

126 698

**PNÖMATİK BİR SİSTEMİN DENEYSEL
MODELLENMESİ VE SİMÜLASYONU**

DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Ahmet ZORLU
(503920034012)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 6 Şubat 2002
Tezin Savunulduğu Tarih : 19 Haziran 2002

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Can ÖZSOY
Diğer Jüri Üyeleri Prof.Dr. Ahmet KUZUCU (İ.T.Ü.)
Prof.Dr. N. Aydın HIZAL (İ.T.Ü.)
Prof.Dr. A. Talha DİNİBÜTÜN (D.Ü.)
Prof.Dr. Osman S. TÜRKAY (B.Ü.)

HAZİRAN 2002

126698

ÖNSÖZ

Endüstride yaygın bir kullanım alanı bulunan pnömatik teknolojiyle hassas kontrol uygulamalarına yönelik araştırmalar son yıllarda önemli artış göstermektedir. Kontrol edilecek sistemin modelinin, yapısının ve parametrelerinin iyi bilinmesi hassas kontrolün başarımını artıracaktır. Bu sebeple; bu çalışmada deneysel olarak bir pnömatik sistemin modellenmesi, tanınması ve simülasyonu konusu araştırılmaktadır.

Bu konuda çalışmamı öneren ve çalışmanın her safhasında bana destek olan, yönlendiren değerli hocam Sayın Prof.Dr. Can ÖZSOY'a teşekkürlerimi sunarım.

Bu çalışmadan önce yapılan çalışmalarla tesis edilen deney düzeneğinin kurulması ve geliştirilmesine önayak olan hocam Sayın Prof.Dr. Ahmet KUZUCU'ya, SMC ENTEK firması yetkililerine, titizlikle uğraşarak hem elektronik hemde mekanik olarak hassas bu düzeneği çalışır hale getiren Ar. Gör. Y. Müh. İlker Murat KOÇ'a ve Y. Müh. Murat BÜYÜKSAVCI'ya, her türlü laboratuvar kolaylığını sağlayan başta Ar. Gör. Y. Müh. Ertan ÖZNERGİZ ve Ar. Gör. Y. Müh. Bülent BÖLAT olmak üzere tüm laboratuvar personeline, tezin yazımındaki yardımlarından ötürü Y. Müh. Mustafa BOSTANOĞLU'na teşekkür ederim.

Şubat 2002

Ahmet ZORLU

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	ix
ÖZET	xii
SUMMARY	xiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş	1
1.2. Pnömatik Sistemlere Yönelik Çalışmalar	3
2. PNÖMATİK DENEY SİSTEMİNİN TANITIMI	5
2.1. Giriş	5
2.2. Silindir	5
2.3. Oransal Basınç Kontrol Valfleri	6
2.4. Ölçme Sistemi	8
2.4.1. Konum Ölçümü	8
2.4.2. Basınç Ölçümü	9
2.5. Sistemin Bilgisayarla Bağlantısı Ve Arayüzler	9
2.5.1. Bilgisayar	9
2.5.2. Endüstriyel Kart	10
2.5.3. Sinyal Bölme Kartı	11
2.5.4. DAC Kartı	13
2.5.5. Analog Anti-aliasing Filtre Kartı	13
2.5.6. Ana Dağıtım Kartı	17
2.5.7. Pnömatik Deney Sistemi Genel Yapısı	18
3. VERİ TOPLAMA VE İŞLEME	20
3.1. Giriş	20
3.2. Örnekleme Teoremi	20
3.3. Analog Anti-aliasing Filtreleri	23
3.4. A/D Çeviriciler	25
3.5. Sayısal Alçak Geçiren Filtreler	27
3.6. Sayısal Türev Alıcılar	31
3.7. Desimatörler	34
4. PNÖMATİK SİSTEMİN MATEMATİK MODELİ	36
4.1. Giriş	36
4.2. Silindir Modeli	36
4.3. Basınç Modeli	38
4.4. Valf Modeli	43
4.5. Silindir, Basınç Ve Valf Modellerinin Deney Düzenine Uygulanması	45

5. SİSTEM TANILAMA VE MODELLEME	51
5.1. Giriş	51
5.2. Sistem Tanılamanın Uygulamaya Yönelik Ayrıntıları	52
5.2.1. Örnekleme Frekansının Seçimi	52
5.2.2. PRBS Sinyali	52
5.2.3. Sinyal Şartlandırma	54
5.2.3.1. Giriş Ve Çıkışların Ölçeklendirilmesi	54
5.2.3.2. DC Bileşenlerin Yok edilmesi	54
5.3. Sistem Tanılama İlkeleri	55
5.4. Model Karmaşıklığının Tahmini	57
5.4.1. Gürültüsüz Sistemin Model Karmaşıklığının Tahmini	57
5.4.2. Beyaz Gürültülü Sistemin Model Karmaşıklığının Tahmini	58
5.5. Parametre Uyum Algoritmaları	58
5.5.1. Ardışık En Küçük Kareler Yöntemi (RLS)	59
5.5.2. Genişletilmiş En Küçük Kareler Yöntemi (ELS)	62
5.6. Modelin Geçerliliği	63
5.6.1. Beyazlık Testi	63
6. PNÖMATİK SİSTEMİN TANILANMASI VE MODELLENMESİ	65
6.1. Giriş	65
6.2. Yükselme Zamanının Hesabı	66
6.3. Modelleme Örnekleme Periyodu	67
6.4. Sistem Tanılama İçin Giriş Sinyali	67
6.5. Verilerin Modelleme İçin Hazırlanması	69
6.5.1. Faz Kaymalarının Düzeltilmesi	69
6.5.2. Sayısal Alçak Geçiren Filtreleme	70
6.5.3. Sayısal Türev Alma	70
6.5.4. Desimatör	72
6.6. Basınç Modelleri	72
6.7. Hız Modeli	75
7. PNÖMATİK SİSTEMİN SİMÜLASYONU	78
7.1. Giriş	78
7.2. Pnömatik Simülasyon Modeli	78
8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	83
KAYNAKLAR	87
ÖZGEÇMİŞ	90

KISALTMALAR

A/D	: Analog/Digital
D/A	: Digital/Analog
DAC	: Digital to Analog Converter
DC	: Direct Current
ELS	: Extended Least Squares
FIR	: Finite Impulse Response
MV	: Mean Value
PRBS	: Pseudo Random Binary Sequences
PWM	: Pulse Width Modulation
RLS	: Recursive Least Squares



TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 4.1 Valflerin çalışma durumuna göre P_{u1} , P_{u2} , P_{vc1} ve P_{vc2} 'nin değerleri	48
Tablo 4.2a u_1 sinyaline karşılık gelen P_{1ref} değerleri	48
Tablo 4.2b u_2 sinyaline karşılık gelen P_{2ref} değerleri	48
Tablo 4.3 Üçgen dalga dizisiyle elde edilen kuru sürtünme katsayıları	50
Tablo 6.1a P_1 parametrik basınç modeli	73
Tablo 6.1b P_2 parametrik basınç modeli	73
Tablo 6.2a Ayırık zamanlı P_1 basıncı durum-uzay gösterimi	73
Tablo 6.2b Ayırık zamanlı P_2 basıncı durum-uzay gösterimi	74
Tablo 6.3 Parametrik hız modeli	76
Tablo 6.4 Ayırık zamanlı hız modeli durum-uzay gösterimi	76

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Silindirin ayrıntıları	6
Şekil 2.2 : Oransal basınç kontrol valfi çalışma ilkesi	7
Şekil 2.3 : Oransal basınç kontrol valfi akım-basınç grafiği	7
Şekil 2.4 : Oransal basınç kontrol valfi sinyal akışı	8
Şekil 2.5 : PCL 812PG kartı ayrıntıları	11
Şekil 2.6 : Sinyal bölme kartının işleyişi	12
Şekil 2.7 : Sinyal bölme kartı	14
Şekil 2.8 : DAC kartı ayrıntıları	14
Şekil 2.9 : Anti-aliasing filtre ayrıntıları	14
Şekil 2.10 : 4. mertebeden anti-aliasing filtre genlikler oranı ve faz açısı diyagramı	16
Şekil 2.11 : 2. mertebeden anti-aliasing filtre genlikler oranı ve faz açısı diyagramı	16
Şekil 2.12 : Ana dağıtım kartı ayrıntıları	17
Şekil 2.13 : Pnömatik deney düzeneği genel yapısı	18
Şekil 2.14a : Pnömatik deney düzeneği ayrıntıları-1	19
Şekil 2.14b : Pnömatik deney düzeneği ayrıntıları-2	19
Şekil 3.1 : Örneklemme sırasında oluşan aliasing etkisi	21
Şekil 3.2 : Örneklenmiş bir işaretin aliasing olayı olmaksızın Fourier dönüşümü	22
Şekil 3.3 : Örneklenmiş bir işaretin aliasing olayı varken Fourier dönüşümü	23
Şekil 3.4 : İdeal anti-aliasing filtre	23
Şekil 3.5 : Anti-aliasing filtre genlikler oranı ve faz açısı değişimi	24
Şekil 3.6 : Kuantizasyon işlemi ve kuantizasyon hatası	26
Şekil 3.7 : a) Aşağıya örnekleyici b) Desimatör	34
Şekil 4.1 : Çubuksuz silindir dinamiği şematik gösterimi	36
Şekil 4.2 : Sürtünme-hız ilişkileri: (a) viskoz sürtünme (b) kuru sürtünme	37
Şekil 4.3 : Pnömatik bir kontrol hacminin basitçe gösterimi	38
Şekil 4.4 : Daralan geçit (vena contracta)	44
Şekil 4.5 : Servovalflerle çubuksuz silindirin şematik diyagramı	45
Şekil 4.6 : Kuru sürtünmeleri ölçmek amacıyla sisteme uygulanan üçgen dalga girişi	49
Şekil 4.7 : Üçgen dalga girişi sistemin basınç ve konum olarak tepkileri	49
Şekil 5.1 : N=5, L=31 olan PRBS sinyalinin üretimi	53
Şekil 5.2 : PRBS'in en uzun darbesinin seçimi	53
Şekil 5.3 : Parametre tanılama blok diyagramı	56
Şekil 5.4 : Parametre uyum algoritmalarının ardışık yapısı	56

Şekil 5.5	: ARX model yapısı	61
Şekil 5.6	: ARMAX tipi model yapısı	62
Şekil 6.1	: Pnömatik sistemin tanılama modeli	66
Şekil 6.2	: Kare dalga sinyali ve çıkışlar	67
Şekil 6.3	: PRBS sinyali (Genlik=5)	68
Şekil 6.4	: Her valfe etkiyen PRBS sinyali	68
Şekil 6.5	: 4. mertebe filtre faz açısı düzeltmesi	70
Şekil 6.6	: 2. mertebe filtre faz açısı düzeltmesi	70
Şekil 6.7	: Sayısal filtre genlikler oranı	71
Şekil 6.8	: Çeşitli sayısal türev alıcıların genlikler oranları	71
Şekil 6.9	: Türevler oranı (Sayısal türev alıcı genlikler oranı/ideal türev alıcı genlikler oranı)	72
Şekil 6.10a	: P_1 basıncı deney ve model sonuçları (5-1.bfn dosyası için)	74
Şekil 6.10b	: P_2 basıncı deney ve model sonuçları (5-1.bfn dosyası için)	75
Şekil 6.11	: Hız deney ve model sonuçları (5-1.kfn dosyası için)	77
Şekil 7.1	: “anasim.m” dosyası	78
Şekil 7.2	: “u2pref.m” dosyası	79
Şekil 7.3	: “prefpsyz.m” dosyası	79
Şekil 7.4	: “p1p2_1.m” dosyası	80
Şekil 7.5	: “dp12xv.m” dosyası	80
Şekil 7.6a	: P_1 basıncı; deney ve simülasyon modeli sonuçları	81
Şekil 7.6b	: P_2 basıncı; deney ve simülasyon modeli sonuçları	81
Şekil 7.7	: Konum; deney ve simülasyon modeli sonuçları	82

SEMBOL LİSTESİ

A	: Piston kesit alanı (m^2)
$A_H(r)$	: Hamming pencereeli filtre/türev alıcı genlikler oranı
A_{min}	: Alçak geçiren analog filtrenin durdurma bandı başlangıcındaki genlikler oranı
B	: Viskoz sürtünme katsayısı (kg/s)
C_d, C_{d1}, C_{d2}	: Valf boşaltma katsayısı
C_M, C_{M1}, C_{M2}	: Valfe ait kütle akış parametresi
c_p	: Havanın sabit basınçtaki özgül ısısı (kJ/kg $^{\circ}$ K)
c_v	: Havanın sabit hacimdeki özgül ısısı (kJ/kg $^{\circ}$ K)
d	: Gecikme
E	: Kontrol hacmindeki havanın enerjisi (kJ)
f	: Frekans (Hz)
$f(n)$	: $f(t)$ 'nin örneklenmiş değeri
$f(t)$	: Analog işaret fonksiyonu
$f'(t)$	: Örneklenmiş işaret fonksiyonu
f_B	: Sistem bant genişliği (Hz)
f_C	: Kesim frekansı (Hz)
f_{PRBS}	: PRBS üretici saat frekansı (Hz)
$f_q(n)$	: $f(t)$ 'nin kuantlanmış değeri
f_s	: Örnekleme frekansı (Hz)
f_{sm}	: Modelleme örnekleme frekansı (Hz)
F_s	: Statik veya dinamik (Coulomb) kuru sürtünme kuvveti (N)
g	: Yerçekimi ivmesi (m/s 2)
$\tilde{h}$	: Havanın entalpisi (kJ/kg)
h'_{ϵ}	: Kontrol hacminden çıkan havanın birim kütlelerinin toplam enerjisi (kJ)
h'_g	: Kontrol hacmine giren havanın birim kütlelerinin toplam enerjisi (kJ)
$h(nT)$	: Sayısal birim darbe cevabı
$H(z)$	: Sayısal darbe transfer fonksiyonu
$h_d(nT)$	: İdeal (istenen) filtre/türev alıcı birim darbe cevabı
$H_d(e^{j2\pi r})$	: İdeal (istenen) filtre/türev alıcı fonksiyonu
$h_H(nT)$	: Hamming pencereeli filtre/türev alıcı birim darbe cevabı
$H_H(z)$	: Hamming pencereeli filtre/türev alıcı darbe transfer fonksiyonu
$h_R(nT)$	: Dikdörtgen pencereeli filtre/türev alıcı birim darbe cevabı
L	: PRBS sinyali uzunluğu (s)
L_s	: Strok (m)
m	: Havanın kütlesi (kg)
$\dot{m}$	: Havanın kütleli debisi (kg/s)
$\dot{m}_{\epsilon}$	: Kontrol hacminden çıkan havanın kütleli debisi (kg/s)
$\dot{m}_g$	: Kontrol hacmine giren havanın kütleli debisi (kg/s)
M	: Dikdörtgen pencere uzunluğu

$\tilde{M}$	: Zamanda ileriye veya geriye kaydırma miktarı
M_{ds}	: Aşağıya örneklemede frekans azaltma oranı
M_T	: Toplam hareketli kütle (kg)
$\tilde{n}$	: ADC bit sayısı
n_A	: A polinomu mertebesi
n_B	: B polinomu mertebesi
N	: PRBS sinyali üretiminde kullanılan bellek hücresi sayısı
N_f	: Filtre uzunluğu
p	: Frekans bölücü
P	: Odacık (kontrol hacmi) basıncı (bar(m))
P_{atm}	: Atmosfer basıncı (bar(m))
P_b	: Besleme basıncı (bar(m))
P_d	: Valfteki akışın doldurduğu hacmin basıncı (bar(m))
P_u, P_{u1}, P_{u2}	: Valfteki akışı yaratan basınç (bar(m))
P_{vc}, P_{vc1}, P_{vc2}	: Daralan geçitteki statik basınç (bar(m))
P_1, P_2	: 1. ve 2. odacık basıncı (bar(m))
P_{1ref}, P_{2ref}	: Servovalflerin referans basınçları
q	: Kuantizasyon adımı
Q	: Kontrol hacmine veya kontrol hacminden dışarı olan ısı akışı (kJ)
r	: Normalize frekans
r_d	: Sayısal alçak geçiren filtre istenen kesim frekansı
r_p, r_{p1}, r_{p2}	: Basınçlar oranı
r_{pc}	: Kritik basınç oranı
R	: Evrensel gaz sabiti (kJ/kg°K)
S, S_1, S_2	: Valf açıklığı
t_R	: Yükselme zamanı (s)
T, T_s	: Örnekleme periyodu (s)
T_{sm}	: Modelleme örnekleme periyodu (s)
$\tilde{T}, \tilde{T}_1, \tilde{T}_2$	: Odacık (kontrol hacmi) sıcaklığı (°K)
u, u_1, u_2	: Valf giriş sinyali (Volt)
$u(t)$	: Giriş sinyali
u_h	: Havanın birim kütlelerinin iç enerjisi (kJ/kg)
U_H	: Hız modeli giriş sinyali
U_{P1}, U_{P2}	: Basınç modeli giriş vektörü
v	: Hız (m/s)
V	: Odacık hacmi (kontrol hacmi) (m ³)
v_h	: Havanın hızı (m/s)
V_{O1}, V_{O2}	: Odacık ölü hacmi (m ³)
W	: Kontrol hacminin çevreye yaptığı iş (kJ)
$w_H(n)$	: Hamming pencere fonksiyonu
$w_R(n)$	: Dikdörtgen pencere fonksiyonu
x	: Piston konumu (m)
x_{e1}, x_{e2}	: Eşdeğer konum (m)
X_H	: Hız modeli durum vektörü
X_{P1}, X_{P2}	: 1. ve 2. basınç modeli durum vektörü
$y(t)$	: Gerçek sistem çıkışı
$\hat{y}(t)$	: Kestirilen sistem çıkışı
z_h	: Yükseklik (m)
Z	: Deney uzunluğu (s)
$\varepsilon(n)$	: Kuantizasyon hatası

$\varepsilon(n)_{rms}$	: Rms kuantizasyon gürültü seviyesi
$\varepsilon(t)$	: Kestirim hatası
$\phi(t)$	: Gözlem vektörü
γ	: Özgül ısılar oranı
ρ	: Havanın yoğunluğu (kg/m^3)
τ	: Zaman sabiti (s)
$\hat{\theta}(t)$	: Parametre vektörü
ω	: Frekans (rd/s)
ω_c	: Kesim frekansı (rd/s)
ω_o	: Doğal salınım frekansı (rd/s)



PNÖMATİK BİR SİSTEMİN DENEYSEL MODELLENMESİ VE SİMÜLASYONU

ÖZET

Pnömatik sistemlerle hassas kontrol uygulamalarına yönelik çalışmalar son yıllarda önemli artış göstermektedir. Sistemin modelinin, yapısının ve gerçek parametrelerinin iyi bilinmesi; uygulanacak kontrolün başarısını artıracaktır. Bu sebeple; gerçek bir pnömatik sistemin deneysel olarak modellenmesi, parametrelerinin tanınması ve simülasyonu bu çalışmanın konusunu oluşturmaktadır.

Bu çalışmada İ.T.Ü. Makina Fakültesi Otomatik Kontrol Laboratuvarı'nda bulunan elektropnömatik deney düzeneğinden yararlanılmaktadır. Deney düzeneği, her iki yönde de aynı kesite sahip, çubuksuz, üzerindeki arabaya manyetik olarak bağlı hassas bir silindir, bilgisayardan gelen elektrik sinyalleriyle orantılı olarak belirli referans basınçlarını üreten elektropnömatik oransal servovalfler, manyetik lineer cetvel, analog basınç ölçerler ve arayüz devrelerinden oluşmaktadır.

Sistem tanılama amacıyla sisteme PRBS sinyali gönderilerek, sistemin konum ve basınç olarak tepkileri kaydedilmekte, daha sonra bu veriler sayısal olarak işlenerek, tanılama modelinde kullanılacak giriş ve çıkışlar üretilmektedir.

Pnömatik sistem modeli, silindir odacıklarındaki basınç değişimlerini tanımlayan iki adet iki giriş-tek çıkışlı basınç modeli ve piston hareketini tanımlayan tek giriş-tek çıkışlı hız modelinin birleştirilmesinden oluşmaktadır.

Sistemin matematik modelini de gözönüne alarak kurulan basınç modelleri ve hız modelinin parametreleri Adaptech Midsys tanılama paket programı aracılığıyla elde edildikten sonra; ayrık zamanlı modeller, sürekli zamanlı modellere çevrilerek simülasyon modelinde kullanılmaktadır. Genişletilmiş en küçük kareler yöntemi, azalan kazançlı parametre uyum algoritması ve Guidorzi'nin kanonik parametrisasyonu kullanılarak yapılan tanılamada elde edilen birinci mertbe basınç ve hız modelleri geçerlilik testinden de olumlu çıkmıştır.

Sonuç olarak, sistemin kuru sürtünme katsayıları, viskoz sürtünme katsayısı, hareketli kütle (piston+araba), valfe ait katsayılar gibi birçok parametresi tanımlanabilmektedir.

Tanımlanan modellerin simülasyon modelinde kullanılmasıyla sistemin kabuller yerine gerçek parametreleri kullanılarak simüle edilmesi mümkündür. Pnömatik sistemin tadil edilmesi düşünülen kısımları son karar öncesinde simülasyon modeliyle denenebilir. Sistemdeki parametrelerin zamanla değişimi incelenerek arıza veya bakım için gerekli tedbirler önceden alınabilir.

EXPERIMENTAL MODELLING AND SIMULATION OF A PNEUMATIC SYSTEM

SUMMARY

Studies on the precise control applications with pneumatic systems have been growing in recent years. To know system model, structure and real parameters very well will increase the success of the control to be applied. So the subject of this study is experimental modelling, identification and simulation of a real pneumatic system.

In the study, an electropneumatic experimental stand which was installed in Automatic Control Laboratory of Mechanical Faculty of I.T.U. is utilised. Experimental stand consists of a magnetically coupled rodless cylinder with high precision guide, and two electropneumatic proportional servovalves producing proportional reference pressures according to electric signals sent from the computer, and a magnetic linear scale, and two analog pressure sensors, and interface circuits.

PRBS signals are sent to the pneumatic system for system identification and system responses as position and chamber pressures are recorded. Later, these data are digitally processed, and input and output data for identification models are created.

Pneumatic system model consists of a combination of two pressure models which have two inputs and one output and define pressure changes in the cylinder chambers and a velocity model which has one input-one output and defines piston motion.

Parameters of the pressure models and the velocity model that are installed considering the mathematical equations of the system are identified by using Adaptech Midsys identification software. And discrete-time models are obtained. Later they are converted into continuous-time models for simulation model. During the identification, extended least squares method, parameter adaptation algorithm with decreasing gain and canonical parametrization of Guidorzi have been applied. Pressure and velocity models are found as first order models with positive validation test results.

As a conclusion, parameters of the pneumatic system such as dry friction coefficients, viscous friction coefficients, moving mass (piston+carriage), valve coefficients, etc. are identifiable.

By transferring identified models into the simulation model, a realistic simulation with actual parameters instead of assumed ones can be performed. If a modification is planned on the system, this modification can be verified before the last decision. Through watching the change of the system parameters by time, precautions can be taken for probable faults or needs of maintenance.

1. GİRİŞ

1.1. Giriş

Pnömatik (basınçlı hava) teknolojisi; temiz bir kaynak olması, atmosferden kolayca temin edilebilmesi, depolanabilmesi, pnömatik sistemi oluşturan elemanların nispeten ucuz ve basit olmaları, kolayca ayarlanabilmeleri, hafif olmaları, bakım kolaylıkları, özellikle doğrusal (öteleme) hareketlerinde elektrikli sistemlerdeki gibi çevirme-aktarma elemanlarına ihtiyaç göstermemeleri vb. nedenlerle endüstride tercih edilmektedir. Genellikle 1 kW'a kadar güç gereksinimi olan yerlerde elektrik ve hidrolik sistemlere göre daha ucuzdur.

Pnömatik sistemler; otomasyon sistemlerinde, düşük ve orta güç gerektiren endüstriyel robot ve manipülatör uygulamalarında, yanıcı, lekeleyici ortamların istenmediği veya hijyenik ortamların gerektiği boya, tekstil, gıda, ilaç, otomotiv, ambalaj vs. sektörü de dahil olmak üzere hemen hemen sanayiinin her kolunda kullanım alanı bulmaktadır.

Pnömatik silindir uygulamaları çoğunlukla açık çevrim kontrol modunda iki sınır konumda, piston kolu tam dışarıda veya tam kapalı konum olarak çalışır. Bu tür uygulamalarla yüksek kuvvet veya torklara ulaşılabilmekte, elektrikli sistemlere göre ucuzluk sağlanabilmektedir.

Pnömatik sistemlerde, kapalı çevrimli hassas konum kontrol uygulamalarında havanın sıkıştırılabilirliği, küçük sönüm oranları, mekanik sürtünmeler, sistemin nonlineer olması, pnömatik silindirin bir ara konumda istenen hassasiyette sabit tutulması veya çalıştırılmasını güçleştirmektedir.

Pnömatik sistemlerde ara konumda konum kontrolü zorluğunun üstesinden gelmek için mekanik sınırlamalar, kilit veya fren mekanizmaları kullanılır. Ancak bu tür çözümler sistemde şoklar yaratarak mukavemet, malzeme yorulması vs. sorunlarına

yolaçabilmekte ayrıca sistemin verimini de azaltmaktadır. Pnömatik sistemlerin endüstride kullanımı, ancak herhangi bir mekanik sınırlama olmaksızın konum, hız hatta kuvvet yörüngelerini gerçekleştirebilecek sistemlerin geliştirilmesiyle en üst seviyeye ulaşabilecektir.

Pnömatik bir sistemde konum, hız veya kuvvet yörüngesi üzerinde kontrol tasarımı yapılırken; ancak uygun bir kontrol algoritması (hem izleyici hemde regülatör çevrimleri gibi) kullanılması ve sistemin gerçek parametrelerinin/davranışının iyi bilinmesi (simülasyon çalışmalarında ise; gerçek sistemin, simülasyon modelinde iyi bir şekilde temsil ediliyor olması) halinde başarılı sonuçlar elde edilebilir.

Hassas konum kontrolü gerçekleştirilmek istendiğinde; ikili (aç-kapa) valfler veya oransal pnömatik valfler tercih edilmektedir. İkili valfler ucuz olmalarına karşın, kontrolün başarımı sistem dinamiğinin ne kadar iyi bilindiğine ve anahtarlamaların doğru tanımlanmasına bağlıdır. Oransal valflerle ise konum kontrolü için elde edilmek istenen basınç değerleri kolaylıkla sağlanmakta ancak maliyet yüksek olmaktadır.

Bu çalışmada İTÜ Makine Fakültesi Otomatik Kontrol Laboratuvarı'nda bulunan pnömatik deney düzeneği ile yapılan deneylerden elde edilen gerçek sistem verilerine dayanan bir simülasyon modeli çıkartılarak gerçek sistemle karşılaştırması yapılacaktır.

Çalışmada kullanılan sistem 1 adet çubuksuz silindir, 1 adet sayısal ölçüm cetveli, 2 adet basınçölçer, 2 adet elektropnömatik kontrol valfi, 1 adet bilgisayar ve arayüz devrelerinden oluşmaktadır.

Sisteme bilgisayardan Adaptech Wintrac paket programı aracılığıyla gönderilen giriş sinyaline sistemin tepkisi konumölçer ve basınçölçerlerden okunarak bilgisayar ortamına aktarılmakta, deneysel modelleme için kullanılmaktadır. Bulunan modellerin Matlab Simulink programıyla simülasyonu gerçekleştirilmektedir.

1.2. Pnömatik Sistemlere Yönelik Çalışmalar

Günümüze kadar pnömatik sistemlerle ilgili yapılmış pek çok sayıda bilimsel araştırma mevcuttur. Bu çalışmada yararlanılan bazı kaynaklar ve konuları aşağıdadır:

Bu çalışmada kullanılan deney düzeneği üzerinde daha önce üç çalışma yapılmıştır. Bunlardan [1] no'lu kaynakta, kullanılan deney düzeneğiyle ilgili ayrıntılar (fiziki özellikler) verilmekte, sözkonusu düzenekle yapılmış hız geribeslemeli ikili kontrol, kayan rejimli ikili kontrol, darbe genişliği modülasyonu, oransal basınç kontrol valfleri ile sürekli kontrol gibi algoritmalar ve elde edilen sonuçlar değerlendirilmektedir.

[2] no'lu kaynakta ise bir önceki kaynaktaki veriler de kullanılarak değişik kontrol teknikleri simülasyon yoluyla incelenmekte ayrıca sisteme ait sürtünme modeli ve valf dinamiği ayrıntılı bir şekilde ele alınmaktadır.

[3] no'lu kaynakta solenoidli oransal valflerin PID kontrol ve kayan rejimli kontrol altındaki davranışları karşılaştırılmaktadır.

[4] no'lu kaynakta pnömatik sistemlerin açık çevrim doğal frekansları, strok ile doğal frekansın ilişkisi, elektropnömatik servovalflerle çubuksuz uzun silindirlerin kontrolü, matematik modelleri, sürtünme modelleri detaylı olarak verilmektedir. Bu makaledeki deney tesisatı, bu çalışmada kullanılan ile oldukça benzer yapıdadır.

[5] no'lu kaynakta darbe genişliği modülasyonu ile sürülen solenoid valflerin ayrıntıları verilmekte, valfe ait akış denklemleri, kütle debileri incelenmektedir.

[6] no'lu kaynakta, önerilen çalışmada da kullanılan deney düzeneği kullanılarak, deneysel olarak valflerin frekans cevabı deneyleri yapılmış, valflere ait transfer fonksiyonu elde edilmiş ayrıca basınç geribeslemeli PD kontrolü kullanılarak yörünge üzerinde kontrol yapılmıştır.

[7] no'lu kaynakta lineer olmayan mekanik sürtünme ve akış denklemlerini içeren matematiksel model ile ikili kontrol valfi kullanarak hassas konum kontrolüne yönelik simülasyon çalışması verilmektedir. Valfin biri açık tutulurken diğer valfe PWM uygulanarak ikili valfin oransal valf gibi çalışması simüle edilmektedir.

[8] no'lu kaynakta ise lineer mekanik bir sisteme bağlı kapalı pnömatik odacığın nonlinearlik etkileri incelenmektedir.

[9] no'lu kaynakta verilen silindir dinamiği, manyetik oransal valf dinamiğinin yanısıra özellikle silindir odacıklarındaki basınç değişmelerini gerek valf dinamiğine, akış denklemlerine gerekse piston hızına göre ifade eden denklemlerinden önerilen çalışmada da yararlanılmaktadır.



2. PNÖMATİK DENEY SİSTEMİNİN TANITIMI

2.1. Giriş

Bu çalışmada; İTÜ Makina Fakültesi Otomatik Kontrol Laboratuvarı'nda bulunan elektropnömatik deney düzeneği kullanılmaktadır. Söz konusu deney düzeneği ile daha önce birçok çalışma -bitirme çalışması, yüksek lisans tezi- gerçekleştirilmiş olup deney düzeneğinin önceki çalışmalardaki durumu korunarak fakat gerekli yeni eklemeler de yapılarak bu çalışmaya hazır hale gelmesi sağlanmıştır. Bu amaçla sisteme eklenen bir atlatma (anahtar) vasıtasıyla eski çalışma veya yeni çalışma arasında geçiş yapılabilir. Deney düzeneğini oluşturan elemanlar ilerleyen alt bölümlerde anlatılmaktadır.

2.2. Silindir

SMC firmasının her iki yönde de aynı kesite sahip, çubuksuz, hassas konum kontrolüne imkan verecek lineer yatakları olan, üzerindeki arabaya manyetik olarak -kalıcı mıknatıslarla- bağlanmış bir adet CY1HT32 silindiri kullanılmakta olup diğer özellikleri aşağıda verilmektedir [10]:

Strok : 500 mm

Çap : 32 mm

P_{maks} : 7 bar

P_{min} : 2 bar (fabrika çıkış değeri)

v_{maks} : 1 m/s

Yağlama : Gerekli değil

Tekrarlanabilir konum hassasiyeti : $\pm 0,05$ mm

Arabanın hassasiyeti : $\pm 0,05^\circ$ maks.

Manyetik tutma kuvveti : 588 N

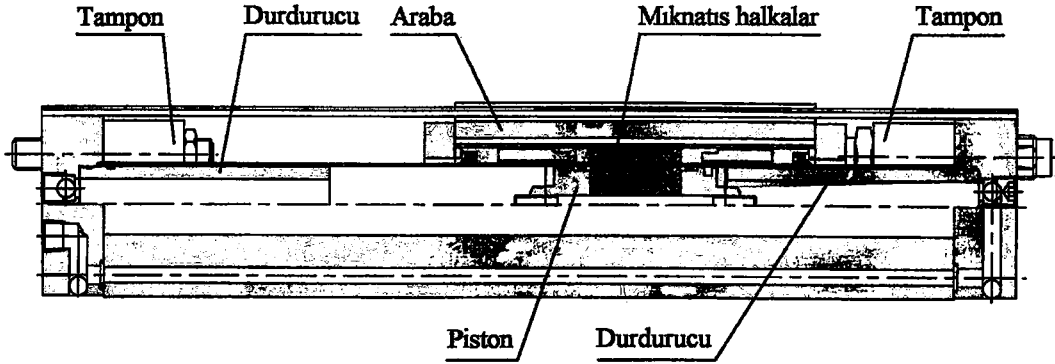
Taşıyabileceği maksimum yük : 400 N

Araba üzerine eklenen kütle : 5 kg

Toplam hareketli kütle : Yaklaşık 10 kg.

Viskoz sürtünme katsayısı : Bilinmiyor.

Diğer ayrıntılar Şekil 2.1’de verilmektedir.

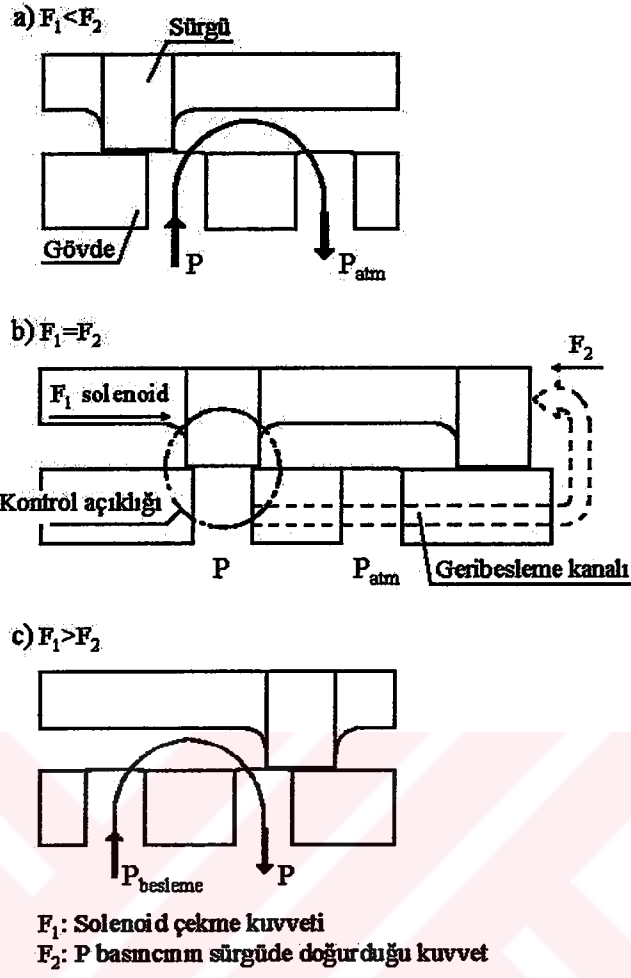


Şekil 2.1. Silindirin ayrıntıları

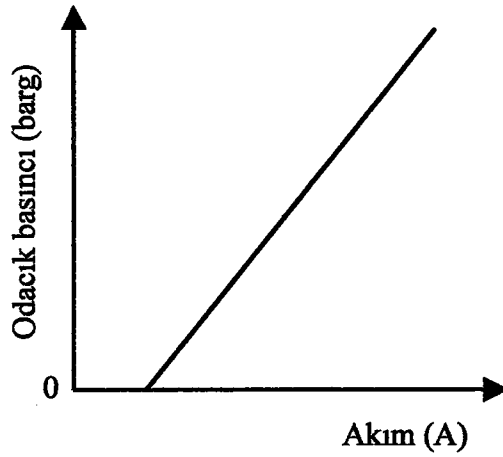
2.3. Oransal Basınç Kontrol Valfleri

Sistemde SMC firmasının 2 adet 3 yollu elektropnömatik basınç tipi SMC-VEP-3121-1-02 kodlu valfi kullanılmaktadır. Bu valf, kendisine uygulanan elektrik akımı ile orantılı olarak bir çıkış basıncını sağlamaya çalışmaktadır. Diğer bir deyişle gönderilen akım sinyaline karşılık gelen bir referans basınç değerini gerçekleştirmek üzere kendi iç yapısında basınç geri beslemesi yapmakta olup servo valf özelliğini haizdir. Bu sebeple bu valfe gönderilen akım sinyaliyle valf açıklığı değil referans basıncı kontrol edilmektedir. Sürgü ile solenoid arasındaki çalışma ilkesi Şekil 2.2’de, akım ile basınç değişimi ise Şekil 2.3’de gösterilmektedir [11].

Oransal basınç kontrol valfinin çalışması için solenoid bobininden geçen orantılı elektrik akımına ihtiyaç göstermekte olduğu daha önce açıklanmıştı. Bilgisayardaki endüstriyel kart veya diğer bir ara devre kartı gerilim çıkışı verdiklerinden doğrudan valfe bağlanarak kullanılamazlar. Bu amaçla, gerilim sinyalinin gerilimle orantılı akıma dönüştürülmesi zorunludur. SMC firmasının VEA250 tipi oransal valf sürücü kartları bu sorunu çözmek üzere kullanılmaktadır. Bu kartlar 0-5 V arasındaki gerilim sinyalini 0-1 A arasındaki akım sinyaline (orantılı olarak) dönüştürürler. Kartlar üzerinde sıfır, kazanç ve titreştirici ayarları mevcuttur.



Şekil 2.2 Oransal basınç kontrol valfi çalışma ilkesi



Şekil 2.3. Oransal basınç kontrol valfi akım-basınç grafiği

Sürücü devrenin sinyal akışı Şekil 2.4’de verilmektedir.

Oransal basınç kontrol valfleri ile ilgili diğer ayrıntılar aşağıdadır:

P_{maks} : 9,7 bar

Cevap süresi : 30 ms

Histerezis : % 3 (Tam ölçeğin)

Tekrarlanabilirlik : % 3 (Tam ölçeğin)

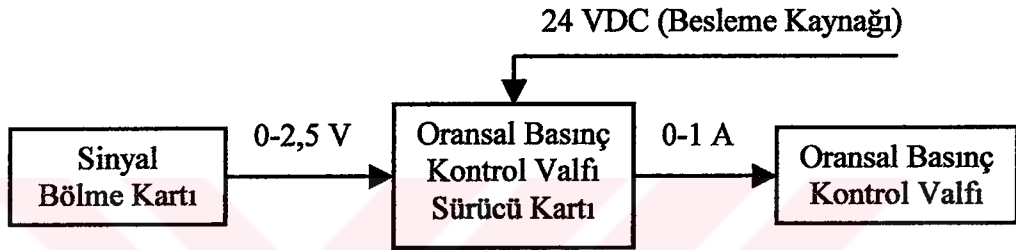
Hassasiyet : % 0,5 (Tam ölçeğin)

Lineerlik : % 3 (Tam ölçeğin)

Yağlama : Gerekli değil

Kontrol edilebilir basınç aralığı : 0,5-6,5 bar

Besleme gerilimi : $24 \pm \% 10$ VDC



Şekil 2.4. Oransal Basınç Kontrol Valfi Sinyal Akışı

2.4. Ölçme Sistemi

2.4.1. Konum Ölçümü

Konum ölçümü SONY Magnescale firmasının 1 adet SR10-060A tipi 600 mm uzunlukta manyetik cetveli ile yapılmaktadır. Cetvel, kirli ortama, titreşimlere ve şoklara dayanıklıdır. İçerisinde özel ferromanyetik alaşımdan yapılmış ve manyetik olarak kayıt yapılarak 0,2 mm aralıkla derecelendirilmiş 2 mm çapında bir çubuk mevcut olup, bu manyetik derecelendirmeyi 0,2 mm dalga uzunluğunda sinüs sinyaline çeviren bir okuma kafası aracılığıyla konumdaki değişiklikler elektrik sinyaline dönüştürülmektedir [12].

Konum dedektör kartı manyetik lineer cetveldən gelen 0,2 mm dalga boyundaki sinüs sinyalini elektriksel olarak işleyerek yukarı/aşağı (up/down) ve saat (clock) sinyallerine çevirmektedir. Bu amaçla Sony firmasının MD20-1G5BR dedektör kartı

kullanılmaktadır [13]. Bu kartla ölçme çözünürlüğü 0,5 µm ile 20 µm arasında ayarlanabilmektedir. Bu çalışma için 20 µm çözünürlüğe ayarlanmıştır.

Sayısal sayıcı devre kartı ile yukarı/aşağı ve saat sinyalleri 16 bit paralel veriye dönüştürülmektedir. Saat sinyalinin her adımı 20 µm'ye karşılık geldiği için 16 bitin tamamı (65535 adım) kullanılmamakta, silindir strokunun tamamı 25.000 darbeye 16 bit çözünürlükte ölçülebilmektedir.

2.4.2. Basınç Ölçümü

Bu amaçla SMC firmasının 2 adet SMC-PSE510 tipi basınç ölçeri kullanılmaktadır. Bu basınç ölçerler basınçla orantılı olarak analog gerilim çıkışı verirler. 0-10 bar(g) basınç aralığı için 1-5 V arasında sürekli gerilim çıkışı üretmektedirler. Diğer özellikleri ise aşağıda verilmektedir [14]:

Besleme gerilimi : 12-24 VDC (dalgalanması %10'dan küçük olmak üzere)

Tekrarlanabilirlik : % ± 0,3 veya daha az

Sıcaklık özellikleri (0-50 °C arası) : % 1,5'dan az (Tam ölçeğin)

Sıcaklık özellikleri (25 ±10 °C için) : % ± 1'den az (Tam ölçeğin)

Titreşime dayanımı : Var.

2.5. Sistemin Bilgisayarla Bağlantısı Ve Arayüzler

2.5.1. Bilgisayar

Deneyde kullanılan bilgisayarın deney açısından önemli olan özellikleri aşağıda verilmektedir:

İşlemci : AMD Athlon XP 1.6 GHz

Ana bellek : 256 MB 133 MHz

Anakart : 133 MHz veriyolu hızı

Grafik kartı : TNT2 32 MB

İşletim sistemi : Windows 98

Veri toplama programı : ADAPTECH WinTRAC version 1.24

2.5.2. Endüstriyel Kart

Bu amaçla üzerinde analog ve sayısal giriş-çıkış verebilen Advantech Co. Ltd. firmasının PCL-812PG endüstriyel kartı kullanılmaktadır. Kartın özellikleri aşağıda verilmektedir [15]:

Analog girişler (CN1 ve CN2 konnektörlerindeki A/D0...A/D15 pinleri):

Toplam kanal : 16 adet

Kullanılan kanal : 3 adet (basınç ölçümleri için CN1 konnektöründeki A/D0 ve A/D1, konum ölçümü için CN1 konnektöründeki A/D2 pinleri)

Çözünürlük : 12 bit

Giriş aralığı : ± 5 V(seçilen)

Çevirme hızı : 30 kHz maksimum

Hassasiyet : % 0,015 (± 1 bit)

2. Analog çıkışlar (D/A çevirici):

Toplam kanal : 2 adet (CN2 konnektöründe D/A1 ve D/A2 pinleri)

Kullanılan kanal : 1 adet (sisteme PRBS sinyali göndermek için CN2 konnektörü D/A1 pini)

Çözünürlük : 12 bit

Çıkış aralığı : 0-5 V(seçilen)

Lineerlik : $\pm \frac{1}{2}$ bit

Çıkış akımı : ± 5 mA maksimum

3. Sayısal girişler :

Toplam kanal : 16 adet (CN4 konnektöründeki pinler)

Kullanılan kanal : 16 adet (sayısal sayıcı devrenin 16 bit paralel verisini okumak için)

Giriş gerilimi : 0,8 – 2,0 V

Giriş yükü : 0,4 mA'de 0,5 V

4. Sayısal çıkışlar :

Toplam kanal : 16 adet (CN3 konnektöründeki pinler)

Kullanılan kanal : 1 adet (sayısal sayıcı devreyi sıfırlamak için CN3 konnektörünün 1 no'lu pini)

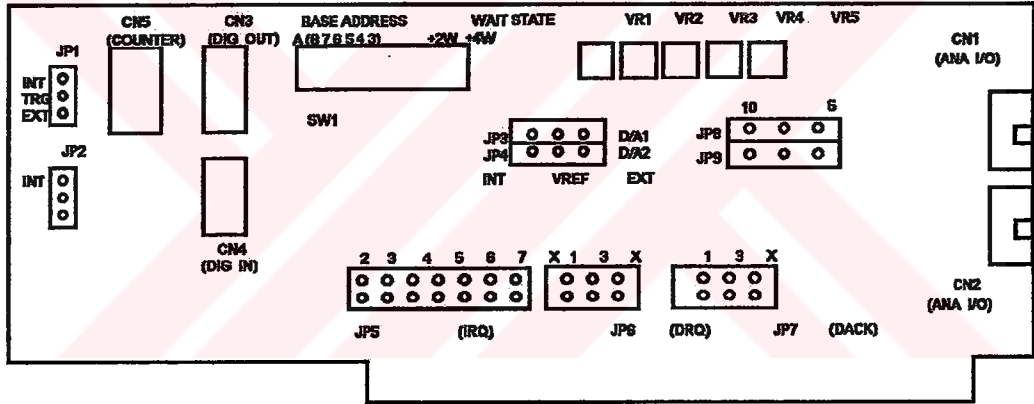
Çıkış gerilimi : 0,5 V (8 mA’de)

Sayısal giriş ve çıkışlar, kalibrasyon ve sayıcı devrenin sıfırlanması sırasında bir C programı ile kullanılmakta olup, sisteme PRBS sinyalinin gönderilmesi ve verilerin kaydedilmesi esnasında kullanılmamaktadır.

CN1 ve CN2 konnektöründe kullanılan kanalların A.GND pinleri birleştirilerek 0 Volt (toprak) hattına bağlanmıştır.

Base address seçimi ise (SW1 anahtar grubunun ilk 6 anahtarı) 200H (onluk olarak 544) değerine ayarlanmıştır.

PCL-812PG kartının anahtar, jumper ve konnektör konumları Şekil 2.5’te gösterilmektedir.



Şekil 2.5 PCL 812PG kartı ayrıntıları

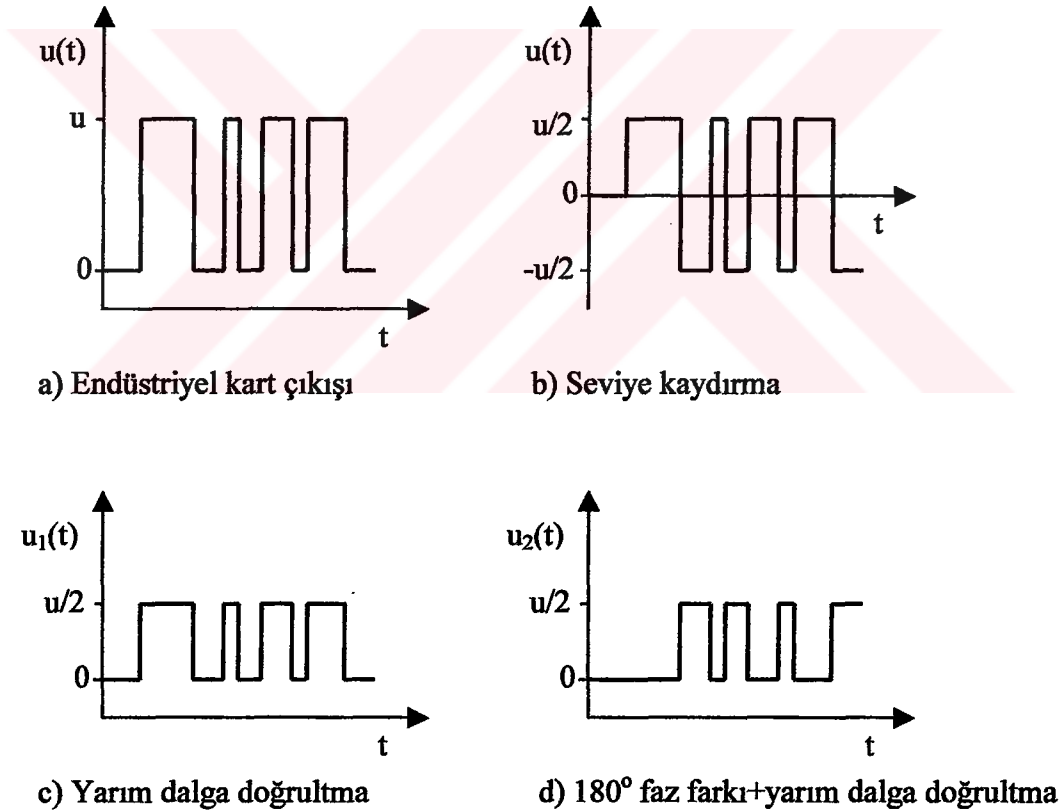
2.5.3. Sinyal Bölme Kartı

Bu kart, endüstriyel kartın D/A1 kanalından gönderilmekte olan giriş sinyali ile oransal kontrol valfi sürücü devreleri arasında sinyal uyumu için düzenlenmiş olup aşağıdaki amaçları sağlamaya yöneliktir:

a) Wintrac paket programı aracılığıyla sisteme gönderilen analog giriş sinyalinin 0-u Volt arasında olması dolayısıyla sözkonusu sinyali $-u/2$ volt eklemek yoluyla $-u/2$ ile $+u/2$ arasına (0 Volt etrafında simetri sağlamak için) kaydırmak.

b) Kaydırılan sinyalin negatif ve pozitif kısımlarını ayırarak negatif kısmının işaretini pozitif yapmak. Böylece bilgisayardan gelen bir adet analog giriş sinyalinden her iki valf için doğru işaretle ayrı ayrı analog giriş sinyalleri elde etmek (180° faz farkı olan iki adet yarım dalga doğrultucu ile valflerin pozitif gerilimle sürülebilmesi sağlanmaktadır).

c) Giriş sinyalindeki seviye kaydırma işlemi kart üzerindeki bir ayarlı direnç aracılığıyla gerçekleştirildiğinden dolayı bilgisayardan sinyal gelmediği zaman (0 Volt hali) çıkışta $u/2$ Volt olduğundan valfin birinin sürekli açık kalması sebebiyle arabanın deney öncesi (istenen) başlangıç konumunu kaybederek bir tarafa yaslanmasını önlemek için bilgisayardan 0 Volt'tan farklı bir sinyal gelip gelmediğini denetleyerek seviye kaydırma işlemini 0 Volt'tan farklı sinyal geldiğinde başlatmak.



Şekil 2.6 Sinyal bölme kartının işleyişi

Yukarıdaki işlemleri gerçekleştirmek için işlemsel kuvvetlendiricilerle toplama, tersini alma, doğrultma işlemleri yapılmakta, ayrıca giriş sinyalini değerlendiren 1 bitlik bellek tümleşik devresi kullanılmaktadır.

Bu kartla giriş sinyalinin nasıl işlediği Şekil 2.6'da açıklanmakta, Şekil 2.7'de ise kartın fotoğrafı yer almaktadır.

2.5.4. DAC Kartı

Bu kart, Wintrac programının sayısal giriş kabul etmemesinden dolayı kullanılmaktadır. Bu amaçla Burr-Brown firmasının 16 bit çözünürlüklü DAC701KH tümleşik devresi katalog talimatlarına uyularak kart halinde hazırlanmıştır. Böylece sayısal sayıcı devrenin 16 bit sayısal konum çıkışı 0-10 Volt arası analog gerilim sinyaline dönüştürülmektedir. Söz konusu kartın/tümleşik devrenin özellikleri aşağıda verilmektedir:

Sayısal giriş çözünürlüğü : 16 bit

Doğrusallık hatası (tam ölçeğin % si olarak): $\pm 0,0015$ tipik, $\pm 0,003$ maksimum

Kazanç hatası (tam ölçeğin % si olarak) : $\pm 0,05$ tipik, $\pm 0,10$ maksimum

Yerleşme zamanı : 4 μ s tipik, 8 μ s maksimum

Sıcaklık aralığı : 0-70 °C

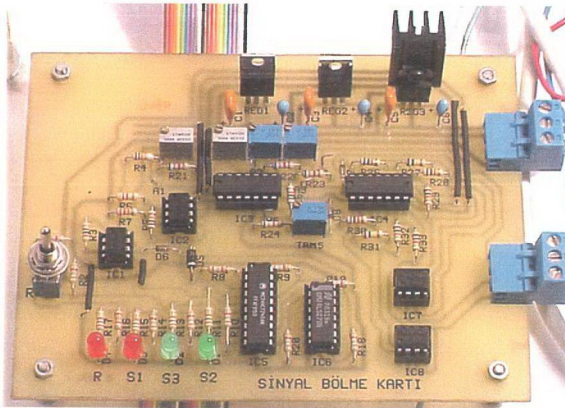
Besleme gerilimleri ise $+V_{CC}$ için minimum 13,5 V, tipik 15 V, maksimum 16,5 V, $-V_{CC}$ için minimum -13,5 V, tipik -15 V, maksimum 16,5 V, V_{DD} için minimum 4,5 V, tipik 5V, maksimum 16,5 V olarak verilmiştir.

Kart üzerinde hassas bir şekilde sıfır ayarı ve kazanç ayarı yapmayı mümkün kılan ayarlı dirençler düzenlenmiştir. Kart FFFF_H değerli sayısal girişe 0 V analog çıkış, 0000_H değerli sayısal girişe +10 V analog çıkış verecek şekilde kalibre edilmiştir.

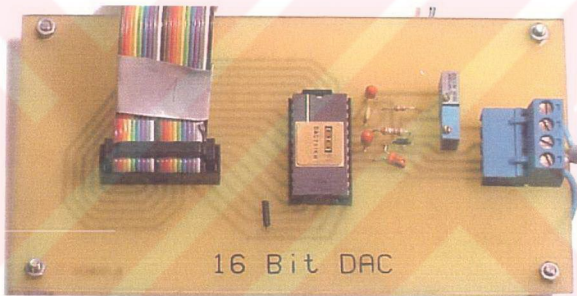
Kartla ilgili ayrıntılar Şekil 2.8'de verilmiştir.

2.5.5. Analog Anti-aliasing Filtre Kartı

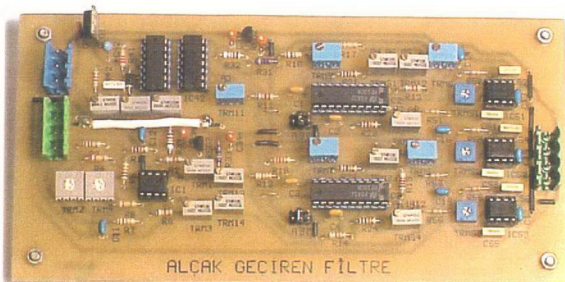
Deney düzeneğinden endüstriyel kart aracılığıyla üç adet analog gerilim sinyali bilgisayara aktarılmaktadır. Bu sinyaller DAC çıkışından gelen konum, basınç ölçerlerden gelen basınç sinyalleridir. Örnekleme teoremine göre aliasing etkilerini azaltmak amacıyla alçak geçiren analog filtrelemeye tabi tutulmaları gerekmektedir. Bu amaçla konum için 4. mertebeden, basınçlar için 2. mertebeden filtreleme



Şekil 2.7 Sinyal bölme kartı



Şekil 2.8 DAC kartı ayrıntıları



Şekil 2.9 Anti-aliasing filtre ayrıntıları

yapılmakta olup National Semiconductor Corporation firmasının MF10 tümleşik anahtarlanmış kondansatör tipi filtreler kullanılmaktadır [16]. Söz konusu filtreler klasik pasif filtrelere veya aktif-işlemsel kuvvetlendiricili- filtrelere kıyasla, kesim frekansının saat sinyaliyle belirlenmesi, filtre kazancının ve sönüm oranlarının basitçe birkaç direnç ile ayarlanabilmesi sebebiyle tercih edilmiştir. Ancak kondansatörlerin anahtarlanması sırasında filtre çıkışında saat frekansında gürültü karışması ortaya çıkmakta-filtre kesim frekansının 100 katı (2 dekad) yüksek frekansta olan bu gürültü- düzgünleştirici (smoother) aktif filtrelerle giderilmektedir. MF10 tümleşik devresinde tek kılıf içinde birbirinden bağımsız iki adet ikinci mertebeden filtre bulunmaktadır. Konum için bu filtreler arka arkaya (kaskad) bağlanarak 4. mertebeden filtre elde edilirken basınçlar için herbiri bağımsız olarak kullanılmaktadır.

Bu filtre kartında MF10 tümleşik filtresi için gerekli olan besleme gerilimi regülatörleri, saat sinyali üretici ve gerekli işaret ters çevirici (-1 ile çarpma) ve tamponlama amaçlı işlemsel kuvvetlendiriciler ile düzgünleştirici aktif filtre devreleri bulunmaktadır. Yine kullanılan tümleşik devrelerin ofset gerilimlerini sıfırlamak için düzenlemeler de yapılmıştır.

Ayrıca besleme hatlarında doğabilecek gürültüleri azaltmak amacıyla tümleşik devrelerin besleme pinleri yakınlarına seramik kondansatörler yerleştirilmiştir.

Filtre kartında 1 adet 4. mertebeden 2 adet 2. mertebeden olmak üzere toplam 3 adet kanal vardır:

4. mertebeden kanalın özellikleri: Kaskad olarak iki adet 2. mertebe (titreşim elemanı tipi) filtreden meydana gelmiştir.

1. kademenin özellikleri :

Kesim frekansı : 45 Hz

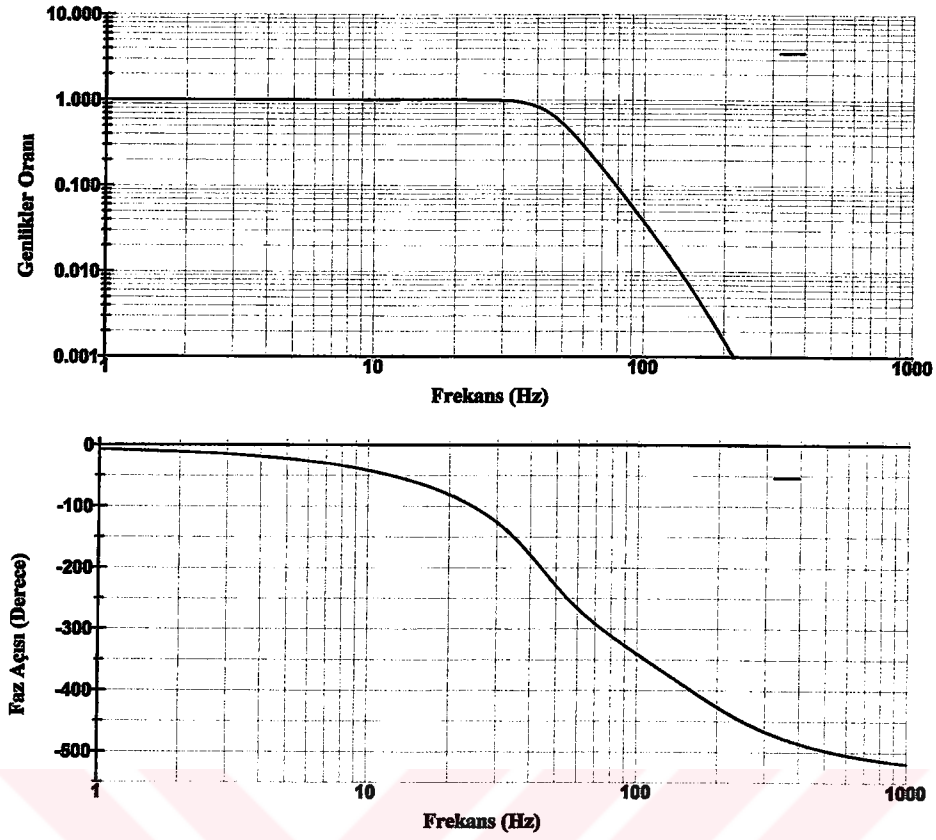
Filtre kazancı : 1,25

Sönüm oranı : 0,924

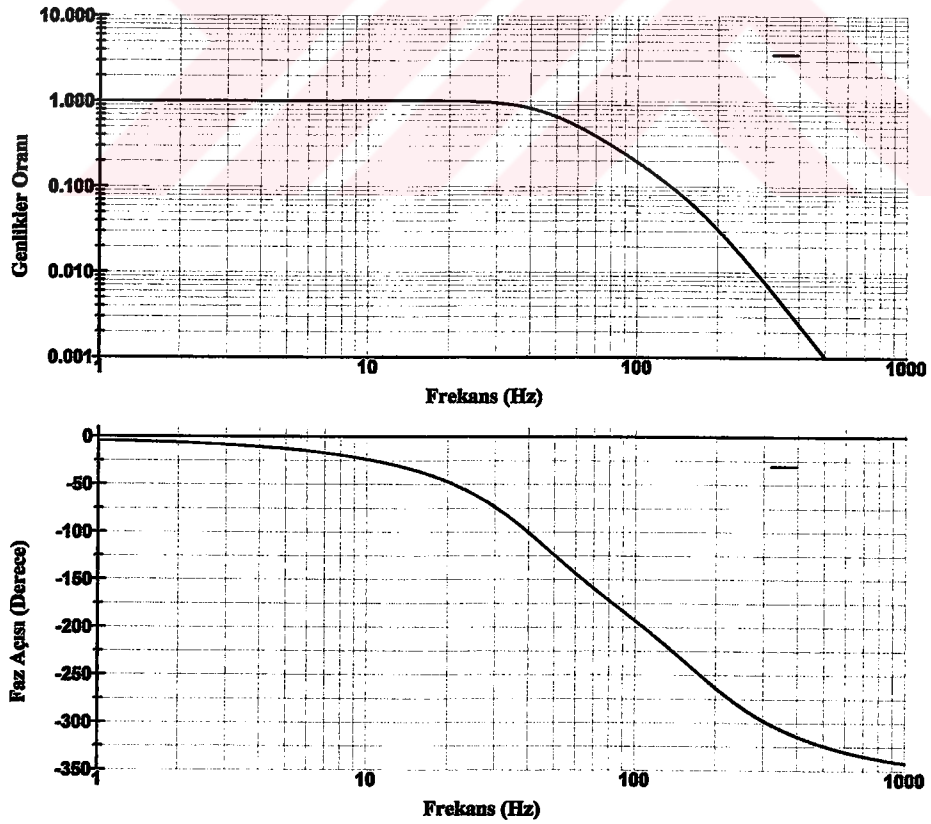
2. kademenin özellikleri :

Kesim frekansı : 45 Hz

Filtre kazancı : 1



Şekil 2.10 4. mertebeden anti-aliasing filtre genlikler oranı ve faz açısı diyagramı



Şekil 2.11 2. mertebeden anti-aliasing filtre genlikler oranı ve faz açısı diyagramı

Sönüm oranı : 0,377

4. mertebe filtrenin toplam kazancı 1,25 olarak tasarlanmıştır.

2. mertebeden (titreşim elemanı tipi) kanalların özellikleri: Her iki kanalın özellikleri aynı olup aşağıdaki gibidir:

Kesim frekansı : 45 Hz

Filtre kazancı : 1,6

Sönüm oranı : 0,66

Düzgünleştirici filtrenin ortak özellikleri :

Kesim frekansı : 176,7 Hz

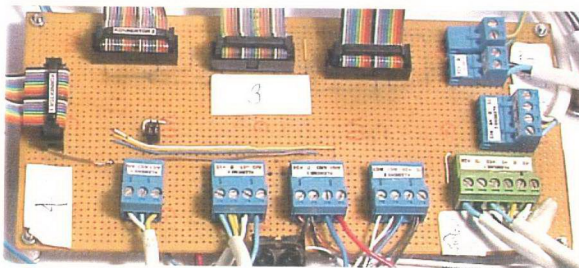
Filtre kazancı : 1

Sönüm oranı : 0,686

Anti-aliasing filtre ayrıntıları Şekil 2.9'da, 4. mertebeden anti-aliasing filtre genlikler oranı ve faz açısı Şekil 2.10'da, 2. mertebeden anti-aliasing filtre genlikler oranı ve faz açısı Şekil 2.11'de verilmektedir.

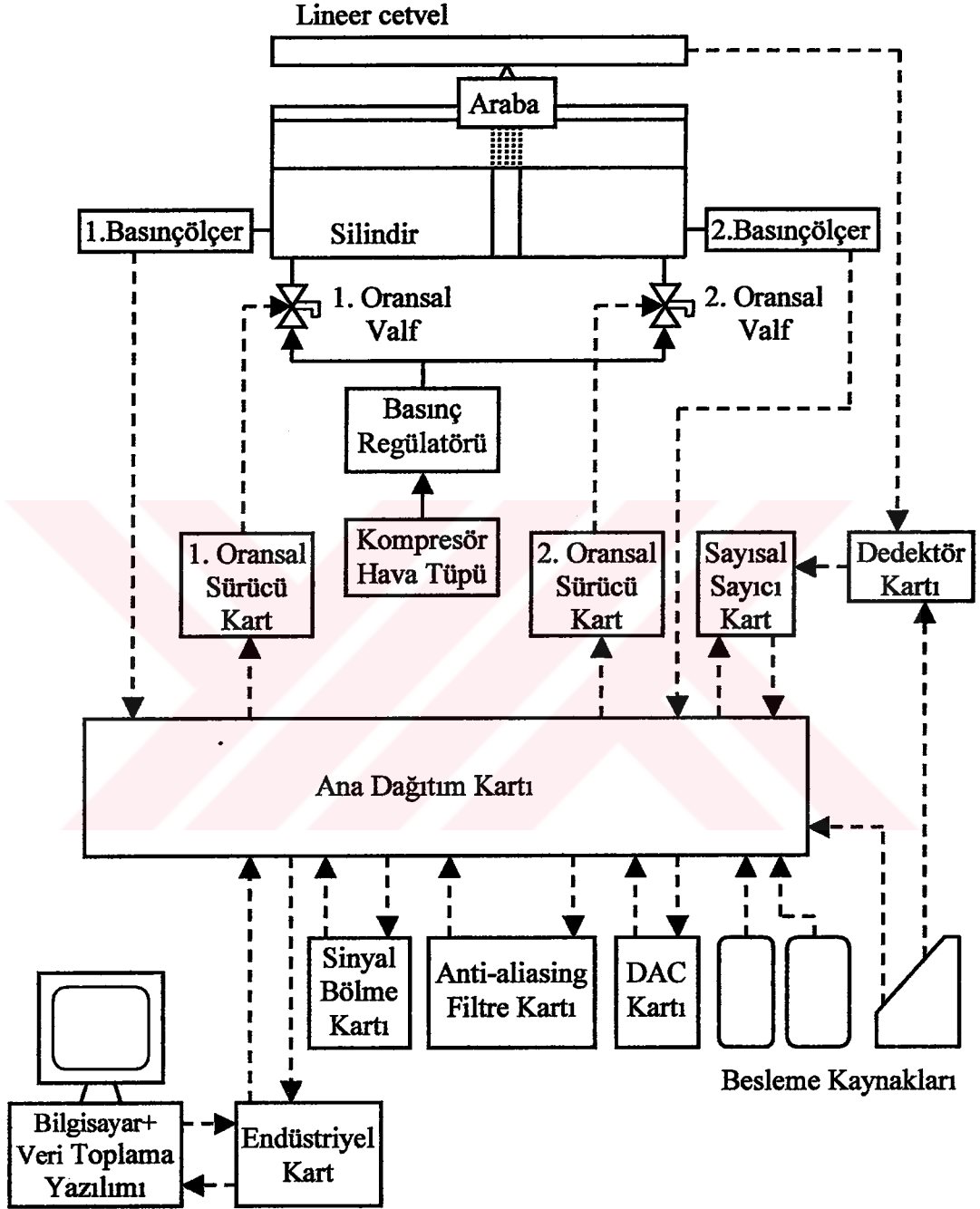
2.5.6. Ana dağıtım kartı

Endüstriyel kart, sinyâl bölme kartı, valf sürücü kartları, sayısal sayıcı devre kartı, DAC kartı, analog anti-aliasing filtre kartı ve besleme kaynakları arasındaki bağlantıların çoğu bu kart üzerinden düzenlenmekte olup üzerinde daha önce yapılan çalışmalar ile bu çalışma arasında seçimi mümkün kılan bir jumper da mevcuttur. Ana dağıtım kartı ayrıntıları Şekil 2-12'de verilmektedir.

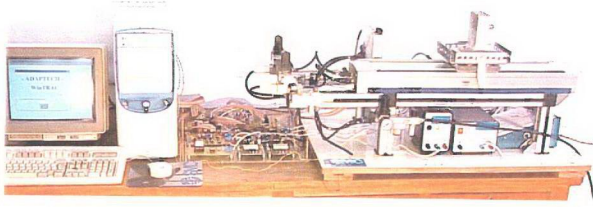


2.5.7. Pnömatik deney sistemi genel yapısı

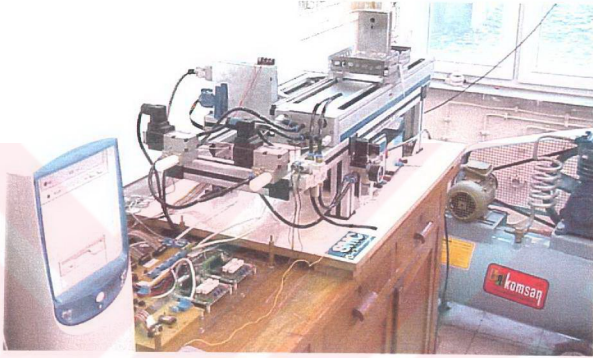
Deney sistemini oluşturan elemanlar ve birbirleriyle sinyal alışverişleri Şekil 2-13'te fotoğrafları ise Şekil 2.14a ve Şekil 2.14b yer almaktadır.



Şekil 2.13 Pnömatik deney düzeneği genel yapısı



Şekil 2.14a Pnömatik deney düzeneği ayrıntıları-1



Şekil 2.14b Pnömatik deney düzeneği ayrıntıları-2

3. VERİ TOPLAMA VE İŞLEME

3.1. Giriş

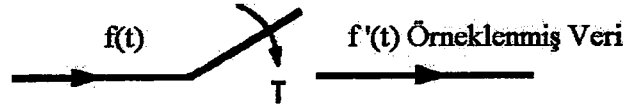
Bir prosesin tanınması ve modellenmesinde ilk adım, hedeflenen amaca uygun verilerin güvenilir bir biçimde toplanmasıdır. Verinin bilgisayarda işlenecek olması bu bilgilerin elektrik sinyallerine dönüştürülmesini zorunlu kılmaktadır. Toplanacak verinin analog veya sayısal nitelikte olması, şebekeden veya başka cihazlardan kaynaklanan gürültüler, topraklama hattının kalitesi, deney sisteminde kullanılan mekanik/elektronik elemanların hassasiyeti çalışmayı doğrudan etkileyebilecek konulardır. Bölüm 2’den de görüleceği üzere önerilen çalışmanın hassasiyeti eldeki mevcut imkanlar çerçevesinde en üst seviyeye çıkarılmaya çalışılmıştır.

Bu çalışmada; veri toplama amacıyla deney düzeneğine uygun bir sinyal göndererek sistemin bu sinyale tepkisini giriş sinyaliyle birlikte bilgisayar ortamına kaydetmek için Adaptech firmasının Wintrac programı kullanılmaktadır. Toplanan verinin analog olması dolayısıyla aliasing etkileri, analog anti-aliasing filtreleri, sayısal ortama alınan verinin ise yüksek örnekleme hızı, sayısal alçak geçiren (sayısal anti-aliasing amaçlı) filtre, sayısal türev alıcı, sayısal faz düzeltme konuları önem kazanmaktadır. İlerleyen alt bölümlerde bu konular incelenmektedir.

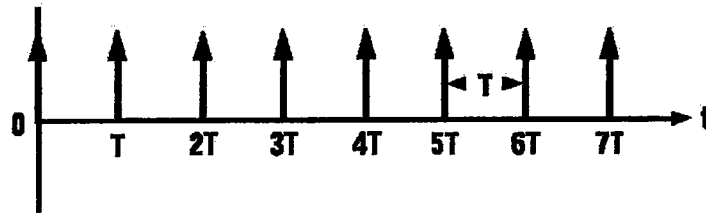
3.2. Örnekleme Teoremi

1949 yılında C.E. Shannon tarafından verilen örnekleme teoremiyle; $f(t)$ zaman fonksiyonunun frekans içeriği hakkında şu kısıtlama verilmektedir: “ $f(t)$ işaret fonksiyonunun dalga şeklini tam olarak korumak veya analog olarak geri kazanabilmek için $f(t)$ ’yi içerisindeki en yüksek frekans bileşeninden en az iki kat daha hızlı örnekleme gerekir” [17]. Bir sinyalin bu hızdan daha küçük bir hızda örneklenmesi aliasing (katlanma) olayı olarak bilinen bir olayı doğurur. Öyleki bu yüksek frekanslı bileşenler tamamen başka bir frekansdaki işaretler gibi gözükür. Bu

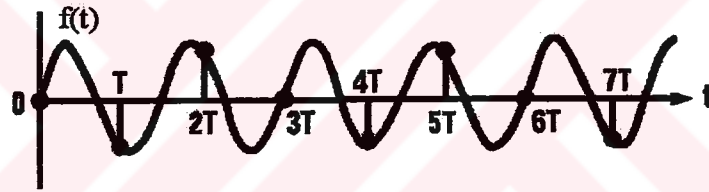
sebeple örneklenmiş işaretin içerdiği frekansların analog işaretteki frekansların aynı özellikte olduğu veya yüksek frekanslı bir işaretin katlanma etkisiyle karışık olduğu ayırdedilemez. Aliasing etkisini daha iyi açıklamak için Şekil 3.1 verilmektedir.



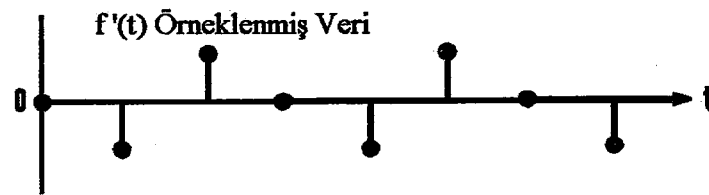
(a)



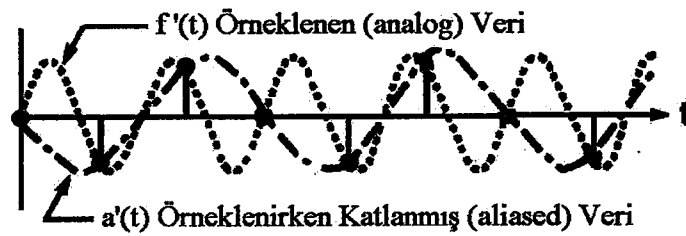
(b)



(c)



(d)



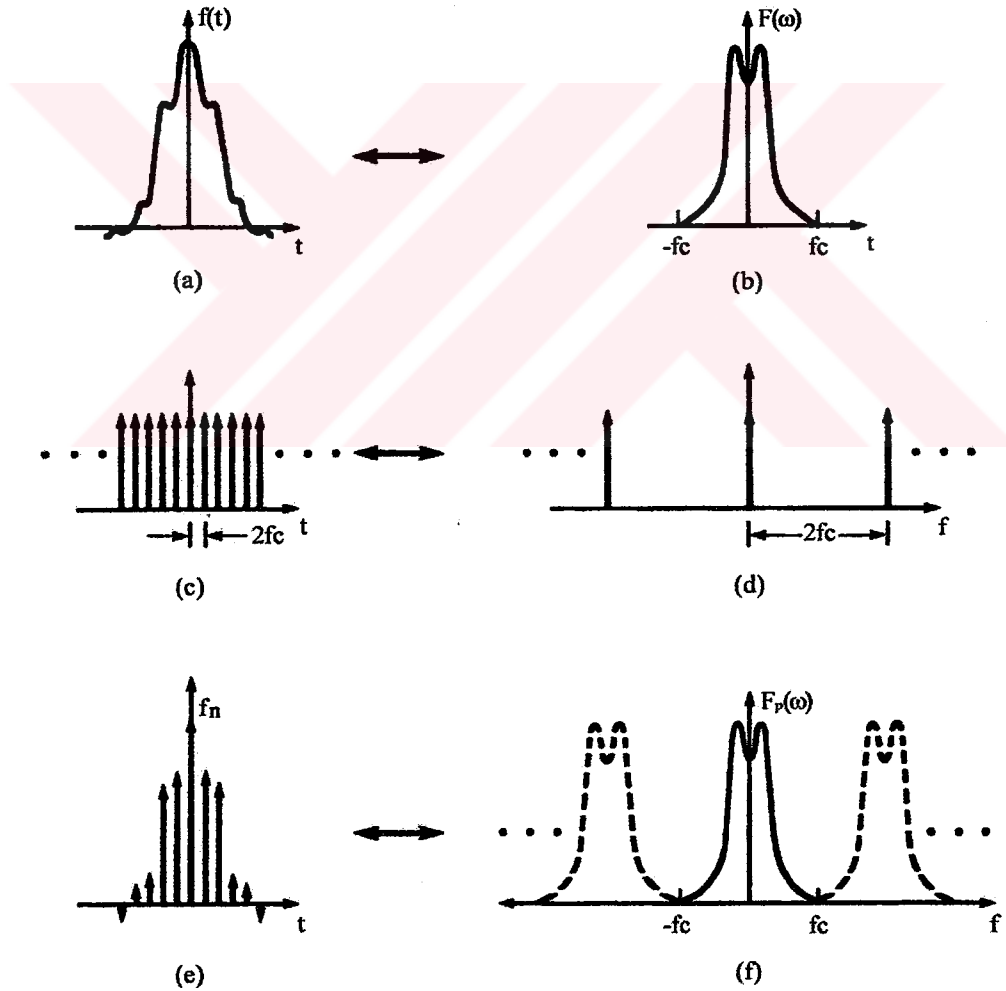
(e)

Şekil 3.1 Örnekleme sırasında oluşan aliasing etkisi

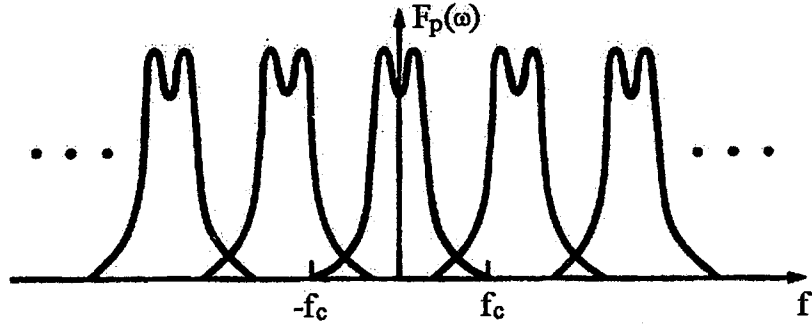
Örnekleme teoreminin matematiksel ifadesi ise şöyledir: Eğer bir $f(t)$ işaret fonksiyonunun $F(\omega)$ Fourier dönüşümü $|\omega| \geq \omega_c$ olan bütün frekanslar için sıfır ise $f(t)$ 'nin $f_n = f(nT)$ örneklenmiş değerlerinden bir tek $f(t)$ fonksiyonu bulunur. Bu değerler $\frac{1}{2f_c} = \frac{T_c}{2} = T$ şeklinde eşit aralıklarla örneklenmişse:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(nT) \frac{\sin \omega_c(t-nT)}{\omega_c(t-nT)} \quad (3.1)$$

ile ifade edilebilir. Şekil 3.2 ve 3.3'te aliasing olayı olan ve olmayan Fourier dönüşümleri verilmektedir.



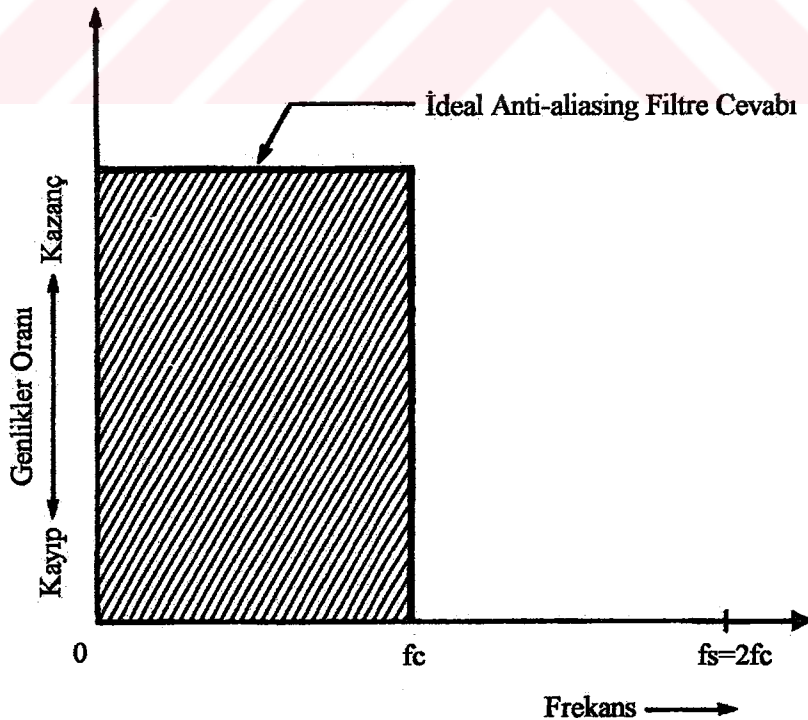
Şekil 3.2 Örneklenmiş bir işaretin aliasing olayı olmaksızın Fourier dönüşümü



Şekil 3.3 Örneklenmiş bir işaretin aliasing olayı varken Fourier dönüşümü

3.3. Analog Anti-Aliasing Filtreleri

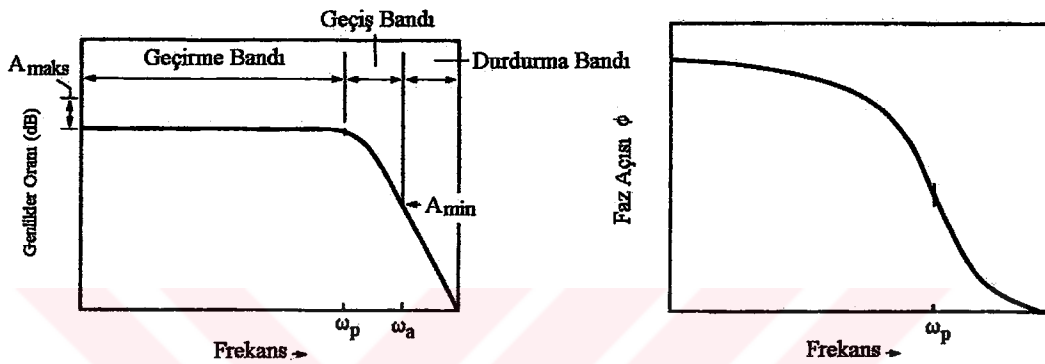
Bir önceki alt başlıkta ifade edilen aliasing olayından kaçınmak için sistemdeki en yüksek frekanstaki bileşenden iki kat daha hızlı örnekleme yapmak çözüm olarak gözükse de gerçek ortamdaki sinyallerin çoğu frekans yelpazesinin hemen hemen tamamını kapsayan beyaz gürültü gibi sinyallerle karışık bulunmaktadır. Bu durumda akılcı olamayacak ölçüde yüksek frekanslarda örnekleme yapmak gerekecektir. Bu zorluk; örneklemeden önce analog sinyalin istenmeyen



Şekil 3.4 İdeal anti-aliasing filtre

frekanslarının bir ön filtrelemeye tabi tutulmasıyla giderilebilir. Bu ön filtre, anti-aliasing (katlanma-önler) filtre olarak da adlandırılmakta olup örneğin alçak geçiren filtre kullanılması durumunda veri örnekleme sistemi sadece filtrenin geçmesine izin verdiği frekans içeriğine maruz kalacaktır. İdeal anti-aliasing filtre genlikler oranı-frekans diyagramı Şekil 3.4'te verilmektedir.

Gerçekte filtreler ideal olmadıkları için genlikler oranı ve faz açısının frekansa göre değişimi Şekil 3.5'te verildiği gibidir:



Şekil 3.5 Anti-aliasing filtre genlikler oranı ve faz açısı değişimi

Veri örnekleme sistemlerinde, Nyquist frekansından büyük frekansların A/D çeviricinin algılayamayacağı yada göremeyeceği bir seviyeye kadar zayıflatılması, filtrenin ideal hale yaklaşması olarak düşünülebilir. Bu seviye, tipik olarak rms kuantizasyon gürültü seviyesinden az olmalıdır.

Bu değer ise:

$$\varepsilon(n)_{rms} = \frac{q}{2\sqrt{3}} \quad (3.2)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Filtrenin A_{min} değeri ise, $\tilde{n}$ ADC bit sayısı olmak üzere

$$A_{min} = -20 \log_{10}(2^{\tilde{n}} 2\sqrt{3}) \text{ dB} \quad (3.3)$$

olarak bulunur.

Şekil 3.5 hatırlanırsa, ω_a 'dan büyük frekanslar A/D çevirici tarafından algılanamayacağından, veri örnekleme sistemi $\omega_s \geq 2 \omega_a$ olarak tanımlanabilir. Ancak geçiş bandındaki faz çarpılmasının (distorsiyon) geçirme bandına kıyasla çok fazla olduğu da gözönüne alınırsa, veri örnekleme sisteminin geçirme bandında çok daha hassas olduğu görülecektir. Bir diğer konu da filtrenin geçirme bandındaki genlikler oranı cevabının mümkün olduğunca düz olmasıdır. Aksi takdirde geçirme bandındaki bazı frekanslarda filtreden kaynaklanan zayıflama veya kuvvetlenme etkileri ortaya çıkacağından verilerin bozulmasına yol açacaktır.

Anti-aliasing amaçlı alçak geçiren filtre tipleri olarak; geçirme bandı düzgünlüğü en çok olan Butterworth filtresi, geçiş bandı hızlı olan eliptik filtre, bu iki filtrenin bazı özelliklerini birleştiren Chebyshev filtreleri ve en çok lineer faz cevabı gösteren Bessel filtresi sayılabilir [18].

3.4. A/D Çeviriciler

Anti-aliasing filtrelemeden sonra veriler, sonlu bir zaman dilimi içinde kuantlama ve kodlama işlemlerinin gerçekleştirildiği analog/sayısal (kısaca A/D) çeviricilerden geçirilir. Şekil 3.6'da sürekli analog bir giriş işaretinin kuantizasyon işlemi gösterilmektedir. q kuantizasyondaki en küçük adım olsun. Bu değer aynı zamanda sayısal olarak en küçük anlamlı bitin (LSB) gerilim cinsinden değeri olmaktadır. $f(n)$, $f(t)$ giriş işaretinin örneklenmiş değerini, $f_q(n)$ ise kuantlanmış (nicemlenmiş) değerini göstermek üzere $\epsilon(n)$ fark işareti şöyle tanımlanabilir:

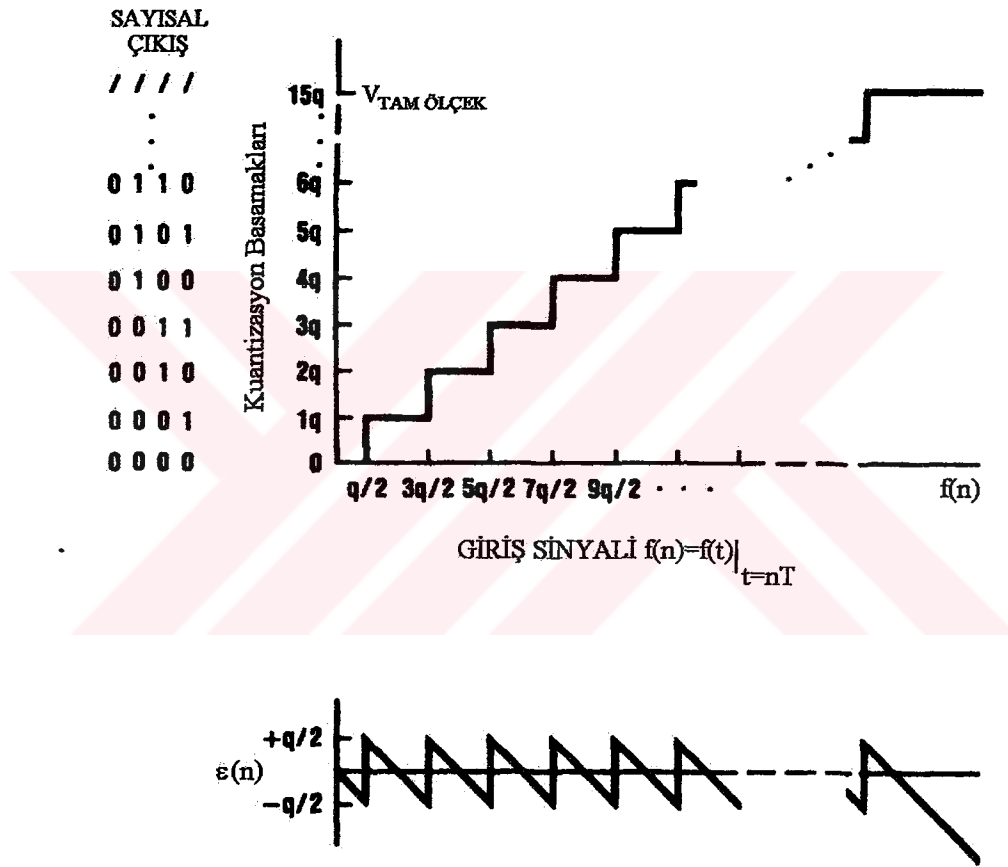
$$\epsilon(n) = f(n) - f_q(n) \quad (3.4)$$

Bu denklem kuantizasyon gürültüsü veya hatası olarak da adlandırılmakta olup azaltılamayan ve kuantizasyon işleminin bir fonksiyonu olan hatadır. Bu hatanın genliği kuantizasyon seviyelerinin sayısına diğer bir deyişle kuantlayıcının çözünürlüğüne bağlı olup maksimum kuantizasyon hatası $|q/2|$ 'dir.

Genellikle $\epsilon(n)$, olasılık yoğunluk fonksiyonu açısından tanımlandığında rastgele hata olarak ele alınır. Bu ise, $\epsilon(n)$ bütün değerlerinin $-q/2$ ile $q/2$ arasında eşit olarak

olası olduğu anlamına gelir, dolayısıyla ortalama değerin $\varepsilon(n)_{\text{ort}} = 0$ ve rms değerinin $\varepsilon(n)_{\text{rms}} = q/2\sqrt{3}$ olduğu kabul edilir.

A/D çeviricilerin seçimindeki bir diğer önemli nokta da bütün analog işaretlerde az veya çok gürültü karışması olması sebebiyle A/D çeviricinin çözünürlüğünün (bit sayısının) gereksiz yere fazla seçilmemesi gerektiğidir. Çözünürlüğün aşırı artırılması, analog işaretin işaret/gürültü oranından daha yüksek bir işaret/gürültü oranı olan sayısal işaret elde edilmesine yol açmayacaktır.



Şekil 3.6 Kuantizasyon işlemi ve kuantizasyon hatası

A/D çeviricilerde çevirme zamanı analog giriş işaretinin, eşdeğeri sayısal değerine çevirmek için geçen zaman olarak tanımlanır. Herhangi bir uygulamadaki gerekli olan çevirme hızı, çevrilecek işaretin zamanla değişimine ve çözünürlük miktarı $\tilde{n}$ 'ye bağlıdır. Anti-aliasing filtre, örneklenecek verilerin frekans yelpazesini sınırladığı için giriş işaretinin değişim hızının kontrol edilmesini de sağlar. Ancak herhalukarda çevirme işlemi için sınırlı bir zamana ihtiyaç vardır. Bu zaman açıklık

zamanı (aperture time) olarak da tanımlanır. Bir A/D çeviricinin algılayabileceği değişim hızı aşağıdaki formülle verilmektedir:

$$\left. \frac{dv}{dt} \right|_{\text{en yüksek çözülebilir değişim hızı}} = \frac{V_{\text{tamölçek}}}{2^{\tilde{n}} T_{\text{çevirme zamanı}}} = \frac{q}{T_{\text{çevirme zamanı}}} \quad (3.5)$$

Eğer giriş işareti bu hızdan büyük değişim hızını haiz ise örnekleme anında 1 LSB'lik değişimler algılanamayacaktır.

3.5. Sayısal Alçak Geçiren Filtreler

A/D çeviriciden gelen sayısal veriler, kullanılmadan önce çeşitli sayısal filtreleme teknikleriyle filtrelenebilirler. Önerilen çalışmada çevrim-dışı (off-line), ardışık olmayan (non-recursive), geri besleme içermeyen, nedensel olmayan (non-causal) bir filtreleme tekniği olan sonlu impuls cevaplı (kısaca FIR) alçak geçiren filtreler kullanılmaktadır. FIR filtrelerinin şu avantajları vardır [19]:

1. FIR filtreler mükemmel bir doğrusallıkta faz açısını haiz olarak tasarımlanabilirler. Böylece faz açısı çarpılması olmaksızın filtreleme yapılabilir.
2. FIR filtrelerinde geri besleme olmadığı için polleri de yoktur. Bu yüzden her zaman kararlıdırlar.
3. FIR filtrenin tasarımı için analog bir prototipe ihtiyaç yoktur. Dolayısıyla analog eşdeğeri olmayan sayısal filtreler gerçekleştirilebilir.

FIR alçak geçiren filtrenin formülasyonu aşağıda verilmektedir:

Sayısal darbe transfer fonksiyonu;

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nT) z^{-n} \quad (3.6)$$

ile verilmiş olsun. f_s örnekleme frekansı, $r = f/f_s$ normalize frekans, $z = e^{j2\pi r}$ olmak üzere:

$$H(e^{j2\pi r}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(nT) e^{-j2\pi n r} \quad (3.7)$$

şeklinde yazılabilir. Bir darbe transfer fonksiyonunun birim darbe cevabı değerleri

$$h(nT) = \int_{-1/2}^{1/2} H(e^{j2\pi r}) e^{j2\pi n r} dr \quad (3.8)$$

ile verilmektedir.

İdeal bir sayısal alçak geçiren filtre, r_d filtrenin istenen kesim frekansı olmak üzere aşağıdaki sayısal transfer fonksiyonu ile ifade edilebilir:

$$H_d(e^{j2\pi r}) = \begin{cases} 1 & |r| \leq r_d \\ 0 & r_d < |r| < 0,5 \end{cases} \quad (3.9)$$

(3.9)'daki mutlak değer ifadeleri daha açık bir şekilde düzenlenerek;

$$H_d(e^{j2\pi r}) = \begin{cases} 0 & -0,5 < r < -r_d \\ 1 & -r_d \leq r \leq r_d \\ 0 & r_d < r < 0,5 \end{cases} \quad (3.10)$$

elde edilir. Bu ifade, (3.8) denkleminde integral sınırları düzenlenerek aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$h_d(nT) = \int_{-1/2}^{-r_d} 0 \cdot e^{j2\pi n r} dr + \int_{-r_d}^{r_d} 1 \cdot e^{j2\pi n r} dr + \int_{r_d}^{1/2} 0 \cdot e^{j2\pi n r} dr$$

bu ifadedeki birinci ve üçüncü integral terimleri sıfıra eşit olduğundan

$$h_d(nT) = \int_{-r_d}^{r_d} e^{j2\pi n r} dr = \frac{1}{j2\pi n} (e^{j2\pi n r_d} - e^{-j2\pi n r_d})$$

olarak sadeleştirilebilir. Sonuç olarak ideal alçak geçiren filtre birim darbe cevabı

$$h_d(nT) = \frac{\sin(2r_d \pi n)}{\pi n} \quad (3.11)$$

elde edilir. Bu ifade ile ideal alçak geçiren filtrenin $(-\infty < n < \infty)$ aralığında filtre ağırlıkları hesaplanabilir. Ancak uygulamada n değerinin $-\infty$ 'dan $+\infty$ 'a kadar değişmesi mümkün değildir. Bu sebeple n belirli değerler arasında (artık ideal olmayan filtre elde edilmektedir) sınırlandırılır. Bu sınırlama işlemi için pencere fonksiyonları kullanılmaktadır.

$$w_R(n) = \begin{cases} 1 & |n| \leq M \\ 0 & |n| > M \end{cases} \quad (3.12)$$

ile tanımlanan bir pencere fonksiyonu dikdörtgen pencere fonksiyonu olup ideal filtre birim darbe cevabının belirli bir noktadan sonra kesildiği (truncation) hale karşılık gelir. Daha açık bir ifadeyle sonsuz uzunluktaki bir Fourier serisinin sonlu uzunlukta Fourier serisine dönüştürülmesi olarak yorumlanabilir. Dikdörtgen pencereli alçak geçiren filtre birim darbe cevabı aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$h_R(nT) = \begin{cases} \frac{\sin(2r_d \pi n)}{\pi n} & -M \leq n \leq M \text{ ve } n \neq 0 \\ 2r_d & n = 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

(3.12) ile verilen kesme işlemi sonucu Gibbs olayı adı verilen hata ortaya çıkar. Bu hatayı düzeltmek yada azaltmak için çeşitli pencere fonksiyonları önerilmektedir. Bunlardan birisi olan Hamming penceresi bu çalışmada da tercih edilecektir. Hamming pencere fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$w_H(n) = 0,54 + 0,46 \cos \frac{\pi n}{M} \quad -M \leq n \leq M \quad (3.14)$$

Hamming pencereli alçak geçiren filtre birim darbe cevabı

$$h_H(nT) = w_H(n) h_R(nT) \quad -M \leq n \leq M \quad (3.15)$$

olmaktadır. Sözkonusu filtrenin darbe transfer fonksiyonu;

$$H_H(z) = \sum_{n=-M}^M h_H(nT) z^{-n} \quad (3.16)$$

ile verilmekte olup bu $N_f = 2M+1$ adet filtre ağırlığı içeren nedensel olmayan filtre transfer fonksiyonudur. Filtrenin genlikler oranını veren denklem $h_H(-nT) = h_H(nT)$ olduğu da gözönüne alınarak aşağıda çıkarılmaktadır:

$$H_H(z) = h_H(0) z^0 + \sum_{n=1}^M h_H(nT) (z^n + z^{-n})$$

Bu ifadede $z = e^{j2\pi r}$ yazılırsa;

$$H_H(e^{j2\pi r}) = h_H(0) + \sum_{n=1}^M h_H(nT) (e^{j2\pi n r} + e^{-j2\pi n r})$$

elde edilir. Euler teoremi kullanılarak,

$$H_H(e^{j2\pi r}) = h_H(0) + \sum_{n=1}^M h_H(nT) 2 \cos(2\pi n r)$$

bulunur. Denklem tekrar düzenlenirse;

$$H_H(e^{j2\pi r}) = 2 \left[r_d + \sum_{n=1}^M (0,54 + 0,46 \cos \frac{\pi n}{M}) \frac{\sin(2 r_d \pi n)}{\pi n} \cos(2\pi n r) \right] \quad (3.17)$$

elde edilir.

(3.17) denkleminde bakıldığında transfer fonksiyonunun gerçek olduğu (imajiner kısmı olmadığı) dolayısıyla faz açısı cevabının bütün r değerleri için sıfır olduğu görülür. Bu ise nedensel olmayan bu filtrenin hem gecikmeye hemde faz çarpılmasına yol açmadığını kanıtlar. Genlikler oranı ifadesi ise;

$$A_H(r) = 2 \left[r_d + \sum_{n=1}^M (0,54 + 0,46 \cos \frac{\pi n}{M}) \frac{\sin(2 r_d \pi n)}{\pi n} \cos(2\pi n r) \right] \quad (3.18)$$

şeklinde yazılabilir.

3.6. Sayısal Türev Alıcılar

İdeal analog türev alıcının transfer fonksiyonu:

$$G(s) = s \quad (3.19)$$

Bu fonksiyonun kompleks değişkenli fonksiyonu $s \rightarrow j\omega$ yazılarak;

$$G(j\omega) = j\omega \quad (3.20)$$

ile tanımlanmaktadır [20].

$\omega = 2\pi f$, $r = f/f_s$ eşitlikleri (3.20)'de yazılırsa istenen sayısal filtre cevabı:

$$H_d(e^{j2\pi r}) = j2\pi f_s r \quad (3.21)$$

elde edilir. Birim darbe cevabı (istenen)

$$h_d(nT) = \int_{-1/2}^{1/2} H_d(e^{j2\pi r}) e^{j2\pi nr} dr \quad (3.22)$$

$$h_d(nT) = \int_{-1/2}^{1/2} j2\pi f_s r e^{j2\pi nr} dr = j2\pi f_s \int_{-1/2}^{1/2} r e^{j2\pi nr} dr$$

bu ifadeye kısmi integrasyon yöntemi uygulanırsa;

$$h_d(nT) = j2\pi f_s \left(r \frac{1}{j2\pi n} e^{j2\pi nr} \Big|_{-1/2}^{1/2} - \frac{1}{j2\pi n} \int_{-1/2}^{1/2} e^{j2\pi nr} dr \right)$$

$$h_d(nT) = \frac{f_s}{n} \left[\frac{1}{2} (e^{j\pi n} + e^{-j\pi n}) - \frac{1}{j2\pi n} (e^{j\pi n} - e^{-j\pi n}) \right]$$

Euler teoremi kullanılarak;

$$h_d(nT) = \frac{f_s}{n} \left(\cos \pi n - \frac{1}{\pi n} \sin \pi n \right) \quad (3.23)$$

bulunur. $\cos \pi n = (-1)^n$ ve $\frac{\sin \pi n}{\pi n} = \delta(n)$ ifadeleri yerine yazılarak istenen türev alıcı birim darbe cevabı:

$$h_d(nT) = \begin{cases} 0, & n = 0 \\ \frac{f_s}{n} (-1)^n, & n \neq 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

elde edilir.

(3.24) formülü $(-\infty < n < \infty)$ aralığında ideal türev alıcı içindir. $-M < n < M$ aralığı için dikdörtgen pencere (3.12)'de verilmektedir. Dikdörtgen pencereli türev alıcı birim darbe cevabı ise;

$$h_R(nT) = w_R(n) h_d(nT) \quad (3.25)$$

$$h_R(nT) = \begin{cases} 0, & n = 0 \text{ ve } |n| > M \\ \frac{f_s}{n} (-1)^n, & n \neq 0 \text{ ve } |n| \leq M \end{cases} \quad (3.26)$$

Dikdörtgen pencere kullanılması türev alıcıda da Gibbs olayına dolayısıyla hataya yol açmaktadır. Bu hatalar diğer pencere fonksiyonları kullanılarak azaltılabilir. Bu amaçla Hamming penceresi seçilmiştir. ((3.14) denkleminde bakınız) Hamming pencereli türev alıcı birim darbe cevabı (3.15) denklemiyle ifade edilebilir. Türev alıcının darbe transfer fonksiyonu olarak (3.16) kullanılabilir. Türev alıcının uzunluğu $N_f = 2M+1$ olarak verilmektedir. Türev alıcının genlikler oranı

$$h_H(-nT) = -h_H(nT)$$

olduğu da gözönüne alınarak aşağıda çıkarılmaktadır. Türev alıcının darbe transfer fonksiyonu (3.16) denklemi ile verilmiş olsun.

$$H_H(z) = \sum_{n=-M}^M h_H(nT) z^{-n} = \sum_{n=-M}^{-1} h_H(nT) z^{-n} + h_H(0) z^0 + \sum_{n=1}^M h_H(nT) z^{-n}$$

$$H_H(z) = \sum_{n=1}^M h_H(-nT) z^n + 0 \cdot z^0 + \sum_{n=1}^M h_H(nT) z^{-n}$$

$$H_H(z) = \sum_{n=1}^M -h_H(nT) z^n + \sum_{n=1}^M h_H(nT) z^{-n}$$

$$H_H(z) = \sum_{n=1}^M -h_H(nT) (z^n - z^{-n})$$

$z = e^{j2\pi r}$ dönüşümü yapılarak;

$$H_H(e^{j2\pi r}) = \sum_{n=1}^M -h_H(nT) (e^{j2\pi nr} - e^{-j2\pi nr})$$

Euler teoremi kullanılarak;

$$H_H(e^{j2\pi r}) = \sum_{n=1}^M -h_H(nT) 2j \sin(2\pi nr)$$

$$H_H(e^{j2\pi r}) = - \sum_{n=1}^M (0,54 + 0,46 \cos \frac{\pi n}{M}) \frac{f_s}{n} (-1)^n 2j \sin(2\pi nr) \quad (3.27)$$

elde edilir.

(3.27) denklemine bakıldığında transfer fonksiyonunun imajiner olduğu (gerçek kısmı olmadığı) görülmektedir. Bu ise söz konusu nedensel olmayan transfer fonksiyonunun (sadece türev etkisinden kaynaklanan) 90° ileriye sabit faz açısı

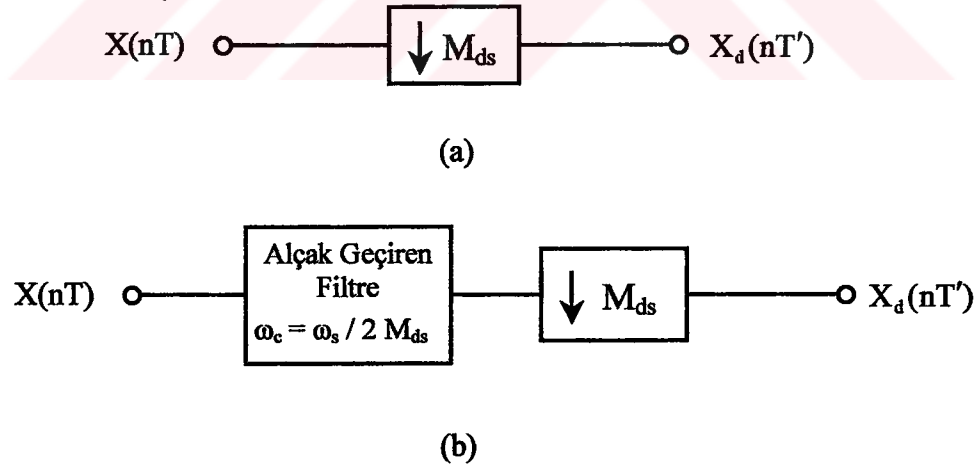
değişmesine sebep olduğu, bunun dışında faz açısı çarpılması meydana getirmediği anlamına gelmektedir. Genlikler oranı ifadesi ise:

$$A_H(r) = -\sum_{n=1}^M (0,54 + 0,46 \cos \frac{\pi n}{M}) \frac{f_s}{n} (-1)^n 2 \sin(2 \pi n r) \quad (3.28)$$

şeklinde yazılabilir.

3.7. Desimatörler

Birçok teknik nedenden ötürü bir örnekleme frekansını kullanarak ayrık zamanlı bir işareti depolamak yada kaydetmek fakat başka bir örnekleme frekansını kullanarak iletmek yada işlemek tercih edilebilir. Bir örnekleme frekansından diğerine dönüşüm dolaylı yolla, ayrık zamanlı işareti sürekli zamanlı işarete dönüştürüp sonra farklı bir hızda örnekleme yoluyla gerçekleştirilebilir. Ancak bu yöntem, kuantizasyon gürültüsü, $\sin\omega/\omega$ çarpılması vs. gibi sorunlar meydana getirecektir. Bu sebeple analoğa çevirmeden desimatör ve interpolatör olarak bilinen bir tür sayısal filtreler kullanarak ayrık zaman domeninde dönüşüm diğer bir seçenek olarak düşünülebilir.



Şekil 3.7 a) Aşağıya örnekleyici b) Desimatör

Desimatörler örnekleme frekansını azaltmak için kullanılırken interpolatörler artırmak için kullanılırlar. Önerilen çalışmada sadece frekans azaltması yapıldığı için desimatörlere yer vermekle yetinilecektir. M_{ds} frekans azaltma oranı olmak üzere

Şekil 3.7’de hem aşağıya örnekleyici hemde desimatörün blok diyagramı görülmektedir.

Eğer bir sayısal veri sadece M_{ds} adımda bir sayısal olarak örneklenerek frekansı düşürülüyorsa bu olaya aşağıya örnekleme (down sampling) adı verilmekte olup işaretin yüksek frekans içeriğinden dolayı sayısal aliasing etkileri ortaya çıkmaktadır. Bu sebeple aşağıya örneklemeden önce uygun bir alçak geçiren sayısal filtreden geçirilen veride, yüksek frekans içeriği olmayacağından sayısal aliasing etkileri olmayacaktır. Önce sayısal alçak geçiren filtreleme sonra aşağıya örnekleme şeklinde olan bu konfigürasyona desimatör adı verilmektedir.

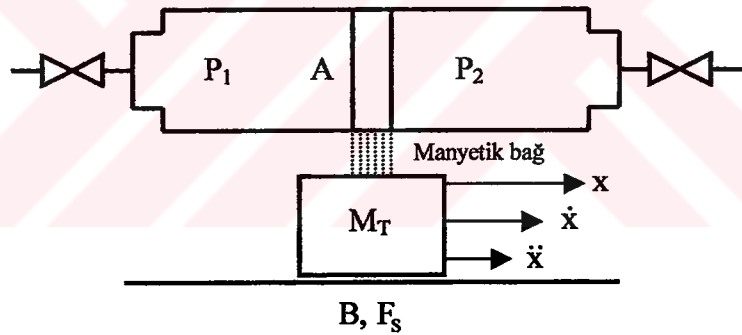


4. PNÖMATİK SİSTEMİN MATEMATİK MODELİ

4.1. Giriş

Pnömatik sistem başlıca üç kısımdan oluşmaktadır: Bunlardan ilki, hareketin üretildiği piston ve araba kütlelerinin dinamiğini ifade eden silindir (mekanik) modeli, ikincisi silindirdeki odacıklardaki basınç değişimlerini ifade eden basınç modeli, üçüncüsü ise silindir odacıklarına giren yada çıkan hava debilerini ifade eden valf modelidir.

4.2. Silindir Modeli



Şekil 4.1 Çubuksuz silindir dinamiği şematik gösterimi

Şekil 4.1'de gösterilen model için:

x : Konum (m)

$v = \dot{x}$: Hız (m/s)

$a = \ddot{x}$: İvme (m/s^2)

P_1 : 1. odacıktaki basınç (bar)

P_2 : 2. odacıktaki basınç (bar)

A : Çubuksuz silindir piston kesit alanı (m^2)

M_T : Toplam hareketli kütle (kg)

B : Viskoz sürtünme kuvveti katsayısı (kg/s)

F_S : Statik veya dinamik (Coulomb) kuru sürtünme kuvveti (N)

olarak verilsin. Arabanın hareket denklemi:

$$M_T \ddot{x} + B \dot{x} + F_S = A (P_1 - P_2) \quad (4.1)$$

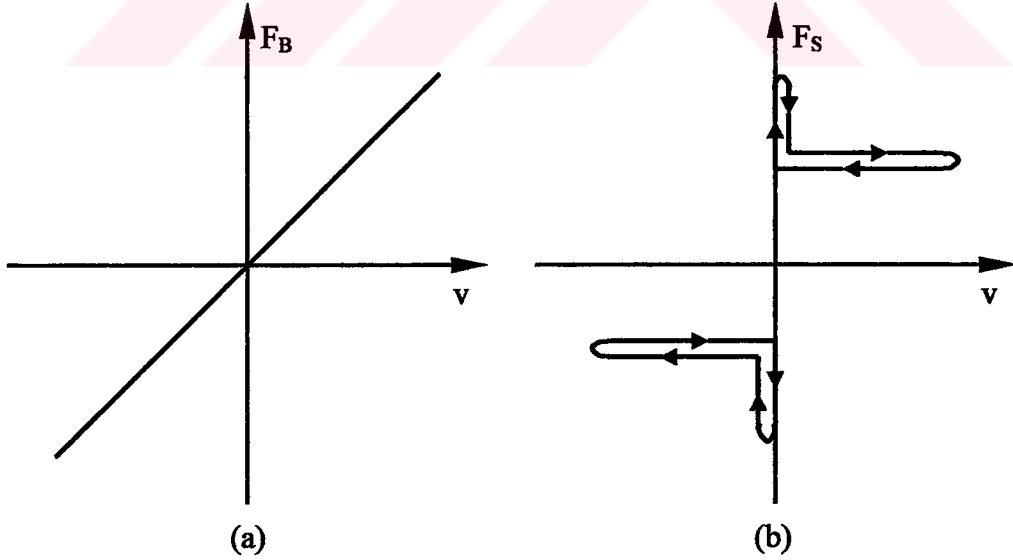
şeklinde olup $\ddot{x}$ yalnız bırakılırsa;

$$\ddot{x} = -\frac{B}{M_T} \dot{x} + \frac{A}{M_T} (P_1 - P_2) - \frac{F_S}{M_T} \quad (4.2)$$

elde edilir. $v = \dot{x}$ olduğundan;

$$\dot{v} = -\frac{B}{M_T} v + \frac{A}{M_T} (P_1 - P_2) - \frac{F_S}{M_T} \quad (4.3)$$

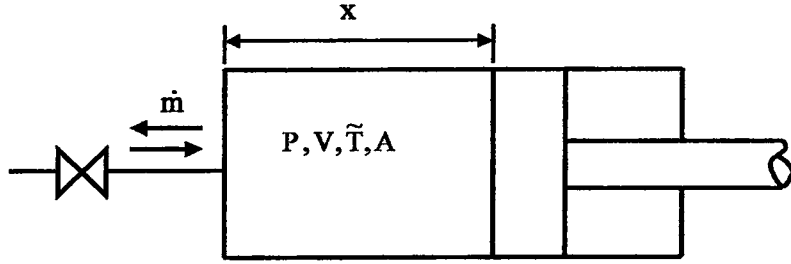
bulunur. Pistonun hareketsiz olduğu halde sistemde bulunan statik kuru sürtünme kuvveti hareketin başlamasıyla birlikte yerini dinamik (Coulomb) kuru sürtünme kuvveti ve viskoz sürtünme kuvvetine bırakır. Viskoz sürtünme ve kuru sürtünme kuvvetlerinin hızla ilişkisi Şekil 4.2’de verilmektedir.



Şekil 4.2 Sürtünme-hız ilişkileri: (a) viskoz sürtünme, (b) kuru sürtünme

4.3. Basınç Modeli

Basınç denklemlerini elde etmek için kapalı bir hacimdeki (kontrol hacmi) havanın, hacme eklenen veya çıkarılan hava debisi ve kontrol hacminin büyüklüğünün değişmesi (büyümesi veya küçülmesi) halinde göstereceği basınç değişikliği incelenecektir. Böyle bir kontrol hacmi Şekil 4.3'te gösterilmektedir.



Şekil 4.3 Pnömatik bir kontrol hacminin basitçe gösterimi

m : Havanın kütlesi (kg)

V : Kontrol hacmi (m^3)

ρ : Havanın yoğunluğu (kg/m^3)

olmak üzere;

$$m = \rho V \quad (4.4)$$

ile verilmektedir. Havanın kütle debisi ise birim zamandaki kütle değişimi olup;

$$\dot{m} = \frac{dm}{dt} = \frac{d}{dt}(\rho V) \quad (4.5)$$

şeklindedir. Hava, ideal gaz kabul edilirse R evrensel gaz sabiti, P kontrol hacmi basıncı, $\tilde{T}$ kontrol hacmi sıcaklığı ($^{\circ}K$) olmak üzere;

$$\rho = \frac{P}{R \tilde{T}} \quad (4.6)$$

yazılabilir. (4.6), (4.5)'te yazılırsa;

$$\dot{m} = \frac{d}{dt} \left(\frac{P V}{R \tilde{T}} \right) \quad (4.7)$$

elde edilir. Bu ifadedeki türevler kaldırılarak rahatlıkla ideal gaz denkleminde geçilebilir [21]:

$$P V = m R \tilde{T} \quad (4.8)$$

Enerjinin korunumu ilkesine göre kapalı bir sistemde depolanan enerji sisteme giren ve çıkan enerjilerin farkına eşittir. Sistemde hem ısı akışının olduğu hem de sistemin iş yaptığı düşünülerek ve enerjinin korunumu ilkesi uygulanarak;

$$\sum \dot{m}_g h'_g - \sum \dot{m}_\varphi h'_\varphi + \left(\frac{dQ}{dt} - \frac{dW}{dt} \right) = \frac{dE}{dt} \quad (4.9)$$

elde edilir. Burada;

$\dot{m}_g$: Kontrol hacmine giren havanın kütleli debisi

h'_g : Kontrol hacmine giren havanın birim kütleli toplam enerjisi

$\dot{m}_\varphi$: Kontrol hacminden çıkan havanın kütleli debisi

h'_φ : Kontrol hacminden çıkan havanın birim kütleli toplam enerjisi

Q : Kontrol hacmindeki ısı akışı

W : Kontrol hacminin çevreye yaptığı iş

E : Kontrol hacmindeki havanın enerjisi

olmaktadır.

Gaz molekülleri devamlı olarak hareket halindedirler. Bu daimi hareket milyonlarca gaz molekülünün aralarında çarpışmalarından meydana gelmektedir. Hareket halindeki moleküllerin kinetik enerjileri vardır. Her hareket halindeki molekül ya diğer bir molekül veya içinde bulunduğu kabın cidarına çarpıncaya kadar belirsiz bir yönde yol alır. Yapılan kaba tahminlere göre oda sıcaklığındaki bazı moleküllerin gelişigüzel yöndeki hızı 500 m/s kadar olup çarptığı diğer bir molekül veya içinde bulunduğu kap cidarı arasındaki ortalama katettiği uzaklık ise 0,0001 mm kadardır. Gaz moleküllerinin içinde bulundukları kabın cidarlarına çarpma sayısı o gazın

basıncına bağlıdır. Bir gazda bulunan bütün moleküller aynı kinetik enerjiye sahip olmamakla beraber bu moleküllerin büyük çoğunluğunun enerji değeri bütün moleküllerin ortalama kinetik enerji miktarına yakın bir değerdedir. Sıcaklıktaki herhangi bir artış moleküllerin hareket hızlarını artırır. Böylece bir gazın sıcaklığı, moleküllerin ortalama kinetik enerjisinin bir ölçüsüdür. Sıcaklık ve basınç değişmediği takdirde, bir kab içinde bulunan bir gaz daima sabit şartlarda bulunur. Bu da, gaz moleküllerinin birbirlerine veya cidara çarpmalarıyla kinetik enerjilerinden herhangi bir eksilme olmadığını gösterir. Yani bu moleküller birbirlerine çarptığı zaman, daima kinetik enerjilerini olduğu gibi korurlar. Aksi halde gaz moleküllerinin sürekli hareketi zamanla durmuş olurdu [22].

Belirli bir gaz kütlesi için moleküllerin hızı, mutlak sıcaklığın karekökü ile doğru orantılıdır. Diğer bir deyişle bir gazın mutlak sıcaklığı ile hızının karesi doğru orantılıdır. Bir cismin kinetik enerjisi:

$$E = \frac{1}{2} m v_m^2 \quad (4.10)$$

ile verilmektedir. Gazlar için $\tilde{T} \propto v_m^2$ olduğundan gazın kinetik enerjisi için $E \propto \tilde{T}$ yazılabilir. Boyut analizi de yapılarak bu ifade;

$$E = c_v m \tilde{T} = c_v \rho V \tilde{T} \quad (4.11)$$

şeklinde somutlaştırılabilir. Burada c_v havanın sabit hacimdeki özgül ısıdır.

Kontrol hacmine giren veya kontrol hacminden çıkan havanın birim kütlesinin toplam enerjisi aşağıda verilmektedir:

$$h' = u_h + \frac{P}{\rho} + \frac{v_h^2}{2} + g z_h = \tilde{h} + \frac{v_h^2}{2} + g z_h \quad (4.12)$$

Burada:

$\tilde{h}$: Havanın entalpisi

u_h : Havanın birim kütlesinin iç enerjisi

z_h : Yükseklik

v_h : Havanın hızı

g : Yerçekimi ivmesidir.

Havanın hızı ve yükseklik enerjisi ihmal edilerek;

$$h' = \tilde{h} = c_p \tilde{T} \quad (4.13)$$

yazılabilir. Burada c_p havanın sabit basınçtaki özgül ısıdır.

Fizikte iş, uygulanan kuvvet ile cisme kazandırdığı yolun çarpımı olarak tanımlanır. Bir silindirde pistonun hareketi bir iş yapıldığının göstergesidir. Silindir basıncı P , piston kesit alanı A olmak üzere pistona yaptırılan sonsuz küçük dx yerdeğiştirmesinden doğan iş dW olsun. Aşağıdaki ifade yazılabilir:

$$dW = P A dx \quad (4.14)$$

Silindir hacmi:

$$V = A x \quad (4.15)$$

ve

$$dV = A dx \quad (4.16)$$

(4.16), (4.14)'te yerine yazılırsa:

$$dW = P dV \quad (4.17)$$

bulunur. Bu işin dt ile ifade edilen sonsuz küçük bir zamanda yapıldığı kabul edilerek işin zamana göre değişimi aşağıdaki gibi olur:

$$\frac{dW}{dt} = P \frac{dV}{dt} \quad (4.18)$$

(Yukarıdaki ifadelerde dx sonsuz küçük yerdeğiştirmesi boyunca P basıncının sabit kaldığı kabul edilmektedir.)

(4.11), (4.13) ve (4.18) ifadeleri (4.9)'da yerine konursa;

$$c_p \dot{m} \tilde{T} - P \frac{dV}{dt} + \frac{dQ}{dt} = \frac{d}{dt} (c_v \rho V \tilde{T}) \quad (4.19)$$

bulunur. Özgöl ısılar, özgöl ısılar oranı ve gaz sabiti arasında γ özgöl ısılar oranı olmak üzere aşağıdaki bağıntılar vardır:

$$c_p = \frac{\gamma R}{\gamma - 1} \quad \gamma = \frac{c_p}{c_v} \quad R = c_p - c_v \quad (4.20)$$

Kontrol hacmi ile çevre arasında ısı alışverişi olmadığı (adyabatik hal değişimi) kabul edilirse;

$$c_p \dot{m} \tilde{T} - P \frac{dV}{dt} = \frac{c_v}{R} \frac{d}{dt} (P V) \quad (4.21)$$

Türevin özellikleri kullanılarak ve her iki taraf c_p 'ye bölünerek;

$$\dot{m} \tilde{T} - \frac{P}{c_p} \frac{dV}{dt} = \frac{1}{\gamma R} \left(V \frac{dP}{dt} + P \frac{dV}{dt} \right) \quad (4.22)$$

bulunur. (4.20) ifadeleri kullanılarak (4.22) basınç değişimi yalnız kalacak şekilde düzenlenirse:

$$\frac{dP}{dt} = \frac{\gamma R \tilde{T} \dot{m}}{V} - \gamma \frac{P}{V} \frac{dV}{dt} \quad (4.23)$$

elde edilir. (4.15) denkleminin zamana göre türevi;

$$\frac{dV}{dt} = A \frac{dx}{dt} \quad (4.24)$$

(4.15) ve (4.24), (4.23)'te yazılırsa:

$$\frac{dP}{dt} = \frac{\gamma R \tilde{T} \dot{m}}{A x} - \gamma \frac{P}{A x} \left(A \frac{dx}{dt} \right) \quad (4.25)$$

$$\dot{P} = \frac{dP}{dt}, \text{ ve } \dot{x} = \frac{dx}{dt} \text{ olsun;}$$

$$\dot{P} = \frac{\gamma R \tilde{T} \dot{m}}{A x} - \gamma P \frac{\dot{x}}{x} \quad (4.26)$$

olarak bir kontrol hacmindeki basınç değişimini hem giren/çıkan kütle debileri hem de piston hızına bağlı olarak (adyabatik varsayım) veren denklem elde edilmektedir.

4.4. Valf Modeli

Bir kesitten geçen izentropik sıkıştırılabilir kütle akış fonksiyonu c_M ;

P_{vc} : Daralan geçitteki (vena contracta) statik basınç

P_u : Valfteki akışı yaratan basınç

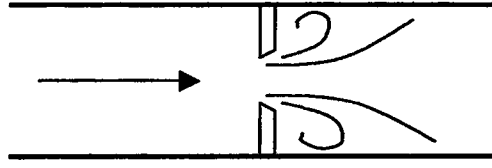
P_d : Valfteki akışın doldurduğu hacmin basıncı

S : Valf açıklığı

r_{pc} : Kritik basınç oranı

r_p : Basınçlar oranı olmak üzere;

$$c_M = \begin{cases} P_u \sqrt{\frac{2\gamma}{R\tilde{T}(\gamma-1)} \left[\left(\frac{P_{vc}}{P_u} \right)^{\frac{2}{\gamma}} - \left(\frac{P_{vc}}{P_u} \right)^{\frac{\gamma+1}{\gamma}} \right]} & 1 \geq r_p = \frac{P_{vc}}{P_u} \geq r_{pc} \\ P_u \sqrt{\frac{\gamma}{R\tilde{T}} \left(\frac{2}{\gamma+1} \right)^{\frac{\gamma+1}{\gamma-1}}} & r_p = \frac{P_{vc}}{P_u} \leq r_{pc} \end{cases} \quad (4.27)$$



Şekil 4.4 Daralan geçit (vena contracta)

ile verilir. r_{pc} kritik basınç oranı olup $\gamma=1,4$ (hava) için değeri $r_{pc} = 0,528$ 'dir. Bu orandan daha küçük basınç oranlarında boğulmuş akış meydana geldiği için kütle debisi sabit kalır. Şekil 4.4'te daralan geçitteki boğulmuş akış gösterilmektedir. Valften akan akışkanın kütledebisi ise c_d valfe ait boşaltma katsayısı olmak üzere;

$$\dot{m} = c_d S c_M \quad (4.28)$$

olur. (4.27) ve (4.28) denklemleri birleştirilirse:

$$\dot{m} = \begin{cases} c_d S \frac{P_u}{\sqrt{\tilde{T}}} \sqrt{\frac{2\gamma}{R(\gamma-1)} \left(r_p^{2/\gamma} - r_p^{(\gamma+1)/\gamma} \right)} & 1 \geq r_p \geq r_{pc} \\ c_d S \frac{P_u}{\sqrt{\tilde{T}}} \sqrt{\frac{\gamma}{R} \left(\frac{2}{\gamma+1} \right)^{\frac{\gamma+1}{\gamma-1}}} & r_p \leq r_{pc} \end{cases} \quad (4.29)$$

$$\dot{m} = \begin{cases} c_d S \frac{P_u}{\sqrt{\tilde{T}}} \sqrt{\frac{2\gamma}{R(\gamma-1)} \left(r_p^{2/\gamma} - r_p^{(\gamma+1)/\gamma} \right)} & 1 \geq r_p \geq r_{pc} \\ c_d S \frac{P_u}{\sqrt{\tilde{T}}} \sqrt{\frac{2}{R} \left(\frac{\gamma}{\gamma+1} \right) \left(\frac{2}{\gamma+1} \right)^{\frac{2}{\gamma-1}}} & r_p \leq r_{pc} \end{cases} \quad (4.30)$$

elde edilir. (4.30) ile (4.26) birleştirilirse;

$$\dot{P} = \frac{\tilde{f}}{x} S - \gamma P \frac{\dot{x}}{x} \quad (4.31)$$

Burada:

$$\tilde{f} = \frac{\gamma R \tilde{T}}{A} c_d \frac{P_u}{\sqrt{\tilde{T}}} \sqrt{\frac{2}{R}} Y(r_p) \quad (4.32)$$

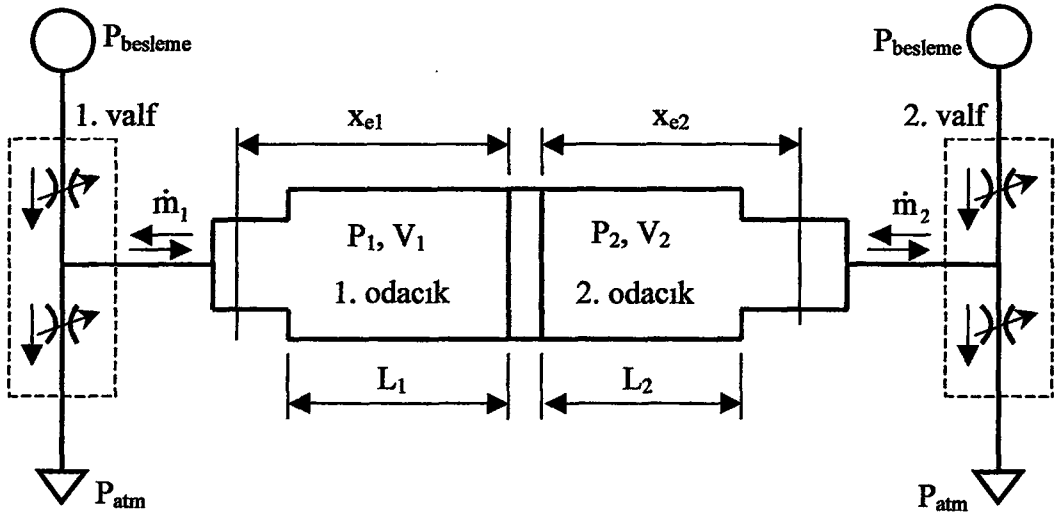
olup, düzenlenirse:

$$\tilde{f} = \frac{\gamma}{A} c_d \sqrt{2R \tilde{T}} P_u Y(r_p) \quad (4.33)$$

halini alır. $Y(r_p)$ ise aşağıda verilmektedir:

$$Y(r_p) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma-1}} \sqrt{r_p^{2/\gamma} - r_p^{(\gamma+1)/\gamma}} & 1 \geq r_p \geq r_{pc} \\ \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} \sqrt{(2/(\gamma+1))^{2/(\gamma-1)}} & r_p \leq r_{pc} \end{cases} \quad (4.34)$$

4.5. Silindir, Basınç ve Valf Modellerinin Deney Düzenine Uygulanması



Şekil 4.5 Servovalflerle çubuksuz silindirin şematik diyagramı

Bu çalışmada kullanılan servovalflerle çubuksuz silindir arasındaki ilişki Şekil 4.5'te gösterilmektedir. Şekilde verilen sembollerin anlamları aşağıda verilmektedir:

- x : Ölçülen konum
 $\dot{x}$: x 'den türetilen hız
 L_S : Strok ($L_S = L_1 + L_2$)
 x_{e1} : 1. odacık için eşdeğer konum
 x_{e2} : 2. odacık için eşdeğer konum
 V_{O1} : 1. odacık için silindir içindeki durdurucu (stopper) ve valfe kadar olan boruların oluşturduğu ölü hacim
 V_{O2} : 2. odacık için silindir içindeki durdurucu (stopper) ve valfe kadar olan boruların oluşturduğu ölü hacim
 olmak üzere:

$$x_{e1} = \frac{V_{O1}}{A} + x \quad x_{e2} = \frac{V_{O2}}{A} + L_S - x \quad (4.35)$$

$\frac{V_{O1}}{A} = 0,029$ m ve $\frac{V_{O2}}{A} = 0,045$ m olarak hesaplanmış olup strok $L_S = 0,5$ m için (4.35) denklemi aşağıdaki hali alır:

$$x_{e1} = 0,029 + x \quad x_{e2} = 0,545 - x \quad (4.36)$$

(4.36)'nın türevleri ise;

$$\dot{x}_{e1} = \dot{x} \quad \dot{x}_{e2} = -\dot{x} \quad (4.37)$$

(4.31) denklemi genel bir silindirdeki piston ve kontrol hacmi için çıkartılmıştı. Bu denklem Şekil 4.5'te verilen sistem için düzenlenirse;

$$\dot{P}_1 = \frac{\tilde{f}_1}{x_{e1}} S_1 - \gamma P_1 \frac{\dot{x}_{e1}}{x_{e1}} \quad (4.38a)$$

$$\dot{P}_2 = \frac{\tilde{f}_2}{x_{e2}} S_2 - \gamma P_2 \frac{\dot{x}_{e2}}{x_{e2}} \quad (4.38b)$$

Burada c_{d1} 1. valfin boşaltma katsayısı, c_{d2} 2. valfin boşaltma katsayısı, $r_{p1} = \frac{P_{vc1}}{P_{u1}}$,

$r_{p2} = \frac{P_{vc2}}{P_{u2}}$ olmak üzere:

$$\tilde{f}_1 = \frac{\gamma}{A} c_{d1} \sqrt{2R\tilde{T}_1} P_{u1} Y(r_{p1}) \quad (4.39a)$$

$$\tilde{f}_2 = \frac{\gamma}{A} c_{d2} \sqrt{2R\tilde{T}_2} P_{u2} Y(r_{p2}) \quad (4.39b)$$

ve

$$Y_1(r_{p1}) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma-1}} \sqrt{r_{p1}^{2/\gamma} - r_{p1}^{(\gamma+1)/\gamma}} & 1 \geq r_{p1} \geq r_{pc} \\ \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} \sqrt{(2/(\gamma+1))^{2/(\gamma-1)}} & r_{p1} \leq r_{pc} \end{cases} \quad (4.40a)$$

$$Y_2(r_{p2}) = \begin{cases} \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma-1}} \sqrt{r_{p2}^{2/\gamma} - r_{p2}^{(\gamma+1)/\gamma}} & 1 \geq r_{p2} \geq r_{pc} \\ \sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} \sqrt{(2/(\gamma+1))^{2/(\gamma-1)}} & r_{p2} \leq r_{pc} \end{cases} \quad (4.40b)$$

denklemleri yazılabilir. P_{u1} , P_{u2} , P_{vc1} ve P_{vc2} 'nin değerleri valflerin çalışma durumuna göre Tablo 4.1'de verilmektedir.

(4.38a) ve (4.38b) denklemleri ise (4.36) ve (4.37) eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki gibi basitleştirilebilir:

$$\dot{P}_1 = \frac{\tilde{f}_1}{0,029 + x} S_1 - \gamma P_1 \frac{\dot{x}}{0,029 + x} \quad (4.41a)$$

$$\dot{P}_2 = \frac{\tilde{f}_2}{0,545 - x} S_2 + \gamma P_2 \frac{\dot{x}}{0,545 - x} \quad (4.41b)$$

Tablo 4.1 Valflerin çalışma durumuna göre P_{u1} , P_{u2} , P_{vc1} ve P_{vc2} 'nin değerleri

Valf	Valfin çalışma durumu	P_{u1}	P_{u2}	P_{vc1}	P_{vc2}
1. valf	Besleme basıncına bağlı	P_b	-	$0,9 P_1$	-
	Atmosfere açık	P_1	-	$0,9 P_{atm}$	-
2. valf	Besleme basıncına bağlı	-	P_b	-	$0,9 P_2$
	Atmosfere açık	-	P_2	-	$0,9 P_{atm}$

Deney düzeneğinde kullanılan elektropnömatik oransal valfler servo özelliğini haiz oldukları için valflere uygulanan akım ile valf açıklıkları değil, odacıklarda oluşması istenen basınçlar (referans basınçları) tayin edilmekte dolayısıyla valfler bu basınçları gerçekleştirmek üzere kendi iç yapılarındaki basınç geribeslemesi sayesinde kendiliklerinden açılıp kapanmaktadır. k_1 ve k_2 valflere ait sabitler olmak üzere aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$S_1 = k_1 (P_{1ref} - P_1) \quad (4.42a)$$

$$S_2 = k_2 (P_{2ref} - P_2) \quad (4.42b)$$

Deney düzeneğinde yapılan deneyler sonucu valflere uygulanan gerilim değerlerine karşılık gelen basınçlar (sürekli rejim elde edildikten sonra okunduğu için referans basınçları olmakta) Tablo 4.2a ve Tablo 4.2b'de verilmektedir:

Tablo 4.2a u_1 sinyaline karşılık gelen P_{1ref} değerleri

u_1 (Volt)	0,3	0,5	1	1,5	2	2,5
P_{1ref} (Volt)	1,08188	1,20088	1,50300	1,80819	2,10875	2,42156

Tablo 4.2b u_2 sinyaline karşılık gelen P_{2ref} değerleri

u_2 (Volt)	0,3	0,5	1	1,5	2	2,5
P_{2ref} (Volt)	1,10019	1,21156	1,50300	1,79594	2,09806	2,41088

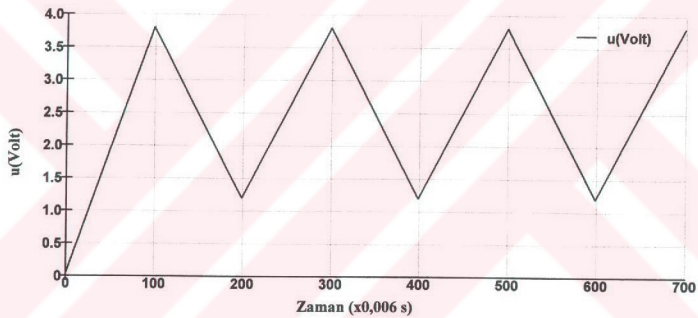
Tablo 4.2a ve Tablo 4.2b'deki değerler doğrusal regresyon yapılarak birer fonksiyon halinde yazılırsa;

$$P_{1ref} = 0,897 + 0,608 u_1 \quad u_1 \geq 0,17 \quad (4.43a)$$

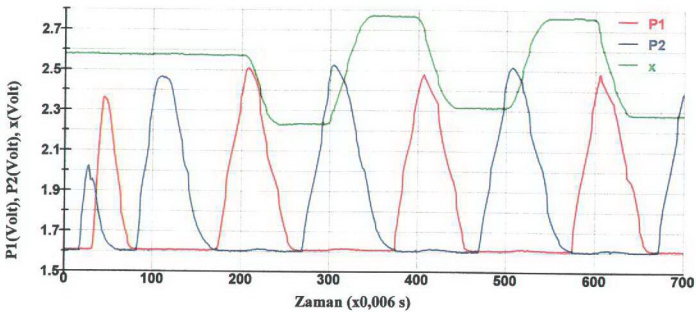
$$P_{2ref} = 0,913 + 0,595 u_2 \quad u_2 \geq 0,15 \quad (4.43b)$$

elde edilir.

$u_1=0,17$ Volt ve $u_2=0,15$ Volt değerlerinde valf 1 bar mutlak basıncı sağlayacak şekilde kapalı kalmakta, $0 < u_1 < 0,17$ Volt ve $0 < u_2 < 0,15$ Volt değerleri arasında ise odacık basınçları sabit olarak 1 bar(m) olduğu halde valf içindeki yayın etkisi ile (orantılı olarak) açık kalmaktadır.



Şekil 4.6 Kuru sürtünmeleri ölçmek amacıyla sisteme uygulanan üçgen dalga giriş



Şekil 4.7 Üçgen dalga girişe sistemin basınç ve konum olarak tepkileri

Deney düzeneğine ait silindir modeline gelince; (4.3) denklemiyle verilen ifadeler aynen geçerli olup, viskoz sürtünme katsayısı sistem tanılama ve modelleme çalışması sonucunda elde edilecektir. Kuru sürtünme katsayıları ise sisteme üçgen dalga dizisi gönderilerek; konum ve basınç değerlerinin kaydedilmesi ve hareketin başlayıp, durduğu noktalardaki basınçların tespit edilerek ortalamalarının alınması ile elde edilmiştir. (Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'ya bakınız. Ayrıntılı gösterim için sonuçlar şekillerde belirli bir noktadan sonra kesilerek kısmen gösterilmiştir.). Sonuçlar Tablo 4.3'te verilmektedir.

Tablo 4.3 Üçgen dalga dizisiyle elde edilen kuru sürtünme katsayıları

	P ₁ (Volt)		P ₂ (Volt)	
	Statik	Dinamik	Statik	Dinamik
	2,2602	1,9427	2,4167	1,9130
	2,4071	2,0058	2,4985	1,9115
	2,3632	1,9805	2,4979	1,9143
	2,3447	1,9607	2,5073	1,9337
	2,2122	1,9844	2,4593	1,9433
	2,2748	1,9465	2,4557	1,8187
	2,2438	1,9737	2,4033	1,9215
	2,3282	1,9937	2,4996	1,8335
	2,2640	1,9920	2,4238	1,8943
	2,3164	1,9862	2,5180	1,9062
Ortalama (Volt)	2,3015	1,9766	2,4680	1,8990
Ortalama (barg)	1,0960	0,5885	1,3563	0,4672
Ortalama (N)	89,2914	47,9453	110,4982	38,0629

5. SİSTEM TANILAMA VE MODELLEME

5.1. Giriş

Tanılama, dinamik bir sistemin modelinin giriş-çıkış ölçümleriyle bulunması anlamına gelir. Eğer bu model; bir çok çıkış (veya ölçüm) ile bir çok giriş (veya kumanda) arasındaki değişimi inceliyorsa; çok değişkenli (multivariable) model olarak adlandırılır. Sistem tanılama süreci, modellerin kurulması, deney verilerinden bilinmeyen sistem parametrelerinin tahmin edilmesini içerir. Modelin bilinmesi, yüksek performanslı kontrol sistemlerinin tasarımı ve gerçekleştirilmesi için önemlidir.

Tanılamada kullanılan matematiksel modeller lineer ve lineer olmayan olmak üzere iki ana grupta toplanabilir: Lineer olmayan modellerin karmaşıklığının yanısıra çok iyi tesis edilmiş genel teorilerinin olmaması, bu modellerin belirli bir çalışma bölgesi civarında lineerleştirilmiş olarak kullanılmasına yolaçmaktadır.

Uygun bir giriş sinyalinin seçimi, tanılama problemlerinin en önemli adımlarından biridir. Bu seçimdeki temel ölçüt, giriş-çıkış verilerinin farklı modeller arasında ayırım yapmaya yetecek ölçüde bilgi içerip içermemesidir. Birbiriyle ilişkisiz (uncorrelated) sözde rastgele ikili diziler (pseudo random binary sequences-PRBS) bu türden uygun giriş sinyallerine örnek olarak verilebilir.

Giriş-çıkış verileriyle sistem tanılama yapılırken frekans cevabı, basamak cevabı, vs. teknikleriyle parametrik olmayan modeller, transfer fonksiyonu, diferansiyel veya fark denklemleriyle vs. parametrik modeller kullanılabilir.

Günümüzde bilgisayarların da yaygınlaşması sayesinde parametrik modellerin diğer yaklaşımlara karşı üstünlükleri ortaya çıkmıştır. Ardışık formülasyonu olan yüksek performanslı tanılama algoritmaları gerçek zamanlı tanılama problemlerini bile gerçekleştirecek seviyededir.

5.2. Sistem Tanılamanın Uygulamaya Yönelik Ayrıntıları

5.2.1. Örneklem Frekansının Seçimi

Sayısal kontrol sistemlerinde örneklem frekansı, tanılacak sistemin bant genişliğine veya kapalı çevrimli sistemin istenen bant genişliğine göre seçilir. Örneklem frekansı seçiminde temel kural [23]:

$$f_s = (6 \div 25) f_B \quad (5.1)$$

olup burada f_s örneklem frekansı, f_B sistemin bant genişliğidir. Böyle bir kural zaman domeninde de elde edilebilir. Sistemin basamak cevabından bulunan t_R yükselme zamanına göre T_s örneklem periyodu:

$$T_s = t_R / (3 \div 12) \quad (5.2)$$

şeklindedir. Birinci mertebe bir sistem için; τ , zaman sabiti olmak üzere;

$$\tau/4 < T_s < \tau \quad (5.3)$$

veya ω_0 (rd/s) doğal salınım frekansı olmak üzere sönüm oranı 0,7 ile 1 arasında olan ikinci mertebe bir sistem için;

$$0,25 < \omega_0 T_s < 1,5 \quad (5.4)$$

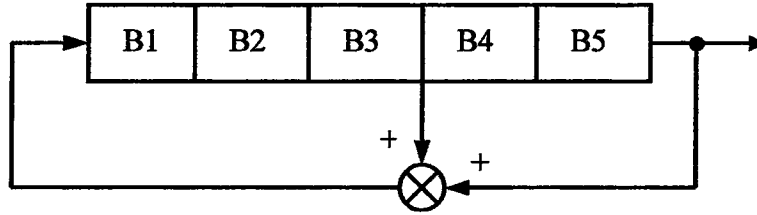
olarak kullanılabilir.

5.2.2. PRBS Sinyali

Kısaca PRBS olarak ifade edilen sözde-rastgele ikili diziler (pseudo-random binary sequences) genliği sabit, fakat genişliği değişen dikdörtgen darbeler şeklinde sinyallerdir. Analog sistemlerdeki beyaz gürültünün ayrık zamanlı karşılığı olarak kabul edilebilirler. PRBS sinyalinin frekans içeriği oldukça zengindir. (Spektral yoğunluk sabiti $0,45 f_s$ 'e kadar çıkabilir.) Bu sinyalin bir avantajı da genliğinin sabit olması ve frekans içeriğini etkilemeden istenen düzeyde uygulanabilmesidir.

Sözde-rastgele terimi; PRBS'in her ne kadar genişliği rastgele değişen darbelerden oluştuğu ifade edilse de "dizi uzunluğu (sequence length)" ile gösterilen bir süre sonra tekrar ediyor (periyodik) olmasından kaynaklanmaktadır.

PRBS sinyalleri (donanım veya yazılımlarla gerçekleştirilen) geribeslemeli bellek hücreleri ile üretilirler. N bellek hücresi sayısı olmak üzere dizi uzunluğu $L=2^N-1$ 'dir. Şekil 5.1'de bellek hücresi $N=5$, uzunluğu $L=31$ olan PRBS sinyalinin üretimi gösterilmektedir [24].

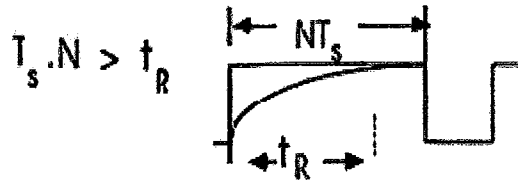


Şekil 5.1 $N=5$, $L=31$ olan PRBS sinyalinin üretimi

PRBS'in en uzun genişlikteki darbesi, bellek hücresi sayısı ile örnekleme periyodunun çarpımı kadar bir sürede uygulanmakta olup; bu süre sistem tanılama için çok önemlidir.

Bir sisteme ait sürekli durum kazancının doğru olarak tanımlanabilmesi için, darbelerden en az bir tanesinin (örneğin en uzun süreli darbe) sistemin yükselme zamanı t_R 'den daha uzun süreli olması gerekmektedir (Şekil 5.2'ye bakınız.):

$$N T_s > t_R \quad (5.5)$$



Şekil 5.2 PRBS'in en uzun darbesinin seçimi

Dahası, bir PRBS sinyalinin frekans yelpazesinin tamamını kapsayan bir deneyde deneyin süresi en azından söz konusu sinyalin dizi uzunluğu L kadar olmalıdır. Çoğu durumda deney süresi, dizi uzunluğuna eşit alınır. Deneyin uzunluğu belirlendiğinde, N ve PRBS üretici saat frekansı şöyle bulunur:

$$(2^N - 1) T_s < Z \quad (Z: \text{deney uzunluğu}) \quad (5.6)$$

Bir çok uygulamada; PRBS üreticinin saat frekansı ile örnekleme frekansı arasında fark olabilir. p frekans bölücü olarak adlandırılan bir tamsayı olmak üzere:

$$f_{\text{PRBS}} = f_s / p \quad (p = 1, 2, 3, \dots) \quad (5.7)$$

seçilebilir.

PRBS sinyali, tanılanacak sisteme düşük genliklerde (sistem girişinin sürekli rejim değerin % 1 ÷ 5'i gibi) uygulanabilir. Ancak uygulanan sinyalin, sistemin gürültü seviyesinden daha büyük genlikte olmasına dikkat edilmelidir.

5.2.3. Sinyal Şartlandırma

5.2.3.1. Giriş Ve Çıkışların Ölçeklendirilmesi

Bir sisteme ait giriş-çıkış verilerinden parametre tanınması yapılırken; girişlerin seviyesi ile çıkışların seviyesi birbirinden çok farklı ise, kazanç matrisi (uyum kazancı (adaptation gain)) son derece dengesiz olabilmekte, bunun sonucu olarak tahmin edilen giriş parametre vektörü ile tahmin edilen çıkış parametre vektörü elemanlarının yakınsama hızlarında önemli farklara yolaçabilmektedir.

Bunu önlemek için, giriş-çıkış verilerini ölçeklendirmek (scaling) yaygın bir yaklaşımdır. Bu durum, tanılanan sürekli durum kazancında farklılık meydana getirir. Bu farklılık, tahmin edilen bu parametrelerin yapılan ölçeklendirmeye göre belirli bir sayı ile çarpılması veya bölünmesi ile giderilmelidir.

5.2.3.2. DC Bileşenlerin Yok edilmesi

Tanılama için kullanılan modellerin yapıları (bir çalışma noktası civarında girişteki değişimlerin fonksiyonu olarak ifade edilen çıkıştaki değişimleri belirten) dinamik modellere karşılık geldiğinden, doğru bir tanılama için (sözkonusu çalışma noktasına karşılık gelen) DC bileşenlerin yok edilmesi gereklidir [25]. Bunun için;

a) Giriş-çıkış verilerinden ortalama değerin (mean value=MV) hesaplanması

b) Giriş-çıkış verilerinden hesaplanan ortalama değerin çıkarılması ve yeni giriş-çıkış verilerinin üretilmesi gerekir.

$$y'(t) = y(t) - MV_y \quad (5.8)$$

$$u'(t) = u(t) - MV_u \quad (5.9)$$

5.3. Sistem Tanılama İlkeleri

Sistem tanılama süreci dört aşamadan oluşur [25]:

- a) Uygun deneysel koşullar altında giriş-çıkış verilerinin toplanması
- b) Model yapısının (karmaşıklığının) seçimi
- c) Model parametrelerinin tahmini
- d) Tanılanmış modelin geçerliliği (yapı ve parametre değerleri açısından)

Tam bir tanılama işleminin yukarıda belirtilen dört aşamayı da içermesi zorunlu olup; her aşamada kullanılacak yöntemler istenen model tipine (parametrik, parametrik olmayan, sürekli zamanlı, ayrık zamanlı vs.) bağlıdır.

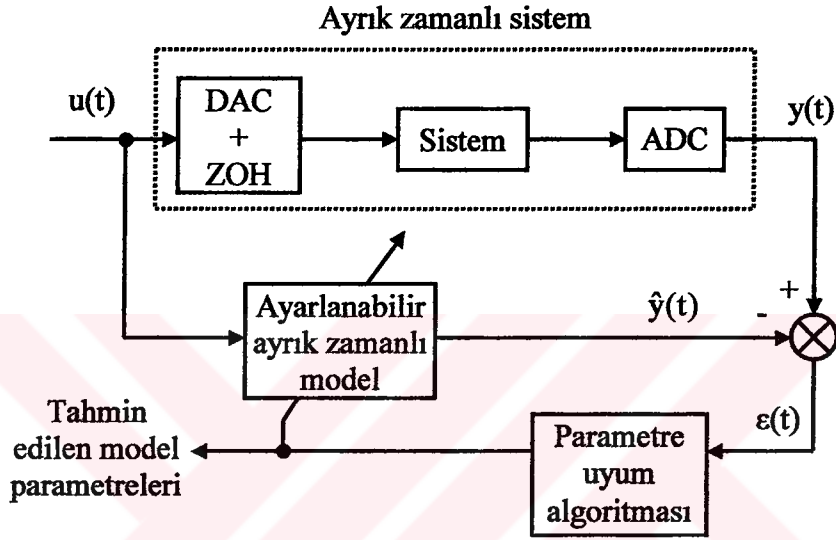
Uygun deneysel koşullar altında giriş-çıkış verilerinin toplanması, 3. bölümde “veri toplama ve işleme” adı altında incelenmişti. Model yapısının seçimi ilerleyen altbölümlerde ayrıntılı olarak incelenecektir.

Örneklenmiş (ayrık zamanlı) modeller için parametre tanılama blok diyagramı Şekil 5.3'te verilmektedir. Burada ayrık zamanlı, parametreleri ayarlanabilir bir modelin bilgisayarla nasıl gerçekleştirildiği gösterilmektedir. t anındaki sistem çıkışı $y(t)$ ile kestirilen model çıkışı $\hat{y}(t)$ arasındaki hata ($\epsilon(t)$ kestirim hatası olarak da bilinir) her örnekleme anında parametre uyum (adaptation) algoritması tarafından bu hatayı minimize etmek için model parametrelerini düzeltmek üzere kullanılır. Parametre uyum algoritmaları ardışık bir yapıyı haiz olup, yeni bir değeri tahmin etmek için eski tahmin edilen değerlere son ölçümlere bağlı olan bir düzeltme terimi ekler. Bütün parametre uyum algoritmaları Şekil 5.4'te verilen ardışık yapıyı kullanırlar.

Ardışık tanılamanın ardışık olmayana göre üstünlükleri şöyledir:

- a) Sistem evrimleştikçe yeni model parametrelerinin tanılanmasına imkan verir.

- b) Tüm giriş-çıkış verilerinin bir anda kullanılması yerine sadece az sayıda giriş-çıkış verilerinin işlenmesine ihtiyaç duyduğu için önemli ölçüde bilgisayar belleğinden kazanım sağlar.
- c) Oldukça az bellek ve bilgisayar kapasitesine ihtiyaç gösterir.
- d) Mikro-bilgisayarlarda kullanılması kolaydır.
- e) Gerçek zamanlı tanılama uygulamalarında kullanılabilirler.
- f) Zamanla değişen sistem parametrelerini izlemek kolaydır.



Şekil 5.3 Parametre tanılama blok diyagramı

Ardışık tanılamaya yönelik parametre uyum algoritmalarından ardışık en küçük kareler yöntemi (RLS) ve genişletilmiş en küçük kareler yöntemi (ELS) ilerleyen altbölümlerde incelenmektedir.

$$\begin{bmatrix} \text{Yeni} \\ \text{parametrelerin} \\ \text{tahmini} \\ \text{(vektör)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Tahmin edilen} \\ \text{eski parametreler} \\ \text{(vektör)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{Uyum} \\ \text{kazancı} \\ \text{(matris)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Ölçüm} \\ \text{fonksiyonu} \\ \text{(vektör)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{Kestirim} \\ \text{hatası} \\ \text{fonksiyonu} \\ \text{(skalar)} \end{bmatrix}$$

Şekil 5.4 Parametre uyum algoritmalarının ardışık yapısı

Geçerlilik testi, belirli bir sistem için (gerek model yapısı gerekse parametre tahmin algoritmaları açısından) en iyi modelin seçilmesini sağlar. Yine geçerlilik testi ile ilgili ayrıntılar ilerleyen altbölümlerde ayrıca ele alınacaktır.

5.4. Model Karmaşıklığının Tahmini

5.4.1. Gürültüsüz Sistemin Model Karmaşıklığının Tahmini

Bozucuların olmadığı ayrık zamanlı bir sistemin darbe transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$y(t) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) \quad (5.10)$$

Burada;

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_A} q^{-n_A} \quad (5.11)$$

$$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_B} q^{-n_B} \quad (5.12)$$

Model karmaşıklığının tahmininin amacı, doğrudan doğruya giriş-çıkış verilerini kullanarak, model katsayılarını tanılamaksızın, sisteme ait A ve B polinomlarının mertebelerini ve gecikmeyi tahmin etmektir. Sistemde gürültü bulunmuyorsa; bir modelin karmaşıklığının (mertebesinin) tahmini için rank testi yapılır.

$\hat{n}$ model mertebesini ($\hat{n} = \max(n_A, n_B + d)$); n_A A polinomunun mertebesi, n_B B polinomunun mertebesi, d gecikme) tahmin etmek için;

$$[\tilde{y}(0) : R(\hat{n})] \quad (5.13)$$

matrisi tanımlanmış olsun. Burada

$$\tilde{y}(0) = \begin{bmatrix} y(0) \\ y(-1) \\ \vdots \\ y(-N+1) \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$R(\hat{n}) = \begin{bmatrix} y(-1) & u(-1) & y(-2) & u(-2) & \dots & y(-\hat{n}) & u(-\hat{n}) \\ y(-2) & u(-2) & y(-3) & u(-3) & \dots & y(-\hat{n}-1) & u(-\hat{n}-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ y(-N) & u(-N) & y(-N-1) & u(-N-1) & \dots & y(-\hat{n}-N+1) & u(-\hat{n}-N+1) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

ile verilmektedir. Eğer $[\tilde{y}(0) : R(\hat{n})]$ matrisinin rankı tam ise $\hat{n} < n$, tam değilse (küçükse) $\hat{n} \geq n$ anlamına gelmektedir. N değeri 1'den başlayıp $\hat{n} \geq n$ koşulu sağlanana kadar artırılmak yoluyla model mertebesi bulunur.

5.4.2. Beyaz Gürültülü Sistemin Model Karmaşıklığının Tahmini

Bir önceki altbölümde verilen yöntem; uygulamada, sistemdeki gürültüden dolayı matris hiçbir zaman tekil olmadığı için, kullanışlı olmaz. Bunun için model mertebesini tahmin etmek üzere en küçük kareler tahminini içeren bir test uygulanabilir:

$$V_{LS}(\hat{n}) = \min \frac{1}{N} \left\| \tilde{y}(0) - R(\hat{n}) \hat{\theta} \right\|^2 \quad (5.16)$$

Burada $\hat{\theta}$, $\tilde{y}(0)$ 'ın $R(\hat{n})$ 'nın kolonlarına lineer bağımlılığını ifade etmektedir.

5.5. Parametre Uyum Algoritmaları

Farklı ardışık tanılama yöntemleri temelde aynı parametre uyum algoritması (PAA) yapısını kullanırlar. Birbirinden farklılıkları aşağıda belirtilen sebeplerden dolayıdır:

- a) Kestirimci (predictor) yapısı
- b) Gözlem vektörü $\phi(t)$ bileşenlerinin yapısı
- c) Ayarlanabilir parametre vektörü $\hat{\theta}(t)$ ve gözlem vektörü $\phi(t)$ 'nin boyutları
- d) Kestirim hatalarının tipi.

Tanılama yöntemleri kestirim hatasının beyazlatılmasına (whitening) dayanan -içinde ardışık en küçük kareler yöntemi (RLS), genişletilmiş en küçük kareler yöntemi (ELS), ardışık en çok olasılık yöntemi (RML), vs.- ile gözlem vektörüyle kestirim hatasının ilişkisizliğine (decorrelation) dayanan -aletsel değişken yöntemi

(instrumental variable) ve çıkış hatası yöntemi (output error), vs.- olmak üzere iki ana gruba ayrılabilir [25].

Bu çalışmada sadece RLS ve ELS yöntemlerine değinilmekle yetinilecektir.

5.5.1. Ardışık En Küçük Kareler Yöntemi (RLS)

(5.10) denklemi aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$y(t+1) = -\sum_{i=1}^{nA} a_i y(t+1-i) + \sum_{i=1}^{nB} b_i u(t-d-i+1) = \theta^T \phi(t) \quad (5.17)$$

$$\theta^T = [a_1, \dots, a_{nA}, b_1, \dots, b_{nB}] \quad (5.18)$$

$$\phi(t)^T = [-y(t), \dots, -y(t-n_A+1), u(t-d), \dots, u(t-d-n_B+1)] \quad (5.19)$$

Yukarıdaki ifadelere benzer şekilde RLS için “önceki (priori)” kestirimci (predictor) aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\hat{y}^\circ(t+1) = -\sum_{i=1}^{nA} \hat{a}_i y(t+1-i) + \sum_{i=1}^{nB} \hat{b}_i u(t-d-i+1) = \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \quad (5.20)$$

Burada;

$$\hat{\theta}(t)^T = [\hat{a}_1(t), \dots, \hat{a}_{nA}(t), \hat{b}_1(t), \dots, \hat{b}_{nB}(t)] \quad (5.21)$$

ve $\varepsilon^\circ(t+1)$ “önceki” kestirim hatası

$$\varepsilon^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \quad (5.22)$$

Burada hedeflenen, aşağıdaki “en küçük kareler” ölçütünü minimize eden bir ardışık parametre uyum algoritmasının bulunmasıdır:

$$\min_{\hat{\theta}(t)} J(t) = \sum_{i=1}^t [y(i) - \hat{\theta}(t)^T \phi(i-1)]^2 \quad (5.23)$$

$$\hat{\theta}(t)^T \phi(i-1) = -\hat{a}_1(t) y(i-1) + \hat{b}_1(t) u(i-1) = \hat{y}(\hat{\theta}(t)) \quad (5.24)$$

Ardışık en küçük kareler parametre uyum algoritmasının formülasyonu ise $F(t)$ uyum kazanç matrisi olmak üzere;

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t+1) \phi(t) \varepsilon^\circ(t+1) \quad (5.25)$$

$$F(t+1) = F(t) - \frac{F(t) \phi(t)^T F(t)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} \quad (5.26)$$

$$\varepsilon^\circ(t+1) = y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \quad (5.27)$$

(5.25), (5.26) ve (5.27) denklemleri yeniden düzenlenirse;

$$[\hat{\theta}(t+1) - \hat{\theta}(t)] = F(t+1) \phi(t) \varepsilon^\circ(t+1) = F(t) \phi(t) \frac{\varepsilon^\circ(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} \quad (5.28)$$

elde edilir. $\varepsilon(t+1)$ “sonraki (posteriori)” kestirim hatası ise;

$$\begin{aligned} \varepsilon(t+1) &= y(t+1) - \hat{\theta}(t+1)^T \phi(t) = y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t) - [\hat{\theta}(t+1) - \hat{\theta}(t)]^T \phi(t) \\ &= \varepsilon^\circ(t+1) - \phi(t)^T F(t) \phi(t) \frac{\varepsilon^\circ(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} = \frac{\varepsilon^\circ(t+1)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} \end{aligned} \quad (5.29)$$

bulunur. (5.29) denklemi “önceki” ve “sonraki” kestirim hataları arasındaki ilişkiyi ifade etmektedir. (5.29), (5.28)’da yerine yazılarak aşağıdaki en küçük kareler parametre uyum algoritması bulunur:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t) \phi(t) \varepsilon(t+1) \quad (5.30)$$

$$F(t+1)^{-1} = F(t)^{-1} + \phi(t) \phi(t)^T \quad (5.31)$$

$$F(t+1) = F(t) - \frac{F(t) \phi(t) \phi(t)^T F(t)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} \quad (5.32)$$

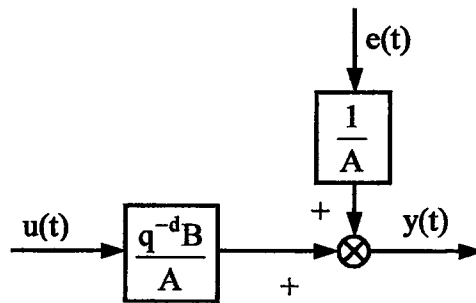
$$\varepsilon(t+1) = \frac{y(t+1) - \hat{\theta}(t)^T \phi(t)}{1 + \phi(t)^T F(t) \phi(t)} \quad (5.33)$$

Burada dikkat edilmesi gereken $F(t)^{-1}$ 'in bir ilk değerinin olması gerektiğidir. Bu aşağıdaki biçimde düzenlenir:

$$F(0) = \frac{1}{\delta} I = G_I I \quad (I: \text{birim matris, } 0 < \delta \ll 1) \quad (5.34)$$

Genellikle $\delta=0,001$ ($G_I=1000$) alınır.

Yukarıda verilen ifadelerde azalan uyum kazancı (decreasing adaptation gain) mevcuttur. Bunun yerine unutma faktörü vs. içeren kazançlar da düzenlenebilmektedir.



Şekil 5.5 ARX model yapısı

En küçük kareler yönteminin yapısı Şekil 5.5'te verilmektedir. ARX tipindeki bu yapı:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + e(t) \quad (5.35)$$

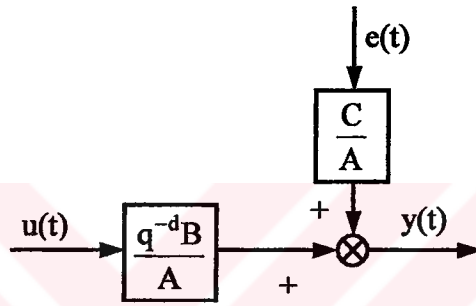
ile ifade edilebilir.

5.5.2. Genişletilmiş En Küçük Kareler Yöntemi (ELS)

(5.35) ile verilen denklemde gürültü dinamiği için bir polinom düzenlenirse;

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-d}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) \quad (5.36)$$

olarak yazılabilir. Bu denklemin ARMAX tipindeki yapısı Şekil 5.6'da verilmektedir.



Şekil 5.6 ARMAX tipi model yapısı

Genişletilmiş en küçük kareler yönteminin temeli; asimptotik olarak beyaz kestirim hataları elde etmek için sistem modeli ile bozucu modelinin eşzamanlı olarak tanımlanması fikrine dayanır.

“önceki” ayarlanabilir kestirimci;

$$\hat{y}^o(t+1) = \hat{\theta}(t)^T \phi(t) \quad (5.37)$$

olsun. Burada;

$$\hat{\theta}(t)^T = \left[\hat{a}_1(t), \dots, \hat{a}_{n_A}(t), \hat{b}_1(t), \dots, \hat{b}_{n_B}(t), \hat{c}_1(t), \dots, \hat{c}_{n_C}(t) \right] \quad (5.38)$$

$$\phi(t)^T = [-y(t), \dots, -y(t-n_A+1), u(t), \dots, u(t-n_B+1), e(t), \dots, e(t-n_C+1)] \quad (5.39)$$

“sonraki” ayarlanabilir kestirimci:

$$\hat{y}(t+1) = \hat{\theta}(t+1)^T \phi(t) \quad (5.40)$$

“sonraki” kestirim hatası $\varepsilon(t)$ ise;

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t) \quad (5.41)$$

“önceki” kestirim hatası

$$\varepsilon^o(t+1) = y(t+1) - \hat{y}^o(t+1) \quad (5.42)$$

olmaktadır. (5.37) denklemini kullanılarak, hem sistem modelini, hemde bozucu modelini içeren bu formülasyon klasik ardışık en küçük kareler algoritmasına dönüşmektedir.

Rastgele bozucuların varlığını içeren ARMAX model ve azalan uyum kazancı (decreasing gain) ile $\varepsilon(t)$ asimptotik olarak beyaz gürültüye doğru yaklaşır.

5.6. Modelin Geçerliliği

Eğer yansız (unbiased) parametre tahminlerine ek olarak, artık (residual) kestirim hatası da beyaz gürültü özelliği taşıyorsa, bu; tanılanan modelin, gerçek sistemi en iyi şekilde temsil ettiği anlamına gelir. Diğer taraftan, artık hata beyaz olduğundan ve beyaz gürültü diğer bir değişkenle ilişkili (correlated) olmayacağından sistemin giriş ve çıkışı arasındaki ilişki tamamıyla tanılanmış model ile temsil ediliyor demektir.

Eğer bir sisteme ait sistem ve bozucu modeli doğru seçilmiş ise, uygun tanılama yöntemi kullanılmış ise, modeldeki polinomların mertebesi doğru ise kestirim hatası $\varepsilon(t)$ asimptotik olarak beyaz gürültüye doğru gider.

5.6.1. Beyazlık Testi

$\{ \varepsilon(t) \}$ DC bileşenleri yokedilmiş artık (residual) kestirim hatası dizisi olmak üzere aşağıdaki hesaplamalar yapılabilir:

$$R(0) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varepsilon^2(t); \quad RN(0) = \frac{R(0)}{R(0)} = 1 \quad (5.43)$$

$$R(i) = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \varepsilon(t) \varepsilon(t-i); \quad RN(i) = \frac{R(i)}{R(0)} \quad i = 1, 2, 3, \dots, i_{\max} \quad (5.44)$$

Burada $i_{\max} \geq \max(n_A, n_B+d)$ 'dir.

Eğer artık kestirim hata dizisi mükemmel bir şekilde beyaz ise (teorik hal) ve örnek sayısı çok büyük ise $RN(0) = 1$, $RN(i) = 0$ olmaktadır.

Gerçekte ise mertebe hataları, nonlinear etkiler, gausyan olmayan gürültüler olması vs. ve veri sayısının birkaç yüzle sınırlı olması yüzünden artık hatalar tam olarak beyaz olamaz. Bu durumda aşağıdaki uygulama ölçütü tercih edilmektedir [25]:

$$RN(0) = 1, \quad |RN(i)| < \frac{2,17}{\sqrt{N}} \quad N: \text{veri sayısı} \quad (5.45)$$

Daha temel bir sayısal ölçüt ise;

$$RN(0) = 1, \quad |RN(i)| \leq 0,15 \quad i \geq 1 \quad (5.46)$$

ile verilmektedir.

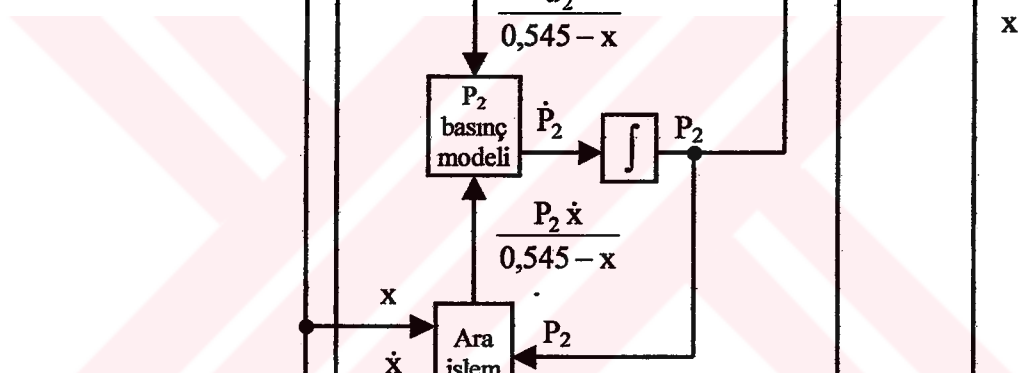
6. PNÖMATİK SİSTEMİN TANILANMASI VE MODELLENMESİ

6.1. Giriş

Daha önceden 4. bölümde pnömatik sistemin silindir modeli, basınç modeli ve valf matematiksel olarak açıklanmıştı. Bu bölümde ise tanılama ve modelleme açısından sistemin hız modeli ve basınç modeli isimleriyle verilen iki farklı dinamik modelin genel bir model içinde ilişkilendirildiği pnömatik sistem modeli oluşturulacaktır. Bu modelin genel gösterimi Şekil 6.1’de verilmektedir.

Sisteme önce kare dalga gönderilerek yükselme zamanı (rise time) hesaplanmış; buradan modelleme için uygun örnekleme periyodu bulunmuştur. Sistemin band genişliği de tespit edildikten sonra analog filtrelerin kesim frekansı ve gecikme düzeltme işlemleri, veri toplanması için gerekli örnekleme periyodu ve PRBS sinyali hesaplanmıştır.

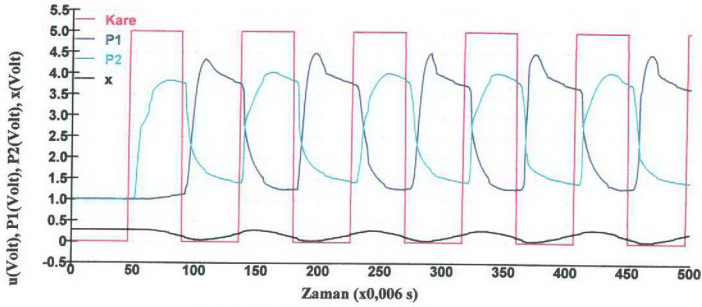
Sisteme Wintrac programı aracılığıyla gönderilen PRBS sinyali (u sinyali) tepki olarak elde edilen P_1 , P_2 ve x değerleri bilgisayar ortamında kaydedildikten sonra bu değerler Excel programı kullanılarak önce sayısal alçak geçiren filtreleme, daha sonra sayısal türev alma, faz gecikmesi telafisi, desimasyon işlemlerine tabi tutulmaktadır. Bu işlemlerden geçirilen veriler yine Excel programı ile Tablo 4.3’deki kuru sürtünme katsayıları ve (4.3) denklemi kullanılarak hız modelinin giriş ve çıkış verileri hesaplanmakta, yine (4.39a), (4.39b), (4.40a), (4.40b), (4.41a), (4.41b), (4.42a), (4.42b), (4.43a), (4.43b) denklemleri ile Tablo 4.1, Tablo 4.2a, Tablo 4.2b’deki bilgiler kullanılarak basınç modellerinin giriş ve çıkışındaki veriler ölçeklendirilmiş (scaled) olarak hesaplanmaktadır. Artık veriler Midsys programında kullanılmak için hazırdır.



Şekil 6.1 Pnömatik sistemin tanılama modeli

6.2. Yükselme Zamanının Hesabı

Bu amaçla sisteme kare dalga uygulanarak basınçların sürekli rejimdeki değerinin 0,632'sine eriştiği süre üç ile çarpılarak (3τ 'da 0,95'e eriştiği) yükselme zamanı olarak alınmıştır [26]. Bu değer $t_R = T_{95} = 180$ ms'dir. Sisteme uygulanan kare dalga ve ölçülen konum, basınç değerleri Şekil 6.2'de verilmektedir.



Şekil 6.2 Kare dalga sinyali ve çıkışlar

6.3. Modelleme Örnekleme Periyodu

Modelleme örnekleme periyodu olarak $T_{sm} = t_R/6$ oranı seçilmiştir. Böylece $T_{sm}=30$ ms $f_{sm} = 33,33$ Hz bulunur. Sistemin bant genişliği ise 0-16,67 Hz kabul edilmiştir. (Shannon teoremi ile verilen frekans sınırı da bu kadardır.)

Hem analog filtrelerin faz açısının frekansa göre hemen hemen doğrusal olduğu bölgeyi kullanmak, hem de ileride uygulanacak sayısal alçak geçiren filtreleme ve türev alma işlemlerinde daha hassas sonuçlar almak, faz gecikmelerini telafi edebilmek amacıyla modelleme için bulunan örnekleme frekansı 5 kat artırılmıştır. Deney düzeneği örnekleme periyodu $T_s = 6$ ms örnekleme frekansı $f_s = 166,67$ Hz'dir.

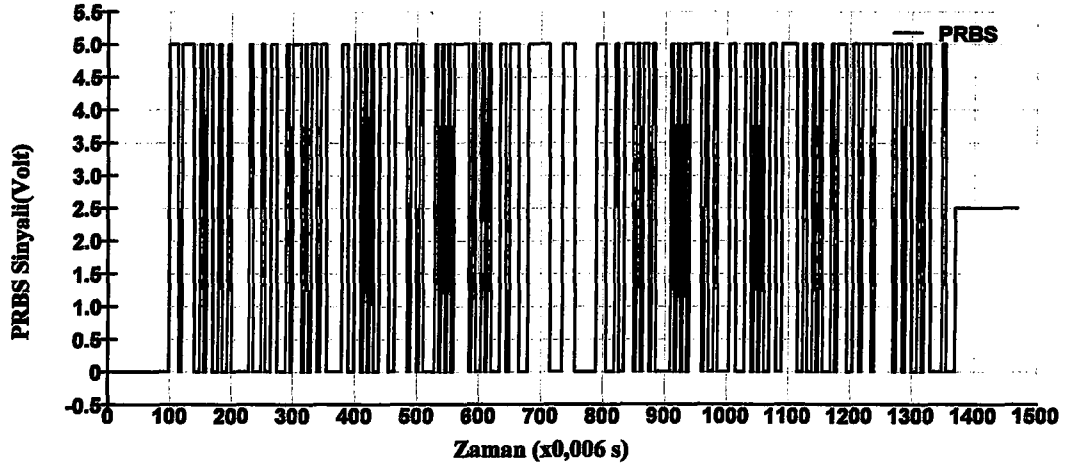
6.4. Sistem Tanılama İçin Giriş Sinyali

Bu amaçla sisteme PRBS sinyali uygulanmaktadır. N bellekte kullanılan hücre sayısı, T_{sm} model örnekleme periyodu olmak üzere;

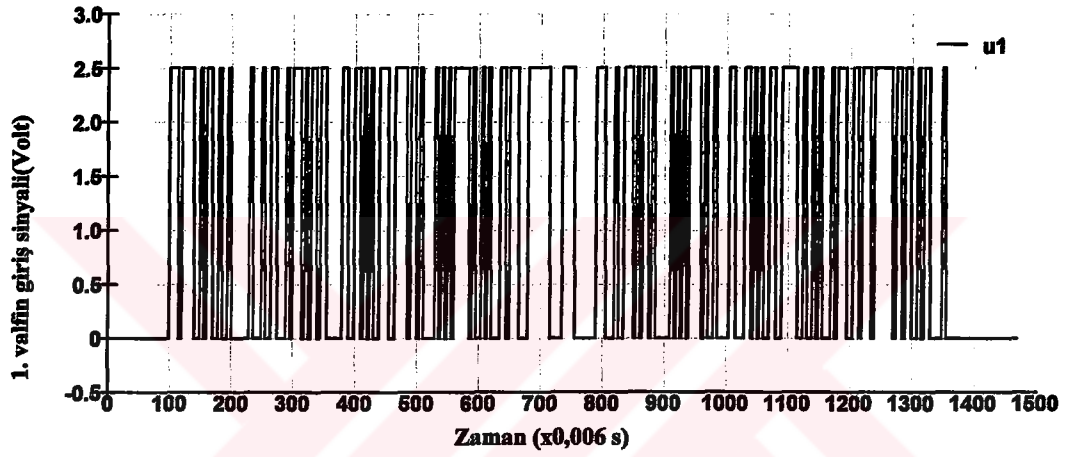
$$T_{sm} N > t_R \quad (6.1)$$

olmalıdır. $t_R = 0,18$ s, $T_{sm} = 0,03$ s olduğundan $N = 7$ seçilmiştir. Ancak sisteme uygulanan örnekleme frekansı 5 kat yüksek olduğu için $p = 5$ frekans bölücü kullanılarak;

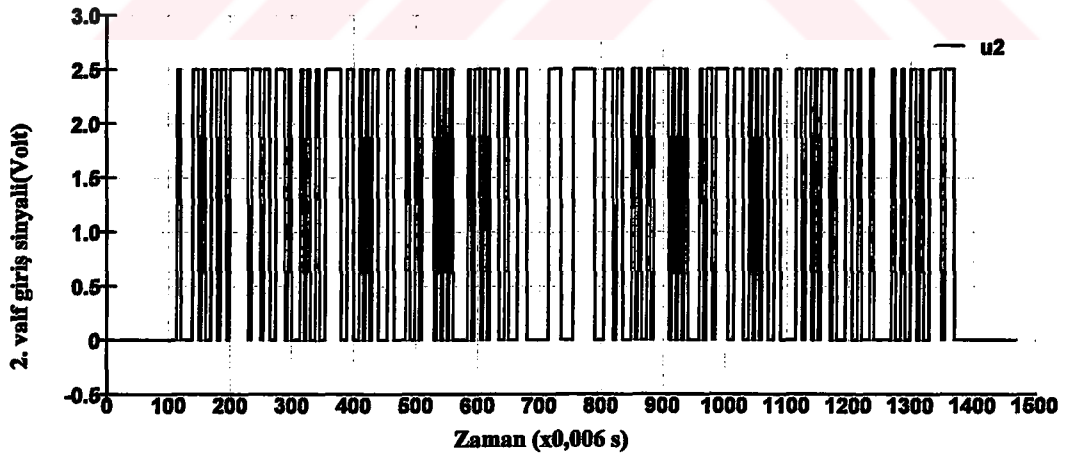
$$f_{PRBS} = f_{sm} = f_s/p \quad (6.2)$$



Şekil 6.3 PRBS sinyali (Genlik = 5)



(a) 1. valf



(b) 2. valf

Şekil 6.4 Her valfe etkiyen PRBS sinyali

ifadesinden $f_s = 166,67$ Hz alınmaktadır. Bu şekilde modelleme örnekleme frekansı yerine 5 kat hızlı örnekleme frekansını $p=5$ frekans bölücü ile kullanmak (6.1)'de verilen PRBS'in karakterini değiştirmemektedir. Bu çalışma için $N = 7$, $p = 5$

$L=1471$ olan PRBS sinyali seçilmiştir. Bu sinyal Şekil 6.3'te, her valfe etkiyen PRBS ise Şekil 6.4'te gösterilmektedir.

6.5. Verilerin Modelleme İçin Hazırlanması

6.5.1. Faz Kaymalarının Düzeltilmesi

Kullanılan analog anti-aliasing filtrelerden dolayı oluşan faz açısı değişimleri altbölüm 2.5.5 ve altbölüm 3.3'te açıklanmıştı. Sistemin bant genişliği boyunca mümkün olduğunca doğrusal bir faz açısı değişimi elde etmek ve bu doğrusal faz açısı değişimini de sayısal zamanda ileriye kaydırma işlemi ile telafi edebilmek amacıyla $f_s = 166.67$ Hz örnekleme frekansı için analog filtrelerin kesim frekansı $f_c = 45$ Hz seçilmiştir.

Zamanda ileriye veya geriye kaydırma sayısal transfer fonksiyonu;

$$H(z) = z^{\tilde{M}} \quad (6.3)$$

ile verilmektedir. ($\tilde{M}$ 'nin eksi değerleri geriye, artı değerleri ileriye kaydırmayı sağlamaktadır.) (6.3) denkleminde $r = f/f_s$ ve $z = e^{j\omega T} = e^{j2\pi r}$ yazılırsa;

$$H(e^{j2\pi r}) = e^{j2\pi \tilde{M} r} \quad (6.4)$$

bulunur. Euler teoremi uygulanarak genlikler oranı:

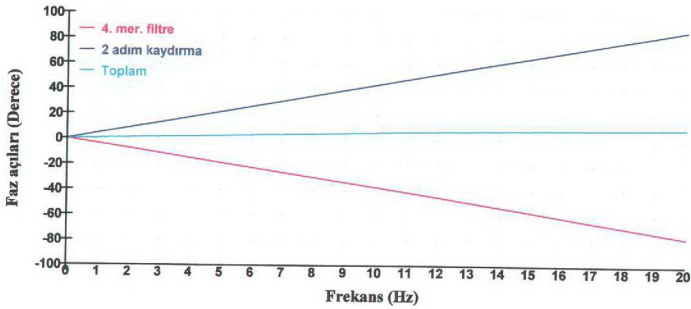
$$A(r) = 1 \quad (6.5)$$

faz açısı ise;

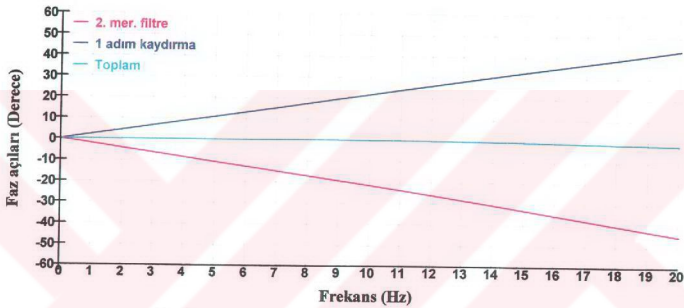
$$\Phi(r) = 2\pi \tilde{M} r \quad (6.6)$$

elde edilir.

4. mertebe analog anti-aliasing filtre verileri için $\tilde{M}=2$, 2.mertebe analog anti-aliasing filtre verileri için $\tilde{M}=1$ alındığında verilerdeki fazdan kaynaklanan gecikmelerin önemsiz değerlere çekildiği görülür. (Şekil 6.5 ve Şekil 6.6'ya bakınız.)



Şekil 6.5 4. mertebe filtre faz açısı düzeltmesi



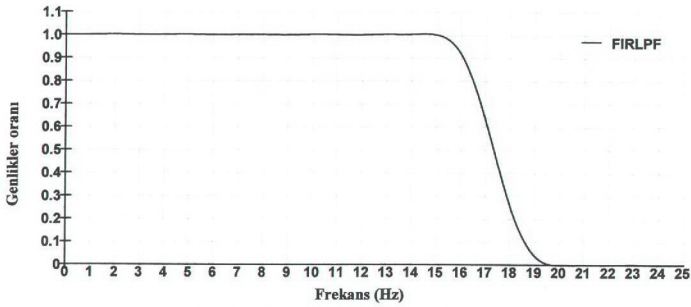
Şekil 6.6 2. mertebe filtre faz açısı düzeltmesi

6.5.2. Sayısal Alçak Geçiren Filtreleme

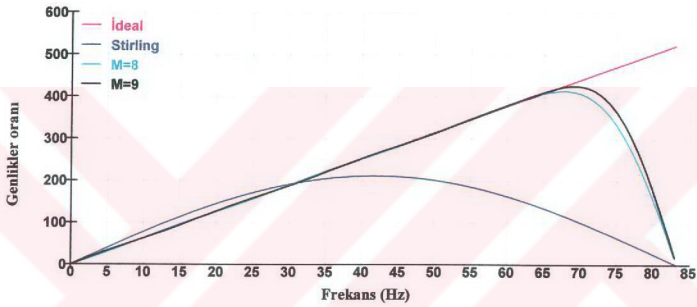
Sayısal alçak geçiren filtreler altbölüm 3.3'te anlatılmıştı. Bu filtreler, faz açılarını etkilemeden istenmeyen frekansların süzülmesinde rahatlıkla kullanılabilirler. Filtre kesim frekansı $r_d = 0,11$ ($f_c = 18,33$ Hz, $f_s = 166,67$ Hz) $M=60$ filtre uzunluğu $N_f = 121$ olan Hamming pencereli nedensel olmayan bir filtre konum ve basınç verilerinin yüksek frekanslarının yok edilmesi için tercih edilmiştir. Kullanılan filtrenin genlikler oranı eğrisi Şekil 6.7'de gösterilmektedir. Bu filtreleme aynı zamanda desimasyon işlemi öncesi sayısal anti-aliasing filtreleme yerine de geçmektedir.

6.5.3. Sayısal Türev Alma

Önerilen çalışmada ihtiyaç duyulan hız verileri deney düzeneğinden ölçülmediği için, ayrıca basınçların da türevlerine ihtiyaç duyulduğu için, sayısal filtreleme yoluna gidilmiştir. Sayısal türev alma ile ilgili teorik ayrıntılar altbölüm 3.6'da irdelenmektedir.



Şekil 6.7 Sayısal filtre genlikler oranı

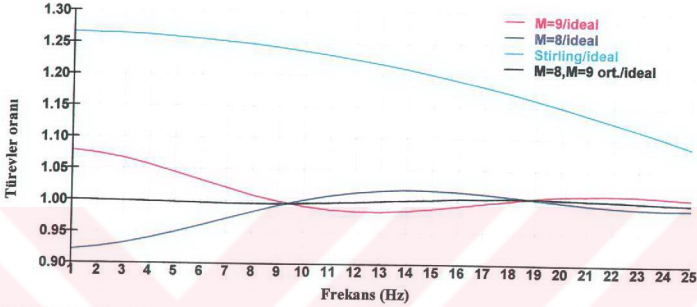


Şekil 6.8 Çeşitli sayısal türev alıcıların genlikler oranları

Yapılan kapsamlı bir çalışma sonucunda $x(k)-x(k-1)/T$ şeklinde bir hız türetmenin oldukça hatalı olduğu, hatta merkezi farkları kullanarak (6 adet filtre ağırlığı kullanan Stirling türev formülü) elde edilecek hız verilerinde dahi %30'a yaklaşan hatalar olduğu görülmüştür. Bu sebeple daha yüksek mertebeden FIR (Finite Impulse Response) filtreleme teknikleri kullanılmasına karar verilmiştir. Şekil 6.8'de ideal türev alıcı, Stirling formülünü kullanan türev alıcı, $M=8$ ve $M=9$ alınarak Hamming penceresi uygulanmış türev alıcıların genlikler oranı eğrileri, Şekil 6.9'da kullanılan sayısal yöntemle ait genlikler oranının ideal türev alıcı genlikler oranına bölünmesiyle elde edilen eğriler gösterilmektedir. $M=8$ ve $M=9$ olan türev alıcıların hatalarının birbirini yok edici özellikte olmasından dolayı her iki türev alıcıdan geçirilen verilerin aritmetik ortalaması alınarak kullanılması tercih edilmiştir.

6.5.4. Desimatör

5 kat hızlı örneklenen (sayısal anti-aliasing-alçak geçiren-filtreleme yapılmış) verilerden modelleme örnekleme frekansına uygun verileri elde etmek (zaman eksenini boyunca sırayla beş veriden birini alarak başka bir dosyaya kaydetmek) için kullanılmıştır. Bu aşamadan sonra veriler modelleme amaçlı olarak işlenmeye hazırdır.



Şekil 6.9 Türevler oranı (Sayısal türev alıcı genlikler oranı/ideal türev alıcı genlikler oranı)

6.6. Basınç Modelleri

(4.41a) ve (4.41b) denklemlerindeki sabit değerlerin Şekil 6.1'de gösterilen giriş ve çıkış değerleri kullanılarak parametre tahminleri yapılmaktadır. P_1 basınç modelinin girişleri $\frac{u_1^*}{x + 0,029}$ ve $\frac{P_1 \dot{x}}{x + 0,029}$, çıkışı $\dot{P}_1$; P_2 basınç modelinin girişleri

$\frac{u_2^*}{0,545 - x}$ ve $\frac{P_2 \dot{x}}{0,545 - x}$, çıkışı $\dot{P}_2$ olacak şekilde ve ölçeklendirilmiş (scaled) veri

olarak dosyaları hazırlanarak Adaptech Midsys programı için hazır hale getirilmiştir. Midsys programıyla önce giriş-çıkış verilerindeki DC bileşenler ortadan kaldırılmakta, daha sonra yapının tahmini kısmında en küçük kareler yöntemi model mertebesi 1 olarak seçilmekte, parametreler kısmında genişletilmiş en küçük kareler (extended least squares) yöntemi azalan kazanç (decreasing gain) algoritması seçilerek Guidorzi'nin kanonik parametrisasyonu ile tanımlama yapılmaktadır [27]. Tanımlamadan sonra geçerlilik testi (beyazlık testi) uygulanmakta ve model ile deney grafikleri kıyaslanmaktadır. Daha sonra parametrik modelden ayrık zamanlı durum-uzay gösterimine geçilmektedir. Ayrık zamanlı durum-uzay gösterimi, Matlab

programı ile sürekli zaman durum-uzay gösterimine dönüştürülerek basınç modelleri Matlab Simulink'teki simülasyon modelinde kullanılır hale getirilmektedir. Deney düzeneğinde PRBS genliğinin 3 Volt, 4 Volt ve 5 Volt alındığı ikişer deney yapılarak toplam 6 deney sonucu elde edilen verilerin tanılama/modelleme sonuçları Tablo 6.1a'da P_1 parametrik basınç modeli, Tablo 6.1b'de P_2 parametrik basınç modeli, Tablo 6.2a'da ayrık zamanlı P_1 durum-uzay modeli, Tablo 6.2b'de ayrık zamanlı P_2 durum-uzay modeli verilmekte; Şekil 6.10a ve Şekil 6.10b'de ise verilerden bir tanesine ait P_1 ve P_2 basınç modeli deney verileriyle birlikte gösterilmektedir.

Tablo 6.1a P_1 parametrik basınç modeli

Dosya adı	A0	A1	B1	B2	C0	C1	RN
3-1.bfn	1	-0,21862	0,73810	-0,19063	1	-0,30352	-0,11627
3-2.bfn	1	-0,24955	0,66785	-0,18422	1	-0,46384	-0,06347
4-1.bfn	1	-0,19059	1,02236	-0,14814	1	-0,38976	-0,10532
4-2.bfn	1	-0,18767	0,80403	-0,23589	1	-0,42890	-0,20111
5-1.bfn	1	-0,15696	0,93681	-0,23005	1	-0,20427	-0,09523
5-2.bfn	1	-0,13364	0,77787	-0,16487	1	-0,25817	-0,11811

Tablo 6.1b P_2 parametrik basınç modeli

Dosya adı	A0	A1	B1	B2	C0	C1	RN
3-1.bfn	1	0,11073	0,60070	0,18418	1	-0,33510	-0,18406
3-2.bfn	1	0,14190	0,68740	0,21161	1	-0,29949	-0,17678
4-1.bfn	1	0,15450	1,16493	0,20466	1	-0,11790	-0,11430
4-2.bfn	1	0,17045	0,84618	0,24763	1	-0,23137	-0,06994
5-1.bfn	1	0,23534	1,00581	0,31764	1	-0,08608	-0,14243
5-2.bfn	1	0,21251	1,10724	0,17744	1	0,01189	-0,18470

Tablo 6.2a Ayrık zamanlı P_1 basıncı durum-uzay gösterimi

Dosya adı	Katsayılar			Düzeltilmiş		Ayrık durum-uzay		
	u_1^* $x + 0,029$	$P_1 \dot{x}$ $x + 0,029$	$\dot{P}_1$	B1	B2	F	G1	G2
3-1.bfn	50,073	7,933	60,945	0,89836	-1,46451	0,21862	0,89836	-1,46451
3-2.bfn	44,498	7,483	60,742	0,91165	-1,49538	0,24955	0,91165	-1,49538
4-1.bfn	113,755	18,322	88,954	0,79946	-0,71923	0,19059	0,79946	-0,71923
4-2.bfn	92,525	26,743	97,420	0,84657	-0,85931	0,18767	0,84657	-0,85931
5-1.bfn	126,144	26,187	105,916	0,78659	-0,93046	0,15696	0,78659	-0,93046
5-2.bfn	129,327	33,945	117,616	0,70743	-0,57126	0,13364	0,70743	-0,57126
Ortalama						0,18951	0,82501	-1,00669

Tablo 6.2b Ayrık zamanlı P₂ basıncı durum-uzay gösterimi

Dosya adı	Katsayılar			Düzeltilmiş		Ayrık durum-uzay		
	$\frac{u_2^*}{0,545 - x}$	$\frac{P_2 \dot{x}}{0,545 - x}$	$\dot{P}_2$	B1	B2	F	G1	G2
3-1.bfn	48,233	7,997	87,948	1,09532	2,02554	-0,11073	1,09532	2,02554
3-2.bfn	50,693	8,914	78,432	1,06354	1,86190	-0,14190	1,06354	1,86190
4-1.bfn	124,124	19,383	100,035	0,93885	1,05624	-0,15450	0,93885	1,05624
4-2.bfn	85,458	20,091	104,663	1,03634	1,29002	-0,17045	1,03634	1,29002
5-1.bfn	192,828	52,980	128,633	0,67096	0,77122	-0,23534	0,67096	0,77122
5-2.bfn	172,222	27,697	127,164	0,81756	0,81467	-0,21251	0,81756	0,81467
Ortalama						-0,17091	0,93709	1,30327

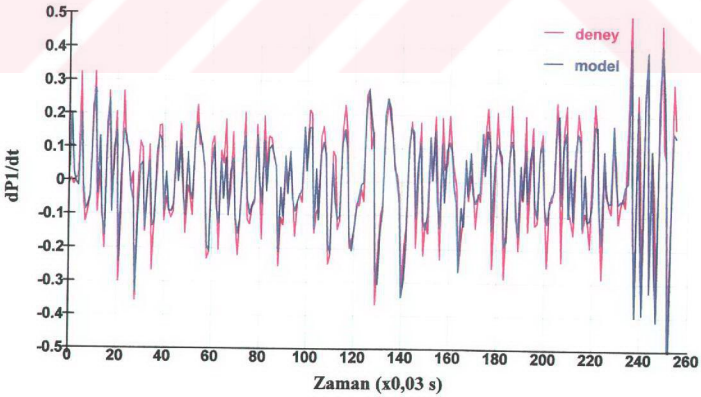
Basınç modelleri sürekli zaman gösterimiyle aşağıdaki şekilde gösterilebilir:

$$\begin{aligned}\dot{X}_{P1} &= A_{C1} X_{P1} + B_{C1} U_{P1} \\ y_{P1} &= C_{C1} X_{P1}\end{aligned}\quad (6.7a)$$

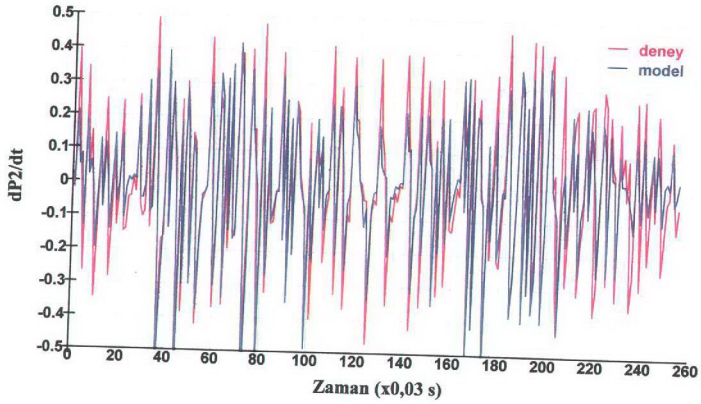
Burada $A_{C1} = -55,4438$ $B_{C1} = [56,4371 \ -68,8654]$ $C_{C1} = 1$,

$$y_{P1} = X_{P1} = \dot{P}_1 \text{ ve } U_{P1} = \begin{bmatrix} \frac{u_1^*}{x + 0,029} \\ \frac{P_1 \dot{x}}{x + 0,029} \end{bmatrix}$$

Yine;



Şekil 6.10a P₁ basıncı deney ve model sonuçları (5-1.bfn dosyası için)



Şekil 6.10b P₂ basıncı deney ve model sonuçları (5-1.bfn dosyası için)

$$\begin{aligned}\dot{X}_{P2} &= A_{C2} X_{P2} + B_{C2} U_{P2} \\ y_{P2} &= C_{C2} X_{P2}\end{aligned}\quad (6.7b)$$

Burada $A_{C2} = -58,8873$ $B_{C2} = [47,1280 \ 65,5439]$ $C_{C2} = 1$,

$$y_{P2} = X_{P2} = \dot{P}_2 \text{ ve } U_{P2} = \begin{bmatrix} \frac{u_2^*}{0,545 - x} \\ \frac{P_2 \dot{x}}{0,545 - x} \end{bmatrix} \text{ olarak verilmektedir.}$$

Üç farklı genlikteki PRBS sinyaliyle yapılan deneylere ait modelleme sonuçları incelendiğinde (Tablo 6.1a, Tablo 6.1b, Tablo 6.2a, Tablo 6.2b'ye bakınız.) her iki basınç modeli için tanılanan bütün parametre değerlerinin birbirine yakın seviyede olduğu, aynı parametre değeri için bir deneyden diğerine işaret değişimi olmadığı, ayrıca RN indislerinin de 0,15 pratik ölçütünden küçük veya bu değere yakınlığından dolayı artık kestirim hatalarının beyaz olduğu, Şekil 6.10a ve 6.10b'deki (5-1.bfn'ye ait) deney ve model sonuçlarının birbiriyle uyumlu olması gözönüne alındığında tanılanan parametre değerlerinin gerçek sistemi temsil ettiği sonucuna varılmaktadır.

6.7. Hız Modeli

(4.3) denklemindeki viskoz sürtünme katsayısı, kütle ve piston kesit alanı oranlarının bulunmasına yönelik olarak parametre tahmini yapılmaktadır. Hız modelinin girişi

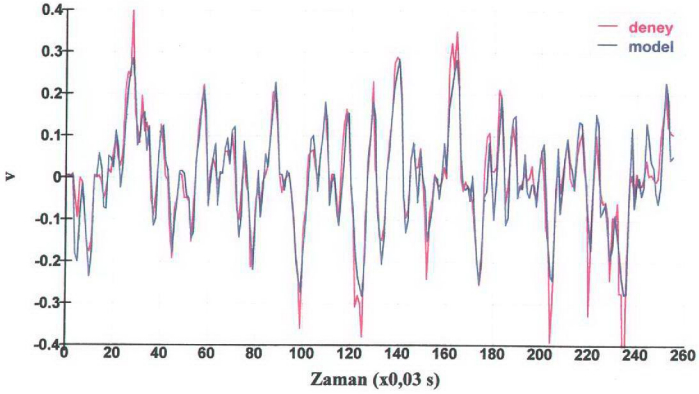
olarak kuru sürtünme etkileri ayıklanmış (pistona etkiyen net hareket ettirici) kuvvet, çıkış olarak ise piston hızı olacak şekilde ve ölçeklendirilmiş (scaled) olarak veri dosyaları hazırlanarak Adaptech Midsys programında kullanılır hale getirilmiştir. Midsys programıyla önce giriş-çıkış verilerindeki DC bileşenler ortadan kaldırılmakta, daha sonra model yapısının tahmini kısmında en küçük kareler yöntemi model mertebesi 1 olarak seçilmekte, parametreler kısmında genişletilmiş en küçük kareler yöntemi (ELS), azalan kazanç (decreasing gain) algoritması seçilerek Guidorzi'nin kanonik parametrizasyonu ile tanımlama yapılmaktadır. Tanılamadan sonra geçerlilik testi (beyazlık testi) uygulanmakta ve model ile deney grafikleri kıyaslanmaktadır. Daha sonra parametrik modelden ayrık zamanlı durum-uzay gösterimine geçilmektedir. Ayrık zamanlı durum-uzay gösteriminden Matlab programı ile sürekli zaman durum-uzay gösterimine geçilerek hız modeli Matlab Simulink'teki simülasyon modelinde kullanılacak hale getirilmektedir. Basınç modelinde kullanılan deneylerin aynısı hız modeli için de kullanılmaktadır. Tablo 6.3'te parametrik hız modeli, Tablo 6.4'te ayrık zamanlı hız modeli, Şekil 6.11'de ise verilerden bir tanesine ait hız modeli deney verileriyle birlikte gösterilmektedir.

Tablo 6.3 Parametrik hız modeli

Dosya adı	A0	A1	B1	C0	C1	RN
3-1.kfn	1	-0,46112	0,45965	1	-0,21585	0,07258
3-2.kfn	1	-0,40641	0,49210	1	-0,12432	0,02411
4-1.kfn	1	-0,43441	0,44362	1	-0,15096	-0,06114
4-2.kfn	1	-0,38297	0,36331	1	-0,25290	-0,11216
5-1.kfn	1	-0,39707	0,36488	1	-0,38760	0,08064
5-2.kfn	1	-0,38524	0,49016	1	-0,23233	0,09006

Tablo 6.4 Ayrık zamanlı hız modeli durum-uzay gösterimi

Dosya adı	Katsayılar		Düzeltilmiş	Ayrık durum-uzay	
	DP _{net}	v	B1	F	G
3-1.kfn	3,307	1,134	0,15762	0,46112	0,15762
3-2.kfn	3,452	1,160	0,16536	0,40641	0,16536
4-1.kfn	3,898	1,873	0,21316	0,43441	0,21316
4-2.kfn	3,883	2,667	0,24954	0,38297	0,24954
5-1.kfn	4,457	3,327	0,27237	0,39707	0,27237
5-2.kfn	4,786	2,168	0,22204	0,38524	0,22204
Ortalama				0,41120	0,21335



Şekil 6.11 Hız deney ve model sonuçları (5-1.kfn dosyası için)

Hız modeli, sürekli zaman gösterimiyle aşağıdaki şekilde gösterilebilir:

$$\begin{aligned}\dot{X}_H &= A_C X_H + B_C U_H \\ y_H &= C_C X_H\end{aligned}\quad (6.8)$$

Burada $A_C = -29,6225$ $B_C = 10,7336$ $C_C = 1$ $X_H = v = \dot{x}$ olarak verilmektedir.

(6.8) denklemi ile (4.3) denklemi karşılaştırıldığında; ((4.3)'teki $\frac{-F_s}{M_T}$ terimi hız modelindeki verilerden kuru sürtünme etkileri çıkarıldığında için sıfıra eşittir.)

$$A_C = -\frac{B}{M_T} \quad \text{ve} \quad B_C = \frac{A}{M_T} \quad \text{olduğu görülür.}$$

32 mm çapındaki piston için kesit alanı bilinen değer olduğu için;

Sistemdeki toplam hareketli kütle $M_T = B_C A = 7,590 \text{ kg}$,

Viskoz sürtünme katsayısı $B = -A_C M_T = 224,842 \text{ kg/s}$ elde edilir.

Üç farklı genlikteki PRBS sinyaliyle yapılan deneylere ait hız modeli modelleme sonuçları incelendiğinde (Tablo 6.3 ve 6.4'e bakınız.) tanılanan parametre değerlerinin birbirine yakın, işaret değişimi olmayan nitelik taşıdığı, RN indislerinin tamamının 0,15 pratik değerinden küçük olması sebebiyle artık kestirim hatalarının beyaz olduğu, Şekil 6.11'deki (5-1.kfn 'ye ait) deney ve model sonuçlarının son derece uyumlu olması gözönüne alındığında tanılanan hız modeli parametrelerinin gerçek sistemi temsil ettiği sonucuna varılmaktadır.

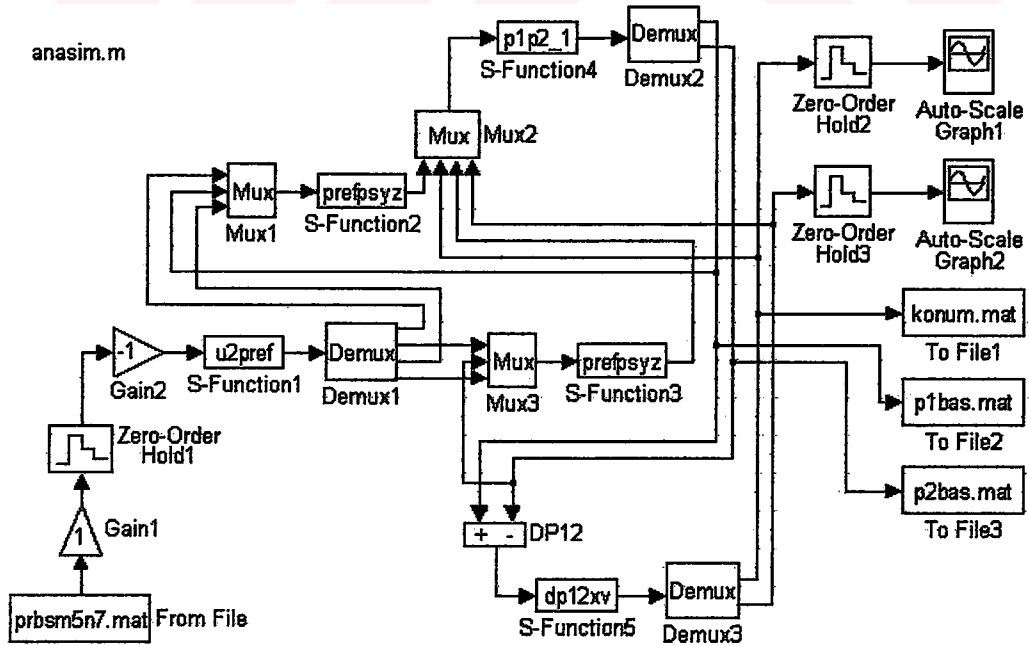
7. PNÖMATİK SİSTEMİN SİMÜLASYONU

7.1. Giriş

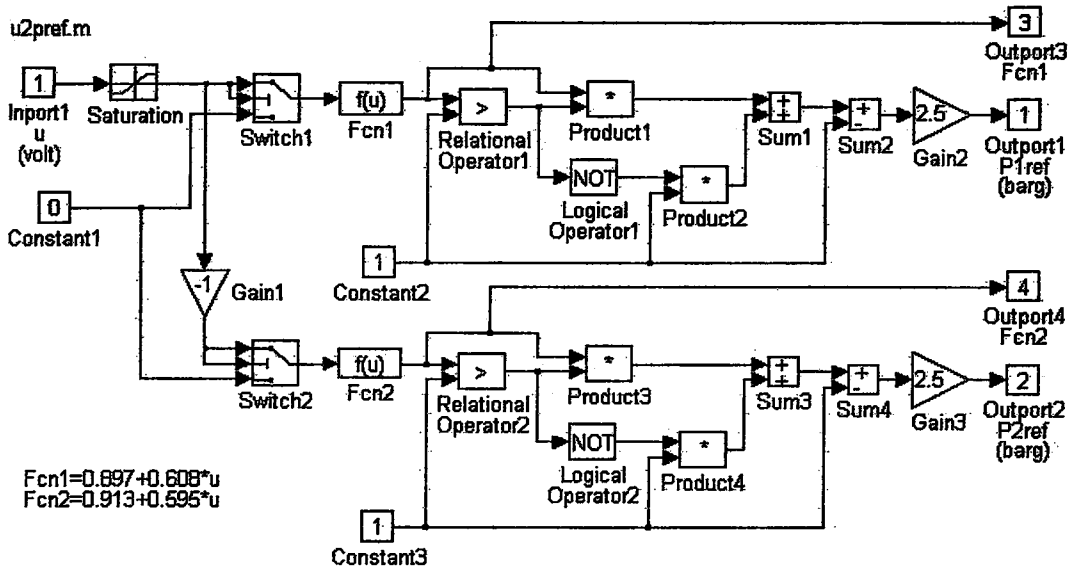
4. bölümde matematiksel modeli verilen, 6. bölümde deneysel olarak tanılanan ve modellenen pnömatik sistemin bu bölümde simülasyon modeli oluşturulmaktadır. Bu amaçla Matlab Simulink programı kullanılmaktadır [28], [29], [30].

7.2. Pnömatik Simülasyon Modeli

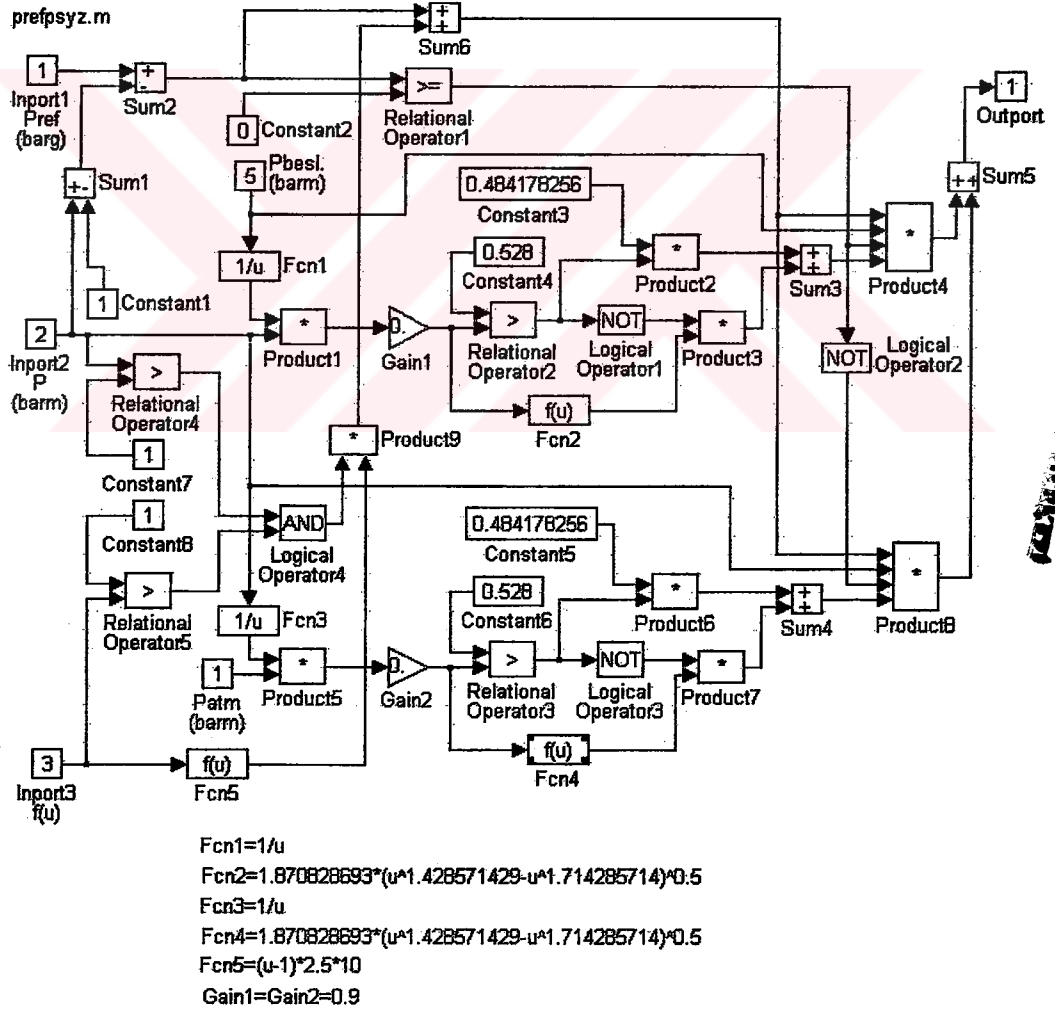
Simülasyon modeli, birisi ana model dosyası, diğerleri ana modelden çağırılan dört adet s-function dosyası olmak üzere toplam beş dosyadan oluşmaktadır: “anasim.m” dosyası simülasyonun omurgasını oluşturan dosya olup; PRBS sinyalinin dosyadan okutulması, düzenlenmesi, s-function’ların çağırılması, sonuçların dosyalara yazdırılması vs. işlemlerini gerçekleştirmektedir. “anasim.m” dosyası ayrıntıları için Şekil 7.1’e bakınız.



Şekil 7.1 “anasim.m” dosyası



Şekil 7.2 “u2pref.m” dosyası

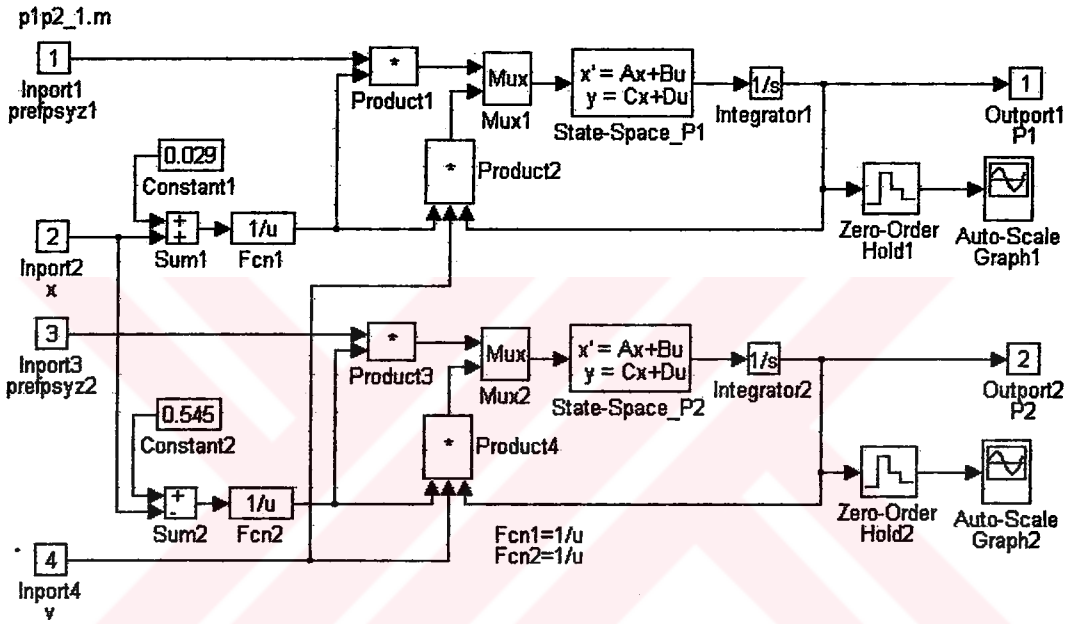


Şekil 7.3 “prefpsyz.m” dosyası

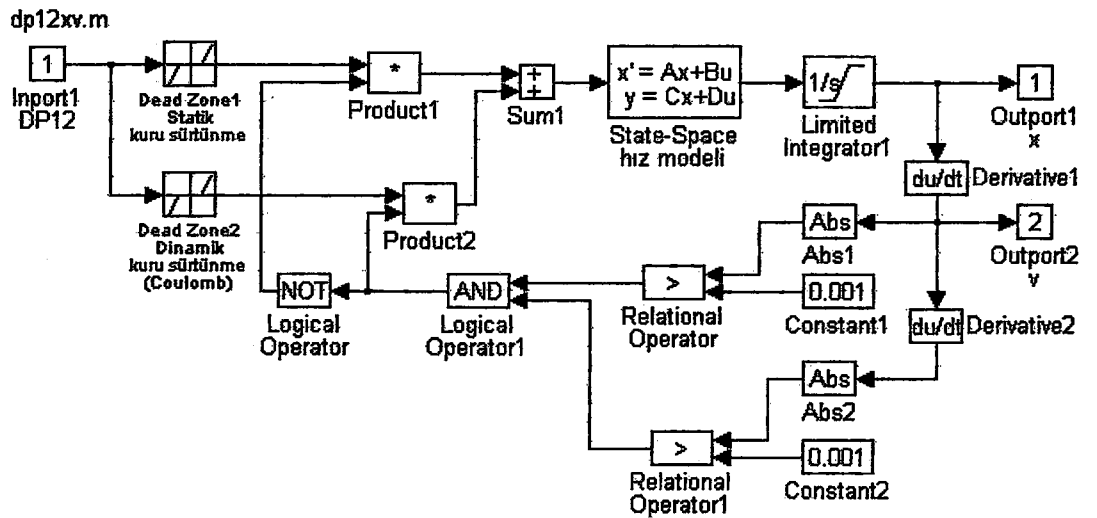
“u2pref.m” dosyası, sisteme gönderilen u (Volt) giriş sinyalinin doyma kontrolü, kıyılması ve her valf için basınç referanslarının üretilmesini sağlamakta olup; ayrıntıları Şekil 7.2’de verilmektedir.

“prefpsyz.m” dosyası ile valflerin (4.30) ve (4.42a), (4.42b) denklemlerine uygun olarak çalışmaları simüle edilmekte olup; ayrıntıları Şekil 7.3’te gösterilmektedir.

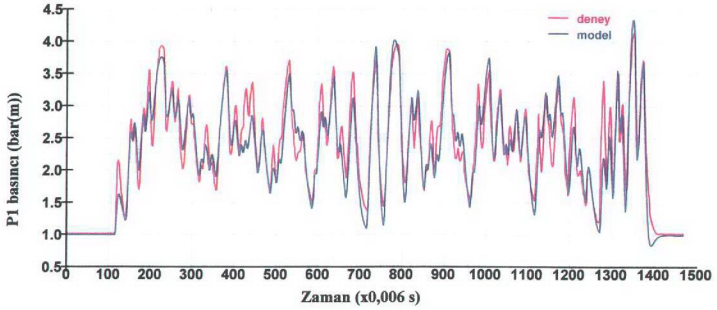
“p1p2_1.m” dosyasında ise “anasim.m” dosyasından gelen verilerden P_1 ve P_2 basınçları hesaplanmaktadır. Ayrıntılar için Şekil 7.4’e bakınız.



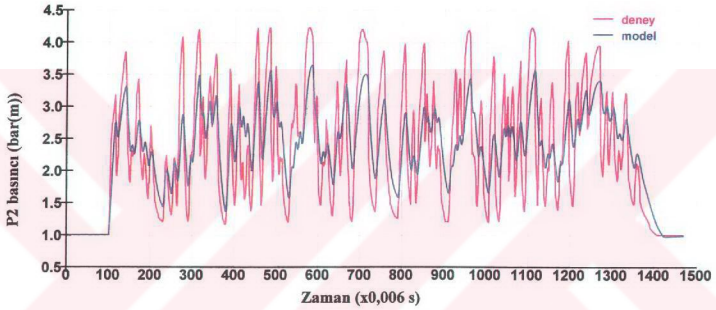
Şekil 7.4 “p1p2_1.m” dosyası



Şekil 7.5 “dp12xv.m” dosyası



Şekil 7.6a P₁ basıncı; deney ve simülasyon modeli sonuçları



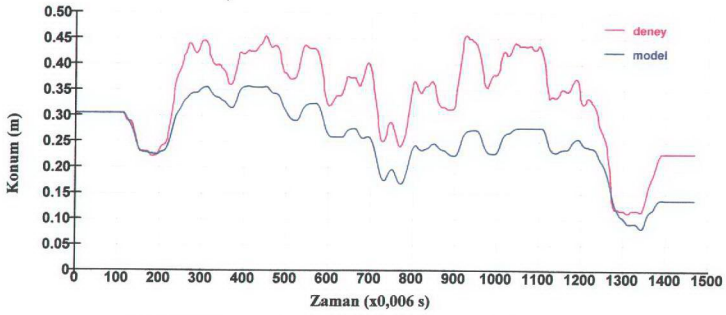
Şekil 7.6b P₂ basıncı; deney ve simülasyon modeli sonuçları

dp12xv.m" dosyası, hesaplanan basınçlardan, kuru sürtünmeleri de gözönüne alarak piston hız ve konumunun elde edilmesi içindir. Burada limited integrator kullanılarak –gerçek sistemde olduğu gibi- pistonun hareket aralığı sınırlandırılmıştır. Ayrıntılar Şekil 7.5'te verilmektedir.

Deneyde kullanılan giriş sinyallerinden biri, simülasyon modeline aynen (araba başlangıç konumu dahil) uygulanarak, konum ve basınç değerleri hesaplanmıştır.

Deney ve simülasyon sonuçları P₁ basıncı için Şekil 7.6a'da, P₂ basıncı için Şekil 7.6b'de, konum için Şekil 7.7'de gösterilmektedir.

Bu bölümde yapılan simülasyon sonuçları incelendiğinde P₁ basıncının deney ve model sonuçlarının oldukça uyumlu olmasına karşın, P₂ basıncının simülasyon modelinin deney sonuçlarını P₁ kadar iyi izleyemediği, yine piston konumuna ait



Şekil 7.7 Konum; deney ve simülasyon modeli sonuçları

deney ve model sonuçlarının benzer karakterler taşımalarına rağmen birbiriyle çok yakın olmadığı görülmektedir. Bu farklılaşmalara yola açabilecek muhtemel sebepler aşağıdadır:

5 Volt genlikli bir deneye ait başlangıç koşulları ve PRBS sinyali 6 deneyde tanılanan parametrelerin ortalamalarının sürekli zamanlı modellere dönüştürülmesiyle simülasyon modelinde kullanılmakta ve söz konusu deneyle kıyaslanmaktadır.

Tanılanan modeller türev modelleri olup, simülasyon programındaki alınan sonuçlar integre edilmiş değerlerdir. İntegrasyondan dolayı model ile gerçek sistem parametreleri arasındaki küçük farklar zamanla toplanarak deneyle model sonuçları arasındaki farkın açılmasına yol açmaktadır.

Sisteme üçgen dalga gönderilerek elde edilen kuru sürtünme katsayıları ortalama değerler olup, silindirik üzerinde bir noktadan diğerine bir miktar farklılık gösterebilmektedir.

Simülasyonda her üç model birbiriyle etkileşimli olarak çalıştıkları için birindeki farklılaşma diğer modellere girişleri de etkilemektedir.

Ayrık zamanlı modellerden sürekli zamanlı modellere dönüşüm yapılırken ayrık zamanlı model parametreleriyle eşdeğeri sürekli zamanlı model parametreleri arasında bir miktar farklılaşma olması mümkündür.

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Pnömatik bir sistemin deneysel olarak tanılanarak modellenmesi ve simülasyonunu konu alan bu çalışmada gerçek bir sistemden veri toplanması, elde edilen verilerin işlenerek modelleme için hazırlanması, hazırlanan verilerden sistemin teorik/matematik modellerinden yola çıkılarak deneysel modellerin elde edilmesi, son olarak bir simülasyon ile karşılaştırılması ayrıntılı olarak irdelenmektedir.

Verilerin toplanması sırasında; sistemi temsil edecek verilerin kaydedilmesinin, deneysel modellemenin başarımında ve elde edilen modelin gerçeği ne ölçüde yansıttığı konusunda büyük önemi olduğu için; örnekleme frekansının seçimi, analog veya sayısal ortamda katlanmış (aliased) veriden sakınma yöntemleri, alçak geçiren filtreleme, türev alma ve örnekleme frekansını değiştirme gibi sayısal veri işleme teknikleri hem incelenmiş hem de sistem üzerinde uygulaması yapılmıştır.

Daha önce yapılmış değişik çalışmalardan yararlanılarak; sisteme ait valf dinamiği, basınç değişimleri, piston dinamiği, viskoz ve kuru sürtünme etkilerinin matematik modelleri incelenerek deneysel modelleme sonucunda mümkün olduğunca lineer, farklı çalışma koşullarında parametre değişimleri azaltılmış/yok edilmiş dinamik modellerin elde edilmesi hedeflenmiştir. Bu doğrultuda; örneğin, basınç modellerindeki giriş verilerinin piston konumuna bölünmesi, böylece modelin piston konumundaki değişmelere duyarsızlaştırılması, yine; hız modelinde, kuru sürtünme etkilerinin yokedildiği giriş verisi kullanılarak elde edilen modeldeki kütle, viskoz sürtünme katsayısı değerlerinin gerçekçi olmasına uğraşmıştır.

Modellemede kullanılmak üzere oransal valflerin akım-basınç ilişkileri ayrı bir deneyle ölçüldükten sonra doğrusal regresyon yapılarak birer fonksiyona dönüştürülmüştür. Böylece deney sistemindeki oransal elektro-pnömatik servovalflerin uygulanan akıma cevap olarak sağlamaya çalıştıkları (referans) basınç değerlerinin fonksiyonu elde edilmiştir. Benzer şekilde; sisteme uygulanan üçgen dalga giriş sinyali ile arabanın durağan halden harekete geçtiği (yüzeyden koptuğu) ve hareket halinden durağan hale geçtiği (yüzeye yapıştığı) anlardaki silindir

odacıklarındaki basınçlar kaydedilerek, sisteme ait statik kuru sürtünme katsayısının ve dinamik kuru sürtünme katsayısının ortalama değerleri pistonun her iki yöndeki hareketi için ayrı ayrı hesaplanarak hız modelinde gözönüne alınmaktadır.

Gerçekçi bir model elde etmek için; sisteme ait matematiksel denklemler de gözönünde bulundurularak basit bir model yerine üç ayrı lineer birinci mertebe modelin birleşmesinden oluşan ve üç modelin birbirine olan etkilerini geri beslemelerle dikkate alan karmaşık bir model tesis edilmiştir.

Bu üç dinamik modelden ikisi pistonun her iki tarafındaki odacık basınçlarının dinamiğini ifade eden basınç modelleridir. Bu modeller; iki girişli tek çıkışlı birinci mertebeden lineer modellerdir. Girişlerden birisi -pistonun konumunu dikkate alarak- oransal valfin sisteme doldurduğu veya sistemden boşalttığı hava debisini, diğeri ise -yine pistonun konumunu da dikkate alarak- piston hızının basınçlara etkisini modellemek için kullanılmaktadır. Piston hızının basınçlara etkisi, valflerin etkisiyle benzeşiktir. Bu bir örnekle açıklanmak istenirse; silindirin bir odacığını dolduran/boşaltan valf ile odacığın hacmini azaltan yada artıran yönde hareket halindeki bir piston, kısa bir zaman dilimi için, bir havuzu dolduran veya boşaltan iki bağımsız musluk gibi düşünülebilir. Burada havuzun su seviyesi odacıktaki hava basıncına karşılık gelmektedir. Basınç modelinin girişleri sıfır değer aldığında odacık basıncının değişmemesi diğeri bir deyişle basınç değişiminin sıfır olması gerekir. (4.26) ve (4.31) denklemleri de teorik olarak bu yaklaşımı doğrulamaktadır. Bu yüzden basınç modeli çıkışı olarak basıncın türevi alınmıştır.

Piston dinamiğini ifade etmek için lineer birinci mertebe hız modeli kullanılmaktadır. Bu model tek giriş-tek çıkışlı olup; giriş olarak kuru sürtünme etkileri çıkarılmış ve her iki odacıktaki basıncın farkı olan net hareket ettirici kuvvet, çıkış olarak ise piston hızı kullanılmaktadır. Hidrolik sistemlerdeki silindirler mekanik integratör olarak kabul edilirler. Pnömatikte de silindir odacıklarına dolan havanın kütledebisi ile piston konumu arasında birebir olmasa da integratöre benzer bir etki olduğu düşünülebilir. Hem bu açıdan hemde (4.3) denklemi dikkate alındığında net kuvvet ile piston konumu arasındaki ilişkiyi veren bir model aramak yerine net kuvvet ile piston hızı arasında bir model bulup konumu sonradan integre etmek daha mantıklı olmaktadır. Çünkü; tanılanacak model sıfır değerindeki girişe sıfır değerinde çıkış veren dinamik bir model olacağından hız modeli kullanmak daha

uygun olmaktadır. Tanılanan modellerin çıkışı basınç türevi veya piston hızı gibi türev değerleridir.

Tanılama amacıyla sisteme frekans içeriği zengin olan PRBS sinyali üç farklı genlikte ikişer defa uygulanmıştır. Yapılan altı deneye ait modelleme sonuçlarında tanılanan P_1 , P_2 ve hız ayırık zamanlı parametrik model katsayılarının birbirine yakınlığı ve beyazlık testi sonuçları makul seviyelerdedir. Bu ayırık zamanlı parametrik modellerin, ayırık zamanlı durum-uzay modellerine dönüştürülmesiyle bulunan parametrelerin ortalaması, simülasyon için sürekli zamanlı durum-uzay modellerinin elde edilmesinde kullanılmaktadır.

Deneyisel modellemenin tasarımı matematiksel modeller de gözönüne alınarak yapıldığı için, tanılanan parametrelerin matematiksel modelde karşılıkları, fiziksel anlamları vardır. Dolayısıyla sisteme ait statik kuru sürtünme katsayısı, dinamik kuru sürtünme katsayısı, viskoz sürtünme katsayısı, hareketli kütle, valfe ait katsayılar gibi birçok parametre tanılanabilir. Dinamik kuru sürtünme katsayısı, viskoz sürtünme katsayısı gibi pnömatik devre parçaları üreten firmalar tarafından dahi bilinmeyen, kullanıcıya fabrika çıkış değerleri verilemeyen büyüklükler -her ne kadar bu değerler zamanla aşınmaya, ortamın kirliliğine vs. bağlı olarak değişse de- tanılanabilirler. Pnömatik sistemlerin tasarımında bu değerlerin yaklaşık kabulleri yerine gerçek değerlerinin kullanılmasının başarılı bir tasarıma katkısı olacaktır. Özellikle aşırı sürtünmeli silindirlerde kuru sürtünmenin etkisi eklenerek üretilen kontrol sinyali sıfır civarındaki ölü bölgenin (cross-over distortion) küçülmesine, konum hassasiyetinin iyileşmesine katkıda bulunabilir.

Bir diğer önemli nokta da, odacıklardaki basınçlar üzerinde piston hızının da etkisi bulunduğu için, tanılanan modelden yola çıkılarak, valfler için üretilen kontrol sinyaline hız telafisi (velocity compensation) eklenebilir. Böylelikle hızdan kaynaklanan basınç düşmeleri veya artışları önlenir. Bu, özellikle yörüngeli kontrol uygulamalarında izleme hassasiyetini artıracaktır.

Gerek gerçek sistem, gerekse tanılama modeli -lineer modeller içermesine rağmen- nonlinear özelliktedir. Tanılama modelinden elde edilen gerçek değerleri kullanarak, uygulandığında kapalı çevrimli sistemde ayrılma (decoupling) ve lineerleşme sağlayan bir nonlinear kontrol algoritması geliştirilebilir.

Malzeme yükleme-boşaltma sistemlerinde kütle değişikliğinin algılanması sağlanabilir.

Tanılanan modelin fiziki koşulları örneğin kütlesi artırılarak/azaltılarak, viskoz sürtünme katsayısı değiştirilerek, valf parametreleri veya silindir stroku farklı değerlere atanarak sistemde yapılması düşünülen değişikliklerin son karar öncesi simülasyonu yapılarak maliyetsiz bir şekilde performansı denenebilir.

Sistemde farklı zamanlarda yapılan tanılama sonuçları karşılaştırılarak zamanla oluşan parametre değişimleri incelenebilir. Arızaların önceden tahmin edilmesi veya bakım programlarının daha gerçekçi sürelerle hazırlanması sağlanabilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Koç, İ.M.**, 1998. Hassas ve katı pnömatik konum kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [2] **Cihan, S.**, 1999. Pnömatik konum kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [3] **Gamble, J.B., Vaughan, N.D.**, 1996. Comparison of sliding mode control with state feedback and PID control applied to a proportional solenoid valve, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, **118**, 434-438.
- [4] **Lin, X., Spettel, F., Scavarda, S.**, 1996. Modelling and test of an electropneumatic servovalve controlled long rodless actuator, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, **118**, 457-462.
- [5] **Ye, N., Scavarda, S., Jutard, A.** 1992. Models of a pneumatic PWM solenoid valve for engineering applications, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, **114**, 680-688.
- [6] **Deniz, U.**, 2001. Pnömatik kuvvet kontrolü, Bitirme Çalışması, İ.T.Ü. Makina Fakültesi, İstanbul.
- [7] **Lai, J.Y., Menq, C.H., Singh, R.** 1990. Accurate position control of a pneumatic actuator, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, **112**, 734-738.
- [8] **Wang, Y.T., Singh, R.**, 1986. Pneumatic chamber nonlinearities, Transactions of the ASME, Journal of Applied Mechanics, **53**, 956-958.
- [9] **Pandian, S.R., Hayakawa, Y., Kanazawa, Y., Kamayama, Y., Kawamura, S.**, 1997. Practical design of a sliding mode controller for pneumatic actuators, Transactions of the ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, **119**, 666-674.
- [10] **SMC**, 1997. Magnetically coupled rodless cylinder with high precision guide, CY1H Series, SMC Corporation, Tokyo.
- [11] **SMC**, 1997. VEP (3 port) electropneumatic proportional valve catalog, SMC Corporation, Tokyo.

- [12] **Sony Magnescale Systems**, 1983. Scale unit general catalog, Sony Magnescale Inc., Tokyo.
- [13] **Sony**, 1988. Dedector MD20-1G5BR instruction manual, Sony Magnescale Inc., Tokyo.
- [14] **SMC**, 1994. Pressure sensor PSE 510 handling manual, SMC Corporation, Tokyo.
- [15] **Advantech**, 1990. Pc-Labcard user's manual, Advantech Co. Ltd., Taiwan.
- [16] **NSC**, 1987. Linear databook 2, National Semiconductor Corporation, Santa Clara.
- [17] **NSC**, 1987. Linear applications databook, National Semiconductor Corporation, Santa Clara.
- [18] **Antoniou, A.**, 1993. Digital filters, analysis, design and applications, Mc Graw Hill, Newyork.
- [19] **Ziemer, R.E., Tranter, W.H., Fannin, D.R.**, 1993. Signals and systems: continuous and discrete, Macmillan, Newyork.
- [20] **Özdaş, M.N., Dinibütün, A.T., Kuzucu, A.**, 1988. Otomatik kontrol, İ.T.Ü. Matbaası, Gümüşsuyu.
- [21] **Eğrican, N.A., Atılğan, H.**, 1985. Çözümlü termodinamik problemleri, Emin Ofset, İstanbul.
- [22] **Özdemir, H.İ.**, 1981. İlaveli genel anorganik ve teknik kimya, Matbaa Teknisyenleri Basımevi, İstanbul.
- [23] **Adaptech**, 1996. Winpim system identification user's guide version 1.1, Adaptech, Saint Martin.
- [24] **Adaptech**, 1996. Wintrac data acquisition and real-time control user's guide version 1, Adaptech, Saint Martin.
- [25] **Landau, I.D.**, 1988. System identification and control design using PIM+software, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey.
- [26] **Isermann, R.**, 1981. Digital control systems, Springer-Verlag Berlin, Newyork.
- [27] **Adaptech**, 1996. Midsys identification software for multi-inputs/multi-outputs systems user's guide version 2, Adaptech, Saint Martin.
- [28] **Mościński, J., Ogonowski, Z.**, 1995. Advanced control with Matlab&Simulink, The University Press, Cambridge.

- [29] **Shahian, B., Hassul, M., 1993.** Control system design using Matlab, Prentice hall Englewood Cliffs, New Jersey.
- [30] **Mathworks, 1994.** Simulink dynamic system simulation software release notes version 1.3, The Mathworks Inc. Massachusetts.



UNCLASSIFIED
NOFORN

ÖZGEÇMİŞ

Ahmet ZORLU 1968 yılında Tokat'ta doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Tokat'ta tamamladı. 1989 yılında İTÜ Gemi İnşaatı ve Deniz Bilimleri Fakültesi Gemi İnşaatı Bölümü'nden, 1992 yılında İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Makina Anabilim Dalı Robotik Programı'ndan mezun oldu. Aynı yıl İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Robotik Programı'nda doktora programına başladı. Türkiye Gemi Sanayii A.Ş. Pendik Tersanesi Dizayn Şubesi'nde 1993-1998 yılları arasında dizayn mühendisi, 1998-1999 yılları arasında ise Tekne Donatım Büro Şefi olarak çalıştı.

