

BULANIK MANTIK YÖNTEMİ İLE SIVI SEVİYE KONTROLÜ

Ahmet ILICA

Yüksek Lisans Tezi

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Şubat - 2008

BULANIK MANTIK YÖNTEMİ İLE SIVI SEVİYE KONTROLÜ

Ahmet İLİCA

Dumlupınar Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Lisansüstü Yönetmeliği Uyarınca
Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
YÜKSEK LİSANS TEZİ
Olarak Hazırlanmıştır.

Yrd.Doç.Dr.Abdurrahman ÜNSAL

Şubat - 2008

KABUL VE ONAY SAYFASI

Ahmet ILICA'nın YÜKSEK LİSANS tezi olarak hazırladığı **Bulanık Mantık Yöntemi İle Sıvı Seviye Kontrolü** başlıklı bu çalışma jürimizce lisansüstü yönetmeliğin ilgili maddeleri uyarınca değerlendirilerek kabul edilmiştir.

15 / 02 / 2008

Üye : Yrd.Doç.Dr. Abdurrahman Ünsal (Danışman)

Üye : Yrd.Doç.Dr. Alpaslan Duysak

Üye : Yrd.Doç.Dr. N. Serdar Tunaboşlu

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun/...../..... gün ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof.Dr.M.Sabri ÖZYURT
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

BULANIK MANTIK YÖNTEMİ İLE SIVI SEVİYE KONTROLÜ

Ahmet Ilıca

Elektrik Elektronik Mühendisliği, Yüksek Lisans Tezi, 2008

Tez Danışmanı: Yrd.Doç.Dr.Abdurrahman Ünsal

ÖZET

Bu çalışmada değişik kontrol uygulamalarında deney amaçlı olarak kullanılmak üzere bir sıvı seviye düzeneği geliştirilmiştir. Deney düzeneği seviye kontrol tüpündeki sıvı seviyesi PID ve bulanık mantık kontrol yöntemleri kullanılarak kontrol edilmiştir.

Geliştirilen sistemin önce matematiksel modeli çıkarılmıştır. Model oluşturulurken fiziksel yasalardan yararlanılmış, sistem için bir model önerilmiş önerilen bu matematiksel modelde elde edilemeyen parametreler sistem tanıma metotları ile elde edilmiştir. Sistem tanımada sisteme uygulanan farklı giriş işaretlerine karşılık sistemin verdiği cevaplar kaydedilmiş, elde edilen veriler kullanılarak sistemi ifade eden birinci derece polinom ifadesi ve grafiksel sonuçlar çıkarılmıştır. Daha sonra ise sisteme zamanla sürekli değişen bir işaret uygulanmış ve sistemin bu işarete karşılık cevabı kaydedilmiştir. Elde edilen bu veriler kullanılarak sıvı seviye sistemi için en küçük kareler yöntemi ile fiziksel modellemede elde edilemeyen parametreler bulunmuştur.

Sisteme PID kontrol ve bulanık mantık kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Bulanık mantık kontrol yöntemi uygulanırken üçgen üyelik fonksiyonu kullanılarak kural tabanı oluşturulmuş, oluşturulan kurallar sistemin tepkisine göre değiştirilmiştir. Bulanık mantık kontrolün verdiği sonuçlar, PID kontrol ile karşılaştırılmıştır. Bulanık kontrolde üyelik fonksiyonu ve kurallar iyi ayarlandığında başarılı sonuçların alındığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Ayarlanabilir Motor Sürücüler, Kontrol Sistemleri, Sıvı Seviye Kontrolü, PID Kontrol, Bulanık Mantık Kontrol.

FLUID LEVEL CONTROL BY FUZZY LOGIC METHOD

Ahmet Ilıca

Electrical Electronics Engineering, M.S. Thesis, 2008

Thesis Supervisor: Assist.Prof. Abdurrahman Ünsal

SUMMARY

In this study an experimental fluid level system is designed for different control applications. Fluid level is controlled by using PID and fuzzy logic control methods.

At first the mathematical model of designed system is derived out. The system parameters which can not be derived by mathematical model were derived by system identification method. Several different signals were applied to the input of the system and the corresponding outputs were recorded. The system identification model were derived based on this test.

PID control and fuzzy logic control methods were applied to the system. While using fuzzy control method rule base was formed by triangular membership functions. The results of both control methods were compared with each other. In fuzzy logic it was seen that when membership functions and rules were accurately adjusted successful results can be achieved.

Keywords: Adjustable Motor Drives, Control Systems, Fluid Level Control, PID Control, Fuzzy Logic Control.

TEŞEKKÜR

Tez alışmam süresince anlayışı, rehberliği, yorumları ve önerileri için danışmanım Yrd.Do.Dr.Abdurrahman Ünsal'a teőekkürlerimi sunarım. Tez çalışmamın amacına ulaşması için, çalışmalarımı değerlendiren, tavsiye ve yorumları ile katkıda bulunan Yrd.Doç.Dr.Alpaslan Duysak'a teőekkürlerimi sunarım. Ayrıca katkılarından dolayı Yrd.Doç.Dr.İdris Kaynak, Öğr.Gör.M.Selçuk Erdoğan ve Arş.Gör.Uğur Güvenç'e teşekkür ederim. Bana sağladıkları sınırsız destek ve bana duydukları sarsılmaz inançlarından dolayı aileme şükran borçluyum.

Ahmet ILICA

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
SUMMARY	v
TEŞEKKÜR.....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xii
1. GİRİŞ	1
2. SIVI SEVİYE DENEY DÜZENEĞİ.....	2
3. SIVI SEVİYE DENEY DÜZENEĞİNİN MODELLENMESİ.....	5
3.1. Dinamik Sistemler ve Dinamik Sistemlerin Modellenmesi.....	5
3.1.1. Dinamik sistemler.....	5
3.1.2. Dinamik sistemlerin modellenmesi	8
3.2. Sıvı Seviye Sisteminin Fiziksel Modellenmesi.....	10
3.2.1. Sıvı seviye kontrol tüpü modeli.....	10
3.2.2. İndüksiyon motorlar ve indüksiyon motor modeli	12
3.2.3. Sistem dinamiği	20
3.3. Sıvı Seviye Sisteminin Sistem Tanıma Metotları İle Modellenmesi	24
3.3.1. Sistem tanıma	24
3.3.2. En küçük kareler sistem tanımlama yöntemi ile fiziksel model parametrelerinin bulunması	27
3.4. Sıvı Seviye Sisteminin Açık Çevrim Modeli	28
3.5. Sıvı Seviye Sisteminin Kapalı Çevrim Modeli	29
4. SIVI SEVİYE SİSTEMİNİN PID KONTROLÜ	32
4.1. PID Kontrol.....	32
4.2. PID Kontrol Parametrelerinin Belirlenmesi.....	34
4.2.1. Ziegler-Nichols metodu.....	34
4.2.2. Cohen ve Coon metodu	36
4.2.3. İç model kontrolü metodu	36
4.2.4. Ho-Hang-Cao metodu	37
4.3. Sayısal PID Kontrolörü.....	38

İÇİNDEKİLER (devam)

	<u>Sayfa</u>
4.4. Sıvı Seviye Sisteminin PID kontrolör İle Denetlenmesi.....	42
5. SIVI SEVİYE SİSTEMİNİN BULANIK KONTROLÜ	45
5.1. Bulanık Mantık Teorisi ve Bulanık Mantığın Tarihçesi	45
5.2. Bulanık Mantık Kontrolün Teorik Avantajları	52
5.3. Bulanık Mantık Kontrolörün Genel Yapısı.....	53
5.3.1. Bulanıklaştırma birimi.....	54
5.3.2. Bilgi tabanı	56
5.3.3. Çıkarım ünitesi	60
5.3.4. Durulaştırma.....	61
5.3.4.1. Maksimumların merkezi	61
5.3.4.2. Maksimumların ortalaması metodu.....	62
5.3.4.3. Ağırlık merkezi metodu	62
5.4. Sıvı Seviye Sisteminin Bulanık Kontrolör İle Denetlenmesi.....	62
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	69
KAYNAKLAR DİZİNİ	71
EK AÇIKLAMALAR.....	74
Ek Açıklamalar-A	74
Ek Açıklamalar-B.....	79
Ek Açıklamalar-C.....	82

ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
2.1 Sıvı seviye deney düzeneği	2
3.1 Genel dinamik sistem yapısı	5
3.2 Açık döngü kontrol sistemi blok şeması	5
3.3 Kapalı döngü kontrol sistemi blok şeması	6
3.4 Kontrol sistemi tasarımı akış şeması.....	8
3.5 Sistem tanıma akış diyagramı	10
3.6 Sıvı seviye tüpü şematik gösterimi	11
3.7 İndüksiyon motorun rotor devresi statora aktarılmış bir faz eşdeğer devresi	12
3.8 İndüksiyon motorun uyartım devresi akımı ve bileşenleri.....	13
3.9 İndüksiyon motorun sadeleştirilmiş bir faz eşdeğer devresi	14
3.10 İndüksiyon motor moment-hız karakteristik eğrisi	15
3.11 Sıncap kafesli İndüksiyon motorun sabit stator geriliminde frekansı değiştirilerek elde edilen moment-hız grafiği	17
3.12 İndüksiyon motorun senkron altı ve senkron üstü hız değerlerinde moment-hız karakteristik eğrisi.....	19
3.13 İndüksiyon motor V/f karakteristik eğrisi	19
3.14 Sıvı seviyesi ve sensör gerilimi arasındaki ilişkinin en küçük kareler hassasiyetinde gösterimi.....	25
3.15 Sürücü gerilimi ve sıvı seviyesi arasındaki ilişkinin en küçük kareler hassasiyetinde gösterimi.....	26
3.16 Sinüsoidal referans giriş işaretine sistem cevabı.....	27
3.17 Sıvı seviye sistemi açık döngü çalışma diyagramı.....	28
3.18 Sıvı seviyesinin 20mm den 205 mm ye artması.....	29
3.19 Sıvı seviyesinin 205mm den 20 mm ye azalması	29
3.20 Sıvı seviye sistemi kapalı döngü çalışma diyagramı.....	30
4.1 Açık döngü basamak tepkisi	35
4.2 Yamuk yaklaşımı ile sayısal integral işlemi.....	41
4.3 Sayısal türev işlemi	42
4.4 Sıvı seviye sistemi birim basamak yanıtı	43
4.5 Sıvı seviyesinin PID kontrolör ile 60mm'den 185 mm'ye arttırılması	44
4.6 Sıvı seviyesinin PID kontrolör ile 185 mm'den 60 mm'ye azaltılması.....	44
5.1 Üyelik fonksiyonu ile yaş gruplama	53
5.2 Bulanık mantık kontrolör yapısı.....	54

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam)

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
5.3 Hata değişiminin bulanık ifadesi.....	55
5.4 Kural tabanı yapısı	57
5.5 Basit bulanık mantık kontrolörlü sistem	59
5.6 Sıvı seviyesi hata ve hatanın değişiminin üçgen üyelik fonksiyonu ile gösterimi	64
5.7 Sıvı seviyesinin bulanık kontrolör ile 80mm'den 185 mm'ye artırılması	67
5.8 Sıvı seviyesinin bulanık kontrolör ile 185 mm'den 60 mm'ye azaltılması.....	67
5.9 Bulanık mantık kontrol ve PID kontrol deney uygulamalarının karşılaştırılması.....	68

ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>Cizelge</u>	<u>Sayfa</u>
3.1 Farklı sıvı seviyelerine karşılık kaydedilmiş sensör gerilimleri.....	25
3.2 Farklı sürücü gerilimlerine karşılık kaydedilmiş sıvı seviyeleri	26
4.1 Oran, integral ve türev katsayılarının sistem cevabına etkisi.....	34
4.2 Sürekli döngü metodu için Ziegler-Nichols ayar kuralları.....	34
4.3 Süreç reaksiyon eğrisi için Ziegler-Nichols kural tablosu	36
4.4 İç model kontrolü tabanlı PID kontrol edici parametreleri	37
4.5 Sıvı seviye deney sistemi PID parametreleri.....	43
5.1 Bulanık mantık ve kontrolün tarihsel gelişimi	51
5.2 Tek giriş-tek çıkışlı bir sistemin bulanık mantık kural tablosu	60
5.3 Çıkarım metotları	61
5.4 Referans girişe göre hata ve hatanın değişimi	63
5.5 Sıvı seviye sistemi bulanık kontrolör kural tablosu	65
A.1 Sistem tanıma deneyinde kullanılan matrisler.....	76
B.1 PID kontrol programında kullanılan semboller ve açıklamaları.....	79
C.1 Bulanık kontrol programında kullanılan semboller ve açıklamaları.....	82

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
y	Tüpteki sıvı seviyesi.
ω_{cikis}	Çıkış akış oranı.
ω_{giris}	Giriş akış oranı.
A_C	Seviye tüpü alanı.
A_N	Çıkış ağzı alanı.
L_{ls}	Kaçak endüktans.
X_{ls}	Stator kaçak reaktansı.
R_s	Stator sargılarının iç direnci.
f_s	Statora uygulanan gerilimin frekansı.
V_s	Stator faz gerilimi.
E_r'	Statora indirgenmiş rotor faz gerilimi.
X_{lr}'	Rotor sargılarının kaçak reaktansı.
R_r'	Rotor sargılarının direnci.
\ddot{u}	Dönüştürme oranı.
s	Kayma.
T_e	Motorda indüklenen moment.
P_{rg}	Rotora giren güç.
P_{ra}	Rotordan alınan güç.
η	Verim.
$2p$	Statorun kutup sayısı.
n_s	Stator döner alan senkron hızı
ω_s	Stator döner alan açısal senkron hızı.
n_r	Rotor devri.
Φ_s	Motorun kutup başına manyetik akısı.

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
k_w	Sarım sabitleri.
N_s	Stator sipir sayısı.
J	Toplam eşdeğer eylemsizlik.
B	Toplam eşdeğer sönüm.
T_e	Motorun ürettiği moment.
$T_{yük}$	Yük momenti.
f_{sl}	Kayma frekansı.
ω_{sl}	Kayma hızı.
s_{anma}	Anma kayma.
f_{slanma}	Anma kayma frekansı.
α, β	Sistem modelinde kullanılan katsayılar.
V_i^e	Sabit sürücü gerilimi.
y^e	Kararlı durum seviyesi.
δy	Denge durumunda seviyedeki parazit değişimler.
δV_i	Sürücü gerilimindeki parazit değişimler.
K_{DC}	Sistemin kazancı.
p	Transfer fonksiyonunun kutbu.
V_y	Sensör gerilimi.
e	Hata.
de	Hatanın değişimi.
u	Sisteme uygulanacak kontrol işareti.
K_p	Oransal kazanç.
K_i	İntegral kazanç.
K_d	Türevsel kazanç.
T_i	İntegral zamanı.

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam)

<u>Simgeler</u>	<u>Açıklama</u>
T_d	Türev zamanı.
ε	Zaman sabiti.
T_U	Salınım periyodu.
K_U	Bastırılmış salınım kazancı.
τ_d	Ölü zaman sabiti.
A	Genlik kazancı.
Θ	Faz aralığı.
ξ	Sönüm oranı sabiti.
u_p	Oransal kontrol işareti.
u_i	İntegral kontrol işareti.
u_d	Türevsel kontrol işareti.
K_C	Ayrık zaman oransal kazanç.
T	Örnekleme periyodu.
μ	Üyelik değeri.
w	Kuralın skaler ağırlığı.
<u>Kısaltmalar</u>	<u>Açıklama</u>
PLC	Programmable Logic Controller.
PID	Proportional, Integral and Derivative Controller.
ASD	Adjustable Speed Drives

1. GİRİŞ

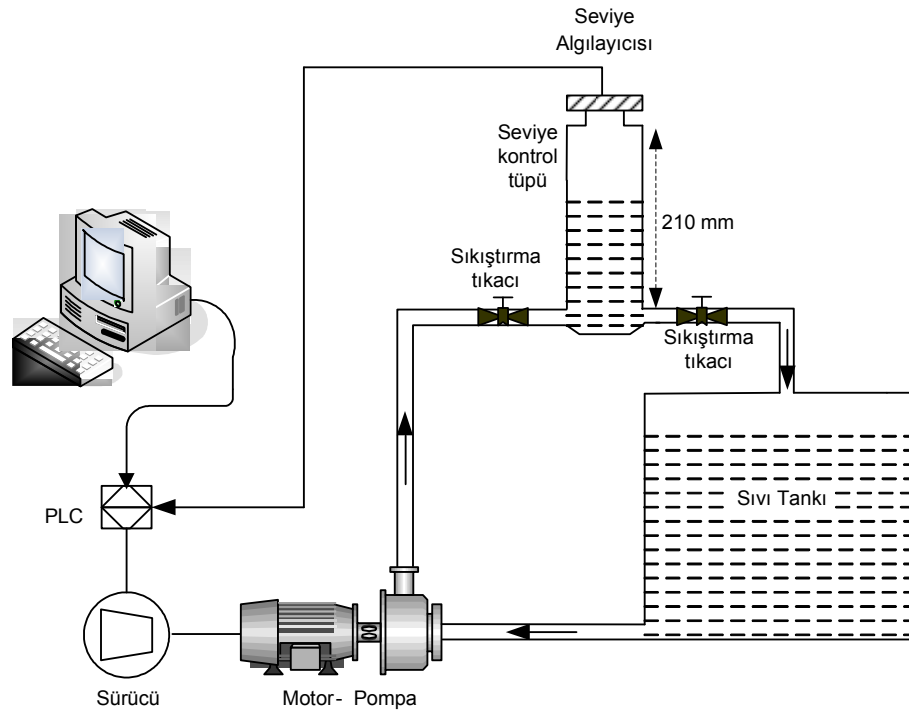
Kontrol sistemleri dersleri, elektrik mühendisliği ve makine mühendisliği gibi alanlarda temel derslerdir. Sıvı kontrolünün, kontrol sistemleri uygulamalarında çok önemli bir yeri vardır. Örnek olarak, sıvı kontrolü büyük turbo generatörlerin soğutulmasında kullanılır. Yine hidrolik ve pnömatik kontrol uygulamalarında sıvı kontrolünün önemi çok büyüktür. Bu nedenle sıvı kontrolü ile ilgili yapılan deney uygulamaları mühendislik öğrencileri için çok iyi deneyim olmaktadır [1].

Bu tez çalışmasında, lisans ve/veya lisansüstü kontrol sistemleri derslerinde kullanılabilir bir sıvı seviye deney düzeneği geliştirilmiştir. Geliştirilen deney düzeneğinde PID ve bulanık mantık kontrol uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen düzenekte temel kontrol metotları uygulanıp karşılaştırılabileceği gibi, ileri kontrol algoritmaları da uygulanabilecektir. Düzenekte kullanılan sürücü, motor ve pompa düzenekleri değiştirilerek, kullanılan cihazların performansları da karşılaştırılabilecektir. Sistem seviye kontrol uygulamaları için yapılacak çalışmalarda kapsamlı bir çalışma olanağı sunacak şekilde tasarlanmış bir deney düzeneğidir. Geliştirilen deney düzeneğindeki kontrol amacı, ayarlanabilir motor sürücüsü ile indüksiyon motor-pompa sisteminin hızını kontrol ederek, seviye tüpü içerisindeki akışkanın seviyesini kontrol etmektir.

Tez çalışmasının bölümleri aşağıdaki gibidir. İkinci bölümde geliştirilen sıvı seviye deney düzeneği ayrıntılı olarak açıklanmıştır. Üçüncü bölümde, dinamik sistemlerin modellenmesi açıklanmış, sıvı seviye deney düzeneği sisteminin modeli, sistemi oluşturan seviye kontrol tüpü ve motor-pompa düzenekleri modellerinin birleştirilmesi ile elde edilmeye çalışılmıştır. Sistem modeli oluşturulurken elde edilemeyen parametreler için sisteme en küçük kareler sistem tanıma yöntemi uygulanarak parametrelerin bulunması açıklanmıştır. Elde edilen sistemin açık çevrim çalışma diyagramı verilmiş ve sistemin açık çevrim çalıştırılması ile elde edilen grafikler sunulmuştur. Üçüncü bölümde sıvı seviye sisteminin kapalı çevrim çalışma diyagramı verilmiş ve sinyal akışı açıklanmıştır. Dördüncü bölümde PID kontrolün sıvı seviye sistemine uygulanışı açıklanmış ve kontrol sonucu elde edilen grafiksel sonuçlar sunulmuştur. Beşinci bölümde ise, bulanık kontrolün sıvı seviye sistemine uygulanışı açıklanmış ve kontrol sonucu elde edilen grafiksel sonuçlar sunulmuştur. Tez çalışması sonuçlar ve öneriler bölümüyle son bulmaktadır.

2. SIVI SEVİYE DENEY DÜZENEGİ

Bu çalışma da geliştirilen ve üzerinde çalışılan sıvı seviye deney düzeneği sistemi şekil 2.1'de görülmektedir.



Şekil 2.1 Sıvı seviye deney düzeneği

Sıvı seviye deney düzeneği sistemi aşağıdaki parçalardan oluşmaktadır.

Sıkıştırma tıkaçları: Sıvı seviye kontrol tüpünün sıvı giriş ağzına ve sıvı çıkış ağzına yerleştirilen birer adet sıkıştırma tıkaçı ile sıvı geçişi kısıtlanabilmektedir. Sıkıştırma tıkaçları sistemde farklı çalışma noktaları oluşturmak ve sistemde bozucu etki oluşturmak amacı ile kullanılmaktadır.

Seviye algılayıcısı: Tüp içindeki sıvının seviyesi ultrasonik seviye algılayıcı (sensör) ile ölçülmektedir. Siemens marka ultrasonik seviye algılayıcısı, ayarlandığı seviye ya da mesafe aralığında, ölçtüğü seviye ile orantılı olarak 0-10V gerilim sinyali üretmektedir. Ultrasonik seviye algılayıcısının ürettiği sinyal, sıvı seviyesini ölçmek veya kontrol sistemine geri besleme sinyali olarak kullanılabilir. Sensor ölçüm aralığı 0-210mm olarak ayarlanmıştır.

Motor-pompa: Sıvı tankında bulunan sıvı, seviye kontrol tüpüne motor-pompa düzeneği tarafından iletilmektedir. Düzenekteki pompa, sürtme pervaneli tip olup indüksiyon motor tarafından tahrik edilmektedir. İndüksiyon motor, üç fazlı 370W gücünde ve ayarlanabilir motor sürücüsü tarafından sürülmektedir. İndüksiyon motor ve sıvı pompası düzeneği aynı mil üzerinde akuple bağlıdır.

Ayarlanabilir motor sürücüsü (ASD): İndüksiyon motorun hızını ayarlanabilir motor sürücüsü kontrol etmektedir. Sistemde kullanılan ayarlanabilir motor sürücüsü, Siemens Micromaster MM 420 marka, 750W gücünde bir faz giriş ve üç faz çıkışa sahiptir. Sürücü parametreleri indüksiyon motor etiket değerlerine göre ayarlanabilmektedir. Sürücü 220V bir faz ile beslenmektedir. Analog girişlerine uygulanan 0-10V kontrol işareti ile çıkışlarından 0-220V gerilim aralığında üç fazlı gerilim ve 0-50Hz frekans aralığında V/f orantılı çıkış vermektedir.

Programlanabilir Lojik Kontrolör (PLC): Sıvı seviye deney düzeneğinde, kontrolör olarak Siemens S7-200 CPU 222 marka PLC cihazı kullanılmıştır. PLC cihazı, Step 7 - Microwin SP2 programı ile programlanmıştır. Sistem tanıma ve kontrol aşamaları PLC programı ile gerçekleştirilmiştir. Sistemin kontrolünü sağlayan ve ayarlanabilir motor sürücüsü girişlerine uygulanan analog kontrol işareti, PLC tarafından üretilmektedir. Sıvı seviye deney düzeneği, yüksek performanslı bir motor sürme sistemi özelliği göstermektedir. Böyle bir sistemde ayar noktası değişimleri sınırları aşmadan hızlı takip edilebilmeli ve sistemin sürekli değişen taleplerine gerekli cevap hızlı bir şekilde verilebilmelidir. Bu nedenle sıvı seviye sisteminde, sayısal sinyal-veri işleme, değerlendirme işlemlerini gerçekleştiren, yarıiletken bellek destekli mikroişlemci tabanlı bir sayısal kontrolör kullanılmasının uygun olacağı düşünülmüştür. Sistemde sayısal kontrolör olarak uygun arayüz donanımı ile kişisel bilgisayar, mikro denetleyici -elektronik donanımı da tasarlanarak- ya da PLC cihazı kullanılabilir. Sıvı seviye sisteminde, yeterli bellek kapasitesine sahip olması, ekonomik olması, modüler yapılı ve doğrudan endüstriyel uygulamalar için geliştirilmiş olması gibi özellikleri dikkate alınarak, sayısal kontrolör olarak PLC cihazı kullanılmıştır. PLC cihazları, endüstriyel otomasyon sistemlerini oluşturan kumanda sistemleri, geri beslemeli kontrol sistemleri ve veri iletişim sistemlerinde bellek kapasiteleri ölçüsünde kullanılabilir. Uygulamadaki ihtiyaç ve cihazın teknik sınırları dikkate alınarak çok sayıda sayısal ve analog giriş/çıkış modülleri ile kontrol uygulamalarında sıralama, zamanlama, sayma ve denetim işlevleri gerçekleştirilebilmektedir.

Tüm bu özellikleri ile PLC cihazları, kontrol devrelerini gerçeklemeye uygun yapıda giriş-çıkış birimleri ve iletişim arabirimleri ile donatılmış, sayısal kontrol yapısına uygun bir sistem programı altında çalışan endüstriyel uygulamalar için geliştirilmiş bilgisayarlar olarak ifade edilebilmektedir.

Sıvı seviye sisteminin açık çevrim ya da kapalı çevrim çalışma programları ilgili PLC cihazı programlama dili kullanılarak yazılabilmektedir. Ayarlanabilir motor sürücüsü girişleri ve ultrasonik seviye algılayıcısının ürettiği sinyal çıkışı analog özellikte, PLC cihazı ise sayısal özellikli olduğundan; PLC cihazı ile ultrasonik seviye sensörü ve PLC cihazı ile ayarlanabilir motor sürücüsü arasındaki bağlantı Siemens EM 235 marka analog giriş-çıkış modülü ile gerçekleştirilmektedir.

Seviye kontrol tüpü: Kontrol uygulamaları ile sıvı seviyesinin kontrol edildiği kısımdır. Seviye kontrol tüpü, silindir şeklinde ve içindeki sıvının gözlenebilmesi için şeffaf görünümlüdür. Tüpün tabanı ile üst kısmı arasında 0-210 mm aralık seviye kontrolü için ölçeklendirilmiştir. Tüpün tabanında bulunan karşılıklı iki bağlantı ağzı, sıvı girişi ve çıkışı için kullanılmaktadır. Seviye tüpünde; eğer çıkış akış oranı, giriş akış oranından fazla ise sıvı seviyesi düşmektedir. Eğer giriş akış oranı, çıkış akış oranına eşitse sıvı seviyesi sabit kalmaktadır. Eğer giriş akış oranı çıkış akış oranından fazla ise sıvı seviyesi artmaktadır.

Sıvı seviye sisteminde sıvı hareketi kapalı döngü oluşturacak şekilde sürekli hareket halindedir. Seviye kontrol tüpünün girişinden sıvı girmekte çıkış bölümünden ise sürekli tanka boşalmaktadır. Tank içindeki sıvı pompa motoru ile seviye tüpünün girişine iletilmektedir. Sıvı hareketini sağlayan pompa motoru kesintisiz çalışmaktadır. Tüp içerisine gönderilen sıvı miktarı, ayarlanabilir motor sürücüsünün girişlerine uygulanan kontrol işareti ile üç fazlı asenkron motor pompa tarafından değiştirilebilmektedir.

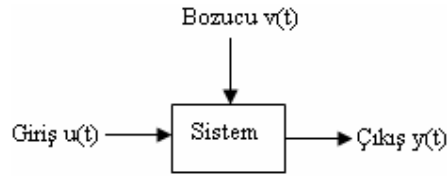
3. SIVI SEVİYE DENEY DÜZENEĞİNİN MODELLENMESİ

3.1. Dinamik Sistemler ve Dinamik Sistemlerin Modellenmesi

3.1.1. Dinamik sistemler

Kontrol sistemi belirli bir amaca yönelik olarak birbirine bağlı iç sistemlerin oluşturduğu genel bir yapıdır. Bir kontrol sistemi, istenilen bir sistem tepkisini elde etmeye yönelik olarak tasarlanmış bileşenlerin karşılıklı bağlantılarından oluşmaktadır. Sistem analizinin temelinde, sistem içindeki bileşenlerin sebep-sonuç ilişkilerinin belirlenmesinde, son yıllara kadar doğrusal sistem teorisi özellikle yer almaktadır.

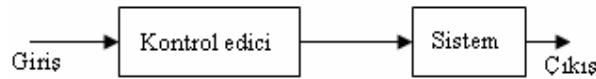
Şekil 3.1’de dinamik bir sistemin blok yapısı görülmektedir. Buradaki giriş çıkış ilişkileri sistemin sebep-sonuç ilişkilerini temsil etmektedir [2].



Şekil 3.1 Genel dinamik sistem yapısı

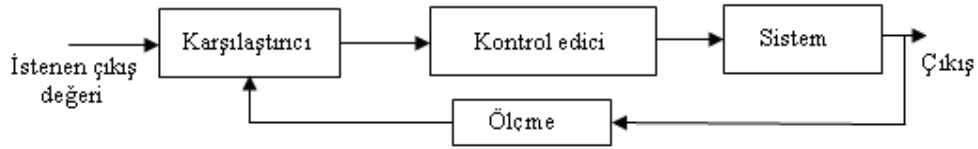
Sistem, giriş değerleri $u(t)$ ve bozucular $v(t)$ tarafından sürülür. Sistemi kontrol etmek için $u(t)$ kontrol edilebilir, ancak $v(t)$ kontrol edilemez. Bazı işaret işleme uygulamalarında girişler belirsiz de olabilir. Bu nedenle çıkış işaretleri, sistem hakkında bilgi sağlayan değerler durumundadır. Dinamik bir sistem için, t_0 anındaki kontrol işlemi t_1 anında çıkışta etkisini gösterir ve $t_1 > t_0$ ’dır.

Bir açık döngü kontrol sistemi, istenilen bir sistem tepkisini elde etmek amacı ile bir kontrol edici kullanan ve şekil 3.2’de görüldüğü gibi geri beslemesi olmayan sistemlerdir.



Şekil 3.2 Açık döngü kontrol sistemi blok şeması

Açık-döngü kontrol sistemlerine karşın, kapalı-döngü kontrol sistemleri, istenilen çıkış ile sistemin gözlemlendiğimiz çıkışı arasında kıyaslama yapabilmeye olanak sağlayacak ek ölçüm sağlar. Ölçülen çıkış değeri geri besleme sinyalidir. Şekil 3.3'de görülen geri beslemeli kontrol sistemi, tanımlanmış bir sistem değişkeninin bir başkası ile karşılaştırılması ve bunların farkının değerlendirilerek kontrol edilmesine dayanmaktadır [2].



Şekil 3.3 Kapalı döngü kontrol sistemi blok şeması

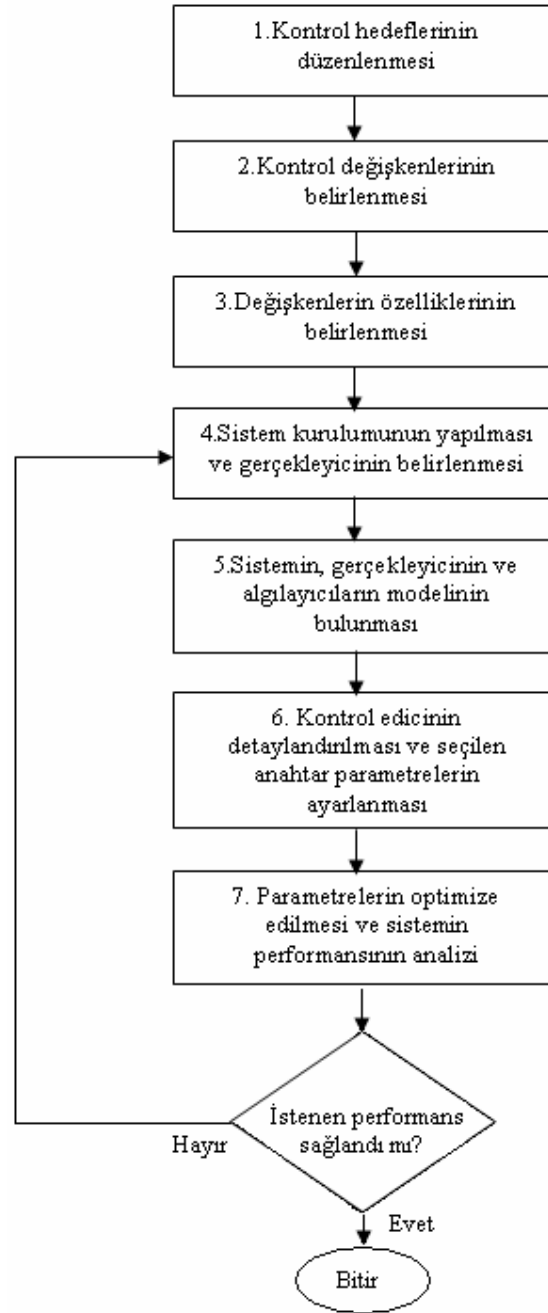
Geri beslemeli kontrol sistemlerinde, sistemi kontrol edebilmek için, sistem çıkışı ile sisteme uygulanan referans girişi arasında ilişkilendirilmiş fonksiyon kullanılmaktadır. Kontrol edilecek süreç içinde genelde referans girişi ile sistemin çıkışı arasındaki fark azaltılmak istenmektedir [2].

Mühendislik tasarımının etkin olması için temel yaklaşım, parametrik analiz ve optimizasyondur. Parametrik analiz; (1) temel parametrenin belirlenmesi, (2) sistem kurulumunun yapılması, (3) hangi kurulumun ihtiyaçlara daha iyi cevap verdiğinin değerlendirilmesini gerektirmektedir. Bu üç aşamalı yol sürekli bir döngü yapısıdır. Temel parametre belirlendikten ve sistem kurulduktan sonra tasarımcı parametreyi optimize edebilir. Kontrol sistemi tasarımında temel amaç, ihtiyaç olan sistemin temel parametrelerinin özelliklerini, tanımlamaları ve kuruluşunu gerçekleştirmektir. İlk adım tasarımı gerçekleştirmek için, sistem hedeflerini çok iyi bir şekilde tanımlamaktır. Örnek vermek gerekirse bu tez çalışması için geliştirilen deney düzeneğinde temel amaç sütundaki sıvı seviyesini istenilen kesinlikte ve seviyede kontrol etmektir. İkinci hedef ise kontrol edilen sistem değişkenlerini yani sıvı seviye sistemini tanımlamaktır. Üçüncü aşama ise ulaşılmak istenilen doğruluk oranıdır ki bu doğruluk oranı, kontrol edilmek istenilen değişkenlerin ölçümünde kullanılacak olan algılayıcıların seçiminde büyük rol oynamaktadır. Kullanılacak olan motor gerçekleyicidir. Seviye algılayıcısı doğru olarak seviyeyi ölçebilmelidir. Daha sonraki aşama ise toplamsal yükseltici ve istenilen değer ile gerçek değeri karşılaştırıcı ve bunu hata sinyali olarak gönderecek elemanlar içeren bir kontrol edici seçmektir. Bu çalışmada kontrol edici olarak PLC cihazı kullanılmıştır.

Tasarımın son aşaması ise, sistemin istenilen performansı yakalayana kadar değişken parametrelerini ayarlamaktır. Parametrelerin değişimi ile istenilen performans elde edilirse tasarım süreci tamamlanmakta ve sonuçlar kaydedilmektedir. Eğer istenilen performans elde edilemezse yeni gerekleyiciler ve algılayıcılar seçilir [2].

Sistemin performans özellikleri, kapalı döngü kontrol sistemini açıklamalı ve dalgalanmalara karşı iyi bir dengeleme yapmalı, komutlara istenilen tepkileri vermeli, gerçekçi sinyaller üretmeli, yüksek duyarlılık ve gürbüzlük özelliklerini de içinde barındırmalıdır [2].

Özet olarak kontrol edici tasarımı problemi; algılayıcı ve gerekleyicilerin bulunduğu kontrol edilecek bir sistemin modelinin belirlenmesi ve tasarım hedeflerinin belirlenmesi aşamalarını içermektedir. Kontrol sistemi tasarımı akış şeması şekil 3.4’de görülmektedir.



Şekil 3.4 Kontrol sistemi tasarımı akış şeması

3.1.2. Dinamik sistemlerin modellenmesi

Belirsizlik ve karmaşıklıktan dolayı dinamik sistemlerin modellenmesi çoğu kez zor olmaktadır.

Dinamik sistemler, zihinsel-sezgisel modellerle, grafik modellerle ve matematiksel modellerle modellenmektedir. Zihinsel-sezgisel modellere araba kullanan bir sürücünün modeli örnek verilebilir “gaza basmak arabanın hızını arttırır” gibi. Birim basamak girişle uyarılan sistemin çıkış grafiği bir grafiksel modeldir. Matematiksel modeller ise diferansiyel denklemler ve fark denklemleri ile ifade edilebilen modellerdir. Bu modeller üzerinde, hata düzeltme, kuvvetlendirme ve filtreleme gibi işlemler yapılabilmektedir [3].

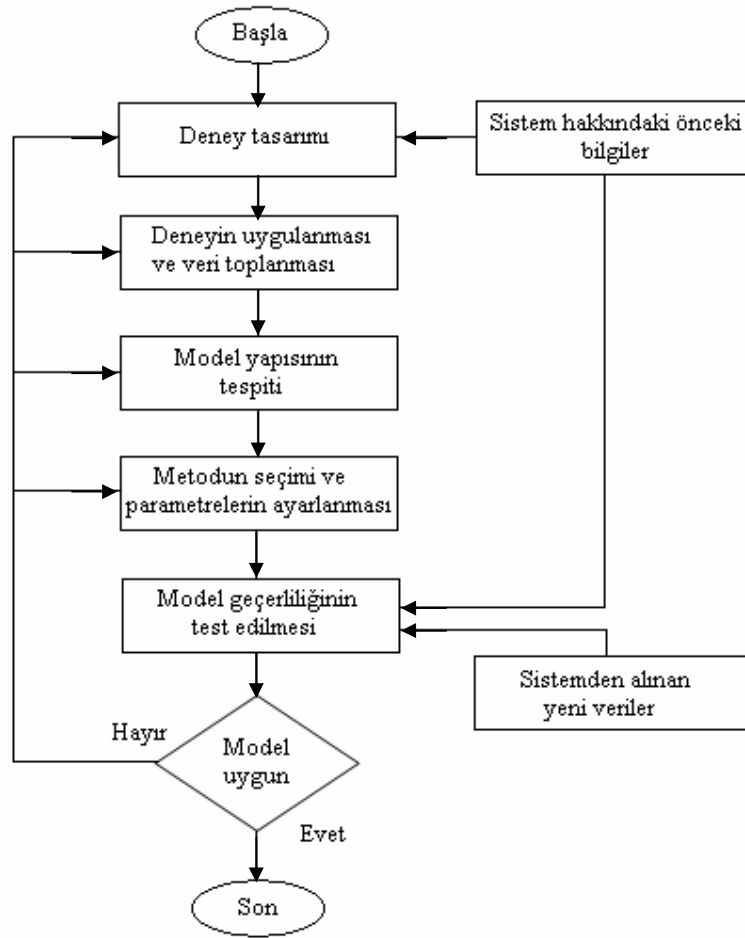
Dinamik bir sistemin modellenmesi için temel iki yol vardır. Bunlar analitik yaklaşımla elde edilen matematik modelleme ve deneysel yaklaşımla elde edilen sistem tanıma modelleridir. Matematiksel modelleme de Newton Kanunları gibi basit fizik yasaları kullanılarak, sürecin dinamik davranışı tanımlanır. Sistem tanımada ise sistem üzerinde bazı deneyler yapılarak veriler toplanır, daha sonra kaydedilen bu verilere dayanılarak sisteme bir model uydurulur. Bazı süreçlerin karmaşıklığı nedeniyle, sadece fiziksel yasalar kullanılarak kullanışlı modelleri elde edilemeyebilir. Bu durumda sistem tanıma metotlarının kullanılması gerekebilmektedir [3].

Sistem tanıma, deneysel bilgiye dayanarak dinamik sistemlerin modellenmesidir. Sistem tanımada sistemin dinamik modellemesi, girdi-çıkı verilerinden yararlanarak gerçekleştirilmektedir. Böylece sistemin fiziksel özelliklerini en iyi yansıtan modeller oluşturulmaya çalışılmaktadır. Bir kontrol algoritmasının yeterli olabilmesi için, kullanılacak ilgili model, sistemi çok iyi bir şekilde açıklamalıdır. Bu da doğru bir model yapısının seçimi ve model parametrelerinin uygun hesaplama yöntemiyle bulunmasını gerektirmektedir. Sistem tanıma, sisteme birim basamak, kare ya da sinüs gibi bir giriş sinyali verilmesi ve belirli zaman aralıklarında çıkış değişkeni verilerinin elde edilmesiyle gerçekleştirilir. Sistem tanıma ile elde edilen modeller, sadece belli giriş işaretleri ve çalışma noktaları için sistemi temsil edebilmektedir. Bu özellikleri ile matematiksel modelleme yoluyla elde edilenlere göre sınırlılığa sahiptirler. Bu modellerin parametreleri çoğunlukla fiziksel anlam içermemektedir. Ancak sistem tanıma modellerinin yapısı basit ve kullanımı kolaydır. Sistem tanıma sürecinin zorlukları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Sistem davranışı doğrusal değilse uygun model seçimi zor olmaktadır.
- Sistemdeki gürültüden dolayı elde edilen veriler mükemmel değildirler bu nedenle, gürültü etkisinin hesaba katılması gerekmektedir.
- Sürecin zamanla değişmesinden dolayı zamandan bağımsız model edilmesi zor olmaktadır.

- Önerilen modelde sistem için önemli olan bazı işaretler veya değişkenler ölçülemeyebilmektedir [3].

Sistem tanıma süreci algoritması şekil 3.5'deki gibi özetlenebilir.



Şekil 3.5 Sistem tanıma akış diyagramı

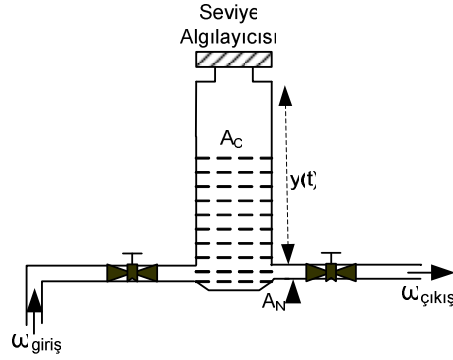
3.2. Sıvı Seviye Sisteminin Fiziksel Modellenmesi

3.2.1. Sıvı seviye kontrol tüpü modeli

Sıvı seviye tüpü detayı şekil şekil 3.6'da görülmektedir. Burada giriş akış oranı ω_{giris} , çıkış akış oranı ω_{cikis} , sıvı seviyesi $y(t)$, seviye kontrol tüpü kesit alanı A_C , çıkış ağzı alanı A_N ile gösterilmektedir.

Sistem akışkan dinamiği tek-giriş, tek-çıkışlı durum uzayında giriş $\omega_{giris}(t)$, ve çıkış, $y(t)$, iken kütle korunumu kanunundan denklem,

$$\dot{y} = \frac{1}{A_C} [\omega_{giris}(t) - \omega_{cikis}(t)] \quad (3.1)$$



Şekil 3.6 Sıvı seviye tüpü şematik gösterimi

Denklem 3.1'e bakıldığında giriş akış oranı, çıkış akış oranından büyükse sıvı seviyesi artar, giriş akış oranı, çıkış akış oranına eşitse sıvı seviyesi dengede kalır, çıkış akış oranı, giriş akış oranından büyükse sıvı seviyesi azalır. Sistemin tepesindeki ve tabanındaki atmosfer basıncı eşit kabul edilirse ve sürtünme ihmal edilirse, çıkış akış oranı ve sıvı yüksekliği arasındaki bağıntı elde edilir [1].

$$\omega_{cikis}(t) = A_N \sqrt{\frac{2g}{1 - \frac{A_N^2}{A_C^2}}} \sqrt{y(t)} \quad (3.2)$$

Yer çekimi ivmesi ($g=9,8m/sn^2$)'dir. Bu denklem çıkış akış oranının, sıvı seviyesinin nonlineer bir fonksiyonu olduğunu göstermektedir. Giriş akış oranı ve sıvı seviyesi ile bağlantılı birinci dereceden diferansiyel denklem, denklem 3.1 ve denklem 3.2'den elde edilir.

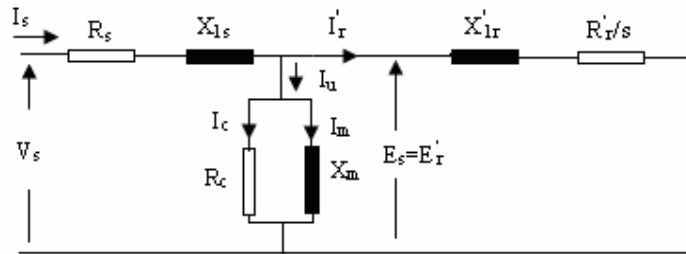
$$\begin{aligned} \dot{y} &= -\frac{A_N}{A_C} \sqrt{\frac{2g}{1 - \frac{A_N^2}{A_C^2}}} \sqrt{y(t)} + \frac{1}{A_C} \omega_{giris}(t) \\ &= f(y(t), \omega_{giris}(t)) \end{aligned} \quad (3.3)$$

Borudaki kayıplar ve türbülans gibi akışkan dinamiğine etkiyen çeşitli faktörler bu modelde hesaba alınmamıştır, bu nedenle denklem 3.3, akışkan dinamiğinin basitleştirilmiş bir modelidir.

3.2.2. İndüksiyon motorlar ve indüksiyon motor modeli

İndüksiyon motorlar; endüstride düşük üretim maliyetleri, yüksek verim ve güvenilirlikleri, basit ve dayanıklı yapıları, düşük işletme maliyetleri ile en çok kullanılan motorlardır. Özellikle sincap kafesli (kısa devre rotorlu) İndüksiyon motorlar endüstride yaygın bir kullanım alanı bulmuştur. İndüksiyon motorun statoruna alternatif gerilim uygulandığında stator sargılarından akım geçer. Stator akımı nüve üzerine sarılmış olan stator sargıların etrafında zamana bağlı olarak değişen manyetik akı oluşur. Bu manyetik akının çok az bir kısmı havadan kaçak olarak devresini tamamlarken, geriye kalan bir miktarı da stator ve rotor demir nüveleri ile stator rotor arasındaki hava boşluğundan devresini tamamlar. Havadan devresini tamamlayan kaçak akılardan dolayı stator da kaçak endüktans L_{1s} ve dolayısıyla kaçak reaktans X_{1s} oluşur. Ayrıca stator sargılarının iç direnci R_s 'de stator devresinde stator reaktansına seri bağlanır. Statora uygulanan gerilimin frekansı f_s ise stator kaçak reaktansı aşağıdaki gibi ifade edilir [4].

$$X_{1s} = 2\pi \cdot f_s \cdot L_{1s} \quad (3.4)$$

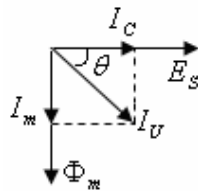


Şekil 3.7 İndüksiyon motorun rotor devresi statora aktarılmış bir faz eşdeğer devresi

İndüksiyon motorun kararlı çalışma analizinde eşdeğer devreden yararlanılır. Şekil 3.7 'de asenkron motorun sürekli hal eşdeğer devresi görülmektedir. Stator faz sargısına V_s gerilimi uygulandığında hava aralığında oluşan akılar E_s elektromotor kuvvetini üretir. E_s 'nin değeri stator faz geriliminden R_s stator sargı direnci ve L_{ls} . stator kayıp endüktansının çıkarılmasıyla elde edilir. E_r' statora indirgenmiş rotor faz gerilimi, X_{lr}' , rotor sargılarının kaçak reaktansı, R_r' , rotor direncidir. Burada; \ddot{u} dönüştürme oranı olmak üzere ilgili bağıntılar şu şekilde ifade edilebilir [5,6].

$$\begin{aligned}
 E_s &= V_s - I_s \cdot (R_s + jX_{ls}) \\
 E_r' &= \ddot{u} \cdot s \cdot E_s \\
 I_r &= \frac{E_{r0}}{R_r / s + jX_{lr0}} \\
 E_s &= E_r' = \ddot{u} \cdot E_{r0} \\
 X_{lr}' &= \ddot{u}^2 \cdot X_{lr0} \\
 R_r' &= \ddot{u}^2 \cdot R_{r0} \\
 I_r' &= \frac{I_r}{\ddot{u}}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Boş çalışma akımı ya da uyarım akımı denilen I_u 'nun iki bileşeni vardır. I_c , çekirdek kayıplarını karşılayan bileşen ve I_m ,manyetik bileşendir.



Şekil 3.8 İndüksiyon motorun uyarım devresi akımı ve bileşenleri

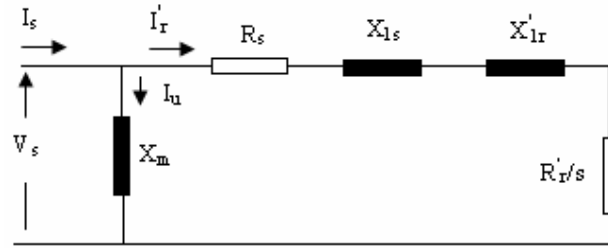
I_c , çekirdek kayıplarını karşılayan bileşen ve I_m , manyetik bileşen aşağıdaki ifadelerle bulunurlar.

$$I_c = \frac{E_r'}{R_c} \quad (3.6)$$

$$I_m = \frac{E_r'}{X_m}$$

İndüksiyon motorda hava aralığından rotora aktarılan güç ifadesi ile motorda indüklenen moment bulunabilir. Hava aralığından aktarılan güç ise; bir faz eşdeğer devresindeki R_r'/s direncin de harcanan güce eşittir. Bunun için devredeki statora aktarılmış rotor akımı gereklidir.

Şekil 3.9'da verilen indüksiyon motorun sadeleştirilmiş bir faz eşdeğer devresi ile kullanılarak akım, güç ve moment ifadeleri bulunabilir.



Şekil 3.9 İndüksiyon motorun sadeleştirilmiş bir faz eşdeğer devresi

$$I_r' = \frac{V_s}{\sqrt{(R_s + R_r'/s)^2 + (X_{1s} + X'_{1r})^2}} \quad (3.7)$$

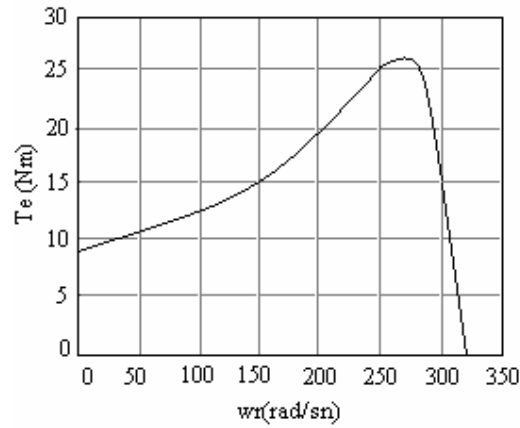
Motorda indüklenen moment T_e , rotora giren güç P_{rg} , rotordan alınan güç P_{ra} , motorun verimi η , ifadeleri kullanılarak bulunabilir.

$$P_{rg} = 3.I_r'^2 \cdot \frac{R_r'}{s} \quad (3.8)$$

$$P_{ra} = 3.I_r'^2 \cdot R_r' \cdot \left(\frac{1-s}{s} \right) = P_{rg} \cdot (1-s) = \eta \cdot \sqrt{3} \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi \quad [7] \quad (3.9)$$

$$T_e = \frac{9,55 \cdot P_{rg}}{n_s} = 9,55 \cdot 3 \cdot \frac{1}{n_s} \cdot I_r'^2 \cdot \frac{R_r'}{s} \quad (3.10)$$

$$T_e = \frac{9,55 \cdot P_{ra}}{n_r} \quad (3.11)$$



Şekil 3.10 İndüksiyon motor moment-hız karakteristik eğrisi

Gücü 4 kW ve kutup sayısı iki olan kısa devre çubuklu bir indüksiyon motor moment-hız karakteristiği şekil 3.10'de verilmiştir. Buna göre eğrilerle ilgili olarak şu değerlendirmeler yapılabilir [5].

1. Senkron hız değerinde motorda indüklenen moment sıfırdır. Çünkü rotor çubukları stator manyetik akısı tarafından kesilmediğinden rotorda herhangi bir gerilim üretilmemektedir ve dolayısıyla rotor akımı ve manyetik akısı da sıfır olmaktadır. Moment denklemine göre rotor akımı veya akısı sıfır ise, üretilen moment de sıfır olur.
2. Senkron hıza yakın noktalarda, boş ve yüklü çalışma noktalarında, üretilen moment ile hız arasındaki bağıntı lineerdir. Bu noktalarda, rotor devresi daha fazla omik bir yapıya sahip olup; üretilen moment, rotor akımı ve akısı kaymayla değişmektedir. Rotor direnci de kaymaya etki eden faktör olduğundan, lineer bölgede rotor direnci büyüdükçe hız azalır, moment ve kayma artar.

3. Motorun başlangıçta, yani hız sıfır iken kalkınabilmesi için üretmiş olduğu moment, tam yük momentinden bir miktar büyüktür. Motor kalkındıktan sonrada tam yükünde çalışırken bu yük momentini karşılayabilmelidir. Dolayısıyla asenkron motorların moment-hız karakteristik eğrisi incelenerek, ne kadar bir yükle yüklenebileceklerine karar vermek mümkündür.
4. İndüksiyon motorun herhangi bir kayma değerine karşılı gelen moment değeri uygulanan gerilimin karesiyle değişmektedir.

Üç fazlı bir İndüksiyon motorun statorunun kutup sayısı $2p$ ve uygulanan gerilimin frekansı da f_s ise statorun senkron hızı n_s ve açılal hızı ω_s , aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$n_s = \frac{120 \cdot f_s}{2p} \quad (d / dk) \quad (3.12)$$

$$\omega_s = \frac{120 \cdot f_s \cdot \pi}{p \cdot 60} \quad (rad / sn)$$

İndüksiyon motorun rotoru stator döner alan yönünde hızlanarak n_r devri ile döner. Ancak rotor hızı n_r hiçbir zaman n_s hızına ulaşamaz. Eğer $n_r = n_s$ olursa indükleme etkisi olmayacağından döndürme momenti sıfır olur. Rotorda dönme hareketi oluşmaz. Döner alan hızı ile rotor hızı arasında sürekli bir fark vardır. Bu farka kayma ve bu farkın döner alan hızına oranına bağlı kayma (s) denir.

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (3.13)$$

Rotor hızı,

$$n_r = n_s (1 - s)$$

$$n_r = n_s - s \cdot n_s = \frac{120 \cdot f_s}{2p} (1 - s) \quad (3.14)$$

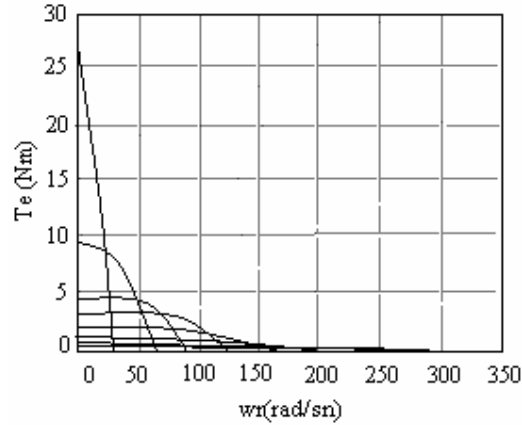
$$\omega_r = \omega_s (1 - s)$$

$$\omega_r = \omega_s - s \cdot \omega_s = \frac{120 \cdot f_s \cdot \pi}{p \cdot 60} (1 - s)$$

Denklem 3.14'de görüldüğü gibi asenkron motorun hızına etki eden parametreler; stator frekansı, stator kutup sayısı ve rotor kaymasıdır.

Denklem 3.12'de görüldüğü gibi indüksiyon motorun stator senkron hızı, motora uygulanan frekans değeri ayarlanarak kontrol edilebilir.

Stator frekansının değiştirilmesiyle stator döner manyetik alanı ve dolayısıyla rotor hızı istenilen değerlere getirilebilir. Sincap kafesli (kısa devre çubuklu) İndüksiyon motorun hızının kontrol ve ayarı, ancak statora uygulanan gerilimin genlik ya da frekansını değiştirmek yolu ile yapılır. İndüksiyon motorun sabit stator geriliminde, stator frekansı değiştirilir ise motorun moment-hız eğrisi 4 kW, iki kutuplu bir indüksiyon motor için şekil 3.11'deki gibi olur. Frekans değeri arttıkça motorun ürettiği maksimum moment azalmaktadır.



Şekil 3.11 Sincap kafesli İndüksiyon motorun sabit stator geriliminde frekansı değiştirilerek elde edilen moment-hız grafiği

Motorun kutup başına-manyetik akısı Φ_s değeri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\Phi_s = \frac{E_s}{4,44.k_w.N_s.f_s} \quad (3.15)$$

İndüksiyon motorun senkron hızı direkt olarak frekansla orantılıdır. İşlem aralığında her bir frekans değeri için indüksiyon motorun moment-hız eğrisi başlama ve devrilme momentlerini içermektedir. Moment ayarlanan frekans değerleri için motora uygulanan gerilime göre değişir. Güvenli bir işlem için belirtilen hız aralığında maksimum hava aralığı akısı ve hava aralığındaki gerilim frekansla orantılıdır. İndüksiyon motorda hem hız kontrolü yapmak hem de akım ve momentin bu kontrol sırasında artmasını engellemek için frekansın genlikle birlikte değiştirilmesi gerekmektedir. Gerilim/frekans (V/f) oranının sabit tutulması ile düşük hızlar dışında makinenin hızı geniş bir aralıkta kontrol edilebilir. V/f oranının sabit tutulması ile makinenin oluşturduğu moment değeri tüm hız kontrol aralığında sabit kalmaktadır. Makinenin bağlı olduğu kaynaktan çektiği akımda yine belli bir yük için tüm hız aralığı boyunca değişmemektedir.

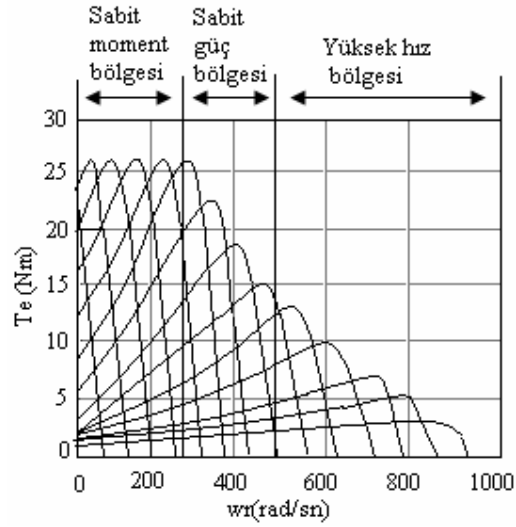
Pratikte gerilim değeri sabit V/f oranına göre kontrol edilir. Sabit oran İndüksiyon motorlarda frekans değiştirerek hız kontrolü yapılırken, üretilen momentin sabit kalmasını sağlar [6,8]. Denklem (3.9) ve (3.14), denklem (3.11) içine konduğunda, üretilen moment denklem (3.16)'deki gibi elde edilir.

$$T_e = \frac{9,55.P_{ra}}{n_r} = \frac{\eta.\sqrt{3}.V.I.\cos\varphi.9,55}{f_s.\frac{120}{2p}(1-s)} = k.\frac{V}{f_s} \quad [7] \quad (3.16)$$

$$k = \frac{\eta.\sqrt{3}.I.\cos\varphi.9,55}{\frac{120}{2p}(1-s)}$$

Anma frekans değerinden sonra, artan frekansa karşılık motorun V/f oranını sabit tutmak mümkün değildir. Çünkü bu noktada motora uygulanacak maksimum anma gerilim uygulanmış olup motor doyuma ulaşmıştır [5].

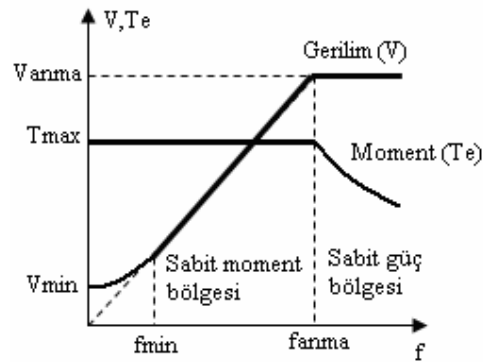
Nominal frekans değerinden düşük hızlarda V/f oranı sabittir, ancak makinenin hızının senkron hız değerinin üzerine çıkarılması için nominal frekans değerinin üzerinde bir frekans uygulanması gerekir. Bu durumda V/f oranının sabit tutulabilmesi için gerilimin de artan frekansla birlikte artması gerekir, ancak sargı izolasyon problemleri ve demir kayıpları artışı nedeni ile gerilimin nominal değerinin üzerine çıkarılmaz. Bu bölge de gerilim sabit tutulur. Bu durumda hava aralığı akısı dolayısıyla moment azalır. Motorun gerilim ve akımının sabit olduğu bu bölgede motorun gücünde sabit kalmaktadır. Bundan dolayı bu bölgeye sabit güç bölgesi denilmektedir [5].



Şekil 3.12 İndüksiyon motorun senkron altı ve senkron üstü hız değerlerinde moment-hız karakteristik eğrisi

Ancak V/f sabit oranlı hız kontrolünde, stator geriliminin genliğinin az olduğu düşük hız bölgelerinde stator direnci dolayısıyla oluşan gerilim düşümü arttığından, bu gerilim düşümünün karşılanması gerekir. Bu durumda V/f oranı bozulur. Fakat bu durum sabit yük momentleri için geçerlidir.

Yük momentinin hızın karesi ile değiştiği yani düşük hızlarda yük momentinin çok küçük olduğu bu çalışmadaki fan yüklerinde gerilim arttırmaya da gerek yoktur. V/f sabit oranlı hız kontrolü karakteristik eğrisi şekil 3.13'de görülmektedir [9].



Şekil 3.13 İndüksiyon motor V/f karakteristik eğrisi

3.2.3. Sistem dinamiği

Sistem dinamiği, motor hızı ω_r , toplam eşdeğer eylemsizlik J , toplam eşdeğer sönüm B , üretilen moment T_e ve eşdeğer yük momenti $T_{yük}$, cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r = T_e - T_{yük} \quad (3.17)$$

Motorun ürettiği tork,

$$T_e(t) = k_1 \cdot \frac{V}{f}(t) \quad (3.18)$$

Santrifüj yük torku,

$$T_{yük}(t) = k_2 \cdot \omega_r^2(t) \quad (3.19)$$

Giriş akış oranı ve sürücü frekansı,

$$\begin{aligned} \omega_{giris}(t) &= k_3 \cdot \omega_r(t) \\ f(t) &= k_4 \cdot V_i(t) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Faraday yasasına göre indüksiyon motorda kayma frekansı,

$$f_{sl} = s \cdot f_s \quad (3.21)$$

f_{sl} nin küçük değerleri için motor akısının sabit tutulması, f_s nin herhangi bir değer için doğrusal bir tork-kayma frekansı ilişkisine karşı düşer. Denklem 3.19'a göre yük momenti rotor hızının karesi ile orantılı olduğundan kayma frekansı da frekansın karesi ile orantılıdır. Kayma frekansı ve kayma da düşen frekansla birlikte azalır [10].

Motorun anma senkron hızı ve anma yükündeki rotor hızı kullanılarak anma kayma,

$$s_{anma} = \frac{\omega_{sanma} - \omega_{ranma}}{\omega_{sanma}} \quad (3.22)$$

Anma kayma frekansı,

$$f_{slanma} = s_{anma} \cdot f_{anma} \quad (3.23)$$

Kayma frekansının, frekansla değişimi denklem 3.24 ile gösterilmektedir.

$$f_{sl} = \left(\frac{f_s}{f_{anma}} \right)^2 \cdot f_{slanma} \quad (3.24)$$

Denklem (3.23) ve (3.24) kullanılarak kayma hızı değişimi,

$$\begin{aligned} \omega_{sl} &= \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{sl}}{p} = \frac{2 \cdot \pi}{p} \cdot \left(\frac{f_s}{f_{anma}} \right)^2 \cdot f_{slanma} = \frac{2 \cdot \pi}{p} \cdot \frac{f_s^2}{f_{anma}^2} \cdot s_{anma} \cdot f_{anma} \\ \omega_{sl} &= \frac{2 \cdot \pi}{p} \cdot \frac{f_s^2}{f_{anma}} \cdot s_{anma} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Rotor hızı,

$$\omega_r = \omega_s - \omega_{sl} \quad (3.26)$$

(3.12) ve (3.25) kullanılarak statora uygulanan frekans ve rotor devri arasındaki ilişki, denklem (3.27)'deki gibi olur.

$$\omega_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{p} \cdot \left(1 - \frac{f_s}{f_{anma}} \cdot s_{anma} \right) \quad (3.27)$$

Denklem (3.20) ve (3.27) kullanılarak sürücü gerilimi ve giriş akış oranı arasındaki ilişki,

$$\begin{aligned} \omega_r &= \frac{2 \cdot \pi \cdot k_4 \cdot V_i}{p} \cdot \left(1 - \frac{k_4 \cdot V_i}{f_{anma}} \cdot s_{anma} \right) \\ \omega_{giris} &= k_3 \cdot \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot k_4 \cdot V_i}{p} \cdot \left(1 - \frac{k_4 \cdot V_i}{f_{anma}} \cdot s_{anma} \right) \right) \\ \alpha &= k_3 \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot k_4}{p}, \quad \beta = \frac{k_4}{f_{anma}} \cdot s_{anma} \\ \omega_{giris} &= \alpha \cdot V_i \cdot (1 - \beta \cdot V_i) \end{aligned} \quad (3.28)$$

Denklem 3.3 ve 3.28 kullanılarak sürücü giriş gerilimi ve sıvı seviyesi arasındaki ilişki nonlineer diferansiyel denklemle aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \dot{y} &= -\frac{A_N}{A_C} \sqrt{\frac{2 \cdot g}{1 - \frac{A_N^2}{A_C^2}}} \sqrt{y(t)} + \frac{1}{A_C} (\alpha \cdot V_i \cdot (1 - \beta \cdot V_i)) \\ \dot{y} &= f(y(t), V_i(t)) \end{aligned} \quad (3.29)$$

Denklem 3.29'da görüldüğü gibi sistem modeli doğrusal olmayan yapıdadır. Bu model Taylor serisine açılıp, birinci mertebe üzerindeki terimler atılarak doğrusal yaklaşımı elde edilir [11].

Sisteme sabit sürücü gerilimi V_i^e uygulandığında, kararlı durum seviyesi y^e iken, denge durumunda seviyedeki çok küçük değişimler δy , sürücü gerilimindeki küçük değişim δV_i ile gösterilirse ve bu değişimler dikkate alınrsa seviye ve sürücü gerilimi aşağıdaki gibi gösterilir [1].

$$\begin{aligned} y(t) &= y^e + \delta y \\ V_i(t) &= V_i^e + \delta V_i \end{aligned} \quad (3.30)$$

Seviye denge noktasına oturduğunda $\dot{y} = 0$ olur.

$$\dot{y} = -\frac{A_N}{A_C} \sqrt{\frac{2g}{1 - \frac{A_N^2}{A_C^2}}} \sqrt{y^e} + \frac{1}{A_C} (\alpha V_i^e \cdot (1 - \beta V_i^e)) = 0 \quad (3.31)$$

Bu durumda denge sıvı seviye yüksekliğini aşağıdaki denklem sağlar,

$$y^e = \left(\frac{1 - \frac{A_N^2}{A_C^2}}{2g} \right) \left(\frac{(\alpha V_i^e \cdot (1 - \beta V_i^e))}{A_N} \right)^2 \quad (3.32)$$

Sistemin δy ve δV_i 'ye bağlı doğrusal olmayan modeli denklem 3.30 denklem 3.29 içine konularak aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$\frac{d}{dt}(y^e + \delta y(t)) = f(y^e + \delta y(t), V_i^e + \delta V_i(t)) \quad (3.33)$$

Denklemin sağ tarafı Taylor Serisi ile genişletildiğinde δy ve δV_i de yeterince küçük iken doğrusallaştırılmış sistem modeli denklem 3.34 gibi olur.

$$\delta \dot{y}(t) = a \cdot \delta y(t) + b \cdot \delta V_i(t) \quad (3.34)$$

a ve b katsayıları aşağıdaki şekilde bulunur.

$$a = \left. \frac{\partial f}{\partial y} \right|_e = -\frac{A_N}{2A_C} \sqrt{\frac{2g}{1 - \frac{A_N^2}{A_C^2}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{y^e}} \quad (3.35)$$

$$b = \left. \frac{\partial f}{\partial V_i} \right|_e = \frac{1}{A_C} \cdot \alpha (1 - 2 \cdot \beta V_i^e)$$

Sistemin doğrusallaştırılmış modeli denklem 3.36 gibidir.

$$\delta y = \left(-\frac{A_N}{2A_C} \sqrt{\frac{2g}{1 - \frac{A_N^2}{A_C^2}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{y^e}} \cdot \delta y + \frac{1}{A_C} \cdot \alpha(1 - 2 \cdot \beta \cdot V_i^e) \delta V_i^e \right) \quad (3.36)$$

Sistem modeli elde edildikten sonra sistem ayrık durum denklemleri ile ifade edilir. Gerçekte tüm sistemler sürekli zamanda çalışır. Sistemden istenilen veriler belli anlarda örneklenerek alınır, bu şekilde işaretler ayrıklaştırılmış olur. Ancak sistem uyarılmak istendiğinde ayrık işaretler sisteme doğrudan uygulanamaz. Ayrık işaretin tutucudan geçirilerek sisteme uygulanabilir hale gelmesi gerekir. Sistem üzerindeki işlemler PLC üzerinden yapıldığından, modelin ayrıklaştırılması için sıfırıncı dereceden bir bir tutucu kullanılmıştır. Sistemin çıkışı sıvı seviyesi ve girişi sürücü giriş gerilimi olmak üzere birinci derece transfer fonksiyonu formu denklem (3.37) ve denklem (3.38) gibidir [1].

$$G_p(s) = \frac{\Delta Y(s)}{\Delta V_i(s)} \quad (3.37)$$

$$G_p(s) = \frac{K_{DC}}{\frac{s}{p} + 1} \quad (3.38)$$

Burada sistemin kazancı,

$$K_{DC} = \frac{1}{A_C} \cdot \alpha(1 - 2 \cdot \beta \cdot V_i^e) \quad (3.39)$$

Transfer fonksiyonunun kutbu,

$$p = -\frac{A_N}{2A_C} \sqrt{\frac{2g}{1 - \frac{A_N^2}{A_C^2}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{y^e}} \quad (3.40)$$

Z tanım bölgesi transfer fonksiyonu (önerilen sistem modeli) dönüşümü birinci derece tutucu ile denklem (3.41) gibidir [1].

$$G_p(z) = (1 - z^{-1})z \left\{ \frac{G_p(s)}{s} \right\} \quad (3.41)$$

$$G_p(z) = \frac{b_1}{z - a_1}$$

b_1 ve a_1 ise

$$\begin{aligned} b_1 &= K.(1 - e^{-Tp}), \\ a_1 &= e^{-Tp} \end{aligned} \quad (3.42)$$

T örnekleme zamanıdır. Transfer fonksiyonu $G_p(z)$ olarak verilen sistemin ayrık fark denklemi ile gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$y(k) = a_1.y(k-1) + b_1.V_i(k-1) \quad (3.43)$$

Denklem (3.41) ve (3.43)'deki b_1 ve a_1 parametreleri en küçük kareler sistem tanıma yöntemi ile bölüm 3.3.2'de elde edilmiştir.

3.3. Sıvı Seviye Sisteminin Sistem Tanıma Metotları İle Modellenmesi

3.3.1. Sistem tanıma

Bu bölümde en küçük kareler sistem tanıma yöntemi kullanılarak sistemin performansı deneysel olarak test edilmiştir. Bu amaçla öncelikli olarak sensör çıkış gerilimi V_y ile sıvı seviyesi y , arasındaki ilişki, daha sonra ise kararlı durum sıvı seviyesi y ve sürücü gerilimi V_i , arasındaki ilişki deneysel olarak belirlenmiştir.

Daha önceki bölümde açıklandığı gibi ultrasonik seviye sensörü seviye kontrol tüpündeki sıvı seviyesini ölçmek için kullanılmıştır. Seviye algılayıcısı, sıvı seviyesiyle orantılı gerilim sinyali üretmektedir.

Ultrasonik seviye algılayıcısı çıkış gerilim sinyali V_y ve sıvı seviyesi y arasındaki ilişki belirlenirken sürücü giriş voltajı V_i , elle potansiyometre kullanılarak ayarlanmış ve belirlenen seviye noktalarına karşılık gelen sensör gerilimleri kaydedilmiştir. Farklı seviye noktalarına karşılık gelen sensör gerilimleri çizelge 3.1'de görülmektedir.

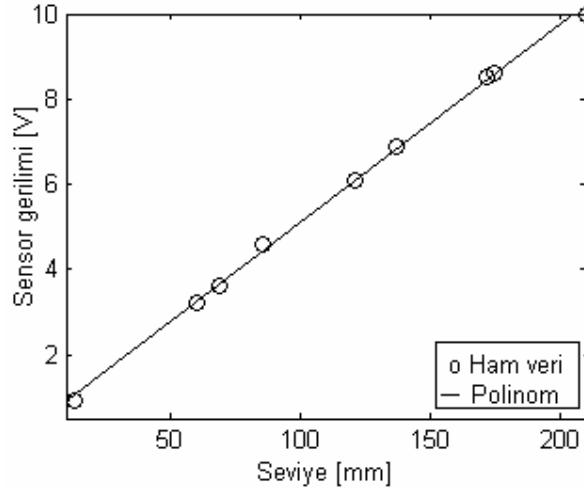
Çizelge 3.1'deki elde edilen ham veriler ile en küçük kareler eğri uydurma yöntemi kullanılarak grafik oluşturulduğunda şekil 3.14 elde edilmiştir.

Çizelge 3.1 Farklı sıvı seviyelerine karşılık kaydedilmiş sensör gerilimleri

Sıvı Seviyesi [mm]	Sensör Gerilimi [V]
13	0.9
60	3.2
69	3.6
86	4.6
121	6.1
137	6.9
172	8.5
175	8.6
210	10

Sensör gerilimi V_y ile sıvı seviyesi y arasındaki ilişkinin en küçük kareler hassasiyetinde birinci derece polinom ifadesi çizelge 3.1'deki ham veriler ile MATLAB'da polinom fonksiyonu kullanılarak denklem (3.44)'deki gibi bulunmuştur.

$$V_y = 0.0465y + 0.4278 \quad (3.44)$$



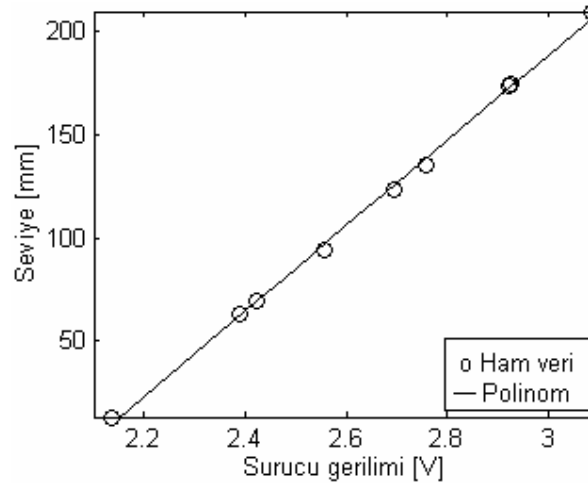
Şekil 3.14 Sıvı seviyesi ve sensör gerilimi arasındaki ilişkinin en küçük kareler hassasiyetinde gösterimi

Sıvı seviyesi ve sürücü gerilimi arasındaki ilişki de deneysel olarak tespit edilmiştir.

Sürücü gerilimi potansiyometre kullanılarak elle ayarlanmış farklı sürücü gerilimine karşılık gelen kararlı durum sıvı seviye değerleri kaydedilmiştir. Çizelge 3.2’de görülen bu veriler kullanılarak sıvı seviyesi sürücü gerilimi arasındaki ilişkinin grafiği en küçük kareler eğri uydurma yöntemi kullanılarak şekil 3.15’de gösterilmiştir.

Çizelge 3.2 Farklı sürücü gerilimlerine karşılık kaydedilmiş sıvı seviyeleri

Sürücü Gerilimi [V]	Sıvı Seviyesi [cm]
3.088	210
2.926	175
2.924	173.5
2.758	135
2.696	123
2.558	94
2.424	69
2.388	63
2.136	13



Şekil 3.15 Sürücü gerilimi ve sıvı seviyesi arasındaki ilişkinin en küçük kareler hassasiyetinde gösterimi

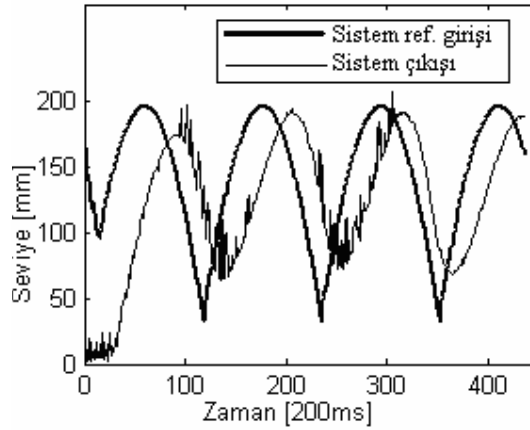
Sıvı seviyesi y ile sürücü gerilimi V_i arasındaki ilişkinin en küçük kareler hassasiyetinde birinci derece polinom ifadesi çizelge 3.2’deki ham veriler ile MATLAB da polinom fonksiyonu kullanılarak aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$y = 206.9395V_i - 432.2155 \quad (3.45)$$

3.3.2. En küçük kareler sistem tanımlama yöntemi ile fiziksel model parametrelerinin bulunması

En küçük kareler yönteminin sisteme uygulanması için, deney düzeneği üzerinde sistem girişine ve çıkışına ait verilerin elde edilmesi gerekmektedir. Sistemi uyarmak için sistem girişlerine basamak, rampa ya da sinüs şeklinde işaretler uygulanabilir. Deney yapılırken seçilecek işaretin, kontrol uygulaması yapılırken kontrolörün sistem girişlerine uygulayacağı muhtemel işarete benzemesi uygun olmaktadır. Sistem için bulunacak model, belli koşullar altında bir dereceye kadar geçerlidir. Deney koşulları yaklaşık olarak biliniyorsa da, bu koşullar çalışma noktasına ne kadar benzer seçilirse bulunacak model o çalışma noktasında sistemi o kadar iyi temsil edecektir. Bu nokta da, bu çalışmadaki deney düzeneğinde, seviye tüpü girişine sıvı akışı hiçbir zaman sıfır olmamakta, kontrolör girişine belli değerlerde yumuşak geçişler yaptırarak sıvı seviyesini sabit tutmaya çalışmaktadır. Bu nedenle deney sırasında sistem girişine örnekleme periyodu 200ms olan sinüs şeklinde işaret uygulanmıştır. Sistem girişine uygulanan referans sinyal ve sistem çıkışından alınan seviye kaydedilmiştir.

Belirli bir çalışma noktası için sistem girişine uygulanan referans sinüs işaretine sistemin çıkış olarak verdiği cevap işareti Şekil 3.16'da verilmiştir.



Şekil 3.16 Sinüsoidal referans giriş işaretine sistem cevabı

En küçük kareler sistem tanıma yöntemi, sistem tanıma deneyi referans giriş ve sistemden okunan çıkış verilerinden elde edilen matrisler ve sistem tanıma deneyi PLC programı Ek Açıklamalar-A'da verilmiştir.

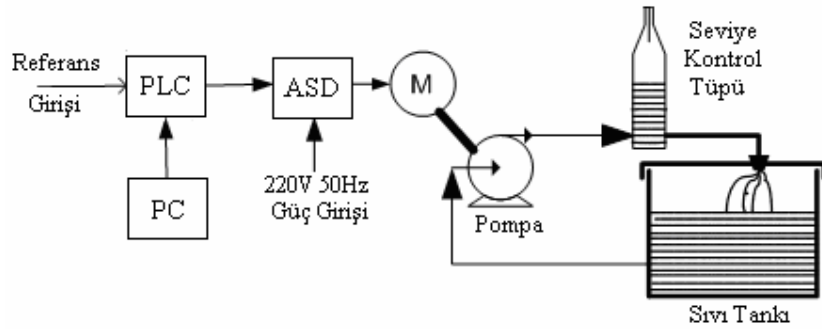
Sisteme uygulanan referans giriş ve sistemden okunan çıkış verilerinden en küçük kareler yönteminde kullanılacak matrisler oluşturulmuştur. Yapılan hesaplama sonucu bölüm 3.2.2’de denklem (3.41) ve (3.43) ile önerilen modelin a_1 ve b_1 parametreleri bulunmuş sonuç olarak denklem (3.46)’da ifade edilen sistem modeli elde edilmiştir.

$$b_1 = 0.5975, \quad a_1 = 0.9698$$

$$G_z = \frac{0.5975}{z - 0.9698} \quad (3.46)$$

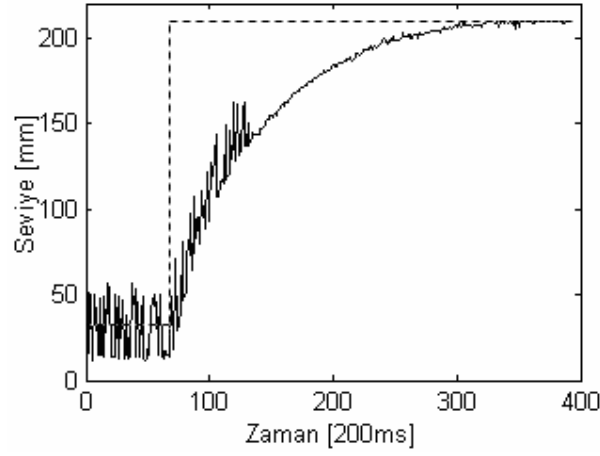
3.4. Sıvı Seviye Sisteminin Açık Çevrim Modeli

Bu çalışma da geliştirilen deney düzeneğinin açık çevrim çalışma diyagramı şekil 3.17’de verilmiştir. Deneysel sistemde açık çevrim kontrol için seviye tüpü giriş ve çıkışında bulunan sıkıştırma kısıkaçları ayarlanarak belli bir çalışma noktası seçilmiş sıvı seviyesi açık çevrim olarak kontrol edilmiştir. Sistem girişine seviye belli bir değerde iken sürücü gerilimi artırılmış ve sistem cevabı verileri kaydedilmiştir. Daha sonra seviye yükseldiği belli bir değerde iken, sürücü gerilimi basamak şeklinde azaltılmış ve sistem cevabı yine kaydedilmiştir.

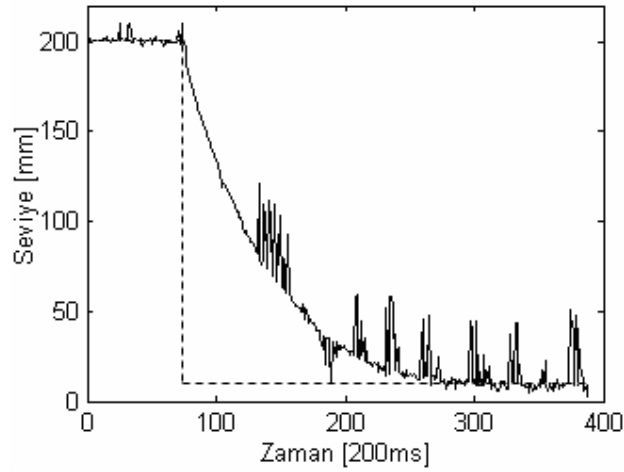


Şekil 3.17 Sıvı seviye sistemi açık döngü çalışma diyagramı

Sürücü geriliminin basamak şeklinde artırılarak ve azaltılarak yapılan her iki çalıştırma durumu için, 200ms örnekleme periyodu ile kaydedilen verilerden elde edilen grafiksel sonuçlar şekil 3.18 ve şekil 3.19’deki gibi elde edilmiştir. Grafiklerde, seviye kontrol tüpüne giriş ağzından gelen sıvının oluşturduğu dalgalanmalar görülmektedir. Seviyede oluşan bu dalgalanmalar, sıvı seviyesi düşük olduğunda daha belirgin olmakta, sıvı seviyesi arttığında ise azalmaktadır.



Şekil 3.18 Sıvı seviyesinin 20 mm'den 205 mm'ye artması

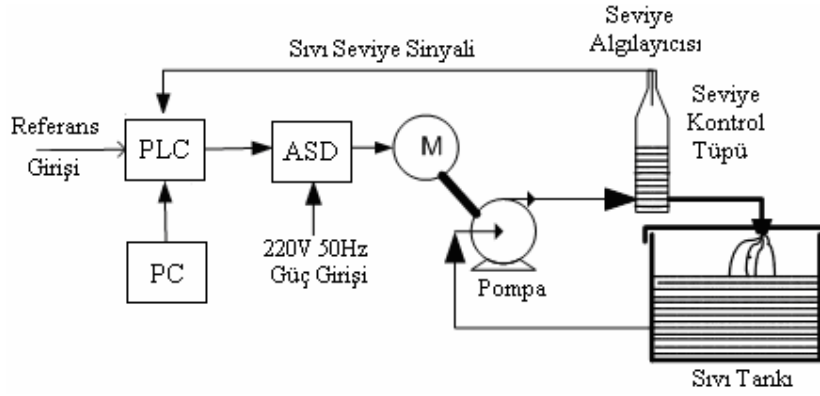


Şekil 3.19 Sıvı seviyesinin 205 mm'den 20 mm'ye azalması

3.5. Sıvı Seviye Sisteminin Kapalı Çevrim Modeli

Bu çalışma da geliştirilen deney düzeneğinin kapalı çevrim çalışma diyagramı şekil 3.20'de verilmiştir. Kapalı çevrim modeli, sıvı seviye sisteminin kapalı döngü kontrolü için oluşturulmuştur. Kapalı çevrim modelde, seviye kontrol tüpü içerisindeki sıvı seviyesinin maksimum ve minimum değerleri arasında mesafe ile orantılı 0-10V DC gerilim sinyali üreten ultrasonik seviye sensöründen analog modüle gelen bilgi, modülde sayısal bilgiye dönüştürülerek PLC cihazına girmektedir. Referans değer ise PLC cihazı panelinden sayısal olarak girilmektedir.

PLC cihazına uygulanacak kontrol yöntemine uygun olarak yazılan program ile seviye bilgisi ile referans bilgisi kullanılarak üretilen sayısal kontrol işareti analog modülde analog bilgiye dönüştürülerek modül çıkışından kontrol sinyali olarak 0-10V DC gerilim alınmaktadır. Analog modülden alınan 0-10V analog kontrol sinyali ayarlanabilir motor sürücüsünün 0-10V analog kontrol girişlerine uygulanmaktadır. Ayarlanabilir motor sürücüsü (ASD) güç girişi bir fazlı 220V, 50Hz şebekeye bağlı, güç çıkışı ise üç fazlı 0-220V (fazlar arası) gerilim ve 0-50Hz frekans V/f oranı üç fazlı asenkron motorun girişlerine bağlıdır. ASD, analog kontrol girişlerine gelen sinyal ile indüksiyon motorun hızını kontrol etmektedir. İndüksiyon motor miline bağlı bulunan sıvı pompası, motor mil hızı ile orantılı olarak sıvı debisini ayarlamaktadır.



Şekil 3.20 Sıvı seviye sistemi kapalı döngü çalışma diyagramı

Kapalı çevrim çalışma ile sıvı seviyesinin girilen referans değerinde kalması amaçlanmaktadır. Kapalı çevrim çalışmada, ASD girişlerine uygulanan kontrol sinyali ile seviye kontrol tüpü içerisindeki sıvı seviyesini ayarlanmaktadır. Seviye tüpünün çıkış ağzı açık olduğundan sıvı seviyesini sabit tutmak için seviye kontrol tüpüne sıvı girişi sürekli ve seviyeye uygun olmalıdır. Bu deney düzeneğinde sıvı giriş akış oranı pompa hızı ile kontrol edilmektedir. Sistem tanıma grafiklerinden de görüldüğü gibi sıvı seviyesini yüksek bir değerde sabit tutmak için pompa hızı yüksek olması gerekmektedir.

Bölüm 4 ve bölüm 5’de, şekil 3.20’de çalışma diyagramı verilen sıvı seviye sistemini kontrol etmek için uygulanan PID kontrol ve bulanık mantık kontrol yöntemleri ayrıntılı olarak açıklanmış ve her iki kontrol uygulamasının deney sonuçları verilmiştir.

Her iki kontrol yönteminde de, ultrasonik seviye algılayıcısından gelen seviye bilgisi sinyali ile istenen referans değeri karşılaştırılarak kontrol algoritmalarına uygun kontrol işareti PLC cihazı tarafından üretilerek ayarlanabilir motor sürücüne girilmektedir. Ayarlanabilir motor sürücüsü bu kontrol işareti ile orantılı olarak motor hızını dolayısıyla giriş akış oranını kontrol etmektedir.

4. SIVI SEVİYE SİSTEMİNİN PID KONTROLÜ

4.1. PID Kontrol

Kontrol sistemlerinin tasarımında farklı çözüm yöntemleri bulunmasına karşın, üç terimli kontrol edici olan PID kontrol yöntemi endüstriyel kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılan kontrolör türüdür. Bunun nedeni, bu kontrol yönteminin endüstriyel kontrol sistemlerinin büyük bir çoğunluğunu oluşturan bir girişli ve bir çıkışlı sistemlerde çoğu kez yeterli çözümler vermesidir.

PID (Proportional-Integral-Derivative: Oransal-Integral-Türev) kontrol yönteminde hata, hatanın zamana bağlı integrali ve hatanın değişimine bağlı olarak bir kontrol işareti üretilir. PID kontrol uygulamasında istenen ve ölçülen işaretlerin farkından oluşan hata sinyali PID kontrolöründe işlenerek bir kontrol işareti üretilir. Bu kontrol yöntemine ilişkin matematiksel ifade genel olarak denklem 4.1 ve denklem 4.2'deki gibidir [12].

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4.1)$$

$$u(t) = K_c \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right) \quad (4.2)$$

PID Kontrol edicinin transfer fonksiyonu denklem 4.1'deki formdadır.

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s \quad (4.3)$$

Burada K_p, K_i, K_d , sırası ile oransal, integral ve türev kazançlarıdır. $U(s)$ kontrol edicinin çıkışı, $E(s)$ de hata sinyali ve kontrol edicinin girişidir. Yukarıdaki eşitlik bir başka formda da denklem 4.4 gibi ifade edilebilir.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \cdot \left[1 + s T_d \frac{T_i}{s} \right] \quad (4.4)$$

Burada $T_i = K_p / K_i$ ve $T_d = K_d / K_p$ 'dir ve integral ve türev zaman sabitleri olarak isimlendirilirler ve $K_p \approx K_c$ de kontrol edici kazancıdır. Bazı kontrol ediciler kontrol edici kazancı yerine oransal band ayarını kullanmaktadır, $K_c = 100/PB$ gibi, burada PB oransal durumdur ve kontrol edici çıkışı %100 değiştiği zaman ki yüzde hata miktarı olarak tanımlanır. Türevsel terimden dolayı frekansın artımı ile kontrol edici kazancıda artmaktadır.

Bu yüzden pratik PID kontrol ediciler bu yüksek frekanslardan kaynaklanan kazançları birinci dereceden bir ön eleman (alçak geçiren süzgeç) kullanarak limitler. Bu filtrenin zaman sabiti ϵ genelde türev terimi kazancının onda biri mertebesinde seçilir. Pratikte uygulanan PID kontrol edicinin transfer fonksiyonu da;

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_p s^2 + K_d s + 1}{s(\epsilon K_d s + 1)} \quad (4.5)$$

veya

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right] \left[\frac{1 + T_d s}{1 + \epsilon s} \right] \quad (4.6)$$

İle ifade edilmektedir [12].

PID kontrol edici tasarımının temel hedefi K_p, K_i, K_d veya K_c, T_i, T_d katsayılarının bulunması veya verilen kapalı döngü sistemin performans koşullarını sağlayacak şekilde ayarlanmasıdır. Bu kazançlar sistemin geçici başlangıç tepkisi, gürültü yok edimi ve durum uzay hata özellikleri yardımı ile bulunur. Pratikte bu üç kavramın hepsini aynı anda kullanmak çok mümkün değildir. Örnek olarak eğer kontrol edici ayar noktası değişiminde daha iyi bir geçici sistem tepkisi vermek üzere ayarlanmış ise (minimum aşırı tepki (overshoot) ve minimum oturma zamanı (setling time) için) genelde gürültü değişimlerine daha ağır tepki verir. PID Kontrol edici tasarımında aşağıdaki işlem basamakları takip edilmelidir [2].

- Sistemin açık döngü transfer fonksiyonu elde edilir ve nelerin geliştirilmesi gerektiğine karar verilmesi.
- Sisteme yükselme zamanını iyileştirmek için oransal denetleyici eklenmesi.
- Sistemde ani tepkinin iyileştirilmesi için türevsel denetleyicinin eklenmesi.
- Kararlı durum hatasını yok etmek için integral denetleyicisinin sisteme eklenmesi.
- Bütün K_p, K_i, K_d 'lerin istenilen genel tepkiyi verene kadar ayarlanması.

PID kontrol edici de oransal, integral ve türevsel katsayıların sisteme etkisi çizelge 4.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.1 Oran, integral ve türev katsayılarının sistem cevabına etkisi

Denetleyici	Yükselme zamanı	Sistem ani tepkisi	Oturma zamanı	Kararlı durum hatası
Kp	Azalır	Artar	Az değişim gösterir	Azalır
Ki	Azalır	Artar	Artar	Yok eder
Kd	Az Değişim Gösterir	Azalır	Azalır	Az değişim gösterir

4.2. PID Kontrol Parametrelerinin Belirlenmesi

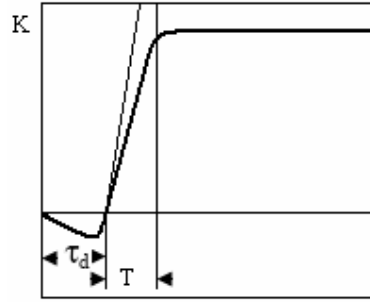
Endüstriyel uygulamalarda PID programlaması ve yapıları çok farklılık göstermemektedir. Hangi tip yapı da olursa olsun üzerinde çalışılan sisteme uygun kontrol parametrelerini belirlemek hassas bir çalışmadır. Tek girişli-tek çıkışlı sistemler için PID kontrol edici tasarım metotları aşağıda kısaca açıklanmaktadır.

4.2.1. Ziegler-Nichols metodu

Ziegler-Nichols (Z-N) tasarım metodu PID kontrol edicilerin parametrelerinin belirlenmesinde kullanılan en yaygın metotlardan birisidir. Bu metotlardan birincisi sürekli döngü metodu olarak adlandırılmakta ve bu metotta kontrol edici kazancı, bastırılmış salınım K_u kazancında sağlanana kadar artırılır. Eğer karşılık gelen salınımın periyodu T_u ise PID kontrol edicinin parametreleri Z-N metoduna göre çizelge 4.2'deki tabloda ki gibi seçilmektedir.

Çizelge 4.2 Sürekli döngü metodu için Ziegler-Nichols ayar kuralları

Kontrol edici	Parametreler		
	K_c	T_i	T_d
P	$0.5K_u$	-	-
PI	$0.45K_u$	$(1/1.2) T_u$	
PID	$0.6K_u$	$0.5T_u$	$(1/8)T_u$



Şekil 4.1 Açık döngü basamak tepkisi

Ziegler-Nichols'un ikinci tasarım metodu, süreç reaksiyon eğrisi metodu olarak bilinir. Bu metot da sistemin açık döngü birim basamak tepkisi incelenir ve şekil 4.1 deki gibi analiz edilir. Sistemin birim basamak tepkisini veren grafiğine süreç reaksiyon eğrisi denilmektedir [2].

Sistem tepkisinin yaklaşık olarak düzgün bir doğru ile ve τ_d, T, K katsayıları ile ifade edilir. Bu tepki denklem 4.7'deki gibi birinci dereceden zaman gecikmeli bir sistemin basamak tepkisini vermektedir [2].

$$G(s) = \frac{K.e^{-\tau_d \cdot s}}{Ts + 1} \quad (4.7)$$

Süreç reaksiyon eğrisi için Z-N kuralları Çizelge 4.3'de verilmiştir, kontrol edicinin parametreleri bu çizelgeye uygun şekilde seçilmektedir.

Çizelge 4.3 Süreç reaksiyon eğrisi için Ziegler-Nichols kural tablosu

Kontrol edici	Parametreler		
	K_e	T_i	T_d
P	$\frac{T}{K\tau_d}$	-	-
PI	$\frac{0,9T}{K\tau_d}$	$\frac{\tau_d}{0,3}$	-
PID	$\frac{1,2T}{K\tau_d}$	$2\tau_d$	$0,5\tau_d$

4.2.2. Cohen ve Coon metodu

Cohen ve Coon denklem 4,7'deki gibi bir birinci dereceden zaman gecikmeli sistem için kapalı döngü tepkisinin 1/4 oranında bir düşüş oranını sağlaması için geliştirdikleri tasarım metodudur. Bu metodun temel avantajı basit olmasıdır, dezavantajı ise çıkış tepkisi için çok salınımlı yargısının konulmasıdır. Bu metod için PID kontrol edicinin parametreleri denklem 4.8'deki gibi bulunur [2].

$$K_C = \frac{T}{K \cdot \tau_d} \left[\frac{16T + 3\tau_d}{12T} \right]$$

$$T_i = \tau_d \left[\frac{32 + 6 \left(\frac{\tau_d}{T} \right)}{13 + 8 \left(\frac{\tau_d}{T} \right)} \right] \quad (4.8)$$

$$T_d = \frac{4\tau_d}{11 + 2 \left(\frac{\tau_d}{T} \right)}$$

4.2.3. İç model kontrolü metodu

İç model kontrolü, diğer tasarım metodlarına göre daha yeni olarak 1980 lerin başlarında ortaya konulmuştur. Morari, Rivera, Chien ve Chia tarafından İç model kontrolünde kullanılacak olan PID parametreleri seçimlerinin nasıl yapılacağı ortaya konulmuştur. Morari tarafından ulaşılan bazı sonuçlar çizelge 4.4 de verilmiştir buradaki η tasarım parametresidir.

Bu model tabanlı yaklaşım değişik modellere karşılık sunduğu çözümler ile daha iyi kontrol performansı sağlar [2].

Çizelge 4.4 İç model kontrolü tabanlı PID kontrol edici parametreleri

Model	K_e	T_i	T_d
$\frac{K}{s}$	$\frac{1}{K\eta}$	-----	-----
$\frac{K}{Ts+1}$	$\frac{1}{K\eta}$	T	-----
$\frac{K}{s(Ts+1)}$	$\frac{1}{K\eta}$	-----	T
$\frac{Ke^{-\tau_d s}}{Ts+1}$	$\frac{2\left(\frac{T}{\tau_d}\right)+1}{K\left[2\left(\frac{T}{\tau_d}\right)\right]+1}$	$\frac{\tau_d}{2}+1$	$\frac{1}{2\left(\frac{T}{\tau_d}\right)+1}$
$\frac{K}{(T_1s+1)(T_2s+1)}$	$\frac{T_1+T_2}{K\eta}$	T_i+T_2	$\frac{1}{2\left(\frac{T}{\tau_d}\right)+1}$
$\frac{K}{T^2s^2+2\xi Ts+1}$	$\frac{2\xi T}{K\eta}$	$2\xi T$	$\frac{T}{2\xi}$

4.2.4. Ho-Hang-Cao metodu

W. K. Ho , C.C. Hang ve L.S. Cao [1995] in geliştirmiş olduğu kullanışlı PI / PID kontrol edicileri genlik kazancı ve faz aralığı özelliklerine dayanmaktadır. Bu metot da bazı basit yaklaşımlar ile grafiksel veya sayısal metotlar kullanılmaktadır. Bu yaklaşımda PI kontrol edicide birinci dereceden zaman gecikmeli sistem için denklem 4,7'deki model seçilmekte ve ikinci dereceden zaman gecikmeli sistemler için ise denklem 4,9'daki model seçilmektedir [2].

$$G(s) = \frac{Ke^{\tau_d s}}{(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad (4.9)$$

Birinci dereceden zaman gecikmeli sistem modeli için yazarlar aşağıdaki PI ayarlarını genlik kazancı A ve faz aralığı θ cinsinden sunmuşlardır.

$$K_e = \frac{w_p T}{AK} \quad (4.10)$$

$$T_i = \left(2w_p - \frac{4w_p^2 \tau_d}{\pi} + \frac{1}{T} \right)^{-1}$$

ki burada:

$$w_p = \frac{A\theta + \frac{1}{2}\pi A(A-1)}{(A^2-1)\tau_d} \quad (4.11)$$

ikinci dereceden zaman gecikmeli sistem için model olarak denklem 4.9 kullanılmaktadır ve bu sistem için PID kontrol edici ayarları denklem 4.12’de verilmiştir.

$$K_c = \frac{w_p T_1}{AK}$$

$$T_i = \left(2w_p - \frac{4w_p^2 \tau_d}{\pi} + \frac{1}{T_1} \right)^{-1} \quad (4.12)$$

$$T_d = T_2$$

Burada sağlanan performans İç model kontrolü yaklaşımı ile elde edilen performans ile karşılaştırılabilecek düzeydedir [2].

4.3. Sayısal PID Kontrolörü

Sayısal PID kontrolörü, denklem 4.1 veya denklem 4.2 ifadelerinin sayısal çözümleri ile gerçekleştirilir. Bu ifadelerin sayısal gerçekleştirilmesi için genel sayısal çözümleme yöntemleri ya da kontrol kuramında bilinen z-tanım bölgesi transfer fonksiyonu, fark denklemleri kavramlarından yararlanılır [12].

Sayısal PID kontrolörüne ilişkin yazılım, denklem 4.1 ve denklem 4.2 ifadelerinden elde edilen fark denklemlerinin programlanması ile elde edilebilir. Bunun için z-tanım bölgesi ve fark denklemleri kavramlarından yararlanılabilir. Genel olarak s-tanım bölgesi transfer fonksiyonu $G(s)$ olan bir sisteme ilişkin z-tanım bölgesi transfer fonksiyonu $G(z)$, denklem 4.13’e göre belirlenebilir.

$$G(z) = Z\{G_{zOH}(s)G(s)\} \quad (4.13)$$

Burada $G_{ZOH}(s)$ sıfıncı mertebeden tutucu transfer fonksiyonudur. PID kontrolörüne ilişkin denklem 4.1 ifadesinin s-tanım bölgesi transfer fonksiyonu denklem 4.14 gibi yazılabilir.

$$G_{PID}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_p s + K_I + K_D s^2}{s} \quad (4.14)$$

Bu ifadeye ilişkin z-tanım bölgesi transfer fonksiyonu T örnekleme zamanı, $z = e^{sT}$ sıfıncı mertebeden tutucu, s-tanım bölgesi transfer fonksiyonu,

$$G_{ZOH}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \quad (4.15)$$

olduğu dikkate alınarak

$$\begin{aligned} G_{PID}(z) &= (1 - z^{-1})Z\left(\frac{K_p s + K_I + K_D s^2}{s^2}\right) = (1 - z^{-1})Z\left(\frac{K_p}{s} + \frac{K_I}{s^2} + K_D\right) \\ &= \frac{(z-1)}{z} \left(K_p \frac{z}{z-1} + K_I \frac{Tz}{(z-1)^2} + K_D \right) = K_p + K_I \frac{T}{z-1} + K_D \frac{z-1}{z} \\ &= \frac{K_p(z-1)z + K_I Tz + K_D(z-1)^2}{z(z-1)} = \frac{(K_p + K_D)z^2 + (-K_p + K_I T - 2K_D)z + K_D}{z(z-1)} \end{aligned} \quad (4.16)$$

olarak bulunur. Bu ifade de,

$$\begin{aligned} \psi &= K_p + K_D, \\ \lambda &= -K_p + K_I T - K_D, \\ \gamma &= K_D \end{aligned} \quad (4.17)$$

tanımları yapılırsa ve denklem düzenlenirse,

$$G_{PID}(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{\psi + \lambda.z^{-1} + \gamma.z^{-2}}{1 - z^{-1}} \quad (4.18)$$

PID kontrolörüne ilişkin z-tanım bölgesi transfer fonksiyonu elde edilir. Bu denklemden hareketle fark denklemi,

$$u(k) = u(k-1) + \psi.e(k) + \lambda.e(k-1) + \gamma.e(k-2) \quad (4.19)$$

biçiminde elde edilir. Bu fark denkleminin programlanması ile sayısal PID yazılımı gerçekleştirilir. Ancak bu şekilde gerçekleştirilen bir PID yazılımı uygulamada çeşitli sorunlara neden olmaktadır. Bunun en önemli nedeni türev işleminin gürültüye, duyarlı olması ve gürültü ya da hatanın hızlı değişimi sonucu hesaplanan büyük türev değerlerinin kontrolör çıkışı üzerinde baskın duruma gelmesidir. Eğer sistem çok gürültülü ise türev teriminde hata işareti yerine mevcut çıkış sinyali kullanılarak kontrolör yazılımı gerçekleştirilmektedir [12].

Buna göre kontrol işareti,

$$u(k) = u_p(k) + u_I(k) + u_D(k) \quad (4.20)$$

biçiminde üç terimin toplamı alınarak elde edilir. Bu şekilde türev teriminin kontrolü sağlanabilir. Bu ifadede yer alan terimler sayısal olarak aşağıdaki gibi elde edilir.

Oransal kontrol terimi,

$$u_p(t) = K_c e(t) \quad (4.21)$$

olup, ayrık zamanlı işaretler için fark denklemi,

$$\begin{aligned} u_p(kT) &= K_c e(kT) \\ u_p(k) &= K_c e(k) \end{aligned} \quad (4.22)$$

biçiminde ifade edilir.

İntegral terimi için z-tanım bölgesi transfer fonksiyonundan yararlanarak,

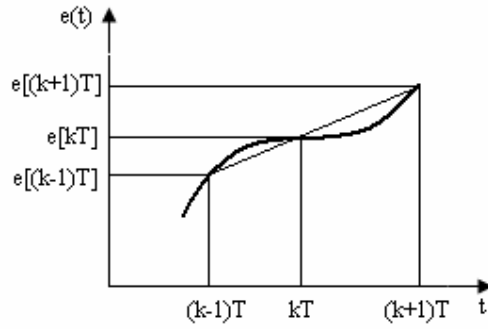
$$\begin{aligned} G(z) &= Z(G_{zOH}(s)G(s)) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} Z\left(\frac{1}{sT_I}\right) = \frac{z-1}{z} \frac{Tz}{T_I(z-1)^2} = \frac{T}{T_I(z-1)} \\ \frac{u_I(z)}{E(z)} &= \frac{Tz^{-1}}{T_I(1-z^{-1})} \end{aligned} \quad (4.23)$$

ve integral işlemine ilişkin fark denklemi

$$u_I(k) = u_I(k-1) + \frac{T}{T_I} e(k-1) \quad (4.24)$$

biçiminde elde edilir.

Uygulamada integral işlemi için şekil 4.2'de gösterilen yamuk yaklaşımı daha yaygın kullanılır. Bu yaklaşımda iki örnekleme anında okunan hata değerlerinin ortalaması kullanılır [12].



Şekil 4.2 Yamuk yaklaşımı ile sayısal integral işlemi

Şekil 4.2 de görüldüğü gibi integral işleminde $e(t)$ fonksiyonunu, her örnekleme aralığındaki alanlar toplanarak bulunur. Bu yaklaşıma göre integral işlemi için,

$$u_I(k) = u_I(k-1) + \frac{T}{2T_I} (e(k) + e(k-1)) \quad (4.25)$$

Fark denklemi yazılabilir. Bu denkleme ilişkin z-tanım bölgesi transfer fonksiyonu,

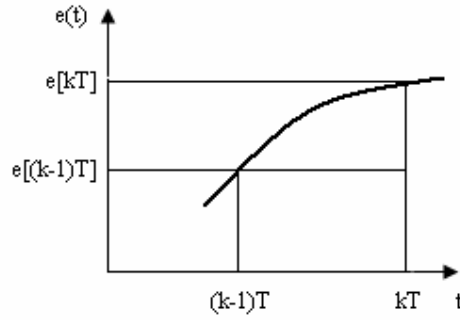
$$U_I(z) = U_I(z)z^{-1} + \frac{T}{2T_I} (E(z) + E(z)z^{-1})$$

$$U_I(z)(1 - z^{-1}) = \frac{T}{2T_I} E(z)(1 + z^{-1}) = U_I(z)(z - 1) = \frac{T}{2T_I} E(z)(z + 1) \quad (4.26)$$

$$\frac{U_I(z)}{E(z)} = \frac{T}{2T_I} \frac{z + 1}{z - 1}$$

olarak bulunur [12].

Türev işlemi için türev tanımından yararlanarak, türev işlevini sağlayan fark denklemi elde edilebilir.



Şekil 4.3 Sayısal türev işlemi

Şekil 4.3’de verilen eğri için türev ifadesi $(k-1)T$ ile kT aralığındaki doğrunun eğimi yazılarak hesaplanabilir. Buna göre türev işlemi için

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{kT - (k-1)T} = \frac{e(kT) - e[(k-1)T]}{T} \quad (4.27)$$

İlişkisi yazılabilir. Türev katsayısı T_D olan ve her T örnekleme zamanında değer alınan bir $e(k)$ işareti için sayısal türev ifadesi $u_D(k)$ fark denklemi,

$$u_D(k) = T_D \frac{e(k) - e(k-1)}{T} \quad (4.28)$$

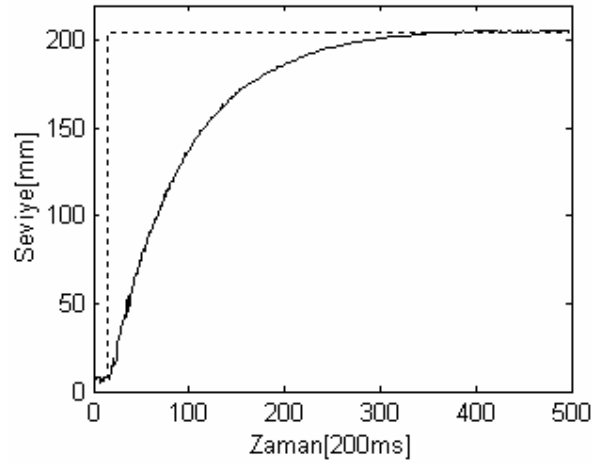
biçiminde elde edilir. Bu ifadeye ilişkin z -tanım bölgesi transfer fonksiyonu denklem (4.29) gibi olur [12].

$$\frac{U_D(z)}{E(z)} = \frac{T_D}{T} (1 - z^{-1}) = \frac{T_D}{T} \frac{z-1}{z} \quad (4.29)$$

4.4. Sıvı Seviye Sisteminin PID Kontrolör İle Denetlenmesi

Sayısal PID yazılımında denklem 4.22, denklem 4.25 ve denklem 4.28 de verilen fark denklemleri toplanarak kontrol işareti üretilmiştir. Denklem 4.28 ile ifade edilen türev teriminde hata işareti yerine seviye algılayıcısı sinyali (geri besleme sinyali) kullanıldığında kontrol sinyalinin salınımlı olduğu oturma zamanının arttığı gözlenmiştir. Türev teriminde hata işareti kullanıldığında ise salınının ve oturma zamanının azaldığı gözlenmiştir. Bu nedenle sistemde fazla gürültü olmadığı sonucuna varılmıştır. Sıvı seviye sisteminin, uygulanan birim basamak girişe cevabı şekil 4.4’deki gibi elde edilmiştir.

Birim basamak cevabından bulunan değerler ile Cohen ve Coon basamak yanıt metodu ile denklem (4.8) kullanılarak PID kontrolör parametreleri $K_p = 2.11$, $K_i = 0.22$, $K_d = 0.7$ bulunmuştur. Ancak daha uygun çalışma şartları için yapılan deneyler sonucu parametreler çizelge 4.5'deki gibi elde edilmiştir.

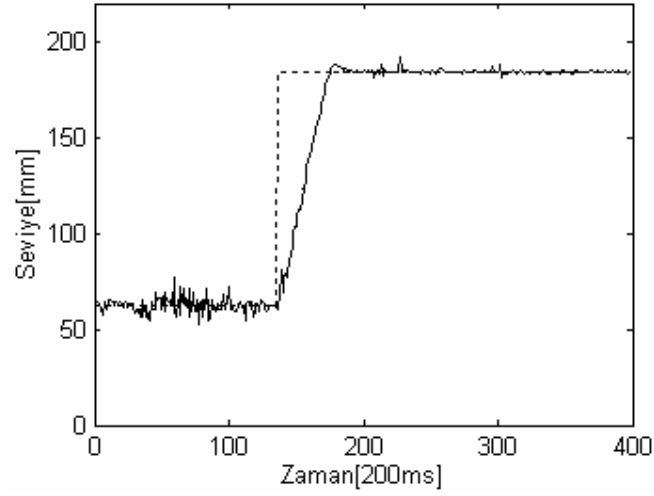


Şekil 4.4 Sıvı seviye sistemi birim basamak yanıtı

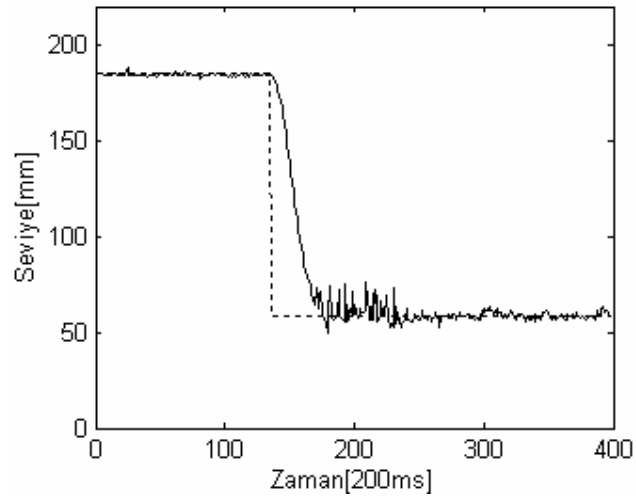
Çizelge 4.5 Sıvı seviye deney sistemi PID parametreleri

Kontrol Edici	Parametreler		
	K_p	K_i	K_D
PID	2.95	0.4	1.2

Belirlenen parametreler kullanılarak uygulanan sayısal PID kontrolör yazılımı, Ek Açıklamalar B'de verilmiştir. PID kontrolör PLC yazılımı sıvı seviye sistemine uygulandığında şekil 4.4 ve şekil 4.5'deki grafiksel olarak görülen sonuçlar alınmıştır.



Şekil 4.5 Sıvı seviyesinin PID kontrolör ile 60mm'den 185 mm'ye arttırılması



Şekil 4.6 Sıvı seviyesinin PID kontrolör ile 185 mm'den 60 mm'ye azaltılması

Üzerinde çalışılan sistemin doğrusal olmaması, zamanla değişmesi bozucu etkiler etkenler hem sistemin modellenmesinde hem de kontrolör parametrelerinin tespitinde hatalara neden olmaktadır. Bu etkileri en aza indirmek için dayanıklılığı (gürbüzlüğü) arttırılmış kontrolörler uygulanabilmektedir. Buna örnek olarak sıvı seviye sistemine sistem modeline gerek duymayan Bulanık mantık kontrolör uygulanmıştır.

5. SIVI SEVİYE SİSTEMİNİN BULANIK KONTROLÜ

5.1. Bulanık Mantık Teorisi ve Bulanık Mantığın Tarihçesi

İnsan, çevresin de ilgisini çeken birçok durumun yorumlanmasında, sayısal bilgidan daha çok kendi görüş, değer yargısı, takdir ve düşüncelerini kullanmakta ve sözel olarak ifade ederek olayları incelemektedir. Bu ifadelerin anlamlı olmaları ve başkalarına iletilebilmesi için dil kullanılmaktadır. Dil kesin olmayan kelime ve cümleleri içermekle birlikte, insan iletişiminde ve bilgi akışında en etkin araçtır, fakat dil içinde de belirsizlik içeren birçok kelime bulunmaktadır. Bunu anlamak için okuyucunun bir arkadaşıyla konuştuğu cümleleri yazarak içlerinde bulunabilecek bilirsizlik ifade eden kelime ve cümlelere bakması yeterlidir. Örneğin, “hava sıcak” denildiğinde herkes hava kelimesinin günlük hayattaki kullanımını kesinlikle anlamaktadır ancak “sıcak” kelimesinin ifade ettiği anlam göreceli olarak birbirinden farklı olabilir. Kutuplarda bulunan bir kişinin sıcak için 15 °C’yi algılamasına karşılık ekvator civarındaki bir kişi için bu 35 °C olabilir. Arada birçok kişinin görüşü olarak başka dereceler de bulunabilir. Böylece “sıcak” kelimesi altında insanların anlatmaya çalıştığı, sayısal anlayışın sonucu olarak belirsiz bir durum ortaya çıkar. Bu şekilde kelimelerin kastettikleri belirsizliklere bulanıklık denir. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta, sadece “sıcak” kelimesinin çok fazla bir sayısal dereceler topluluğunu temsil ettiğidir. Bu gibi topluluklara bulanık küme adı verilmektedir. Bazı insanların sıcaklığı 15°C, bazılarının ise 35°C gibi oldukça farklı sayısal biçimde algılanmasına karşılık, bu insanlar arasında bir anlaşmazlık bulunmaz. Bulanık mantığın üstünlüklerinden bir tanesi de budur. Ancak, Aristo mantığı geçerli sayılacak olsa idi, bu iki grup insan arasında sürekli anlaşmazlıklar bulunacaktı. Çünkü Aristo mantığında sıcak veya soğuk vardır, ikisi arasındaki ara değerlere izin verilmemektedir. Bulanık mantığın en geçerli olduğu iki durumdan biri, incelenen olayın çok karmaşık olması ve bununla ilgili yeterli bilginin bulunmaması durumunda kişilerin görüş ve değer yargılarına yer vermesi, ikincisi ise insan muhakemesine, kavrayışlarına ve karar vermesine ihtiyaç gösteren durumlardır. Bulanık mantıktan, karşılaşılan her türlü sorunun karmaşık da olsa çözülebileceği anlamı çıkarılmamalıdır [13].

Bulanık mantık, günlük hayatımızda kullandığımız ve davranışlarımızı yorumladığımız yapıya ulaşmamızı sağlayan matematiksel bir disiplindir. Bulanık mantığın temelini bulanık küme kuramı oluşturmaktadır. Bulanık küme kuramı ise Aristo klasik küme kuramının biraz daha geliştirilmiş bir ifadesidir.

Klasik kümelerde bir eleman ya klasik kümeyle aittir ya da ait değildir dolayısıyla klasik kümelerde net bir kesinlik söz konusudur. İnsan davranışları ele alındığında, davranışların bu şekilde klasik kümeler kullanılarak yorumlanması mümkün değildir. Çünkü insanlar için varlık ve yokluk kavramlarının yanında kısmi varlık ve kısmi yokluk kavramları da vardır. Örneğin sıcak ve soğuk kavramlarının yanında ılık, hafif sıcak, çok sıcak ya da hafif soğuk gibi ara değerleri de içeren kavramlar insan anlayışı içinde yer tutmaktadır. Dolayısıyla bu ara değerleri de içermesiyle yani insan davranış ve düşüncelerini yorumlayacak ve kapsayacak bir matematiksel ifadelendirmeye ihtiyaç vardır. Bu ihtiyaç ise ara değerlerin de dikkate alındığı "Bulanık küme" teorisiyle ortadan kaldırılabılır. Böylece gerçek dünya dilinde kullanılan bir takım kavramsal değişkenler yardımıyla "biraz sıcak", "çok soğuk", "yavaş" gibi günlük yaşantıda da çok kullanılan kelimeler dikkate alınarak, insan mantığına en yakın doğrulukta, karmaşık sistemlerin kontrolü gerçekleştirilebilir.

Bulanık mantığın temel amacı, insanların tam ve kesin olmayan bilgiler ışığında, tutarlı ve doğru kararlar vermelerini sağlayan, düşünme ve karar verme mekanizmalarının modellenmesidir. Temel olarak çok değerli mantık, olasılık, yapay zeka, alanları ile de ilişkilidir [14].

Bulanık mantık olayların oluşum olasılığından çok oluşum derecesiyle ilgilenir. Bundan dolayı bazı bilim adamları bulanık mantığı olasılığın bir devamı olarak düşünmüşlerdir. Fakat ikisi de oldukça farklı kavramlardır. Olasılık bir şeyin olup olamayacağını ölçmekte, bulanıklık ise bir olayın ne dereceye kadar olduğunu ölçmektedir. Olasılık ve bulanıklık arasındaki fark bir örnekle açıklanabilir. Uzun süre çölde kalan ve hiç su içmeyen bir insana birincinin üzerine de 0,85 olasılıkla içilebilir su, ikincinin üzerinde ise üyelik derecesi 0,85 yani içilebilir su sınıfına, 0,85 olasılıkla aittir yazan iki şişe verildiği kabul edildiğinde; bu sıvılardan hangisini içmelidir sorusu cevap aşağıdaki şekilde aranır. Birincisinin 0,85 olasılıkla içilebilir su olması demek, % 15 olasılıkla da suya benzer bir sıvı olmasını gerektirir. Bu renksiz sıvı da örneğin; Hidroklorik asit (HCl) olabilir. İçilebilir su sınıfına 0,85 üyelik derecesiyle ait olmak ise, ikincisinin 0,85 kalite de iyi bir su olmasını gerektirir. Bu durumda, ikinci şişe tercih edilir. Sonuç olarak bu iki ifade de belirsizliği tanımlamasına rağmen birbirinden farklıdır.

Nümerik bilgi sayılarla temsil edilirken, dilsel bilgi, örneğin sıcaklık için, soğuk, ılık, sıcak, çok sıcak, çok soğuk gibi sözcüklerle ifade edilir. Geleneksel mühendislik yaklaşımı, yalnızca nümerik bilgi kullanır ve dilsel bilgi kullanmakta zorluk içerisindedir. Diğer taraftan bulanık mantık, dilsel kuralları kullanabilmek için en etkili yaklaşımdır. Bulanık mantık en etkili bir şekilde, yaklaşıklığı ve tam kesin olmayan gerçek dünya doğasını elde etmeyi sağlamaktadır. Bulanık mantık kontrolörün temel parçası dilsel kontrol kuralları setidir [15].

İnsanın fiziki olaylar hakkındaki bilgi ve yorumlarının çoğu, kişisel görüşleri şeklinde ortaya çıkmaktadır. Bu bakımdan insan düşüncesinde sayısal olamayan belirsizlik, faydalı bir bilgi kaynağıdır. Bu tür bilgi kaynaklarının, olayların incelenmesinde örgün bir biçimde kullanılmasına bulanık mantık ilkeleri yardımcı olmaktadır. Mühendislik modellemelerinde, kesinlik kazanılmasına uğraşılması maliyetlerin artmasına ve zamanın uzamasına neden olmaktadır. Çünkü maliyet-kesinlik arasında doğru orantı bulunmaktadır. Ancak olayın bulanık mantık ile incelenmesinde araştırmacı veya mühendisin her şeyden önce yapacağı çıkarımların belirli tolerans sınırları içinde kalmasına önceden karar vermesi gerekmektedir. Yüksek kesinlik sadece yüksek maliyetleri değil, aynı zamanda sorunun çözülmesinin çok karmaşıklaşmasına da sebep olmaktadır. Bir sorunun çözümlenmesine başlanmadan önce, toplanabildiği kadar sayısal veya sözel veriler dikkate alınarak çözüm için en uygun yöntem hakkında karar verilmelidir. Bulanık yöntemlerin sözel verileri işlemekte etkin olduğu bilinmektedir. Günlük örneklerden bir tanesi, bir annenin çocuğuna fırına koyduğu keklerin pişmesi durumunda fırını kapatmasını söylemesi için, ya sayısal olarak sıcaklığın hangi dereceye kadar devam etmesini veya daha basit olarak, keklerin üstünün açık kahverengi olmaya başlaması halinde kapatmasını söyleyebilir. Bunlardan ikinci tür bilgi bulanıktır ve sayısal yönleri dolaylı olarak anlatmasına rağmen kesinlikle bilinmemektedir. Bu tür sözel bilginin, yani renk bilgisinin, birçok kişi tarafından tercih edilmektedir. Bu bilgiler bilgisayarlara tanıtılarak bulanık işlemler gerçekleştirilebilir. İşte bu yoldaki en geçerli yöntem bilim bulanık küme, mantık ve sistemlerdir. Yukarıdaki kek örneğinde, sıcaklığın 60°C olması gibi bir bilgiyi uygulamak oldukça zordur fakat keklerin piştiğini açık kahverengi renginin ifade etmesi daha anlaşılırdır. Kısaca değinilen belirsizlik durumunun aslında doğal, sosyal, toplum ve fizik olayların hepsinde olduğu bugün insanlar tarafından bilimsel olarak anlaşılmuştur. Örneğin, matematik hesaplamaların sadece belirgin yöntemlerle çözümlenmesinin yetersiz olduğu, 17.yüzyılda şans oyunlarının hesaplamalarının düşünülmesi ile anlaşılmuş, daha sonraki yüzyıllarda bilimsel çalışmalar bu yöne giderek, belirsizlik yöntemlerinin geliştirilip ve hesaplanmalara dâhil edilmiştir [13].

Sanayi devriminin 18.yüzyılda gerçekleşmesi ile elde edilen bilgi ve bilimsel sorgulamalar sonunda ortaya çıkan, örneğin, termodinamik yani ısı iletimi olayının moleküler seviyede tamamen belirsizlik yöntemleri ile çözümlenebileceği anlaşılabilir olarak belirsizliğin bilimsel ölçütü olarak entropi kavramı ortaya çıkmıştır. Bunun anlamı, doğal ve fizik olayların sürekli olarak belirsizliklerinin artmasıdır. Entropi belirsizlik ve düzensizliğin ölçüsüdür. Buradan, belirsizliğin ve düzensizliğin arttığı bir dünyada doğal olarak bunların nesnel biçimlerde kontrol edilecek, belirsizlik yöntemlerine önem verilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır. Son yüzyıl içinde yapılan bilimsel gelişmelerin hemen hepsi belirsizlik ilkelerini ve bunların sonucunda geliştirilen yöntemleri içermektedir. Belirsizlik her tarafta bulunmakta ve bunların nesnel olarak incelenmeleri için bazı teknik, yöntem, algoritma ve yaklaşımların belirgin matematik (diferansiyel denklem, türev) dışında, belirsizliği yakalayabilecek ve onu sayısallaştırabilecek kuralları olan, istatistik, stokastik, fraktal, kaotik, pertürbasyon kuantum gibi gibi değişik belirsizlik yöntemleri bulunmaktadır. Ancak bunların en eskisi ve değerlerinin anlaşılması için gerekli olanı olasılık yöntemleridir. Bu yöntemler olayın incelenmesinde kuralcı, basitleştirici ve donuk kavramlar olması yerine daha dinamik, belirsiz ve verimli yaklaşım ve görüşlerle yardımcı olmaktadır. Belirgin fizik ve matematik kurallarının bir araya gelmesi ile elde edilen madde, enerji ve momentumun korunumu ilkeleri ile akışkanlar mekaniğinde ve diğer aklı gelen her türlü durumlarda geçerli olan diferansiyel denklemler elde edilmiştir. Aslında bunların çözülmesi ile incelenen olayın gelecek durumlarının tahminleri yapılır. Burada başlangıç ve sınır koşulları için girer. Diferansiyel denklemler çok ideal sınır ve başlangıç koşulları için analitik olarak çözülebilir. Büyük bir kısmının özellikle mühendislik gibi uygulamalı alanlarda kullanılması için çözümlenmesinde sayısal yöntemler kullanılır. Çözümlerinin belirgin olduğu sanılan bu diferansiyel denklemlerin, çözümlerinin asla kesin olmadığı ve belirsiz çözümler içerdiği son 30 yılda anlaşılmıştır. Bunun için geliştirilen çözümlenmelerde olasılık ve istatistik gibi belirsizlik yöntemlerinde yararlanılır. Genellenecek olursa, birçok işlem insanlarca çok kolay olarak yapılabilirken, otomatik hale getirilmeye çalışıldığında problemler ortaya çıkmaktadır. Böyle durumlar bulanık mantık kullanımı için idealdir. Çünkü bulanık mantıkta operatörün uzman bilgisi bir kural tabanı oluşturarak doğal bir şekilde kullanılabilir. İnsan bir kontrol organı olarak incelenirse, doğrusal olmayan ve zamanla değişen bir kontrolcü olduğu görülür. Aynı gözlem bulanık mantık kontrolcüsü için de geçerlidir. Bulanık mantık kullanıldığında bulanık olmayan kontrol yaklaşımındaki analitik/deneysel modelleme işlemi kolaylaşmakta, kullanılacak bir performans ölçütünün analitik olarak belirlenmesine de gerek kalmamaktadır [13].

Klasik mantık da değişkenler sıfır-bir, açık-kapalı vb. şekilde gösterilen iki değerden birini almak zorundadırlar. 1920'li yıllarda Polonyalı mantıkçı Jan Lucasiewicz değişkenlerinin sıfır ve bir dışında ara değerler de alabileceği çok değerli mantığın temellerini atmış, Max Blanck ise 1937'de Philosophy of Science dergisindeki makalesinden çok değerli mantığı nesne kümelerine uygulayarak ilk bulanık küme eğrilerini çizmiştir. Bu gelişmeler tarihsel sıra içinde daha önce yer almasına karşın, bulanık mantık fikri 1965'de University of California at Berkeley'de Elektrik Mühendisliği Bölümünün başkanıyken Information and Control dergisinde Bulanık Kümeler adlı makalesi yayınlanan Lotfi Zadeh tarafından ortaya atılmıştır. Fakat bu fikirler batı dünyasında şüphe ile karşılanmış ve oldukça yoğun tepkiler almıştır. Son 30 yıla kadar sürekli kullanılan belirgin mantık, ve özellikle de yine 2000 yıl kadar insanların basitçe kullandıkları Aristo mantığı, yerine belirsizlik içeren ve bugün Azeri asıllı Amerikalı bilim adamı Lotfi Asker Zadeh tarafından ortaya konan “fuzzy” veya Türkçe “bulanık” denilen bir mantık yapısı değişik teknolojik cihazlarda kullanılabilir hale gelmiştir. Burada günlük konuşma dilinde geçen sözel belirsizlikleri de modelleme veya hesaplamalar yapılırken işin içine katılması yolu seçilmiştir. Günümüz teknolojinin de bulanık mantık uygulamaları, çimento fırını, otomatik tren işletimi, endüstriyel robotlar, gezgin robotlar, çelik dökümü, otomobil hız kontrolü, motor kontrolü, ABS frenler, otomatik vites, otomatik park etme, atık su arıtımı, içme suyu arıtımı, konumlandırma sistemleri (elektromekanik, pnömatik, hidrolik), asansör işletimi, vinç işletimi, çeşitli imalat işlemleri, seviye kontrolü, uçuş kontrolü, trafik geçiş kontrolü, ev aletleri (çamaşır ve bulaşık makineleri, elektrikli süpürge, buzdolabı), görüntü işleme, görüntü tanıma, otomatik karakter tanıma, kamera görüntü stabilizasyonu, otomatik karar verme gibi pek çok alanda gerçekleştirilmektedir [13].

1970'lerde bulanık teori büyük gelişme göstermiş ve gerçek sistemler için bulanık kontrolörler yapılmaya başlanmıştır. 1975'te Mamdani ve Assilian bulanık kontrolörler için temel çevreyi oluşturmuşlar ve bir buhar makinesi kontrol etmek için bulanık kontrolör kullanmışlardır. Böylece bulanık kontrolör uygulamasını ve bu kontrolörün iyi de çalıştığını göstermişlerdir. 1978'de Holmblad ve Ostergaard çimento fırını gibi büyük bir endüstriyel proses için ilk bulanık kontrolörü geliştirmişlerdir. 1980'lerde özellikle Japonya'da bulanık kontrol alanında önemli çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Japon mühendisler, bulanık kontrol tasarımının kolaylığını ve pek çok problem için bu kontrolörün çok iyi çalıştığını görmüşlerdir. Bulanık kontrol, prosesin matematiksel modeline ihtiyaç duymadığı için geleneksel kontrol kuramının matematiksel model eksikliği nedeniyle yetersiz kaldığı pek çok sisteme kolaylıkla uygulanabilmektedir.

1983'de komutların söylenmesiyle kontrol edilen bulanık robot (kendi kendine park eden araba) üzerindeki öncü çalışmasına başlamıştır. 1980'lerin başında Hitachi'den Yasunobu ve Miyamoto, Sandai metrosu için bulanık kontrol sistemi geliştirmeye başlamışlardır. Proje 1987'de bitirilmiş ve dünyadaki en gelişmiş metroyu yapmıştır. Metroda hızlanma, yavaşlama ve durma işlemleri bulanık sistemlerle kontrol edilmektedir. Bulanık kontrolün bu önemli uygulaması geniş yankı uyandırmıştır. 1988'de Yamachi Securities firmasının geliştirdiği bulanık temelli uzman sistem 1988 yılının Ekim ayında meydana gelen Kara Pazar adı verilen büyük ekonomik çöküşü 18 gün önceden haber vermiştir. Bu kadar başarılı uygulamanın ardından bulanık mantığa olan ilgi artmış, uluslar arası bir çalışma zemini oluşturabilmek amacıyla 1989 yılında aralarında SGS-Thomson, Omron, Hitachi, NCR, IBM, Toshiba ve Matsushita gibi şirketlerin de bulunduğu 51 firma tarafından LIFE (Laboratory for International Fuzzy Engineering) laboratuvarları kurulmuştur. Bulanık sistemlerin Japonya'daki başarısı ABD'deki ve Avrupada'ki araştırmacıları şaşırtmış ve pek ciddiye alınmayan bulanıklık kuramı önemsenmeye başlanmıştır.

Şubat 1992'de San Diego'da Birinci IEEE Bulanık Sistemler Konferansı yapılmıştır ve bu olay bulanık kuramının en büyük mühendislik kuruluşu olan IEEE tarafından kabul edilmesi anlamına gelmiştir. 1980'lerin sonlarında ve 1990'ların başlarında bulanık sistemler ve bulanık kontrol alanlarındaki gelişmeler devam etmiştir. Örneğin, üyelik fonksiyonlarının sistematik bir şekilde elde edilmesi için yapay sinir ağları teknikleri kullanılmaya başlanmıştır. Günümüzde Uzakdoğu ülkelerinde ABD ve Avrupa'ya göre daha fazla bulanık kuramı içeren araştırma ve geliştirme yapılmaktadır. Matsushita, Canon, Mitsubishi, Boeing, General Motors, Alen-Bradley, Chrysler gibi önemli firmalar ürünlerinde bulanık sistemlerden yararlanmaktadır.

Birçok araştırmacı, bulanık kontrolörlere ilişkin teorik araştırmalara ve bu kontrolün uygulama yöntemlerine çok fazla zaman harcamaktadır. Günümüzde, bulanık kontrol, karmaşık kontrol sistemlerinin kontrolünde, klasik kontrol tekniklerine bir alternatif olarak görülmektedir.

Kontrolör tasarımında ilk adım, kontrol edilecek sistemin basitleştirilmiş bir modelidir. Böyle bir basitleştirilmiş model, Frieland (1996) tarafından tasarım modeli olarak adlandırılmıştır. Tasarım modeli, sistemin başlıca özelliklerini içermelidir. Çoğu kez, sistemi EĞER – O HALDE kurallarıyla dilsel şekilde ifade edebilecek bir uzman mevcuttur. Sisteme ait eldeki matematiksel ifadeleri ve dilsel verileri kullanarak bulanık sistem modeli elde edilebilir. Bu türden bir modele, Tagaki-Sugeno (T-S) (1985) veya Takagi-Sugeno-Kang (TSK) bulanık modeli denilmiştir. Bu modelin ayrık zaman hali ise Tanaka ve Sugeno (1995) tarafından ifade edilmiştir.

Wang ve arkadaşları (1996), Cao ve arkadaşları (1996), ve Feng ve arkadaşları (1997), TSK bulanık modelini kullanarak doğrusal olmayan sistemleri kararlı kılan kontrolörler tasarlamışlardır. Tasarım yöntemi şöyle açıklanmaktadır; doğrusal olmayan sistem T-S tipi bulanık model ile modellenir. Bu bulanık modelde farklı durum uzayı bölgelerindeki yerel dinamikler, doğrusal modeller ile ifade edilir. Sistemin toplam modeli ise bu doğrusal modellerin, doğrusal olmayan bulanık üyelik fonksiyonları aracılığıyla, bulanık harmanlanmasıyla elde edilir. Bulanık mantık ve kontrolün tarihsel gelişimi çizelge 5.1'de görülmektedir [13].

Çizelge 5.1 Bulanık mantık ve kontrolün tarihsel gelişimi [13]

1965	Zadeh	Bulanık mantık
1972	Zadeh	Bulanık kontrolün gereği
1973	Zadeh	Linguistik yaklaşım
1974	Mamdani ve Assilian	Buhar makinesi kontrolü
1976	Rutherford vd	Kontrol algoritmalarının analizi
1977	ostergaard	Isı değiştirici ve çimento sanayi uygulaması
1977	Willaeys vd	Optimal bulanık kontrol
1979	Komolovvd	Otomasyon uygulaması
1980	Tong vd	Atık su iyileştirme işlemi
1980	Fukami vd	Bulanık karar mekanizması
1983	Hirota vw Pedrevez	İstatistiksel bulanık kümeler
1983	Takagi ve Sugeno	Bulanık kontrol kurallarının çıkarılması
1983	Yasunobu vd	Prediktif bulanık kontrol
1984	Sugeno ve Murakami	Model arabanın park etme kontrolü
1985	Kiszka vd	Bulanık dinamik sistemlerin kararlılığı
1985	Togai ve Watanabe	Bulanık entegre devre
1986	Yamakawa	Bulanık kontrol donanımı
1988	Dubois ve Prade	Tahmini karar verme
1988	--	Birçok uygulama, yeni bulanık kontrol yapıları, bulanık sistem tanıma, kararlılık performans analizi

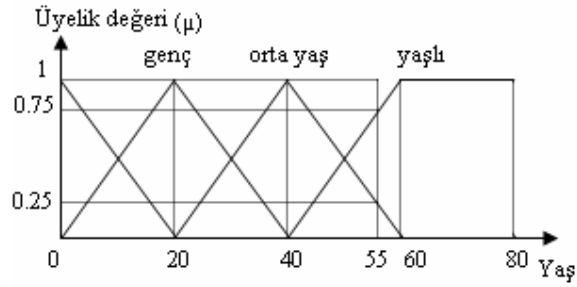
5.2. Bulanık Mantık Kontrolün Teorik Avantajları

Sistemin matematik modelinin çıkarılmasının çok güç olduğu durumlarda en önemli bilgi kaynakları algılayıcılar ve uzman kişilerdir. algılayıcılar, değişkenler için nümerik ölçümler sağlar, uzman kişiler ise sistem hakkında dilsel bilgiler ve tanımlamalar verir. Algılayıcılardan alınan bilgi nümerik bilgi olarak, uzman kişilerden sağlanan bilgi de dilsel bilgi olarak adlandırılmaktadır. İyi mühendislik yaklaşımının, mevcut olan bütün bilgilerin kullanımını gerektirdiği dikkate alındığında, sistem hakkındaki bilgilerin bu türden olduğu durumlarda bulanık kontrolün iyi bir seçim olacağı söylenebilir [15].

Bulanık kontrol, serbest model yaklaşımına dayanmaktadır. Kontrol edilecek sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duyulmamaktadır. Günümüzde çok karmaşık sistemlerle karşı karşıya kalındığı dikkate alındığında, serbest model yaklaşımının da oldukça artan bir öneme sahip olacağı söylenebilir. Bulanık kontrol ile elde edilen kontrolör nonlineer yapıdadır. Bu nedenle bulanık kontrolörün parametreleri dikkatlice seçilerek nonlineer sistemlerin kontrolü de gerçekleştirilebilir. Bulanık mantık kontrolün pratik avantajları kısaca aşağıdaki gibi açıklanabilir.

- 1- İnsanın kontrol stratejisini taklit ettiğinden, anlaşılması kolaydır.
- 2- Gerçeklenmesi basittir, çok sayıda paralel işleme izin verir.
- 3- Diğer sistemlere göre yazılımları basit olduğundan, uygulamalar ucuza mal olmakta ve yapılan işler basitleşmektedir. Bu yüzden bulanık kontrol yüksek performans / maliyet oranına sahip bir yaklaşımdır [16,17].

Örneğin; bir grup içerisindeki bireyler yaş gruplarına göre sıralanacaktır. Yaşlılara öncelik verilmektedir. Klasik mantıkta yaşı 60'dan büyük olanlar yaşlıdır diye küme elemanları bulunabilir. Bulanık mantıkta ise her yaş için bir üyelik değeri belirlenir. Bu belirleme tanım kümesi yaş, değer kümesi ise $[0,1]$ arasında değişen bir fonksiyon olarak da yapılabilir. Bu fonksiyona üyelik fonksiyonu denir. Şekil 5.1'de yaşlılara ek olarak orta yaşlılar da tanımlanmıştır. Bu fonksiyona göre yaşı 55 olan biri, 0.75 yaşlı, 0.25 orta yaşlı olarak değerlendirilir.



Şekil 5.1 Üyelik fonksiyonu ile yaş gruplama

5.3. Bulanık Mantık Kontrolörün Genel Yapısı

Klasik kontrol sistemlerinde sürecin matematiksel modeli çıkarılır ve kontrolör bu matematiksel modele göre tasarlanır. Bulanık kontrolörler ise matematiksel modeli tam olarak elde edilemeyen, çok parametrelili ve nonlineer süreçlere uygulanmaktadır.

Bulanık kontrolörün dayandığı temel nokta; uzman bir sistem operatörünün bilgi, deneyim ve kontrol stratejisini, kontrolör tasarımında bilgi tabanı olarak oluşturmaktır. Kontrol işlemleri, karmaşık ve klasik kontrol algoritmaları ile değil de bilgi ve deneyime dayanan sözel kurallarla gerçekleştirilir. Bulanık kontrolör, uzman bir sistem olduğundan sürecin kontrolünde uzman bilgisine başvurulmaktadır. Uzman bilgisi dilsel EGER-0 HALDE kuralları haline getirilerek, bulanık kontrol algoritmasında kullanılır [18].

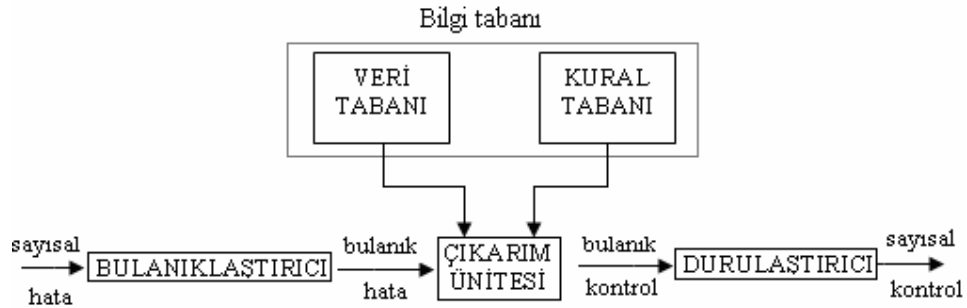
Bulanık kontrolör tasarımında, kontrolörün sağlıklı çalışabilmesi için, kontrol edilecek sistemin iyi incelenmesi ve tanınması gerekir. Bulanık kontrolörde kullanılan sabitler, bulanık küme sınırları ve etki değerleridir. Bulanık kontrolörün dayandığı temel nokta; uzman bir sistem operatörünün bilgi, deneyim sezgi ve kontrol stratejisini, kontrolör tasarımında bilgi tabanı olarak oluşturmaktır. Kontrol işlemleri, karmaşık ve klasik kontrol algoritmaları ile değil de bilgi ve deneyime dayanan sözel kurallarla gerçekleştirilir [4].

Sayısal ve dilsel bilgilerin birleştirilmesinde ve bu bilgilerin bulanık sistemlere adapte edilmesinde genellikle iki tür yaklaşım vardır.

1. Bulanık kontrol sistemini başlangıçta kurarken dilsel bilgiyi sayısal ifadelerle uyarlayarak kullanmaktır. Sistemin başlangıç parametrelerine göre bu dilsel bilgi, sayısal bilgiye uyarlanmaktadır.

2. Bulanık kontrol sisteminde sayısal ve dilsel bilgileri iki ayrı yapıda kullanmak ve sonra sonuçta bulanık bilgiyi alırken bu iki giriş değerinin ortalamasını almak şeklindedir [19].

Bulanık kontrolörün yapısı şekil 5.2’de görülmektedir.



Şekil 5.2 Bulanık mantık kontrolör yapısı

Bulanık kontrolör genel olarak 5 ana bölümden oluşmaktadır.

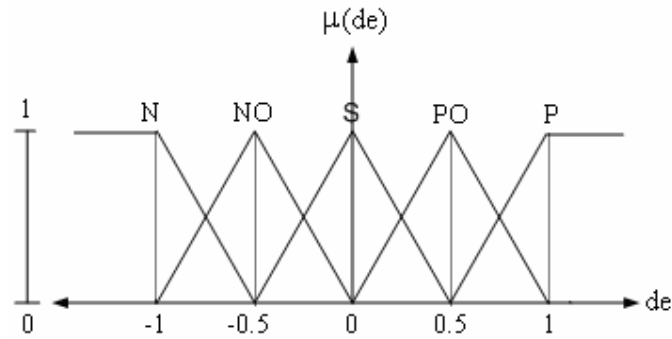
1. Sensörden alınan kesin sistem bilgilerini bulanık bilgiye dönüştüren “bulanıklaştırma” birimi,
2. Kontrol kurallarını içeren “kural tabanı”,
3. Kural tabanında kullanılan dilsel ifadelerin üyelik fonksiyonlarını tanımlayan “veri tabanı”,
4. Bulanık kontrol kurallarını değerlendiren “çıkarım ünitesi”,
5. Bulanık kontrol işaretini sayısal değere çevirerek sisteme uygulayan “durulayıcı” birimi.

5.3.1. Bulanıklaştırma birimi

Bulanık kontrol sistemlerinde sensörlerden alınan sayısal bilgilerin sınır değerleri belirlendikten sonra bulanık forma dönüştürülmesi gerekir. Bilgilerin bulanık forma dönüştürülmesi, o büyüklüğün sıfır ile bir arasındaki değerlerle temsil edilmesi demektir. Bir başka deyişle, bir büyüklüğü bulanık hale dönüştürmekle sözel olarak ifade edilmesi sağlanır. Sayısal büyüklükleri bulanık forma dönüştürebilmek için ilk önce sabit mantık kümelerinin tespit edilmesi gerekir. Daha sonra sabit mantık kümeleri içindeki her bir nokta üyelik fonksiyonlarıyla tanımlanır. Genellikle üyelik fonksiyonları, değişik miktar belirten ifadelerle (büyük, küçük ve sıfır gibi) guruplara ayrılabilirler. Üyelik fonksiyonları sistem parametrelerini tanımlar. Üyelik fonksiyonlarının şekline veya sayısına ait hiçbir kısıtlama yoktur. Bu şekildeki bulanık kümeler için üyelik fonksiyonları seçilir. Bu üyelik fonksiyonları üçgen, gauss, trapez, çan eğrisi şeklinde olabilir [4].

Bulanık kümelerle ilgili belirsiz bilgilerin temsili, sayısal bilgisayar sistemlerinde bilginin ölçme ve değerlendirilmesi problemini ortaya çıkarır. Eğer bulanık küme sürekli formda temsil edilmiş ise, ayrıklaştırılarak ayrık sabit mantık kümesi elde edilebilir. Ayrıklaştırma işlemi, bulanık kümeyi belli sayıda seviyelere ayırarak sağlanır [20].

Gauss ya da üçgen bulanıklaştırıcılar giriş değerlerinin gauss ya da üçgen biçimli üyelik fonksiyonları ile temsil edildiği yapılardır. Eğer bulanık EGER-0 HALDE kurallarında yer alan üyelik fonksiyonları bu iki tipten ise bu tür bulanıklaştırıcılar hesap zorluğuna neden olmadıkları gibi giriş belirsizliklerini iyi temsil ederler [21].



Şekil 5.3 Hata değişiminin bulanık ifadesi

Şekil 5.3'de seviye hata değişimine ait üyelik derecesi dikey eksen 0 ile 1 arasında değişmektedir. Yatay eksen maksimum +1 ve minimum -1 değerleriyle hata değişimine ait ölçeklenmiş değerler verilmiştir. Hata değişimi 5 adet üçgen üyelik fonksiyonu ile ifade edilmiştir. Bu üyelik fonksiyonları N (Negatif), NO (Negatif Orta), S (Sıfır), PO (Pozitif Orta) ve P (Pozitif) dilsel etiketleri ile isimlendirilmişlerdir.

Sistemden okunan fiziksel değerler, minimum ve maksimum sınır arasında bir noktaya düşmektedir. Bu noktaya karşılık gelen bir dilsel etiket ismi bulunmaktadır ve bu dilsel etiket ismine karşılık gelen üyelik derecesi oluşmaktadır. Böylece bulanıklaştırıcı ile keskin fiziksel değerler, [0.1] arasında bir üyelik derecesine sahip olarak bulanıklaştırılmaktadır. Ayrıca, fiziksel değerlerin minimum ve maksimum sınırlarının belirlenmesi, her üyelik fonksiyonunun hangi fiziksel değere eş düştüğünün saptanmasına ölçeklendirme denmektedir.

Bulanıklaştırma aşamasında kısaca şu işlemler yapılır;

1. Sensörlerle (algılayıcılarla) giriş değerleri ölçülür.
2. Bu giriş değerlerine göre sözel ifadelerle çevrilip üyelik fonksiyonları hazırlanır.

3. Giriş değerlerinin ait oldukları üyelik fonksiyonları bulunarak bulanık hale getirilir.

5.3.2. Bilgi tabanı

Bilgi tabanı bulanık kontrol kuralları ve bulanık verileri tanımlamak için kullanılmaktadır. Bu veriler uzmanların ve operatörlerin tecrübe ve yargılarına bağlıdır. Bulanık kontrol sistemlerinde; bilgi tabanı, kural tabanı ve veri tabanından oluşmaktadır. Kural tabanı; uzmanlar tarafından belirlenmiş, bulanık kontrol davranışlarını tespit eden kontrol kurallarını içerir. Veri tabanı; bulanık kontrol kurallarını ve üyelik fonksiyonlarını tanımlar.

Bilgi tabanı bulanık mantık kontrolörün bulanık kontrol kuralları ve bulanık bilgi değerlendirmesini karakterize etmek için kullanılır. Bu fikirler öznel olarak tanımlanır, deneyime ve mühendisin yargısına dayanır. Konuyla ilgili olarak doğru üyelik fonksiyonunun seçiminde önemli rol oynamaktadır [22,23].

Kural tabanı, karar verme işleminde kullanılan birçok paralel kurallardan ve kontrol sistemi değişkenlerinden oluşmaktadır. Bu kurallar sistemin giriş ve çıkışları arasındaki mantıksal ilişkileri açıklar. Bulanık kontrolörün çıkışı, durum ve davranış bildiren kuralların değerlendirilmesi ile elde edilir. Kurallar, sistem değişkeninin tanımlandığı "eğer" ve kontrol değişkenlerinin tanımlandığı "ise" komutlarıyla oluşturulur. Bulanık kontrolörde kurallar iki değişik adla ifade edilir. Bunlar; kural davranışı bulanık kümeler ile ifade edilmiş kurallar veya kural davranışı fonksiyon şeklinde ifade edilmiş kurallardır. Kural davranışı bulanık kümeler ile tanımlanmış kurallar aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\text{Eğer } x_1; A_1 \text{ ise, ve/veya, } x_2; A_2 \text{ ise } u; B_1 \quad (5.1)$$

Burada, x_1 ve x_2 kontrol edilecek sistemin gözlenebilir değişkenleridir, (bu nedenle kontrol sisteminin giriş değişkenlerini oluştururlar), u kurala ait kontrol davranışıdır, (kontrol edilen sistem için bir giriş değişkenidir). x_1, x_2 ve u değişkenleri sırasıyla, A_1, A_2 ve B_1 bulanık kümelerinin elemanlarıdır [20].

Denklem 5.1' deki kuralın davranışı B_1 üyelik fonksiyonu yerine, denklem 5.2'de görüldüğü gibi, sayısal bir değerle de temsil edilebilir.

$$\text{Eğer } x_1; A_1 \text{ ise, ve/veya, } x_2; A_2 \text{ ise } u; 0.5 \quad (5.2)$$

Kural davranışı fonksiyon şeklinde ifade edilmiş kurallar denklem 5.3' teki gibi tanımlanabilir.

Eğer $x_1; A_1$ ise, ve/veya, $x_n; A_n$ ise $u = f(x_1, x_n)$ (5.3)

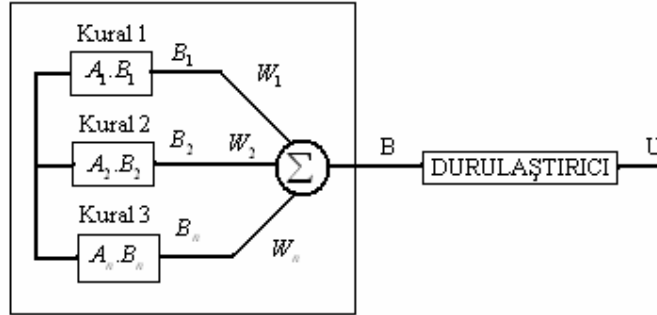
Burada, x_1 ve $x_2; A_1$ ve A_2 sistem değişkenlerine ait bulanık kümeleri temsil etmektedir. Kurala ait kontrol davranışı u, x_1 ve x_2 sistem değişkenlerinin fonksiyonu olarak temsil edilmiştir, u , kural çıkışı, a_0, a_1, a_2, a_n sistem içinde ayarlanabilen parametreler olarak tanımlandığında aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$u = a_0 + a_1 \cdot x_1 + a_2 \cdot x_2 + \dots + a_n \cdot x_n \quad (5.4)$$

Kontrol kurallarını elde etmek için 4 değişik metod aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1. Bir uzmanın tecrübesi veya kontrol mühendisliği bilgisi
2. Operatörün kontrol hareketlerinin modellenmesi
3. Kontrol edilecek sistemin bulanık modeli
4. Kuralların kontrolör tarafından öğrenilmesi

Şekil 5.4'de, tek girişli tek çıkışlı bulanık sistemde n adet paralel kurallarla oluşturulan kural tabanının yapısı görülmektedir.



Şekil 5.4 Kural tabanı yapısı

Burada, A bulanık kontrol girişini, B bulanık kontrolör çıkışını, A_n, B_n sırasıyla n . kurala ait giriş ve çıkış bulanık kümeleri, B_n, n . kurala ait bulanık kontrol davranışını, w_n kuralların skaler ağırlıklarını, u sayısal bulanık kontrolör çıkışını temsil etmektedir. Bulanık kontrol çıkışını bulmak için, bulanık formdaki sistem değişkenleri, bulanık kontrol kuralları ile karşılaştırılır. Sistem değişkenleri ile uyuşmayan kurallar kullanılmaz. Diğer bütün kuralların türetilmiş sonuçları, kuralların skaler ağırlıkları dikkate alınarak toplanır [20].

$$B = \sum (w_n \cdot B_n) \quad (5.5)$$

Kural tabanını oluşturan kurallar aşağıdaki özelliklere sahiptirler.

1. Her kural bağımsız bilgi parçasını içerir.
2. Yeni kurallar diğer kurallardan bağımsız olarak kural tabanına eklenebilir.
3. Eski kurallar yeni kurallardan bağımsız olarak değiştirilebilir.
4. Kontrol sisteminin kararlarını ve çözümlerini içerir.

Bulanık kümeler giriş ve çıkış aralıklarını izin verilen çeşitli bulanık değerlere ayırmaktadır. Her bir değişken için tanımlanan bulanık kümelerin sayısı bir bulanık kontrolörün hassasiyetinin en temel belirleyicisi olmaktadır. Bununla birlikte sistemin giriş değişkenleri için tanımlanan bulanık kümelerin toplam sayısı bulanık kontrol kurallarının da maksimum sayısına bir sınırlama getirmektedir.

Bulanık kontrol kural tabanı şu üç kural kümesini içermektedir.

1. Her bir giriş ve çıkış çiftinden üretilen ve birbirleriyle çelişmeyen kurallar,
2. Birbiriyle çelişen kurallardan en yüksek üyelik derecesine sahip kurallar,
3. Uzmanın dilsel olarak belirlediği kurallar [24].

Bir bulanık kontrol algoritması evrensel kümedeki herhangi bir giriş için uygun bir kontrol işlevi çıkarabilmektir. Bu özellik bütünlük olarak adlandırılır. Bu bütünlük özelliği bulanık kontrol kuralları, tasarım tecrübesi ve mühendislik bilgisi ile bir iç içelik arz etmekte ve genellikle her bir giriş değerinin en az bir bulanık kümede yer alması için bulanık kümelerin belli bir yüzde ile üst üste binmesi gerekmektedir. Aynı zamanda her bir girişin belli bir tepki vermesi için, kuralların dikkatli bir biçimde tasarlanması gerekmektedir. Geleneksel uzman sistem yaklaşımında eğer her bir giriş değişkeni için bulanık küme sayısı m ve sistem giriş değişkeni sayısı da n ise bütünlüğün sağlanması için m^n tane farklı kural gerekmektedir. Fakat bir bulanık kontrolörde kural tabanı bütünlüğü sağlamak için daha az sayıda kural kullanılmaktadır. Çünkü bulanık kümelerin belli bir yüzde ile üst üste bindirilmesi kural sayısını önemli ölçüde azaltmaktadır. Böylece daha az hesaplama zamanı ve daha iyi bir performans elde edilmektedir. Bununla birlikte optimal kural sayısını belirleyecek bir işlem bulunmamaktadır [25].

Bulanık kontrol kurallarını üretmek için uzman bilgisi ve kontrol edilen sistemin davranışı analiz edilir. Şekil 5.5'de Basit Bulanık Kontrolörlü Sistem de görüldüğü gibi bulanık kontrolör girişleri hata, e , ve hata değişimi, de , olarak alınırsa kontrolör çıkışı da u 'dur.

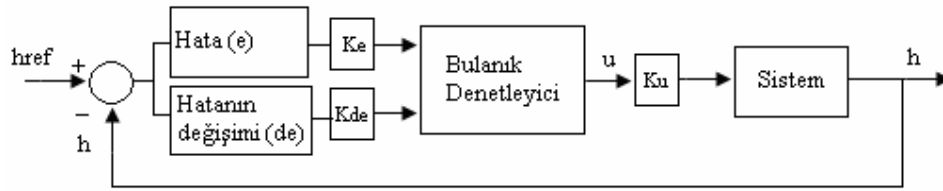
Burada kontrol edilmek istenen sistemin adım tepkisinin faz düzlemi temel alınarak iki tür bulanık kontrol kuralı formüle edilebilir [26].

Birinci tip kuralın görevi sistem cevabının yükselme zamanını kısaltmaktır.

Eğer e =Pozitif ve de =Pozitif ise, O Halde u =Pozitif

İkinci tip kuralın görevi sistem cevabının aşırı yükselmesini azaltmaktır

Eğer e =Negatif ve de =Negatif ise, O Halde u =Negatif



Şekil 5.5 Basit bulanık mantık kontrolörlü sistem

Bu durumda sistemin kontrolünde bulanık kontrol kurallarını oluştururken şunları göz önüne almak gerekir.

1. Eğer çıkış istenilen değerde ve hatadaki değişim sıfırsa bulanık kontrolör çıkışı sabit tutmalıdır.
2. Eğer çıkış istenilen değerden sapsa kontrol işlevi hata ile hata değişiminin işaretine ve değerine bağlı olmaktadır. Eğer hata mevcut kontrol işlevi ile hızlı bir şekilde düzeltilebiliyorsa, o zaman kontrol işlevi sabit tutulmalıdır. Aksi halde bulanık kontrolör çıkışı hata ve hatadaki değişime bağlı olarak değişmektedir [27].

Sistem de hata ve hatanın değişimi dikkate alınacak şekilde etki değer tablosu oluşturularak kurallar açıkça belirlenebilir. Tek girişli tek çıkışlı sistem için oluşturulan kurallar kural tablosu ile gösterilebilir.

Çizelge 5.2 Tek giriş-tek çıkışlı bir sistemin bulanık mantık kural tablosu

e de	N	NO	S	PO	P
N	N	S	N	N	N
NO	N	N	NO	S	N
S	N	N	N	PO	PO
PO	N	NO	PO	P	PO
P	NO	PO	P	PO	PO

Sistem hakkında tam bilgiye sahip olma, üyelik fonksiyonunun tipinin belirlenmesi, bulanıklaştırma ve durulaştırma birimlerinde kullanılan dilsel etiketlerin ve fiziksel sınırların belirlenmesi ve durulaştırma işlemi için veri tabanı oluşturulmaktadır. Veri tabanı ile kontrol kurallarında bulanıklaştırma ve berraklaştırma işlemlerinde kullanılacak bulanık alt kümelerin işlemsel tanımlamaları verilmektedir.

Veri tabanını oluşturulması, her bir değişken için evrensel kümenin tanımlanmasını, bulanık kümelerin sayısının belirlenmesini ve üyelik fonksiyonlarının tasarlanmasını gerektirmektedir. Evrensel kümenin bölümlendirilmesi ve normalizasyonu şu şekilde olur. Verilerin sayısal olarak bilgisayara girilebilmesi için analogtan sayısala çevrilerek ayrıklaştırılır. Evrensel kümenin normalizasyonu için sonlu sayıda segment ile bölümlendirilmelidir.

Sürekli evrensel kümenin normalizasyonu ise giriş ve çıkış aralığının ön bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Giriş-çıkış aralıklarının bulanık bölümlendirilmesi ise; bulanık kontrol kuralının şart kısmındaki giriş değişkenleri için giriş evrensel kümesine göre, bulanık kümeleri tanımlamak suretiyle bir bulanık giriş aralığı oluşturulurken, kuralın sonuç kısmında bulunan çıkış değişkenleri içinde bir bulanık çıkış aralığı oluşturulmaktadır.

5.3.3. Çıkarım ünitesi

Çıkarım ünitesi, gerekli bilgiyi toplayarak programlanmış stratejiye uygun bir şekilde araştırma işlemini geliştirir. Bu ünite amaç, kontrolörün giriş değişkenlerini, amaca uygun olarak ilgili bulanık bilgi kuralları ile birleştirerek bulanık kontrol işaretini bulmaktır [26].

Geleneksel mantıkta, verilen önermelerden bir sonuca varmaya "çıkarım" denmektedir. Önermeler, geleneksel mantıkta kesinlik ifade etmektedir ve açıktırlar. Çıkarım yapmak, önermelerin birbiriyle tam olarak uyuşmasıdır. Bulanık sistemlerde girişler, "yüksek hızlı", "sıcak" gibi dilsel değişkenlerden oluştuğundan, girişler hakkında sonuca varma ve karar verme, IF-THEN şeklinde kuralların kullanılmasıyla mümkündür. Örneğin iki girişli bir çıkışlı sistemin bulanık kontrol kuralları şu şekilde ifade edilir;

Eğer $x=A$ ve $y=B$ ise, O Halde $z=C$

Burada x,y,z iki yöllü durum değişkeni ile bir çıkış değişkenini ifade eden dilsel değişkenlerdir. A,B ve C , dilsel değişkenlerin x,y,z dilsel değerleridir. IF-THEN kurallarının sonuçları bulanık kavramlarla ilişkili olduğundan bu kurallar bulanık şartsal durumlar olarak ifade edilir. Bulanık kontrol kuralı; bulanık kontrol kuralının uygulanmasından önce bilinen bulanık şartsal durumdur. Bulanık kontrol kurallarında sonuç, kontrol altındaki sistemin faaliyetidir [26]. Bulanık çıkarım metotları çizelge 5.3'deki gibi verilebilir.

Çizelge 5.3 Çıkarım metotları

Bulanık Çıkarım Metodu	$\mu_{A \rightarrow B}(x, y)$
Mamdani (Max-Min)	$MIN(\mu_A(x), \mu_B(y))$
Max-Prod	$\mu_A(x) \cdot \mu_B(y)$
Zadeh	$MAX[MIN(\mu_A(x), \mu_B(y)), 1 - \mu_A(x)]$
Lukasiewics	$MIN(1, 1 - \mu_A(x) + \mu_B(y))$

5.3.4. Durulaştırma

Bulanık değerden kesin bir değere dönüştürme işlemine "durulaştırma" denir. Durulaştırma, berraklaştırma olarak da ifade edilebilmektedir. Durulaştırmanın amacı, çıkarım ünitesinden elde edilen bulanık kontrol işaretini, sayısal kontrol işaretine çevirmektir. Bulanık kontrol tasarımcısı uygun bir durulaştırma yöntemi seçmelidir. Uygulama da en çok kullanılan durulaştırma metotları aşağıda kısaca açıklanmıştır.

5.3.4.1. Maksimumların merkezi

Bulanık kural çıkarsaması sonucunda en iyi uzlaşmayı bulmak için kullanılan durulama metotlarından birisidir. Bu metoda her bir terim için en tipik değer saptanır ve buna uygun olacak şekilde en uygun bulanık çıkarsama işlemi gerçekleştirilir.

Bunun için terimlere ait en tipik değerler ağırlık olarak göz önüne alınır ve çıkarsama sonucunda en iyi sonuç ağırlıkların dengelendiği durulaştırılmış kesin değerlerdir.

5.3.4.2. Maksimumların ortalaması metodu

Birden fazla kontrol eyleminin üyelik fonksiyonlarının ortalama değerinin maksimuma ulaştığını gösteren bir kontrol eylemi üretir. Örneğin n tane maksimuma ulaşan w , noktası varsa denklem 5.6 ile bu kontrol eylemi hesaplanır [26].

$$u = \sum_{i=1}^n \left(\frac{w_i}{n} \right) \quad (5.6)$$

5.3.4.3. Ağırlık merkezi metodu

En yaygın kullanılan yöntemdir. Burada aktif kuralların bulanık çıkışlarına ilişkin üyelik fonksiyon değerleri ile skaler ağırlıkları çarpılarak toplamları alınır. Elde edilen değerlerin üyelik fonksiyon değerlerinin toplamına bölünmesiyle sayısal kontrol işareti bulunur. Bu yöntem denklem 5.7 ile ifade edilir.

$$u = \frac{\sum_{i=1}^n w_i \cdot \mu(w_i)}{\sum_{i=1}^n \mu(w_i)} \quad (5.7)$$

5.4. Sıvı Seviye Sisteminin Bulanık Mantık Kontrolör İle Denetlenmesi

Sıvı seviye deney düzeneğinde referans seviye girişi kontrol paneli girişinden mm olarak girilmektedir. Ultrasonik seviye algılayıcısı çıkışından alınan seviye sinyali ile referans giriş değeri farkından oluşan seviye hatası (e) ve hatanın değişimi (de), bulanık kontrolörün girişleridir. Kontrolörün girişi olan hata ve hatanın değişimi denklemleri aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} e(t) &= y_{ref}(t) - y(t) \\ de(t) &= e(t) - e(t-1) \end{aligned} \quad (5.8)$$

Hata, sistem cevabının referansa göre yerini, hatanın değişimi ise, yönünü vermektedir. Hata ve hatanın değişimine göre sistem cevabı ve yönü, aşağıdaki çizelge 5.4'de gösterilmiştir.

Çizelge 5.4 Referans girişe göre hata ve hatanın değişimi [4].

	$de < 0$	$de = 0$	$de > 0$
$e < 0$			
$e = 0$			
$e > 0$			

Çizelge 5.4’de görüldüğü gibi sistem cevabı 9 ana bölge de incelenebilir.

Eğer $de < 0$ ve $e < 0$ ise; seviye referansın üzerinde ve yükselme eğilimli.

Eğer $de < 0$ ve $e = 0$ ise; seviye referansa eşit ve yükselme eğilimli,

Eğer $de < 0$ ve $e > 0$ ise; seviye referansın altında ve yükselme eğilimli,

Eğer $de = 0$ ve $e < 0$ ise; seviye referansın üzerinde ve sabit eğilimli.

Eğer $de = 0$ ve $e = 0$ ise; seviye referansa eşit ve sabit eğilimli,

Eğer $de = 0$ ve $e > 0$ ise; seviye referansın altında ve sabit eğilimli,

Eğer $de > 0$ ve $e < 0$ ise; seviye referansın üstünde ve düşme eğilimli,

Eğer $de > 0$ ve $e = 0$ ise; seviye referansa eşit ve düşme eğilimli,

Eğer $de > 0$ ve $e > 0$ ise; seviye referansın altında ve düşme eğilimli,

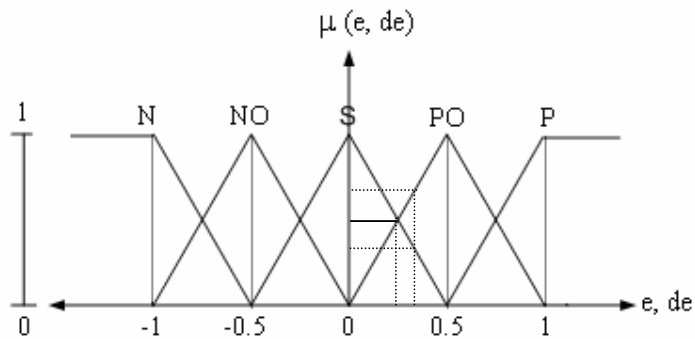
Hata değişiminin sıfırdan büyük olduğu bölgeler, seviyenin düşmeye başladığı bölgelerdir. Özellikle hatanın da sıfırdan büyük olduğu bölgedeki etki değerleri diğer bölgelerde bulunan etki değerlerine göre daha büyük olması gerekmektedir.

Hatanın sıfırdan büyük hatanın değişiminin sıfırdan küçük olduğu bölge seviyenin referans değerine ulaşmaya çalıştığı bölgedir. Bu bölgedeki etki değerlerini belirlerken motorun yerleşme zamanına ve aşım miktarını dikkate almak gereklidir.

Sistemin kritik bölgesi olan hatanın ve hatanın değişiminin sıfır olduğu bölgedeki etki değerleri çok iyi seçilmelidir. Hata ve hatanın değişiminin giriş olarak alındığı, bulanık kontrol sistemlerinde tablonun tamamı işlenerek, tüm olasılıklar kontrol edilmiş olmaktadır. Gerçekleştirilen tasarım da kontrol edilen sürücü çıkışındaki gerilim/frekans ile motor hızı ve dolayısı ile seviyedir.

Kontrolöre ait üyelik fonksiyonları şekil 5.6’de gösterildiği gibi negatif “N”, negatif orta “NO”, sıfır “S”, pozitif orta “PO”, pozitif “P” şeklinde seçilmiştir.

Hata ve hatanın türevi $[0,1]$ aralığında ölçeklenmiş ve üçgen üyelik fonksiyonu kullanılarak bulanıklaştırılmıştır. Bulanık kontrol programında, üçgen üyelik fonksiyonu ile bulanıklaştırma yapılırken, ölçeklenen aralıkta her bir üyelik etiket değerinin sağ ve sol tarafını oluşturan eğrilerin denklemleri kullanılmıştır. Şekil 5.6’da hata ve hatanın değişiminin üçgen üyelik fonksiyonu ile gösterimi görülmektedir.



Şekil 5.6 Sıvı seviyesi hata ve hatanın değişiminin üçgen üyelik fonksiyonu ile gösterimi

Her bir değişken için 5 üyelik fonksiyonu kullanıldığından $5 \times 5 = 25$ adet kural oluşturulmuştur. Kurallar sözle ifade edilebildiği gibi tablo olarak da verilebilir. Kurallar çizelge 5.5’de verilmiştir.

Sözle ifadeye örnek olarak ilk kural “hata (e) negatif (N) ve hatanın türevi (de) negatif (N) ise $w_1 = 0.3$ tür” şeklinde okunabilir. Burada w , kontrol işaretinde yapılacak değişimi göstermektedir. Kullanılan değerler normleştirilmiş olduğundan $w_1 = 0.3$ değeri o andaki kontrol işaretinin sıfıra yakın bir değere çekilmesi gerektiğini göstermektedir.

Çizelge 5.5 Sıvı seviye sistemi bulanık kontrolör kural tablosu

e de	N	NO	S	PO	P
N	0.3	0.0	0.1	0.3	0.1
NO	0.3	0.2	0.4	0.0	0.3
S	0.3	0.3	0.3	0.7	0.7
PO	0.3	0.45	0.7	0.9	0.7
P	0.4	0.6	0.8	0.7	0.7

Kurallar sisteme ait gözlem ve deneylere dayanılarak belirlenmiştir. Örneğin hata negatif (N) olduğunda sıvı seviyesi referans değerinden oldukça üstündedir. Hatanın türevi de negatif (N) ise sıvı seviyesi artmaya devam ediyor demektir. Bu durumda kontrol sisteminden, seviye tüpüne gelen sıvıyı azaltması beklenir. Kontrol işaretinin azaltılması tabloda kural çıkışı olarak 0.3 yazılarak gösterilmiştir. Sisteme negatif işaret uygulanmadığından kural çıkışları negatif değerler kullanılmamıştır. Kurallar yazılırken “ve” işlemi kullanılmıştır ve Mamdani’nin Min (hatanın üyelik değeri, hatanın türevinin üyelik değeri) şeklinde çıkarım uygulanmıştır. Buradan üyelik fonksiyon $\mu(w_i)$ değeri elde edilir. Örneğin hata 0.3 ve hatanın türevi 0.25 olduğunda, Şekil 5.6’ya göre hata için $PM(0.3)=0.6$, $S(0.3)=0.4$ ve hatanın türevi için $PM(0.25)=0.5$, $S(0.25)=0.5$ elde edilir. Bu değerler için diğer üyelik fonksiyonları “0” olur. Bu durumda tablo da e ve de değişkenlerine ait PM ve S fonksiyonlarının kesiştiği dört kural geçerli olmaktadır. Kuralı açıklamak için hatanın S ve hatanın türevinin PM olduğu kural seçildiğinde, kuralın üyelik fonksiyon değeri aşağıdaki gibi bulunur.

$$\mu(w_i) = \min\{S(0.3), PM(0.25)\} = \min(0.4, 0.5) = 0.4 \quad (5.9)$$

Ağırlık merkezi durulaştırma metodu kullanılarak, her bir kuralın üyelik fonksiyon değeri o kurala ait kural çıkışı ile çarpılarak elde edilen değerler toplanır. Sonuç üyelik fonksiyon değerine bölünür.

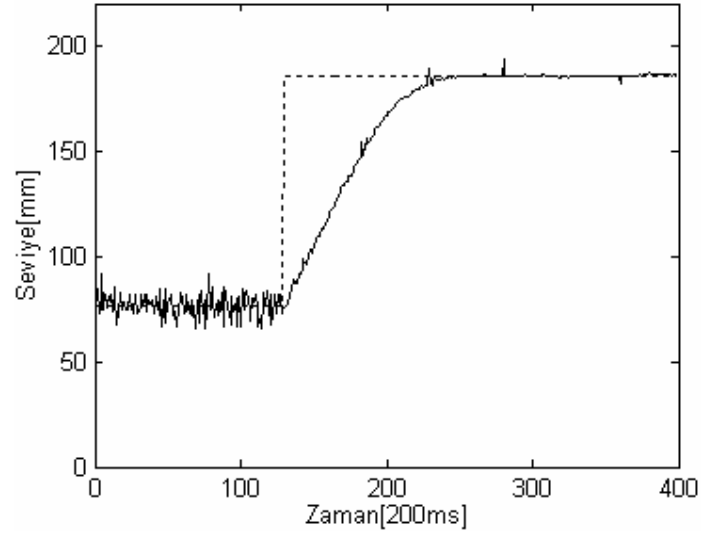
$$u = \frac{w_1 \cdot \mu(w_1) + w_2 \cdot \mu(w_2) + \dots + w_{25} \cdot \mu(w_{25})}{\mu(w_1) + \mu(w_2) + \dots + \mu(w_{25})} \quad (5.10)$$

Böylece bulanık mantık kullanılarak hata ve hatanın türevine göre kontrol işareti üretilmiştir. Bulanık kontrolör tasarlanırken hata ve hatanın türevi normalize edilerek sisteme uygulanırsa çıkış işaretinin kazanç değeri ile çarpılarak sisteme uygulanması gerekmektedir.

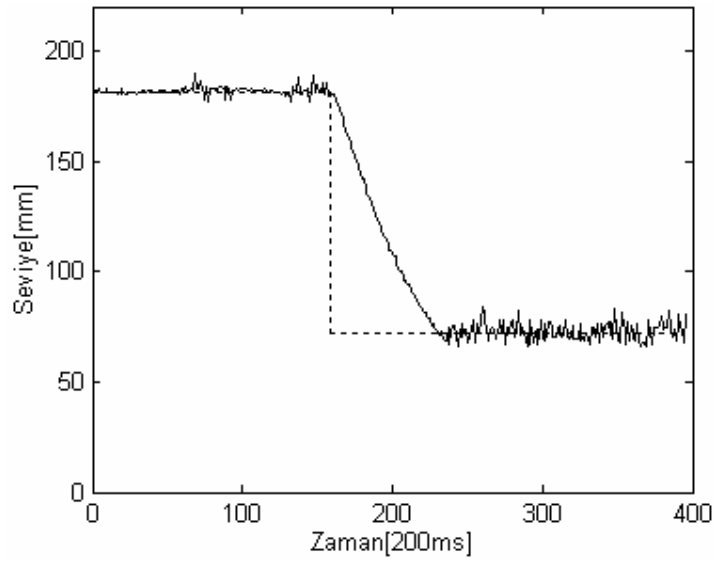
Bulanık kontrolörde programlama işlemi tamamlandıktan sonra, sistemde istenen başarı ölçütlerine göre ayarlama yapılır. Kontrolörün sistem üzerindeki başarısı, aşım yüzdesi, yükselme zamanı ve salınım yüzdesine göre değerlendirilir. Ek olarak sürekli hal hatası da kullanışlı bir başarı ölçütüdür. Yükselme zamanı sistem çıkışının sıfırdan sürekli hal değerinin %90'ına ulaştığı süredir. Aşım ise sistem yanıtının ilk tepesinin genliğinin referans işarete göre yüzde değeridir. Salınım yüzdesi ise ikinci tepenin referansa göre yüzdesidir. İstenilen başarı düzeyi için bulanık kontrolörde ayarlamalar yapılır. Bu ayarlamalar üyelik fonksiyonlarını (üçgen, çan, yamuk, exponansiyel) değiştirmek, kuralları değiştirmek, ölçekleme çarpanlarını değiştirmek şeklinde olabilir [3].

Bu yöntemlerden en kolayı ve en çok kullanılan ölçekleme çarpanlarını (K_e , K_{de} ve K_u) değiştirmektir. Ölçekleme çarpanları değiştirilirken; sistem yanıtı yavaşsa K_e değeri artırılır, aşım ve salınım yüzdesi fazlaysa k_{de} artırılır. Sıvı seviye sistemi kontrol uygulamasında, ölçekleme çarpanları $K_e=4$, $K_{de}=9$, $K_u=1.8$ olarak ayarlanmıştır. Sıvı seviye sistemi için ölçekleme çarpanları değiştirilmiş ancak istenilen başarı elde edilememiş, bu nedenle kural tablosu kural etki değerleri değiştirilerek istenilen başarı elde edilmeye çalışılmıştır. Sıvı seviye sistemine uygulanan bulanık kontrolör programı Ek Açıklamalar-C'de verilmiştir.

Bulanık mantık kontrolör PLC yazılımı sıvı seviye sistemine uygulandığında alınan grafiksel sonuçlar şekil 5.7 ve şekil 5.8'de görülmektedir.

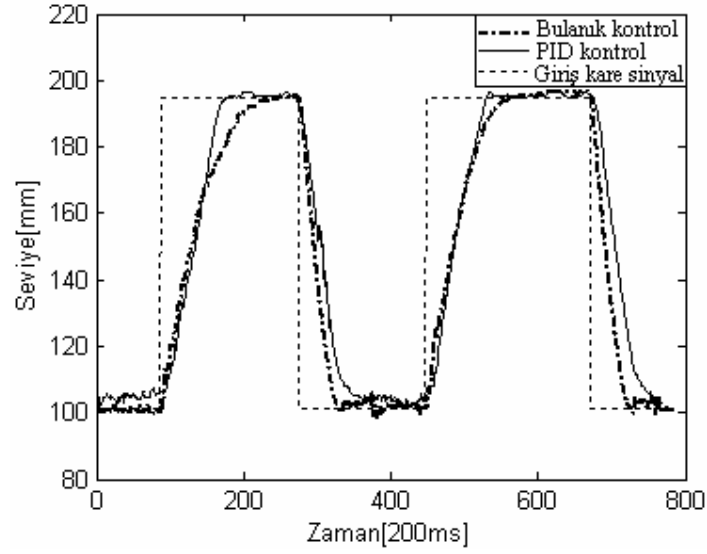


Şekil 5.7 Sıvı seviyesinin bulanık mantık kontrolör ile 80 mm'den 185 mm'ye artırılması



Şekil 5.8 Sıvı seviyesinin bulanık mantık kontrolör ile 185 mm'den 60 mm'ye azaltılması

Bulanık mantık kontrol ve PID kontrol performanslarının karşılaştırılması şekil 5.9'da görülmektedir.



Şekil 5.9 Bulanık mantık kontrol ve PID kontrol deney uygulamalarının karşılaştırılması

Sıvı seviye deney düzeneğine uygulanan bulanık mantık kontrolün, yükselme zamanı cevabının daha uzun sürdüğü görülmektedir.

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu çalışmada deney amaçlı bir sıvı seviye kontrol düzeneği geliştirilmiş ve bu düzende seviye kontrolü başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Bazı kabullerin yapıldığı, ideal şartların bulunduğu teorik ve bilgisayar benzetim çalışmalarından farklı olarak gerçek sistemler de beklenilmeyen sorunlarla karşılaşabilmektedir. Sistemi oluşturan elemanların sınırlılıkları vardır ve ideal ortamda yapılan hesaplama sonuçları uygulamada yeterli olamayabilmektedir. Kâğıt üzerinde teorik hesaplamalarla yapılan modelleme, gerçek sistemi belli bir oranla temsil edebilmektedir. Sistemdeki değişiklikler modelin değişmesine neden olmaktadır. Kullanılan sıvı, çevre sıcaklığı, uzun süre çalışma gibi faktörler model yapısını değiştirebilmektedir. Bunun yanında sistemde hatalı ölçmelerde yapılabilmektedir. Sıvı seviye sisteminde, seviye kontrol tüpü sıvı giriş ağzından gelen sıvının debisinin yüksek olması tüp içinde seviye dalgalanmaları oluşturmaktadır. Seviye de meydana gelen bu dalgalanmalar, seviye algılayıcısından alınan seviye bilgisinde hataya neden olmaktadır. Seviye dalgalanmalarını azaltmak için sıvı debisinin sınırlandırılması gerekmektedir. Ancak debinin azaltılması kontrol uygulamalarında yükselme zamanının artmasına neden olmamalıdır. Bu amaçla sıkıştırma tıkaçları ile uygun çalışma noktasının seçilmesi gerekmektedir. Sıkıştırma tıkaçlarının konumlarının değişmesi ya da giriş-çıkış ağzlarında oluşabilecek bağlantı hataları çalışma noktasının değişmesine neden olmaktadır. Düşük seviyelerde seviye dalgalanmalarının daha çok olması ve dalgalanmalarının tamamen engellenememesinden dolayı, kontrol uygulamaları 50mm seviye değerinin üstünde gerçekleştirilmiştir.

Sıvı seviye sisteminin kontrolü için önce PID kontrol yöntemi uygulanmıştır. Sistem birim basamak cevabından yararlanılarak parametreler bulunmuş, ancak sistem için en uygun parametreler tekrarlı yapılan deneysel çalışmalar sonucunda elde edilebilmiştir.

Sisteme ikinci olarak bulanık mantık kontrol yöntemi uygulanmıştır. Sistemde üçgen üyelik fonksiyonu kullanılarak 5x5 kural tablosu oluşturulmuş ve kural tablosu etki değerleri deneysel olarak ayarlanmıştır.

Her iki kontrol sistemi bu çalışma için karşılaştırıldığında, PID kontrolün parametreleri iyi ayarlandığında iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Ancak bulanık mantık kontrolde yükselme zamanının daha uzun olduğu gözlenmiştir. Gerekli ayarlamalar yükselme zamanını azaltmak için yapıldığında ise aşım miktarının arttığı gözlenmiştir. Bulanık mantık kontrolde, önemli iki ayar parametresi olarak ölçeklendirme aralığının değiştirilmesi ile kural sayısının artırılması ya da üyelik fonksiyonu şeklinin değiştirilmesi ile farklı sonuçlar alınabilmektedir.

Bu nedenle sıvı seviye sisteminin bulanık mantık kontrolünde belirtilen ayar parametrelerinden herhangi birisi ya da her ikisi değiştirildiğinde daha farklı sonuçların alınabileceği düşünülmektedir.

Bu çalışmada geliştirilen sistemi farklı metotlarla modellemek, farklı çalışma noktaları oluşturarak birden fazla model elde etmek mümkündür. Sistemi kontrol ederken ise farklı kontrolör yapıları ve tasarım metotları uygulanabilecektir. Bu çalışmada geliştirilen deney düzeneği üzerinde bulanık mantık kontrolün farklı yapıları uygulanabileceği gibi yapay sinir ağları ve yapay sinir ağları-bulanık mantık kontrol yapılarının karışık olarak da uygulanabileceği düşünülmektedir.

KAYNAKLAR DİZİNİ

- [1] Duysak, A., 1997, Cmac neural networks for identification and control. Master Of Science, The Pennsylvania State University, 122 p.
- [2] Ceylan, A.M., 2001, Çok Değişkenli Sistemlerde İleri Kontrol Algoritmalarının İncelenmesi, Yüksek Lisans Tezi, Ankara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, s.63
- [3] Emekli, A. Ö., 2002, Çift tanklı bir sıvı seviye kontrol sisteminin gerçekleşmesi, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 57 s.
- [4] Arınç., R., 2003, Bulanık mantık yöntemiyle asenkron motor hız kontrolü ve simülasyonu, Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 110 s.
- [5] Çolak, İ., 2001, Asenkron motorlar, Nobel Yayın, 125 s.
- [6] Fitzgerald, A. E.,; Kingsley, C., Umans, S. D., Electric machinery, metric edition-Electrics Engineering Series, McGraw-Hill, ISBN-0-07-707-708-3.
- [7] Analog Devices Inc., Constant volts/hertz operations for variable speed control of induction motors. Application Note, AN401-24.
- [8] Sen P. C., Principles of electric machines and power electronics, Queens University, John Wiley&Sons, ISBN0-471-02295-0. 615 p.
- [9] Sarıoğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., 2003, Asenkron makineler ve kontrolü, Birsen Yayınevi, 392 s.
- [10] Mohan, Ned, Undeland, T. M., Robbins, W. P., 2003, Güç elektroniği, (Çev. N. Tunçay, M. Gökaşan, S. Boğosyan), Literatür Yayıncılık, 874 s.
- [11] Kuo, B. C., 1999, Otomatik kontrol sistemleri, (Çev. A. Bir), Literatür Yayıncılık, 932 s.
- [12] Kurtulan, S., 2005, PLC ile endüstriyel otomasyon, Birsen Yayın, 389 s.
- [13] Kuvulmaz, J., 2002, Endüstriyel prosesler için PID tipi bulanık kontrolör tasarımı, Yüksek lisans tezi, Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 164 s.
- [14] Bezdek, J. C., 1993, Editorial fuzzy models-what are they and why?, IEEE, transaction on fuzzy systems, pp. 1.
- [15] Pehlivan, İ., 2001, Bulanık mantık kontrolörler ile klasik PID kontrolörlerin karşılaştırılması ve bir bulanık mantık kontrolör tasarımı, Yüksek lisans tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 127 s.
- [16] Cox, E., Fuzzy fundamentals, IEEE, 1992, pp. 58.
- [17] Kosko, B., 1993, Neural network and fuzzy systems, Academic Pres.
- [18] Wang, L.X., 1997, A course in fuzzy system and control, Prentice Hall.
- [19] Wang, L.X., 1996, Adaptive fuzzy system and control, design and stability analysis, Prentice Hall.
- [20] Tanrıöven, M., 1996, Güç sistemlerinde bulanık mantık uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 85 s.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- [21] Drinkov, D., Hellendoorn, H. and Reinfrank, M., 1993, An introduction to fuzzy control, Springer Verlag, ISBN 3-540-60691-2.
- [22] Lee, C.C., 1990, Fuzzy logic in control system, fuzzy logic controller, IEEE Transactions on systems, Man and Cybernetics. 404-436.
- [23] Ergüven, Ç. 1998, Bulanık mantık kontrolör ile klasik PID kontrolör algoritmalarının karşılaştırılması, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 87 s.
- [24] Saka, S., 1999, Bulanık kontrol ve uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 65 s.
- [25] Özgüven, Ö.F., 1996, 80196-16 Bitlik mikrodenetleyicili geliştirme seti tasarımı ve FP3000 işlemciyi kullanarak çok amaçlı mikrodenetleyicili fuzzy logic kontrol ve uygulamaları, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 257 s.
- [26] Oğuz, Y., 2000, Senkron jeneratörlerin uyarım devresinin bulanık mantıkla kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü 119 s.
- [27] Yen, J., Langari, R., Fuzzy logic, intelligence control and information, Prentice Hall-Upper saddle river.
- [28] L. Ljung, .1987, System identification: theory for the user. Prentice Hall Ltd., New York, 609 p.
- [29] Söderström, T., Stoica, P., 1989, System identification, Prentice Hall, New York
- [30] Ogata, K., 1987, Discrete-time control systems, Prentice Hall, London, 856-867 p.
- [31] Sarioğlu, K., 2000, Otomatik kontrol I, Birsen Yayın, 95 s.
- [32] Altıntaş, A., Matlab ve genel uygulamaları, Değişim Yayınları, 462 s
- [33] Sarioğlu, K., 1997, Otomatik kontrol I-II, Birsen Yayınevi, İstanbul, 15-78
- [34] Elmas, C., 2003, Bulanık mantık denetleyiciler, Seçkin Yayıncılık, 230 s.
- [35] Bose, B. K., 2002, Modern power electronics and ac drives, Prentice-Hall, Upper Saddle River,NJ, 736 p.
- [36] Zadeh,L.A., 1965, Fuzzy sets, information and control, vol. 8, pp. 338-353.
- [37] Zadeh, L. A., 1965, Fuzzy sets information and control, Academic Press, New York, 338-353
- [38] Tanaka, K., 1997, an introduction to fuzzy logic for practical applications, Springer-Verlag, New York.
- [39] Yakupoğlu, B.S., 2000, Endüstriyel otomasyonda bir bulanık mantık uygulaması, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü 110 s.
- [40] Bay Ö.F., ,1999, Fuzzy control of a field orientation controlled induction motor, Politeknik Dergisi, Vol.3, No.2, 1-9.

KAYNAKLAR DİZİNİ (devam)

- [41] Mamdani, E.H., 1974, Application of fuzzy algorithms for the control of a simple dynamic, plant, Proc.IEEE, 121,12, 1585-1588.
- [42] Hayes M.H., 1999, Sayısal işaret işleme, (Çev. E. Akın), Nobel Yayın Dağıtım, 432 s.
- [43] Mun Ong, C., 1998, Dynamic simulation of electric machinery, Prentice Hall PTR, New Jersey, 5-56.
- [44] Notes for Lecture., 1999, Multivariable Control Systems, MIT Dept. of Electrical and Computer Science.
- [45] Drankov, D., 1993, An introduction to fuzzy control, Springer-Verlag, Berlin.
- [46] Dubey, G.K., 1989, Power semiconductor controlled drives, Prentice Hall, New Jersey, 495 p.
- [47] Ong C. M., 1998, Dynamic simulation of electric machinery, Practice Hall PTR, Upper Saddle River, New Jersey.
- [48] Sarioğlu, K., Elektrik Makinelerinin Temelleri-Asenkron Makineler, Çağlayan Kitabevi.380 s.
- [49] Mir S.A., Zinger D.S. Elbuluk M.E., 1994, Fuzzy implementation of direct self control of induction machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 893-901.
- [50] Selmon G.R., [1992], Electric machines and drives, Addison-Wesley, New York.
- [51] Krause, P.C., 1987, Analysis of electrical machinery, University of Purdue Mc Graw-Hill Book Company, Purdue, 10-25.
- [52] Briz F., Degner M. W., and Lorenz R. D., 1999, Dynamic analysis of current regulators for ac motors using complex vectors, IEEE Trans. Ind. Appl., pp. 1424-1432.
- [53] Gökbulut, M. ve Dandıl, B., 2005, Asenkron motorların sinirsel-bulanık denetleyici ile uyarlamalı denetimi, Gazi Üniv. Müh. Mim. Fak. Der. 145-153.
- [54] Fidan, U., ve Bay, Ö.F., 2002, Bulanık mantık tabanlı mikrodenetleyicili sıcaklık denetim sistemi, Politeknik Dergisi, 111-119 s.
- [55] Klim G.J., Folger T.A., 1988, Fuzzy Sets, Uncertainty and Information. Second Edition, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [56] Sarioğlu M.K., 1998, Dijital kontrol sistemleri, Birsen Yayınevi, 304 s.
- [57] O'Kelly D., 1991, Performance and control of electrical machines, McGraw-Hill, London. 380 p.

EK AÇIKLAMALAR

Ek Açıklamalar-A

En Küçük Kareler Sistem Tanıma Yöntemi

Sistem tanıma, prosese bir etki verilmesi ve belirli zaman aralıklarında çıkış değişkeni verilerinin elde edilmesi ile gerçekleştirilir. Kaydedilen giriş- çıkış değişkenlerinin verileri kullanılarak sistemin parametrik modeli oluşturulur. Model parametreleri sistem çıkış değişkeni ile modelden elde edilen çıkış değişkeni arasındaki farkı en küçüğe indiren bir hesaplama algoritması ile bulunur[28]. Sürekli olarak sistemden gelen bilgi kullanıldığı gibi yinelemeli hesaplama yöntemlerinde önceki verilerde hesaba katılarak etkin bir parametre hesabı ortaya çıkar [29]. Giriş-çıkış verilerinin kullanılmasıyla deney düzeneğinin lineer modelini bulmak için en küçük kareler sistem tanımlama metodu kullanılmıştır. Sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = G(z) = \frac{b_1 z^{n-1} + b_2 z^{n-2} + \dots + b_n}{z^n - a_1 z^{n-1} - \dots - a_n} \quad (\text{A.1})$$

$u(z)$ sistem girişi ve $y(z)$ sistem çıkışı iken, sistemin diferansiyel denklemi aşağıdaki gibidir.

$$y(k) = a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) + b_1 u(k-1) + \dots + b_n u(k-n) \quad (\text{A.2})$$

Vektör katsayıları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\Theta = (a_1 a_2 \dots a_n b_1 b_2 \dots b_n)^T \quad (\text{A.3})$$

$u(k)$ giriş ve $y(k)$ çıkış verilerinin ölçülmesinden en küçük kareler hataları toplamı minimize edilir ve Θ vektör katsayıları hesaplanır. $(N+1)$ ölçüm çiftleri kümesi aşağıdaki gibidir.

$$\{u(0), y(0)\}, \{u(1), y(1)\}, \dots, \{u(N), y(N)\} \quad (\text{A.4})$$

$N \geq n$ iken yeni bir vektör aşağıdaki gibi tanımlanırsa,

$$F(k) = [y(k-1) y(k-2) \dots y(k-n); u(k-1) u(k-2) \dots u(k-n)] \quad (\text{A.5})$$

Çıkış aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$y(k) = F(k) \Theta + e(k) \quad (\text{A.6})$$

Yukarıdaki denklemdeki $y(k)$, $F(k)$ ve $e(k)$ matrisleri aşağıdaki gibidir.

$$y(k) = \begin{bmatrix} y(n) \\ y(n+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y(N) \end{bmatrix}, \quad F(k) = \begin{bmatrix} f^T(n) \\ f^T(n+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ f^T(N) \end{bmatrix}, \quad e(k) = \begin{bmatrix} e(n) \\ e(n+1) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ e(N) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.7})$$

En küçük kareler hatalarının toplamı olarak $J(\Theta)$ fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$J(\Theta) = \sum_{k=n}^N e^2(k) = e^T(k) e(k). \quad (\text{A.8})$$

$$J(\Theta) = y^T y - 2\Theta^T F^T y + \Theta^T F^T F \Theta \quad (\text{A.9})$$

k. terime bağlı olan notasyon uygunluk için düşmüştür. Böylece Θ 'nın $J(\Theta)$ 'yı minimize eden değeri aşağıdaki denklemi sağlar.

$$\frac{\partial J(\Theta)}{\partial \theta} = -2F^T y + 2F^T F \Theta = 0. \quad (\text{A.10})$$

Θ 'nın en küçük kareler tahmini aşağıdaki gibidir.

$$\Theta_{LS} = [[F^T(k)F(k)]^{-1} F^T(k)y(k)] \quad (\text{A.11})$$

Denklem A.11 işleminden sonra bulunan sonuç parametreler vektörüdür.

Sıvı seviye sistemi için sistemin fiziksel modelinden yararlanılarak önerilen model aşağıdaki gibidir.

$$y(k) = a_1 \cdot y(k-1) + b_1 \cdot Vi(k-1) \quad (\text{A.12})$$

Katsayılar matrisi F 'in sütunları sırasıyla $Vi(k-1)$ ve $y(k-1)$ 'dir. Matrislerde 200ms örnekleme periyodu ile sisteme ait 130 adet giriş-çıkış verileri kullanılmıştır. Katsayılar matrisi F , 130x2, boyutunda, çıkış vektörü, y , 130x1 boyutunda ve bulunacak parametreler vektörü 2x1 boyutundadır. Matrisleri oluşturan vektörler aşağıdaki gibidir. Katsayılar matrisi ve çıkış vektörü çok uzun olduğundan bir kısmı çizelge A.1'de gösterilmiştir. Şekil 3.16 bu değerler kullanılarak elde edilmiştir.

Katsayılar matrisi ve çıkış vektörü kullanılarak denklem A.11'e göre yapılan hesaplamalar sonucunda denklem A.12'de gösterilen a_1 ve b_1 parametreleri bulunmuştur.

$$y(k) = 0.9698 \cdot y(k-1) + 0.5975 \cdot Vi(k-1) \quad (\text{A.13})$$

Çizelge A.1 Sistem tanıma deneyinde kullanılan matrisler

$V_i(k-1)$	$y(k-1)$	$y(k)$
7.0381	6.9825	10.5722
7.1788	10.5722	14.6475
7.3156	14.6475	19.5300
7.4488	19.5300	13.1775
7.5781	13.1775	19.1625
7.7038	19.1625	28.1925
7.8256	28.1925	32.3925
7.9431	32.3925	32.2153
8.0563	32.2153	42.1575
8.1650	42.1575	45.6225
8.2700	45.6225	45.6750
8.3706	45.6750	51.2072
8.4662	51.2072	54.4031
8.5575	54.4031	51.6075
8.6444	51.6075	63.2756
8.7269	63.2756	68.5191
8.8044	68.5191	64.8900
8.8769	64.8900	72.8175
8.9450	72.8175	78.7763
9.0081	78.7763	82.5431
9.0663	82.5431	81.3225
9.1194	81.3225	83.9409
9.1675	83.9409	91.1269
9.2106	91.1269	92.9906
9.2488	92.9906	97.5975
9.2819	97.5975	98.9297
9.3100	98.9297	98.9297
9.3331	98.9297	106.7391
9.3513	106.7391	113.8266
9.3637	113.8266	112.1531
9.3712	112.1531	118.6631
9.3738	118.6631	121.3013
9.3706	121.3013	121.7738
9.3625	121.7738	125.7244
9.3494	125.7244	128.1394
9.3313	128.1394	133.3041
9.3081	133.3041	135.1613
9.2794	135.1613	137.0709
9.2456	137.0709	141.0741
9.2069	141.0741	142.2619

Sayısal kontrolör olarak kullanılan PLC cihazı ile üretilen kontrol işaretinin sisteme uygulaması ve sistem seviye algılayıcısı çıkışının okunması işlemi 200ms aralıklarla çalışan zamana bağlı kesme alt programı ile gerçekleştirilmiştir. Belirli periyotlarla örneklenerek sisteme uygulanan giriş işareti ve sistem çıkış işareti kaydedilmiştir. Bu veriler tablo haline getirilerek MATLAB programına aktarılmıştır. Bölüm 3.3.2'de anlatılan en küçük kareler sistem tanıma deneyindeki sinüs işaretleri, sinüsün seriye açılımından üretilmiştir.

$$\sin\left(x\frac{\pi}{t}\right) = x\frac{\pi}{t} - \frac{1}{6}\left(x\frac{\pi}{t}\right)^3 + \frac{1}{120}\left(x\frac{\pi}{t}\right)^5 - \frac{1}{5040}\left(x\frac{\pi}{t}\right)^7, x \in (0, \pi) \quad [3] \quad (\text{A.14})$$

İfadede t sinüsün yarı periyot değeridir, $x \in (0, \pi)$ durumunda π 'ye karşı gelir. (A.14) açılımı sadece sinüsün ilk yarı periyodu (pozitif alternans) için geçerlidir. Sinüsün ikinci yarı periyodu (negatif alternans) kullanılmamıştır. Deney düzeneğine sistem tanıma için uygulanan PLC programı aşağıda verilmiştir.

//ANA PROGRAM

```

LD I0.0                DTR VD12, VD12
EU                    DTR VD16, VD16
MOVB 200, SMB34       DTR VD20, VD20
ATCH INT_0, 10       DTR VD24, VD24 //REEL SAYIYA
ENI                   DONUSTURME
FILL +0, VW100, 200
MOVD &VB100, VD96 //AIW0'IN
KAYDEDİLMESİ ICIN.   MOVR VD0, VD4
                       *R 3.142, VD4
                       /R 12000.0, VD4
                       *R 12000.0, VD4

MOVD &VB1000, VD996
//AQW0'IN KAYDEDİLMESİ ICIN.

LD I0.3                MOVR VD0, VD8
MOVW +0, AQW0          *R 3.142, VD8
LD I0.2                /R 12000.0, VD8
R Q0.0, 1              MOVR VD8, VD20
MOVW +3200, AQW0      *R VD8, VD20
DISI                   *R VD8, VD20
                       MOVR VD20, VD8
                       /R 6.0, VD8
                       *R 12000.0, VD8

//KESME ALT PROGRAMI
LDD= VD0, +12000
FILL +0, VW0, 12
MOVD +200, VD0        MOVR VD0, VD12
                       *R 3.142, VD12
                       /R 12000.0, VD12
LD SM0.0              MOVR VD12, VD20
DTR VD0, VD0          *R VD12, VD20
DTR VD4, VD4          *R VD12, VD20
DTR VD8, VD8

```

```

*R   VD12, VD20
*R   VD12, VD20
MOVR VD20, VD12
/R   120.0, VD12
*R   12000.0, VD12
MOVR VD0, VD16
*R   3.142, VD16
/R   12000.0, VD16
MOVR VD16, VD20
*R   VD16, VD20
*R   VD16, VD20
*R   VD16, VD20
*R   VD16, VD20
*R   VD16, VD20
*R   VD16, VD20
MOVR VD20, VD16
/R   5040.0, VD16
*R   12000.0, VD16

```

```

-R   VD8, VD4
+R   VD12, VD4
-R   VD16, VD4
+R   3000.0, VD4

```

```

LD   SM0.0
TRUNC VD0, VD0
TRUNC VD4, VD4
TRUNC VD8, VD8
TRUNC VD12, VD12

```

```

TRUNC VD16, VD16

```

```

TRUNC VD20, VD20
TRUNC VD24, VD24 //REEL
SAYILARIN KELIMELERE
DONUSMESI

```

```

LD   SM0.0
+D   +100, VD0
MOVW VW6, AQW0 //SISTEME
TAM DALGA SINUS ISARETININ
UYGULANMASI

```

```

ITD  AIW0, VD28
DTR  VD28, VD28
*R   -1.0, VD28
+R   32000.0, VD28
TRUNC VD28, VD28
DTI  VD28, VW32

```

```

MOVW VW32, *VD96 //SISTEM
CIKISININ KAYDEDILMESI
INCD VD96
INCD VD96
MOVW VW6, *VD996 //SISTEME
UYGULANAN TAM DALGA SINUS
ISARETIN KAYDEDILMESI
INCD VD996
INCD VD996

```

Ek Açıklamalar-B
Sayısal PID programı

Sayısal PID programı, bölüm 4.3'deki açıklamalardaki gibi P,I ve D yapıları hesaplanıp toplanarak gerçekleştirilmiştir. Programda kullanılan semboller ve açıklamaları çizelge B.1'de verilmiştir.

Çizelge B.1 PID kontrol programında kullanılan semboller ve açıklamaları

	Sembol	Adres	Açıklama
1	KP	VD214	ORANSAL KATSAYI
2	KI	VD226	INTEGRAL KATSAYI
3	KD	VD246	TUREV KATSAYI
4	TS	VD222	ORNEKLEME ZAMANI
5	HREF	VD204	REFERANS SIVI YUKSEKLIGI
6	H_OLCULEN	VD200	SISTEM CIKISINDAN OLCULEN
7	E	VD210	HATA DEGERI
8	UP	VD218	ORANSAL DENETLEME
9	H_OLCULEN_1	VD264	BIR ONCEKI SISTEM CIKISI
10	UD	VD250	TUREV DENETLEME
11	UİNT	VD230	INTEGRAL DENETLEME
12	E_1	VD242	HATANIN ONCEKI DEGERI
13	UINT1	VD260	ONCEKI ANLARA AIT INTEGRAL TERIMLERI TOPLAMI
14	UK	VD268	DENETLEME CIKIS
15	UKCIKIS	VW272	DENETLEME SINYALI SURUCUYE
16	UKMIN	VD238	MINIMUMCIKIS
17	UKMAX	VD234	MAXIMUM CIKIS
18	UMAXCIKIS	VD274	SISTEME VERILEBILECEK MAX CIKIS
19	olculenw	VW278	olculen word
20	UMINCIKIS	VD284	SISTEME VERILEBILECEK MIN CIKIS

```

//ANA PROGRAM
LD SM0.1
MOVB 0, MB1
MOVB 16#80, VB15

LD M1.0
EU
MOVB 16#80, VB15
R M1.0, 1
LD M1.1
EU
MOVW VW93, VW120
MOVB 16#40, VB15

R M1.1, 1
CALL ALTPROGRAM

LD I0.0
EU
MOVW +0, AQW0
DISI //ACIL DURDURMA

//ALTPROGRAM
LD SM0.0
MOVR 1.3, KP //ORANSAL KATSAYI
DEGERI
MOVR 5.25, KI //INTEGRAL KATSAYI
DEGERI

```

```

MOVR 3.28, KD //TUREV
KATSAYI
MOVR 0.2, TS //ORNEKLEME
PERİYODU
MOVR 0.0, UKMIN
MOVR 32000.0, UKMAX
//INTEGRAL VE TUREV
SINIRLAMA DEGERI
MOVR 15500.0, UMAXCIKIS
MOVR 7000.0, UMINCİKIS
//CIKISI SINIRLAMA

MOVB 200, SMB34
ATCH
ZAMANA_BAGLI_KESME_ALT, 10

//ZAMANA BAGLI KESME ALT
PROGRAMI
LD SM0.0
MOVW VW120, VW122
ITD VW122, VD124
DTR VD124, VD124
*R 32000.0, VD124
/R 210.0, VD124 ///SISTEME
REFERANS DEGER GIRISI

MOVR VD124, VD150

MOVR VD150, HREF

ITD AIW0, H_OLCULEN
DTR H_OLCULEN, H_OLCULEN
*R -1.0, H_OLCULEN
+R 32000.0, H_OLCULEN //
SISTEM CIKISININ OKUNMASI

MOVR H_OLCULEN, VD134
*R 21.0, VD134
/R 3200.0, VD134
TRUNC VD134, VD134
DTI VD134, VW138
MOVW VW138, VW113
//OLCULEN DEGERIN EKRANDA
OKUNMASI

MOVR HREF, E
-R H_OLCULEN, E //HATANIN
ELDE EDILMESI

MOVR E, UP

*R KP, UP //ORANSAL DENETLEME

MOVR E, UİNT
+R E_1, UİNT
/R 2.0, UİNT
*R KI, UİNT
*R TS, UİNT
+R UİNT1, UİNT //INTEGRAL
DENETLEME

LDR>= UİNT, UKMAX
MOVR UKMAX, UİNT

LDR<= UİNT, UKMIN
MOVR UKMIN, UİNT
MOVR UİNT, UİNT1 //INTEGRAL
SINIRLAMASI

LD SM0.0
MOVR E, UD
-R E_1, UD
*R KD, UD
/R TS, UD //TUREV DENETLEME
MOVR H_OLCULEN, H_OLCULEN_1
MOVR E, E_1

LDR>= UD, UKMAX
MOVR UKMAX, UD

LDR<= UD, UKMIN
MOVR UKMIN, UD //TUREV
SINIRLAMASI

LD SM0.0
+R UP, UK
+R UİNT, UK
+R UD, UK

LDR>= UK, UMAXCIKIS
MOVR UMAXCIKIS, UK

LDR<= UK, UMINCİKIS
MOVR UMINCİKIS, UK //CIKISIN
SINIRLANDIRILMASI

LD SM0.0
TRUNC UK, UK
DTI UK, UKCIKIS
MOVW UKCIKIS, AQW0
MOVW UKCIKIS, *VD1496 //CIKISIN
KAYDEDILMESI

```

INCD VD1496
INCD VD1496

TRUNC H_OLCULEN, H_OLCULEN

DTI H_OLCULEN, olculenw
MOVW olculenw, *VD496
//OLCULEN DEGERIN
KAYDEDILMESI
INCD VD496
INCD VD496

Ek Açıklamalar-C
Bulanık Mantık Kontrol Programı

Bulanık kontrol programında üçgen üyelik fonksiyonu kullanılarak bulanıklaştırma yapılmıştır. Sıvı seviyenin kontrol edildiği seviye kontrol tüpü 0-210mm arasında ölçeklendirilerek, üçgen üyelik fonksiyonunun sağ ve sol bölgeleri denklemleri çıkarılmıştır. Bulanık kontrolöre ait PLC programı aşağıdaki gibidir.

Çizelge C.1 Bulanık kontrol programında kullanılan sembol ve karşılıkları

	Sembol	Adres	Açıklama
1	kp	VD200	oransal sabit
2	kd	VD204	turevsel sabit
3	ku	VD208	cıkıs sabiti
4	ts	VD212	ornekleme zamani
5	href	VD216	referans seviye
6	h_olculen	VD220	olculen seviye
7	e	VD224	hata
8	uk	VD232	sistem cikisi
9	ke	VD240	oransal denetim
10	kde	VD244	turev denetimi
11	muep	VD250	hata pozitif
12	muepm	VD254	hata pozitif orta
13	muez	VD258	hata sifir
14	muenm	VD262	hata negatif orta
15	muen	VD266	hata negatif
16	mudep	VD270	turev pozitif
17	mudepm	VD274	turev pozitif orta
18	mudez	VD278	turev sifir
19	mudenm	VD282	turev negatif orta
20	muden	VD286	turev negatif
21	muwitoplam	VD390	Uyelik fonk. degerleri toplami
22	wimuwitoplam	VD394	Uyelik deg. ve ağırlık carpimi toplami
23	ukcikis	VW410	sisteme uygulanan cikis

```
//ANA PROGRAM
LD SM0.1

FILL +0, VW390, 4
CALL altprogram
LD I0.0
EU
MOVW +0, AQW0
DISI
```

```
//ALT PROGRAM
LD SM0.0
MOVR 4.0, kp
MOVR 9.0, kd
MOVR 1.8, ku
MOVR 0.2, ts
MOVB 200, SMB34
ATCH INT_0, 10
FILL +0, VW500, 50
```



```

MOVD &VB500, VD496
LD SM0.0
ENI

//ZAMAN BAGLI KESME ALT
PROGRAMI

LD SM0.0

MOVW VW120, VW122
ITD VW122, VD124
DTR VD124, VD124
MOVR VD124, VD430
MOVR VD430, VD150
MOVR VD150, VD158
MOVR VD158, href
/R 32000.0, href
ITD AIW0, h_olculen
*R -1.0, h_olculen
+R 32000.0, h_olculen

LD SM0.0
MOVR href, e
-R h_olculen, e

LD SM0.0
MOVR e, ke
*R kp, ke

LD SM0.0
MOVR e, kde
-R e_1, kde
*R kd, kde
/R ts, kde

LDR<= ke, 1.0
AR>= ke, 0.5
MOVR ke, muep
*R 2.0, muep
+R -1.0, muep

MOVR ke, muepm
*R -2.0, muepm
+R 2.0, muepm
MOVR 0.0, muez
MOVR 0.0, muenm
MOVR 0.0, muen

LDR<= ke, 0.5
AR>= ke, 0.0

MOVR ke, muepm
*R 2.0, muepm
+R -2.0, muez
+R 1.0, muez
MOVR 0.0, muep
MOVR 0.0, muenm
MOVR 0.0, muen

LDR<= ke, 0.0
AR>= ke, -0.5
MOVR ke, muez
*R 2.0, muez
+R 1.0, muez
MOVR ke, muenm
*R -2.0, muenm
MOVR 0.0, muep
MOVR 0.0, muepm
MOVR 0.0, muen

LDR<= ke, -0.5
AR>= ke, -1.0
MOVR ke, muenm
*R 2.0, muenm
+R 2.0, muenm
MOVR ke, muen
*R -2.0, muen
+R -1.0, muen
MOVR 0.0, muep
MOVR 0.0, muez
MOVR 0.0, muepm

LDR< ke, -1.0
MOVR 1.0, muen
MOVR 0.0, muenm
MOVR 0.0, muez
MOVR 0.0, muepm
MOVR 0.0, muep

LDR> ke, 1.0
MOVR 1.0, muep
MOVR 0.0, muepm
MOVR 0.0, muez
MOVR 0.0, muenm
MOVR 0.0, muen

LDR<= kde, 1.0
AR>= kde, 0.5
MOVR kde, mudep
*R 2.0, mudep
+R -1.0, mudep

```

```

MOVR kde, mudepm
*R -2.0, mudepm
+R 2.0, mudepm
MOVR 0.0, mudez
MOVR 0.0, mudenm
MOVR 0.0, muden

LDR<= kde, 0.5
AR>= kde, 0.0
MOVR kde, mudepm
*R 2.0, mudepm
MOVR kde, mudez
*R -2.0, mudez
+R 1.0, mudez
MOVR 0.0, mudep
MOVR 0.0, mudenm
MOVR 0.0, muden
LDR<= kde, 0.0
AR>= kde, -0.5
MOVR kde, mudez
*R 2.0, mudez
+R 1.0, mudez
MOVR kde, mudenm
*R -2.0, mudenm
MOVR 0.0, mudep
MOVR 0.0, mudepm
MOVR 0.0, muden
LDR<= kde, -0.5
AR>= kde, -1.0
MOVR kde, mudenm
*R 2.0, mudenm
+R 2.0, mudenm

```

```

MOVR kde, muden
*R -2.0, muden
+R -1.0, muden
MOVR 0.0, mudep
MOVR 0.0, mudez
MOVR 0.0, mudepm
LDR<= muen, muden // KURAL 1
MOVR muen, w1
LDR<= muden, muen
MOVR muden, w1
+R w1, wtoplam
*R 0.3, w1
+R w1, wctoplam
// KURAL TABLOSUNA GÖRE 25 ADET
KURAL YAZILACAKTIR

LD SM0.0
MOVR wimuwitoplamlam, u1
/R muwitoplamlam, u1
MOVR u1, u2
*R ku, uknfarku
LD SM0.0
MOVR u2, u

LD SM0.0
DTR uk, uk
MOVR u, uk
*R 15000.0, uk
TRUNC uk, uk
DTI uk, ukcikis
MOVW ukcikis, AQW0

```