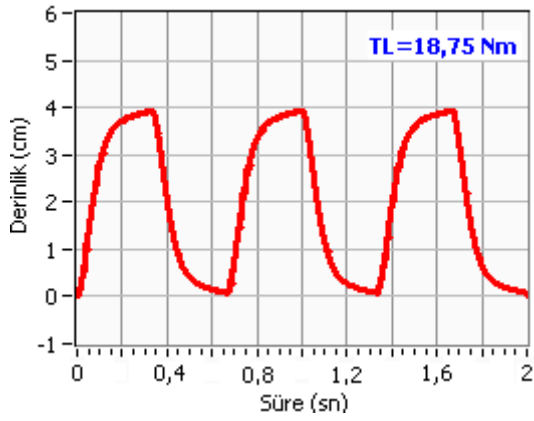
(c)



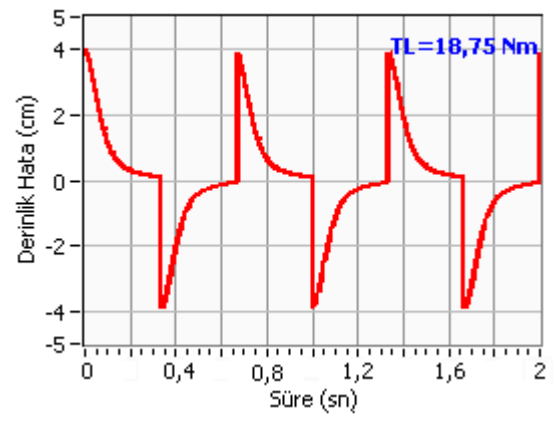
(d)

Şekil 2.34. $KD=3$ cm ve $TL=9,7$ Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım

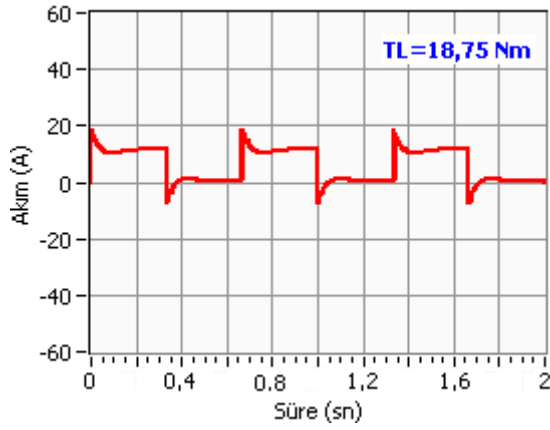
$KD=4$ cm ve $TL=18,75$ Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı, konum hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.35'deki gibi izlenmiştir. Tepke kuvveti yaklaşık olarak 468,75 N dur. Uygulanan kompresyon ağırlığı yaklaşık olarak 47 kg denk gelmektedir. BM denetleyicinin referansa tepkisi 4 cm ve 18,75 Nm'lik yük moment altında yetersiz kalmıştır. Sistem 0,3 saniyede referansı yakalayabilmiştir. 0,1 cm kalıcı durum hatası gözükmemektedir.



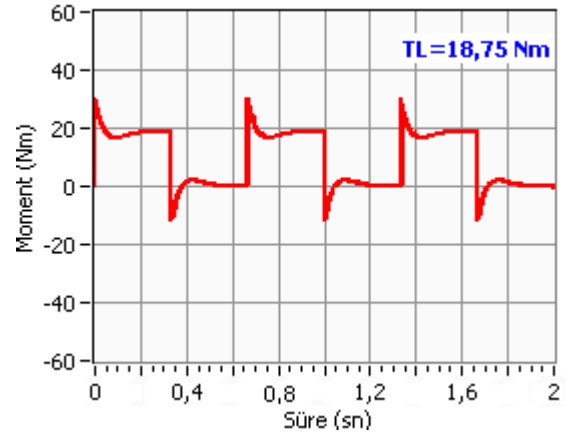
(a)



(b)



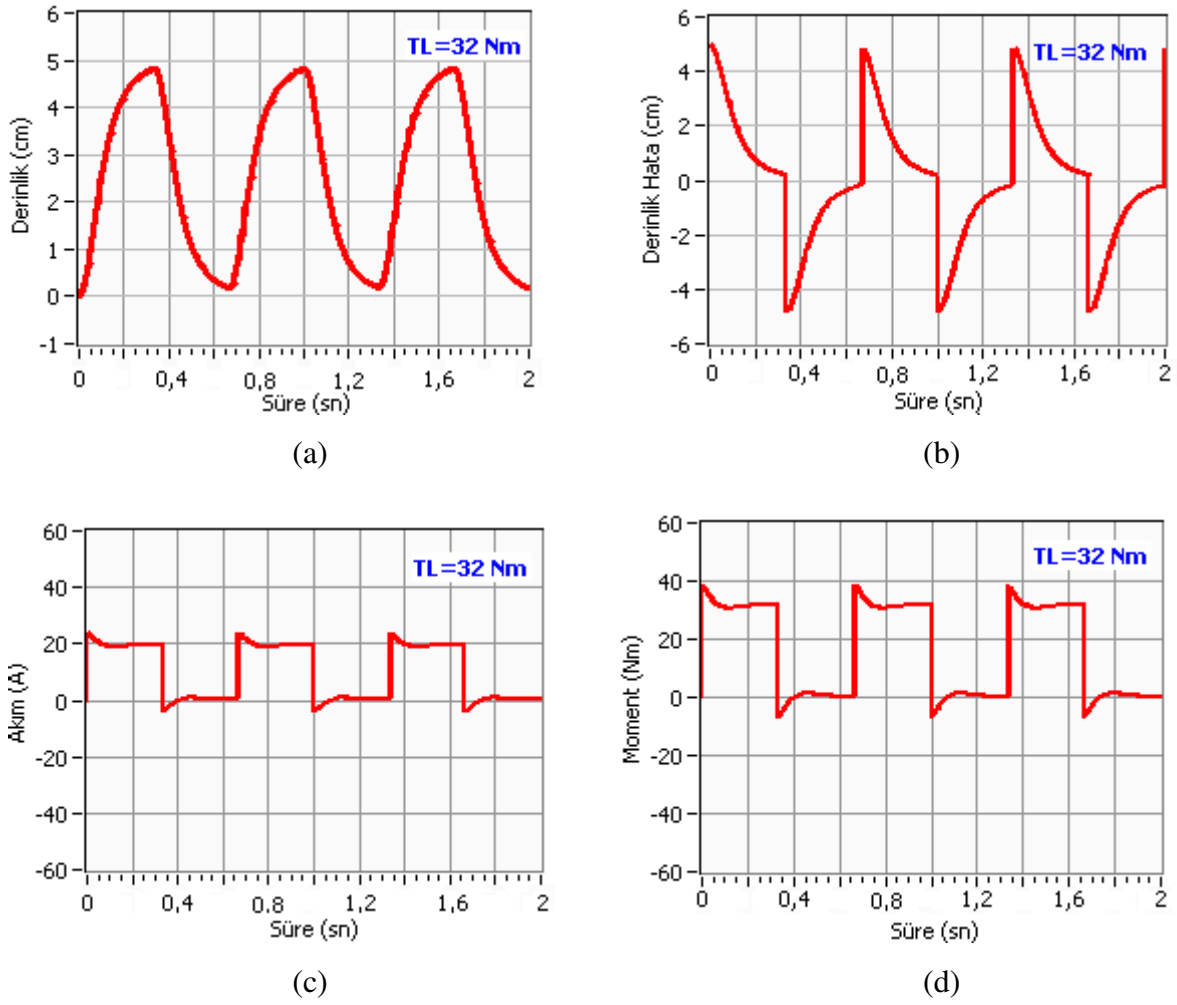
(c)



(d)

Şekil 2.35. $KD=4$ cm ve $TL=18,75$ Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım

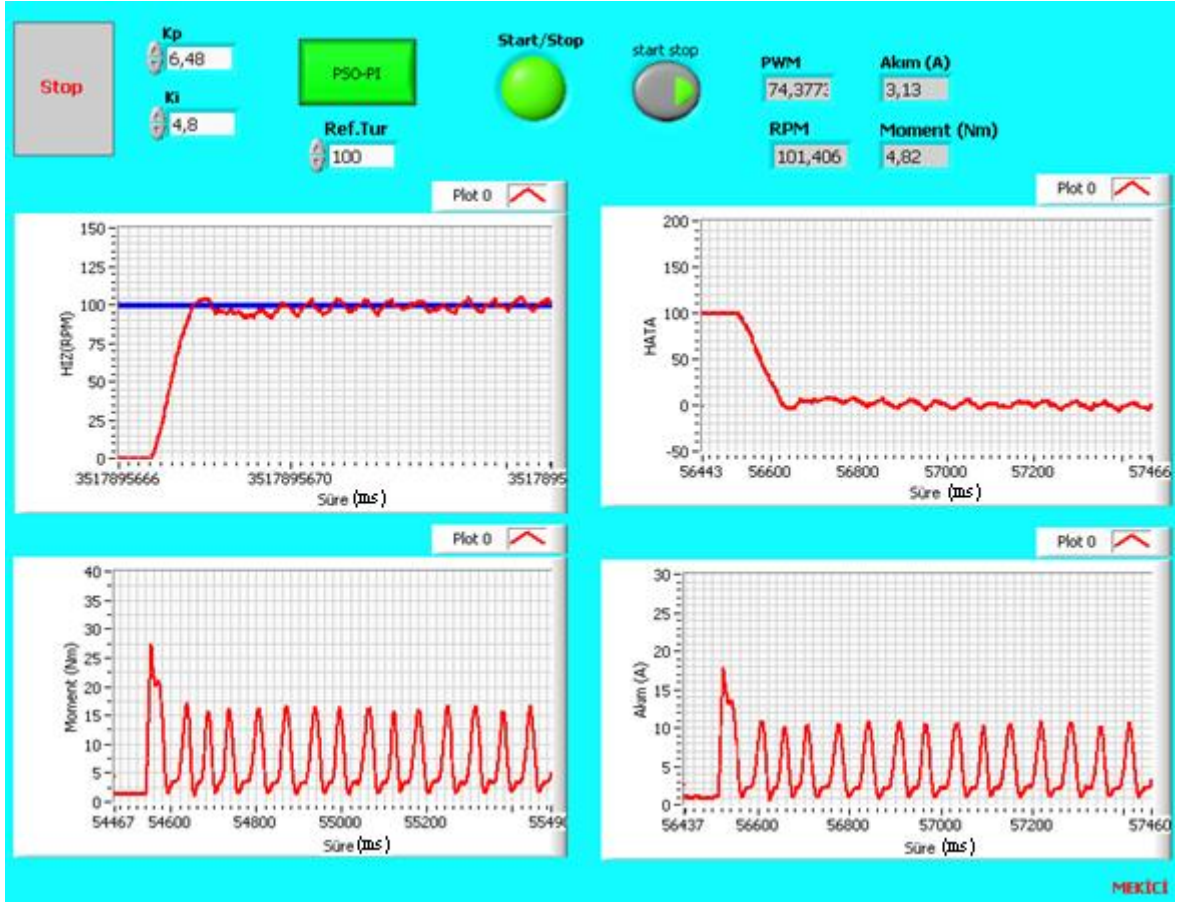
$KD=5$ cm ve $TL=32$ Nm olarak belirlendiğinde sistem cevabı, konum hatası, akım ve üretilen moment parametrelerinin zamana göre değişimleri Şekil 2.36'daki gibi izlenmiştir. Tepke kuvveti yaklaşık olarak 640 N dur. Uygulanan kompresyon ağırlığı yaklaşık olarak 64 kilograma denk gelmektedir. BM denetleyicinin referansa tepkisi 5 cm ve 32 Nm'lik yük moment altında yetersiz kalmıştır. Sistem referansı yakalayamamıştır. 0,2 cm kalıcı durum hatası gözükmemektedir.



Şekil 2.36. KD=5 cm ve TL=32 Nm için Sistem konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Üretilen Moment, (d) Akım

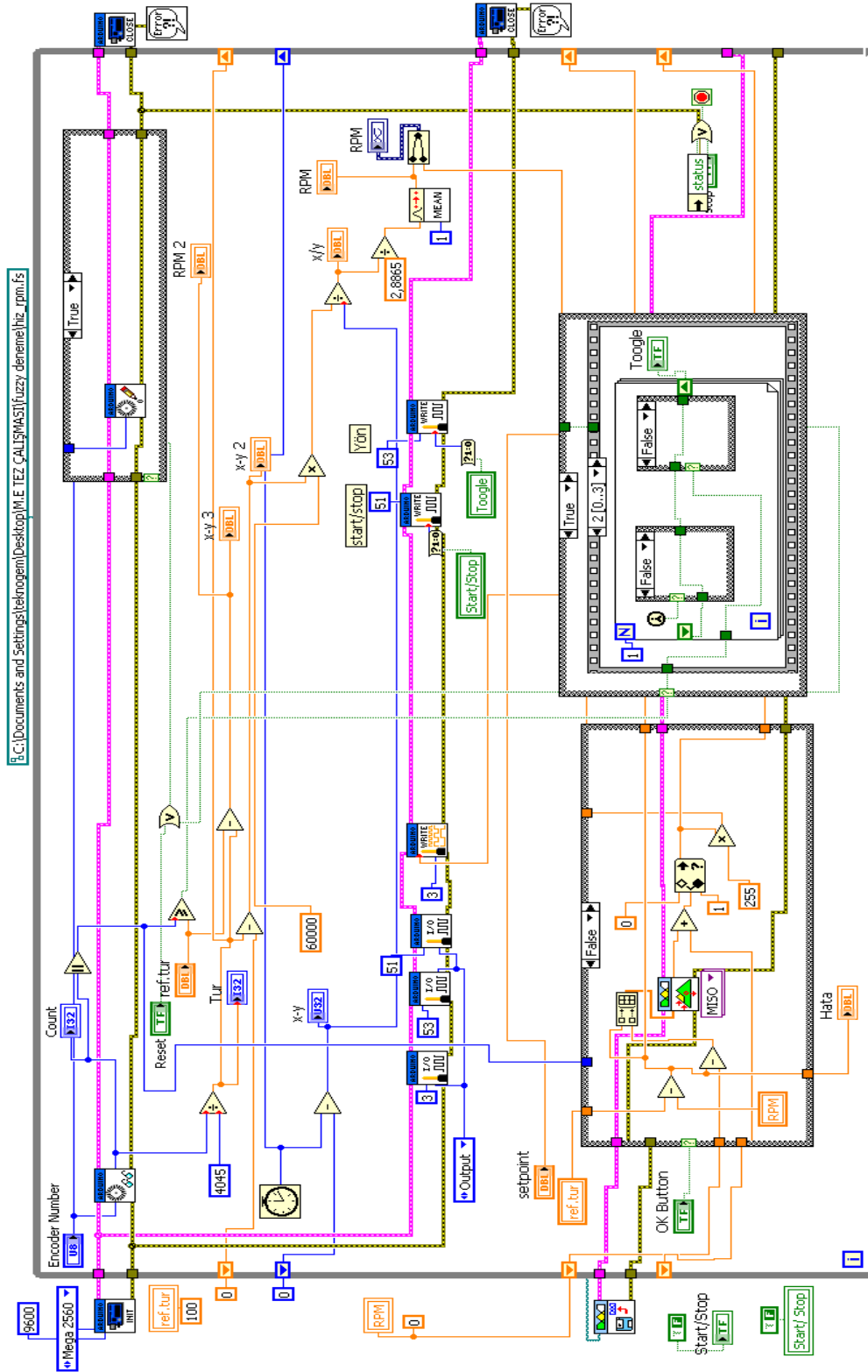
2.12. KPR Sisteminin Denetimine Yönelik Yapılan Deneysel Çalışmalar

KPR sisteminin denetimine yönelik sürekli durum hız ve konum denetimi için PSO-PI ve BM tabanlı denetleyici tasarımı gerçekleştirildikten sonra deneysel çalışmalar geçilmiştir. PSO-PI denetleyici ile BMD sonuçları benzetim çalışmaları ile karşılaştırılmıştır. Hız ve konum denetimi için LabVIEW tabanlı yazılım gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.37’de ve Şekil 2.38’de sistem için tasarlanan front panel ve blok diyagram görülmektedir.



Şekil 2.37. PSO-PI ve BM denetleyici front panel

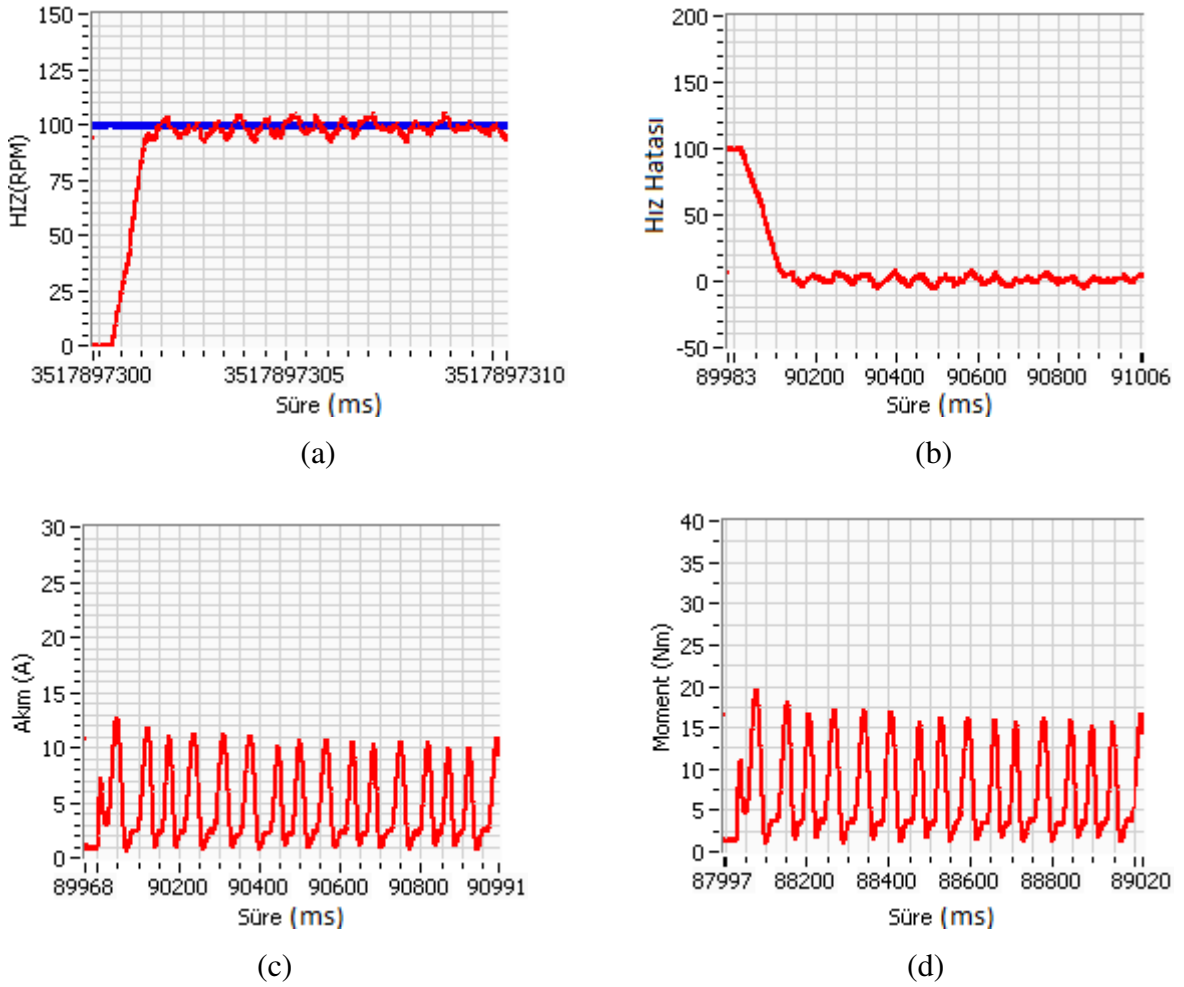
Konum ve hız denetimine ait hız (RPM), konum (θ), hız hatası, konum hatası, moment (Nm) ve akım (A) parametrelerinin zamana göre grafikleri online izlenebilmektedir. PSO-PI ve BM denetleyicilerin etkileri aynı arayüzden takip edilebilmektedir. Yine denetleyicilerin karar verdiği PWM doluluk boşluk oranı % olarak görülmektedir.



Şekil 2.38. PSO-PI ve BM denetleyici blok diyagramı

2.12.1. PSO-PI Hız Denetimi Deneysel Sonuçları

PSO ile elde edilen PI parametrelerinin sistem performansı üzerine etkileri bu başlık altında incelenmiştir. PI denetleyiciye ait K_p ve K_i parametrelerinin optimizasyonu için PSO kullanılmıştır. Yapılan benzetim sonuçlarına göre maliyet fonksiyonu olarak ITAE, IAE ve ISE'ye bağlı PI parametreleri belirlenmiştir. Denetim için hazırlanan algoritma online olarak KPR mankeni üzerinde denenmiştir.

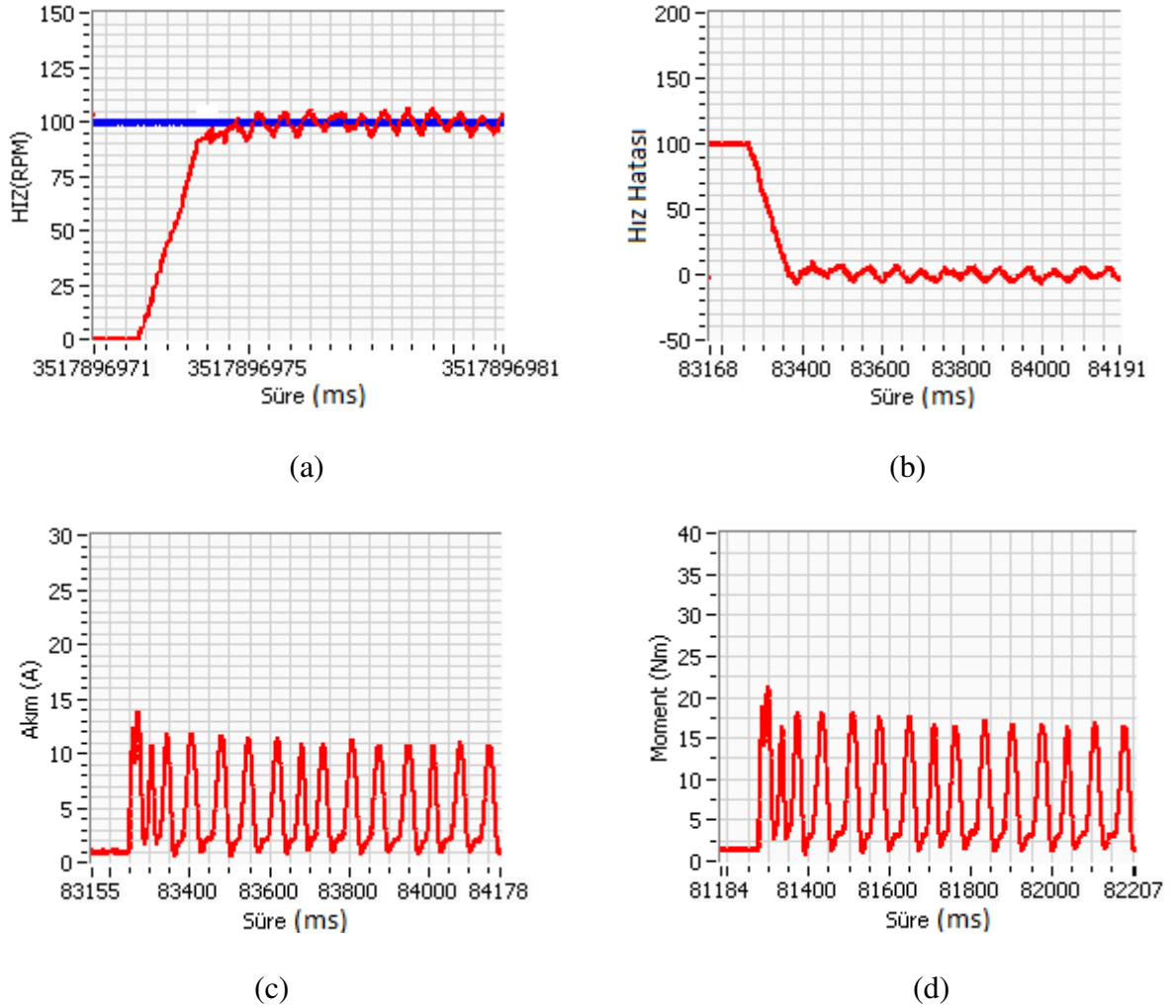


Şekil 2.39. Ref. Hız 100 RPM için PSO-PI denetleyici etkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

PSO-PI hız denetleyici ile yapılan çalışmada sistemin referansı yakalaması 0,7 sn civarındadır. Aşma ise %5'in altında gerçekleşmiştir. Sistem her turda 4 cm kompresyon uygulamaktadır. Sürekli durumda 18 Nm'lik moment üretebilmektedir.

2.12.2. BM Hız Denetleyici Deneysel Sonuçları

BM denetleyicinin sistem hız denetimi üzerine etkisi deneysel olarak incelenmiştir. KPR mankeni üzerinde yapılan çalışmada sürekli durum davranışı gözlenmiştir. Referans hız 100 RPM olarak belirlenmiş ve sistem tepkisi izlenmiştir.

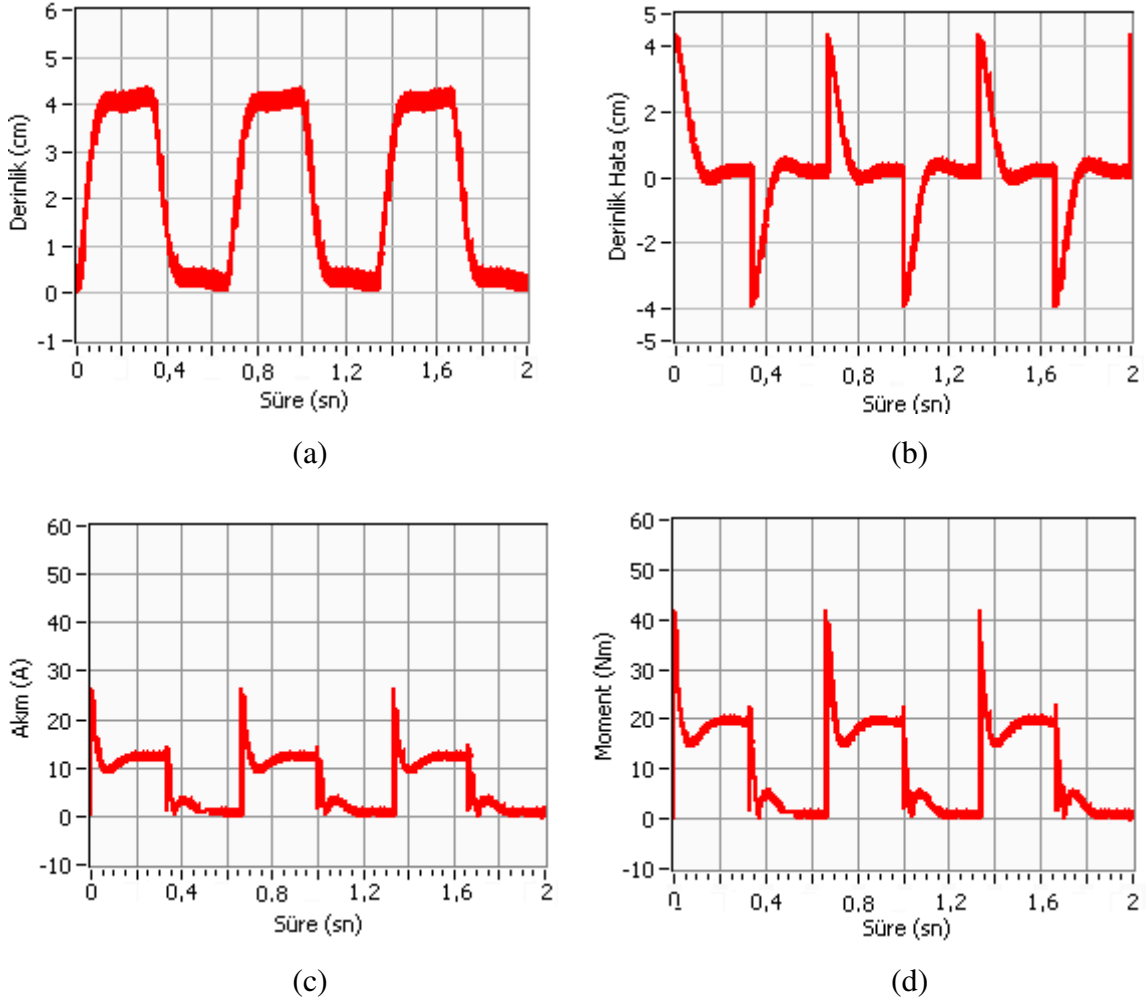


Şekil 2.40. Ref. Hız 100 RPM için BM denetleyici etkisi (a) Hız, (b) Hız hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

BM hız denetleyici ile yapılan çalışmada sistemin referansı yakalaması 1,2 sn civarındadır. Aşma ise %10'un altında gerçekleşmiştir. Sistem her turda 4 cm kompresyon uygulamaktadır. Sürekli durumda 18 Nm'lik moment üretebilmektedir.

2.12.3. PSO-PI Konum Denetimi Deneysel Sonuçları

Kompresyon derinliğinin denetimi için referans derinlik 4 cm olarak belirlenmiştir. PSO-PI denetleyici kullanılarak KPR mankeni üzerinde yapılan çalışmada aşağıdaki Şekil 2.41'deki gibi sonuçlar elde edilmiştir.

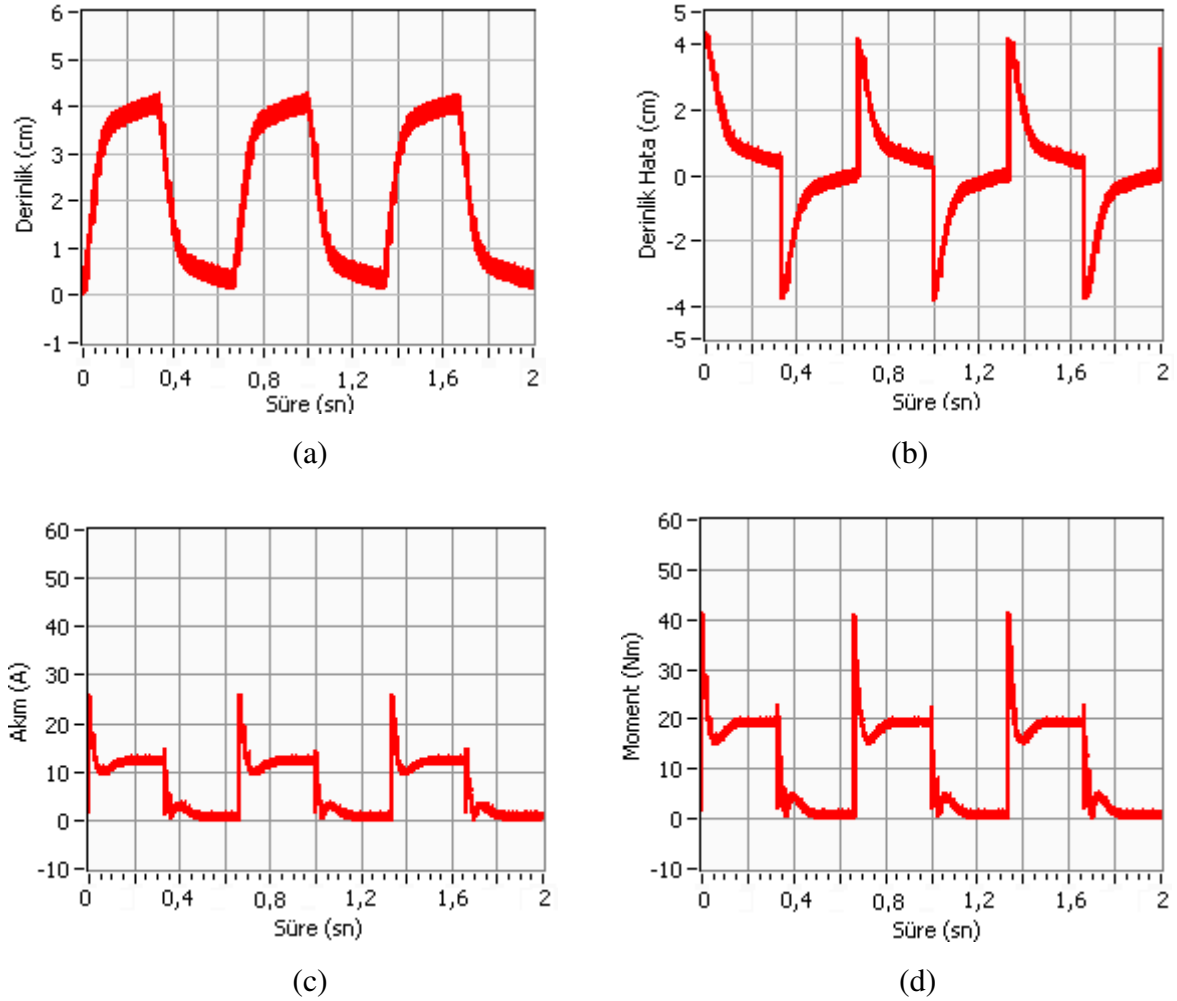


Şekil 2.41. KD=4 cm için Sistem PSO-PI konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

PSO-PI denetleyicinin konum denetiminde sistem üzerindeki etkisi incelendiğinde bir kompresyon için geçen süre 0,63 sn olarak gözükmemektedir. 4 cm derinliğe ulaşma süresi 0,15 sn'dir. Kompresyonda kalma süresi 0,25 sn'dir. Referansa göre aşma 3 mm olarak ölçülmüştür. Üretilen moment ise sürekli durum için 20 Nm olarak ölçülmüştür.

2.12.4. BM Konum Denetimi Deneysel Sonuçları

Kompresyon derinliğinin denetimi için referans derinlik 4 cm olarak belirlenmiştir. BM denetleyici kullanılarak KPR mankeni üzerinde yapılan çalışmada aşağıdaki Şekil 2.42'deki gibi sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 2.42. KD=4 cm için Sistem BM konum tepkisi (a) Derinlik, (b) Derinlik Hatası, (c) Akım, (d) Üretilen Moment

BM denetleyicinin konum denetiminde sistem üzerindeki etkisi incelendiğinde de bir kompresyon için geçen süre 0,65 sn olarak gözükmektedir. 4cm derinliğe ulaşma süresi 0,25 sn'dir. Kompresyon da kalma süresi ise 0,05 sn'dir Referansa göre aşma 2 mm olarak ölçülmüştür. Üretilen moment ise sürekli durum için 19 Nm olarak ölçülmüştür.

3. SONUÇLAR

KPR uygulamasının son derece zor ve hayati önem arz etmesi bu alanda kullanılacak otomatik sistemlerin ortaya çıkmasına sebep olmuştur. 1960'lar dan günümüze kadar bilim insanları otomatik ve manuel KPR sistemleri üzerine çeşitli çalışmalar gerçekleştirmişlerdir. Yapılan çalışmalarda genellikle pnömatik sistemler üzerinde durulsa da, taşınabilirliği ve kullanım kolaylığından dolayı son sistemler için elektrikli modeller oluşturulmuştur. Bu çalışmada kompresyon derinliği ve frekansı denetimi için hem benzetim hem de deneysel çalışmalar ortaya konmuştur.

Kompresyon uygulaması dakikada en az 100 sefer yapılması gerektiğinden uygulaması zor bir yöntemdir. Bu zorluğu ortaya koymak için LabVIEW tabanlı uygulayıcı performansını zamana göre kayıt altına alan yazılım gerçekleştirilmiştir. Bu yazılım ile uygulayıcıların performansları yaş, cinsiyet, boy, kilo vb. gibi fiziksel özelliklerin farklılıklarına göre KPR performansları analiz edilebilmektedir. Yapılan çalışmada 6 erkek ve 5 bayan katılımcıların 60 sn süresince performansları incelenmiştir. 6 erkek katılımcının performans ortalaması % 81'dir. Erkeklerden en fazla yapanın performansı % 91, en az yapanın performansı ise % 72'dir. 5 bayan katılımcının performans ortalaması ise %58'dir. Bayanlardan en fazla yapanın performansı % 75, en az yapanın ise %51'dir.

Kompresyon derinlik kestirimi için literatüre katkı sağlayan BM tabanlı kompresyon derinlik kestirimi yöntemi önerilmiş ve otomatik sistemlerin hastanın fiziksel özelliklerine göre kaç cm kompresyon derinliğinin ne kadar olması gerektiği belirlenmiştir.

Kompresyon kuvvetini oluşturmak için SMDA motoru ve Scotch-Yoke mekanizması tercih edilmiştir.

Çalışmalarda sistemin dakikada 100 kompresyonu sağlaması için SMDA motorunun ilk olarak hız denetimi, ikinci olarak da konum denetimi gerçekleştirilmiştir. Hız ve konum denetimi için PSO-PI ve BM denetleyici tasarlanmıştır. Yine sunulan denetim modeli ile SMDA motoru, en az aşma ile referans hıza ve konuma ulaşmıştır. Ayrıca motor kompresyon esnasında aniden yüklendiğinde en az hız düşüşü ve en hızlı toparlanma yine PSO-PI denetleyici ile sağlanmıştır. Denetleyici performansları kıyaslandığında PSO-PI'nin BM denetleyiciye göre daha iyi olduğu anlaşılmıştır.

4. ÖNERİLER

Tasarlanan sitem için sürücü motor olarak SMDA seçilmiştir. SMDA motorlar kontrol yöntemleri için uygun ve kolay kullanım özelliklerinden ötürü benzer uygulamalar için çok fazla tercih edilmektedirler. Fakat bu motorların yüksek güçlerde verimleri düşmekte ve fırça kolektör yapısından dolayı arıza yapmaktadırlar. Bu motorlar yerine fırçasız DA motoru seçimi yapılabilir. Fırçasız DA makinaları yüksek hız yüksek moment ve fırça kolektör olmamasından dolayı son zamanlarda endüstriyel uygulamalarda çokça tercih edilmektedir.

Bu çalışmada denetleyici olarak kullanılan PI denetleyicinin parametreleri PSO tekniğine göre optimize edilmiştir. Başarım artırmak için farklı optimizasyon teknikleri de denenebilir ve karşılaştırılabilir.

Kompresyon için Scoth-Yoke mekanizması kullanılmıştır. Mekanik tasarımda doğrusal hareket için bu mekanizma yerine doğrusal kızaklar kullanılabilir. Sitemin dakikada 100 kompresyonu, 5 cm derinliği ve gerekli olan kompresyon kuvvetini sağlayabilmesi için hızlı lineer hareket sistemine ihtiyaç duymaktadır.

Hasta göğüs yüksekliği ölçümünde ultrasonik sensör yerine daha hassas mesafe ölçüm sistemleri kullanılabilir.

Hasta göğüs ağırlığı için 4 hücreli yük sensörü kullanılmıştır. Bunun yerine endüstriyel yüksek hassasiyetli tek dairesel kuvvet sensörü kullanılarak maliyet azaltılabilir.

Yapılan çalışmada kompresyon derinlik kestirimi için BM algoritması kullanılmıştır. BM algoritması insan düşünce yapısına çok benzediği için tercih edilmiştir. Bu algoritma yerine GA, YSA v.b farklı algoritmalar da kullanılabilir.

5. KAYNAKLAR

1. Fisher, J., The resuscitation greats. The earliest records, Resuscitation, 44,2 (2000) 79-80.
2. Hearne, T., Elisha's child: themes in the history of CPR, Emerg Health Serv Q, 1,3 (1982) 5- 16.
3. Safar, P., Mouth-to-mouth airway, Anesthesiology, 18 (1957) 904-906.
4. Kouwenhoven, W.B., Jude, J.R. ve Knickerbocker, C.G., Closed chest cardiac massage, JAMA, 173,10 (1960) 1064-1067.
5. Safar, P., History of cardiopulmonary resuscitation, Acute Care ,12 (1986) 63-94.
6. Matheny, L., Emergency First Aid For Cardiopulmonary Arrest, Nursing, 12,6 (1982) 34-45.
7. Taylor, P.B., ve Gideon, M.D., Cardiac Arrest a Crisis for All People, Nursing 10,9 (1980) 42-45.
8. Abaoğlu, C. ve Alekseyan, V., Teşhisten Tedaviye, 9.Baskı, Formül Matbaası, İstanbul, 1981.
9. Çalangu, S., İç Hastalıkları, 1.Baskı, Gümüş Matbaası, İstanbul, 1984.
10. Ertekin, C., Çertuğ, A., Atıcı, A., Coşkun, A., Aydınli, F., İnan, H. F., Elmalıpınar, S., Kayser, B., Sofuoğlu, T., Arpacı, T., ve Aysun, A., Acil Hekimliği Sertifika Programı Temel Eğitim Kitabı, T.C. Sağlık Bakanlığı Temel Sağlık Hizmetleri Genel Müdürlüğü, 692 (2006) 11-25.
11. Çertuğ, A., Kardiyopulmoner Resüsitasyon Kılavuzu, KPR'99, Logos Yayınevi, İstanbul, 1999.
12. Robert, G., Dominik, S., Stephanie, N., Kurt, R., Lorenz T., Eva H., Dominik, H., Harald, R., ve Henrik, F., Effective compression ratio - A new measurement of the quality of thorax compression during CPR, Resuscitation, 84 (2013) 672-677.
13. Ikram, U. H., Jai, P. U., Sharda, U., Douglas, W. T., Jonathan J. S., ve Arno, L. Z., Chest compression quality and rescuer fatigue with increased compression to ventilation ratio during single rescuer pediatric CPR, Resuscitation ,79 (2008) 82-89.

14. Qdegaarda, S., Johansenb, J.K., Bromleyd, A., Myklebuste, H., Nysæthere, J., Wikb, L. ve Steena, P. A., Chest compressions by ambulance personnel on chests with variable stiffness: Abilities and attitudes, Resuscitation, 74 (2007) 127-134.
15. <http://www.aat-online.de/en/medical-technology/optimized-esuscitation/animax>, Ürün Bilgisi, 30 Mayıs 2013.
16. http://www.lucas-cpr.com/en/lucas_cpr/lucas_cpr, Ürün Bilgisi, 01 Haziran 2013.
17. <http://www.zoll.com/medical-products/cardiac-support-pump/autopulse>, Ürün Bilgisi, 01 Haziran 2013.
18. Krep, H., Mamier, M., Breil M., Heister, U., Fischer, M. ve Hoeft A., Out-of-hospital cardiopulmonary resuscitation with the AutoPulse system: a prospective observational study with a new load-distributing band chest compression device, Resuscitation, 73,1 (2007) 86-95.
19. Ikeno, F., Improved survival with a novel chest compression device during a porcine model of cardiac arrest, Circulation, 108,17 (2003) 381-383.
20. Yeong-Tak, S., ve Youngjoon C., The development of feedback monitoring device for CPR, 33rd Annual International Conference of the IEEE EMBS, August 2011, Massachusetts USA, 3294-3297.
21. Guang, Z., Jiewen, Z., ve Taihu W., A Novel Method of Measuring the Depth of Manual Chest Compressions During CPR, 3rd International Conference on ICBBE, June 2009, Beijing China, 1-4.
22. Sven O. A., ve Helge M., Compression Depth Estimation for CPR Quality Assessment Using DSP on Accelerometer Signals, IEEE Transactions On Biomedical Engineering, 49, 3 (2002) 263-268.
23. Charles, F. B., Andre E. K., Weilun Q., ve Gary F., A new paradigm for human resuscitation research using intelligent devices, Resuscitation, 77 (2008) 306-315.
24. Andres N., Tonje S. B., Helge M., Reidar J. M., Silje O., ve Jo K. J., A randomized trial of the capability of elderly lay persons to perform chest compression only CPR versus standard 30:2 CPR, Resuscitation, 81 (2010) 887-892.
25. Xie X., Tian F., Sun Q., Wang Z., Ni A., and Hu M., A Simulator of Human Chest that Simulated Force-Sternal Displacement Relationship during Cardiopulmonary Resuscitation, 3rd International Conference on ICBBE, June 2009, Beijing China, 1-4.

26. Eirik, S., and Lars, W., Active compression–decompression cardiopulmonary resuscitation (ACD-CPR) compared with standard CPR in a manikin model - decompression force, compression rate, depth and duration, Resuscitation, 34 (1997) 11-16.
27. Christian, H., Walter, R., and Michael, B., Active compression-decompression resuscitation: the influence of different chest geometries on the force transmission, Resuscitation, 35 (1997) 83–85.
28. Franziska, T., Maria, V., Norbert, K. S., Sabina, H. ve Stephan, C.U.M., Activities during interruptions in cardiopulmonary resuscitation: A simulator study , Resuscitation, 82 (2011) 1419- 1423.
29. In, B. C., Hyun, W. C., Seung, H. J. ve Seung, J. Y., AED training algorithm for the CPR simulator, Proceedings of the 2011 International Conference on Advanced Mechatronic Systems, August 2011, Zhengzhou China, 11-13.
30. Yongqin, L., Joe, B., Max, H. W., ve Wanchun, T., An Algorithm Used for Ventricular Fibrillation Detection Without Interrupting Chest Compression, IEEE Transactions On Biomedical Engineering, 59,1 (2012) 78-86.
31. Lars, W., Jon, T., ve Petter, A.S., An automated voice advisory manikin system for training in basic life support without an instructor. A novel approach to CPR training, Resuscitation, 50 (2001) 167-172.
32. Ayala U., Eftestøl T., Alonso E., Irusta U., Aramendi E., Wali S. ve KramerJohansen J., Automatic detection of chest compressions for the assessment of CPR-quality parameters , Resuscitation, 85 (2014) 957–963.
33. Kreg, G. G., Henry, R. H., Aleksander, S. P., ve Joshua, E. T., Canine Sternal Force-Displacement Relationship During Cardiopulmonary Resuscitation, IEEE Transactions On Biomedical Engineering, 46, 7 (1999) 788-795.
34. Gerald, K.T., Roman, P.L., Caroline, S., Cristina, S., Thomas, P. W., Hugo, V. A., ve Andreas, B., Chest compression depth after change in CPR guidelines-Improved but not sufficient, Resuscitation, 85 (2014) 503–508.
35. Leslie, A.G., Megan, K.B., Pervin, R.T., ve Jillian, V., Chest Compression Force of Trained and Untrained CPR Rescuers, Cardiovasc Eng, 7 (2007) 47-50.
36. Silje, Q., Jo, K.J., Allan, B., Helge, M., Jon, N., Lars, W., ve Petter, A.S., Chest compressions by ambulance personnel on chests with variable stiffness: Abilities and attitudes, Resuscitation, 74 (2007) 127-134.
37. Boumediène, A., Brahim, G., ve Brahim, M., Setting Up PIDDC Motor Speed Control Alteration Parameters Using Particle Swarm Optimization Strategy, Leonardo Electronic Journal of Practices & Technologies, 14 (2009) 19.

38. Zwe-Lee, G., A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System, IEEE Transactions On Energy Conversion, 19, 2 (2004) 384-391.
39. Nelendran, P., ve Poobalan, G., PSO Tuned PI/PID Controller for Open-Loop Unstable Processes with Time Delay, 15th Portuguese Conference on Artificial Intelligence, October 2011, Lisbon Portuguese, 112-115 .
40. M. B. B. Sharifian, H. Afsharirad ve S. Galvani, A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in Linear Elevator, IPEC, 2010, 451-455.
41. S.M.Giriraj Kumar, Deepak, J., ve Anoop, R. K., PSO based Tuning of a PID Controller for a High Performance Drilling Machine, International Journal of Computer Applications, 1, 19 (2010) 12-18.
42. Akihiro, O., Chikashi, N., Tetsuro, M., Hiroe, F., Kouji, M., Hideyuki, N., Jun, A., ve Masato, K., Development of PSO-based PID Tuning Method, International Conference on Control, Automation and Systems, October 2008, Seoul Korea, 14-17.
43. H.K. Verma ve Miss, C. J., A Performance-Dependent PSO based Optimization of PID Controller for DC Motor, 1st International Conference on Electrical Energy Systems, January 2011, Chennai India, 198-202.
44. Ou, C. ve Lin, W., Comparison between PSO and GA for parameters ptimization of PID controller, , Proceedings Of the IEEE International Conference On Mechatronics And Automation, June 2006, Luoyang China, 2471-2475.
45. Altayef, J., Real -time DC motor position control by (FPID)controllers and design (FLC) using labview software simulation, The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering, February 2010, Singapore, 417 - 420.
46. Manikandan, R. ve Arulmozhiyal, R., Position control of DC servo drive using fuzzy logic controller, International Conference on Advances in Electrical Engineering, January 2014, Tamilnadu India, 1-5.
47. Thanh, S.N., The C.N. ve Xuan H., Improved performance of a sensorless DC motor control using fuzzy logic, 5th International Conference on Intelligent and Advanced Systems, June 2014, Kuala Lumpur Malaysia, 1-6.
48. I-Hai, L.P., Hwang, S. ve Chou, J., Comparison on fuzzy logic and PID controls for a DC motorposition controller, Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, October 1994, Denver Colorado USA, 1930- 1935.

49. Thepsatorn, P., Numsomran, A. ve Tipsuwanporn T., DC Motor Speed Control using Fuzzy Logic based on LabVIEW , International Joint Conference SICE-ICASE, October 2006, Busan Korea, 3617 - 3620.
50. Rahmani, R., Mahmodian, M.S., Mekhilef, S. ve Shojaei, A.A., Fuzzy logic controller optimized by particle swarm optimization for DC motor speed control, 2012 IEEE Student Conference on Research and Development, December 2012, Penang Malezya, 109-113.
51. Harkins, G. ve Bramson, M., Mechanized external cardiac massage for cardiac arrest and for support of the failing heart, Journal of Surgical Research,1 (1961) 197-200.
52. Dotter, C., Straube, K. ve Strain, D., Circulatory arrest: manual and mechanical means for emergency management, Radiology, 77 (1961) 426-33.
53. Nachlas, M. ve Siedband, P., A simple portable pneumatic pump for external cardiac massage. AmJ Cardiol, (1962) 107-109.
54. Michael, D., Taylor, D. ve Warltier, A., The management of cardiac arrest in a general hospital, Postgrad Med J ,38 (1962) 560-570.
55. Rodriguez, T. M., Tocker, M., Hammond, G. ve Givner, D., Cardiac arrest: automatic ECG synchronised external cardiac massage machine, J Kans Med Soc, 63 (1962) 420-421.
56. Birch, L., Kenney, L., Doornbos, F., Kosht, D. ve Barkalow, C., A study of external cardiac compression, J Mich State Med Soc, 61 (1962) 1346-1352.
57. Safar, P. ve Harris, L., The Beck-Rand external cardiac compression machine, Anesthesiology, 24 (1963) 586-588.
58. Bailey, A., Browse, L. ve Keating, V., Automatic external cardiac massage: a portable pneumatic external cardiac compression machine, Br Heart J, 26 (1964) 481-489.
59. Nachlas, M. ve Siedband, P., Clinical experiences with mechanised cardiac massage, AmJ Cardiol, 15 (1965) 310-319.
60. Pearson, J., Navarro, R. ve Redding, J., Evaluation of mechanical devices for closed-chest massage, Anesth Analg, 45 (1966) 590-598.
61. Anon A., External cardiac compressors, Health Devices, 6 (1973) 136-148.
62. AHA Committee on Cardiopulmonary Resuscitation and Emergency Cardiac Care 244, Standards for Cardiopulmonary Resuscitation (CPR) and Emergency Cardiac Care (ECC)., 453-509, 1980.

63. Halperin, R., Guerci, D. ve Chandra, N., Vest inflation without simultaneous ventilation during cardiac arrest in dogs: improved survival from prolonged cardiopulmonary resuscitation, Circulation, 74 (1986) 1407-15.
64. Cohen, J., Tucker, J. ve Lurie, G., Active compression-decompression. A new method of cardiopulmonary resuscitation, JAMA, 267 (1992) 2916-2923.
65. Çolak, İ. ve Bayındır R., PIC16F877 ile DA Motor Hız Kontrolü, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 11,2 (2005) 277-285.
66. Vadi, S., Reyhanaoğlu, S. ve Çelik, S., Mikrodenetleyici Tabanlı DA Motor Kontrolü ve PC Üzerinden İzlenmesi, 6th International Advanced Technologies Symposium, Mayıs 2011, Elazığ, Bildiriler Kitabı I: 211-215.
67. Sönmez Y., DA Motor Sürücüleri İçin Bulanık Mantık Denetimi, Akademik Bilişim 2007 Konferansı, Şubat 2007, Kütahya, Bildiriler Kitabı, 46-48.
68. Kuo, B. C., Automatic Control Systems, 6th Edition, Prentice- Hall Inc., New Jersey, 1991.
69. Yazıcı Y., Fırçasız Doğru Akım Motorunun Sayısal Sinyal İşlemci (DSP) ile Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, Türkiye, 2008.
70. Gödekoğlu, H., Fırçasız Doğru Akım Motorunun Konum Kontrolü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye, 2010.
71. Chang, G., Li, Y. ve Gang, Q., Intelligent Controller Design for PMDC Motor Position Control Using Evolutionary Programming, 2011 IEEE Second International Conference on Computing , Control and Industrial Engineering, December 2011, Wuhan China , 37-40.
72. Ahmed, H., Sigh, G., Bhardwaj, V., Saurav, S. ve Agarwal, S., Controlling of DC Motor using Fuzzy Logic Controller, Conference on Advances in Communication and Control Systems, April 2013, Dehradun India, 666-670.
73. Ogato, K., Modern Control Engineering, Üçüncü Baskı, Prentice-Hall Inc., New Jersey, 1997.
74. Bishop, R.H. ve Dorf, R.C., Modern Control Systems, 12th Edition , Pearson Prentice Hall, New Jersey, 2010.
75. Franklin, G.F. ve Powel, J.D., Emami Naeini, A. Feedback Control of Dynamic Systems, 4th Edition, Prentice Hall Inc., New Jersey, 2002.
76. Bateson, R. N., Introduction to Control System Technology, 5th Edition, Prentice Hall Inc., New Jersey, 1996.

77. Vyshnegradskii, I. A., On Controllers of Direct Action, Izv. SPB Technolog. Institude, 1877.
78. Bode, H. W., Feedback-The History of an Idea, In Selected Papers on Mathematical Trends in Control Theory, October 1994, Dover England, 106-123.
79. Yıkan, F., Dayanıklı PID Kontrolör Tasarım Metodlarının Araştırılması ve Geliştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya, Türkiye, 2005.
80. Dumanay, A.B., PID, Bulanık Mantık ve Kayan Kip Kontrol Yöntemleri ile İnternet Üzerinden DC Motor Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Balıkesir, Türkiye, 2009.
81. Savaşçıhabeş, A., Yapay Zeka Yöntemleri Kullanılarak PID Denetleyici Parametrelerinin Belirlenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kayseri, Türkiye, 2008.
82. Åström K. J., Hägglund T., PID Controllers: Theory, Design, and Tuning, 2nd Edition, Instrument Society of America, USA, 1995.
83. Xue, D., Chen, Y. ve Atherton, D.P., Linear Feedback Control Analysis and Design with Matlab, 1st Edition, Society for Industrial and Applied Mathematics, ABD, 2009.
84. Zadeh, L.A., Fuzzy Sets, Information and Control, 8,3 (1965) 338-353.
85. Altaş, İ.H., Nöral Bulanık Sistemler Ders Notları, KTÜ Trabzon, 2008.
86. Mamdani, E.H. ve Assilian, S., An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller, International Journal of Man-Machine Studies, 7,1 (1975) 1-13.
87. Mamdani E.H., Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant, Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, 121, 12 (1974) 1585-1588.
88. Mamdani E.H., Advances in the linguistic synthesis of fuzzy controllers, International Journal of Man-Machine Studies, 8, 6 (1976) 669-678.
89. Takagi, T., ve Sugeno, M., Fuzzy Identification of Systems and its Application to Modelling and Control, IEEE Trans. Systems, Man and Cybernetics, 15,1 (1985) 116-132.
90. Altaş, İ. H. , Bulanık Mantık: Bulanıklılık Kavramı, Aylık 3e (Enerji, Elektrik, Elektromekanik) Dergisi, 62 (1999) 80-85.

91. Kennedy, J. and Eberhart, R. C., Particle swarm optimization, IEEE International 1st Conference On Neural Networks, Piscataway, November 1995, New Jersey ABD, 1942-1948.
92. Parpinelli, R. S. ve Lopes, H. S., New Inspirations in Swarm Intelligence a Survey, International Journal of Bio-Inspired Computation, 3,1 (2011) 1-16.
93. Yost, G. P. ve Panchapakesan, S., Automatic Location Identification Using a Hybrid Technique, IEEE Vehicular Technology Conference, May 1998, Ottawa Canada, 264-267.
94. Bonabeau, E., Dorigo, M. ve Theraulaz, G., Swarm Intelligence From Natural to Artificial Systems, First Edition, Oxford University Press, New York, 1999.
95. Garnier, S., Gautrais, J. ve Theraulaz, G., The Biological Principles of Swarm Intelligence, Swarm Intelligence, 1,1 (2007) 3-31.
96. Ghoshal S. P., Optimizations of PID gains by particle swarm optimizations in fuzzy based automatic generation control, Electric Power Systems Research, 72, 3 (2004) 203-212.
97. Zhou J., Zhengcheng D., Yong L., Jianchun D. ve Daoyuan Y., PSO-based neural network optimization and its utilization in a boring machine, Journal of Materials Processing Technology, 178,3 (2006) 19-23.
98. Yuhui S. ve Eberhart, R., A modified particle swarm optimizer, Evolutionary Computation Proceedings, 1998. IEEE World Congress on Computational Intelligence, May 1998, Anchorage ABD, 69-73.
99. Pornsing, C., A Particle Swarm Optimization for the Vehicle Routing Problem, PhD Thesis, University of Rhode Island, Rhode Island, 2014.
100. <http://www.mugul.com/buhler/exc150w.pdf>, Ürün Bilgisi, 10 Temmuz 2013.
101. <http://www.hessmer.org/blog/2013/12/28/ibt-2-h-bridge-with-arduino/comment-page-1>, Ürün Bilgisi, 11 Ağustos 2013.
102. <http://www.arduino.cc/en/Main/arduinoBoardMega2560>, Ürün Bilgisi, 15 Şubat 2014.
103. <http://www.simulaid.com/2801.htm>, Ürün Bilgisi, 20 Mart 2014.
104. Fandaklı, S., Anten Konum Kontrolünde Kayan Kipli Kontrol Yönteminin PID ve Bulanık Mantık Kontrol Yöntemiyle Karşılaştırılması, Yüksek Lisans Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2014.
105. Kahveci H., Doğrudan Sürürlü Elektrikli Araçlar İçin Bulanık Mantık Tabanlı Elektronik Diferansiyel Sisteminin Gerçeklemesi, Doktora Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2013.

106. Çakır O.,Varış Zamanları Farkı Tabanlı Ve Yüksek Doğruluklu Yeni Konumlandırma Yöntemleri, Doktora Tezi, K.T.Ü., Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon, 2015.
107. D. W. Clausen, Scotch Yoke, U.S. Patent 2 366 237, 1945.
108. Junzhi Y., Yonghui H., Jiyan H. ve Long W., An adjustable scotch yoke mechanism for robotic dolphin, IEEE International Robotics and Biomimetics Conference, December 2007, Sanya China, 513-518.
109. H. D. Eckhard, Kinematic design of machines and mechanisms, First Edition, McGraw-Hill Companies Inc., New York, 1998.
110. http://tr.autonics.com/products/products_2.php?big=01&mid=01/06&catecode=01/06/01, Ürün Bilgisi, 15 Nisan 2015.

ÖZGEÇMİŞ

Mehmet EKİCİ 1982 yılında Amasya’da doğdu. İlkokulu Amasya Beyazıt İlk Okulu’nda, orta ve lise öğrenimini Amasya Anadolu Lisesi’nde tamamladı. 2006 yılında Karadeniz Teknik Üniversitesi Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü’nden mezun oldu. Aynı yıl KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda yüksek lisans çalışmalarına başladı. 2006-2007 yılları arasında GÜRMED Medikal A.Ş.’de mühendis olarak çalıştı. 2007 yılında KTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü’nde araştırma görevlisi olarak çalışmaya başladı. 2009 yılında KTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda doktora çalışmalarına başladı. Yabancı dil olarak İngilizce bilmektedir. Evli ve iki çocuk babasıdır.