

**PNÖMATİK BİR SİSTEMİN NONLİNEER
MODELLENMESİ VE MODEL
ÖNGÖRÜLÜ KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Barış ÖZ
503101613**

Makine Mühendisliği Anabilim Dalı

Sistem Dinamiği ve Kontrol Programı

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Ayhan KURAL

MAYIS 2014

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 503101613 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Barış Öz**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **“PNÖMATİK BİR SİSTEMİN NONLİNEER MODELLENMESİ VE MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROLÜ ”** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Yrd. Doç. Dr. Ayhan KURAL**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Doç. Dr. Kenan Refah KUTLU**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Ertan ÖZNERGİZ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **22 Nisan 2014**
Savunma Tarihi : **21 Mayıs 2014**

ÖNSÖZ

Endüstride yaygın bir şekilde kullanılan pnömatik sistemlerin yüksek nonlineerlik özellikleri barındırmaları, klasik kontrol yöntemleri ile kontrollerini oldukça zorlaştırmaktadır. Bu sebeple, bu çalışmada pnömatik sistemin kapsamlı bir nonlineer modellenmesi ve modern bir kontrol yöntemi olan model öngörülü kontrolün değişik algoritmalarıyla kontrolü ve bu algoritmaların karşılaştırılmaları konusu tartışılmaktadır.

Bu konuda çalışmamı öneren ve çalışmanın her safhasında desteğini esirgemeyen tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Ayhan KURAL'a teşekkürlerimi sunarım.

Çalışma boyunca engin teorik bilgilerini benimle paylaşan ve sistem tanılama ve model öngörülü kontrol hakkında beni araştırmaya yönlendiren değerli hocam Sayın Prof. Dr. Can ÖZSOY'a, pnömatiğin temelleri ve pnömatik sistemin kurulması aşamasında bana büyük yardımları dokunan Sayın Doç. Dr. İlker Murat KOÇ'a, data toplama kartının seçimi konusunda beni aydınlatan Sayın Remzi ARTAR'a ve bütün Sistem Dinamiği ve Kontrol araştırma kadrosuna teşekkür ederim.

Son olarak çalışmamda bana maddi-manevi tüm desteklerini veren, akademik araştırmanın hayattaki en önemli olgu olduğunu öğrendiğim babam Dr. Eti ÖZ başta olmak üzere, annem Ayşe ÖZ'e ve Elif Kardelen DUMAN'a teşekkürü bir borç bilirim.

Mayıs 2014

Barış ÖZ
Elektrik Müh.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ŞEKİL LİSTESİ	xiii
ÖZET	xv
SUMMARY	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1 Konu İle İlgili Çalışmalar.....	1
2. PNÖMATİK SİSTEM	5
2.1 Sistemin Tanımlanması	5
2.2 Sistemin Matematiksel Modeli.....	6
2.2.1 Piston-yük dinamikleri	6
2.2.2 Silindir haznelerindeki basınç modeli	7
2.2.3 Valf-silindir bağlantı borularının modellenmesi	10
2.2.4 Valf modeli.....	11
2.2.5 Sürtünme kuvvetlerinin modellenmesi	14
3. DENEY DÜZENEĞİ	15
3.1 Genel Tanıtım.....	15
3.2 Kontrol Sistemi	16
3.2.1 Silindir.....	16
3.2.2 Oransal kontrol valfi	16
3.3 Ölçme Sistemi	18
3.3.1 Konum ölçümü.....	18
3.3.2 Basınç ölçümü	18
3.4 Sistemin Bilgisayarla Bağlantısı ve Arayüzler.....	19
3.4.1 Bilgisayar	19
3.4.2 Data toplama kartı	19
3.4.3 Ana dağıtım kartı.....	20
4. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL	23
4.1 Model Öngörülü Kontrole Genel Bakış	25
4.2 Optimal Kontrol	27
4.3 Lineer MPC	28
4.3.1 Azalan ufuk yaklaşımı.....	29
4.3.2 Tahmin modeli	30
4.3.2.1 Basamak cevabı modeli.....	30
4.3.2.2 Darbe cevabı modeli.....	31
4.3.2.3 Transfer fonksiyonu modeli	32
4.3.2.4 Durum uzayı modeli	32
4.3.2.5 Diğer yöntemler	34
4.3.3 Amaç fonksiyonu ve kontrol kanunu	34

4.4 Nonlinear MPC.....	40
4.4.1 Tahmin modeli	42
4.4.2 Nümerik integrasyon	43
4.4.3 Amaç fonksiyonu ve kontrol kanunu	46
5. DENEYSEL ÇALIŞMA	51
5.1 Model öngörülü kontrol.....	55
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	63
KAYNAKLAR.....	65
EKLER.....	69
EK A.....	71
EK B.....	79
EK C.....	85
EK D.....	93
ÖZGEÇMİŞ	95

KISALTMALAR

PD	: Oransal-türevsel
PID	: Oransal-integral-türevsel
NI	: National Instruments
TB	: Terabyte
GB	: Gigabyte
IC	: Entegre devre
GND	: Toprak
DAQ	: Veri toplama
MPC	: Model öngörülü kontrol
MAC	: Model algoritmik kontrol
DMC	: Dinamik matris kontrolü
GMC	: Genelleştirilmiş öngörülü kontrol
MPHC	: Model öngörülü deneysel kontrol
PFC	: Öngörülü fonksiyonel kontrol
NLMPC	: Nonlinear model öngörülü kontrol
SSMPC	: Durum uzayı model öngörülü kontrolü
LMPC	: Lineer model öngörülü kontrol
RK4	: 4.dereceden Runge-Kutta
PC4	: 4.dereceden tahminci-düzeltilici
QP	: Kuadratik programlama
PRBS	: Sözde rastgele ikili dizisi
PEM	: Parametre kestirim yöntemi

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge D.2: Ana dağıtım kartı komponent değerleri.....	93

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1: Pnömatik bir sistemin genel şeması	5
Şekil 2.2: Piston-yük sisteminin serbest cisim diyagramı	7
Şekil 2.3: Oransal valfin genel şeması.....	11
Şekil 2.4: Valf makarasının serbest cisim diyagramı	11
Şekil 2.5: Valf efektif alanı.....	13
Şekil 3.1: Pnömatik sistemin genel diyagramı	15
Şekil 3.2: Oransal kontrol valfinin çalışma prensibi	17
Şekil 3.3: Ana dağıtım kartı devre şeması	21
Şekil 3.4: Ana dağıtım kartı baskı devre şemaları	22
Şekil 3.5: Ana dağıtım kartı V-I grafiği	22
Şekil 4.1: Model öngörülü kontrol örneği	26
Şekil 4.2: Model öngörülü kontrol blok diyagramı	26
Şekil 4.3: Azalan ufuk yaklaşımı.....	30
Şekil 4.4: Basamak cevabı modeli.....	31
Şekil 4.5: Darbe cevabı modeli.....	32
Şekil 5.1: Referans yörüngesi	51
Şekil 5.2: Data toplama programı şeması	52
Şekil 5.3: Valflere gönderilen giriş sinyali	53
Şekil 5.4: Sisteme uygulanan giriş ve elde edilen çıkışlar.....	53
Şekil 5.5: Kestirilen modelin kestirim datası ile karşılaştırılması	54
Şekil 5.6: Kestirilen durum uzayı modelinin validasyonu.....	54
Şekil 5.7: Durum uzayı modelinin korelasyon testi.....	55
Şekil 5.8: Model öngörülü kontrolör oluşturma	56
Şekil 5.9: Model öngörülü kontrol simülasyonu	56
Şekil 5.10: Labview sistem paneli	57
Şekil 5.11: Kontrol parametreleri ve referans paneli.....	57
Şekil 5.12: Kısıtlar paneli	58
Şekil 5.13: $l=5$, $m=5$ için simülasyon sonuçları	58
Şekil 5.14: $l=10$, $m=10$ için simülasyon sonuçları	59
Şekil 5.15: $l=15$, $m=10$ için simülasyon sonuçları	59
Şekil 5.16: $l=30$, $m=30$ için simülasyon sonuçları	60
Şekil 5.17: $Q=0,01$, $R=1$ için simülasyon sonuçları	60
Şekil 5.18: $Q=0,01$, $R=2$ için simülasyon sonuçları	61
Şekil 5.19: $Q=0,01$, $R=3$ için simülasyon sonuçları	61
Şekil 5.20: $Q=0,05$, $R=3$ için simülasyon sonuçları	62
Şekil 5.21: $Q=0,1$, $R=5$ için simülasyon sonuçları	62
Şekil B.1: Simulink ana dosyası (pneum.mdl)	79
Şekil B.2: Plant alt modeli	80
Şekil B.3: Spool konum değişikliği alt modeli	81
Şekil B.4: Valf efektif alanı alt modeli	81
Şekil B.5: Zayıflama etkisi ve gecikme alt modeli.....	81

Şekil B.6: İndirgenmiş akış fonksiyonu alt modeli.....	82
Şekil B.7: Yük konumu alt modeli	82
Şekil B.8: Sabitlerin hesaplanması alt modeli	82
Şekil B.9: Valf efektif alanı 2 alt modeli	83
Şekil B.10: Valf efektif alanı 3 alt modeli	83
Şekil B.11: İndirgenmiş akış fonksiyonu mr alt modelleri	83
Şekil B.12: Sürtünme kuvveti alt modeli.....	84

PNÖMATİK BİR SİSTEMİN NONLİNEER MODELLENMESİ VE MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROLÜ

ÖZET

Pnömatik sistemlerde modern kontrol uygulamalarına yönelik araştırmalar son yıllarda oldukça popüler bir hale gelmiştir. Ancak pnömatik sistemler oldukça fazla nonlineerlik özellikleri barındırdıklarından dolayı gerek modellemede gerek kontrol algoritmasının uygulanmasında zorluklar ile karşılaşilmektedir. Bu sebeple; pnömatik bir sistemin kapsamlı bir nonlineer modellenmesinin yapılması ve modern bir kontrol algoritması olan model öngörülü kontrolün (MPC) çeşitli varyasyonlarının bu model üzerinde uygulanması bu çalışmanın konusunu oluşturmaktadır.

Bu çalışmada İ.T.Ü Makina Fakültesi Sistem Dinamiği ve Kontrol Laboratuvarı'nda bulunan elektropnömatik deney düzeneği esas olarak alınmıştır. Deney düzeneği, çubuksuz, düşük sürtünmeli, üzerindeki arabaya bağlı hassas bir silindir, 5/3 yollu oransal valf, lineer cetvel, analog basınç ölçerler, tez kapsamında tasarlanan ana dağıtım kartı, güç kaynakları ve data toplama kartı ve ekipmanından oluşmaktadır.

5/3 yollu oransal valfin sisteme entegre edilmesi ile birlikte pnömatik sistem modeli, silindir odacıklarındaki basınç değişimlerini tanımlayan ve piston hareketini tanımlayan toplam tek girişli-üç çıkışlı bir model olarak kurulmuştur. Sistemde bulunan valf, silindirler, yük, sürtünme kuvvetleri ve bağlantı boruları ayrı ayrı modellenmiş, nihai olarak bu modeller üç durum denkleminde toplanmıştır. Sisteme giriş sinyali verilerek elde edilen çıkışlar MATLAB programının Sistem Tanılama eklentisinde irdelenmiş, en iyi sonucu veren sistem tanılama objesi bulunarak sistem iki girişli tek çıkışlı olarak tasarlanmıştır. Kestirilen sistem parametreleri, sistem matrisleri, kısıtlar, referans sinyali gibi değerler LabView programında belirli panellere girilerek model öngörülü kontrolör oluşturulmuş, farklı kontrol ve tahmin ufuklarına göre ve çıkış hatası simetrik ağırlık matrisi ve kontrol genliği simetrik ağırlık matrislerinin farklı değerlerine göre simüle edilmiştir. Çıkıştaki simülasyon eğrileri incelenmiş, bu eğrilere göre farklı değerler altındaki çalışmanın analizi yapılmıştır. Gerçek sistemde yapılacak uygulama için gerekli olabilecek Simulink diyagramları ve LabView blok diyagramları çizilmiştir. Sonuç olarak sistemin hangi değerlerde en iyi cevabı verdiği ve ilerideki çalışmalarda hangi yöntemlerin kullanılabileceği tartışılmıştır.

Gerçek sistem üzerinde deney yapılması için gerekli olan bütün Matlab dosyaları, Simulink diyagramları, LabView şeması ve data toplama, sistem tanılama ve kontrol kodları oluşturulmuştur ve çalışma kapsamında sunulmuştur.

NONLINEAR MODELLING AND MODEL PREDICTIVE CONTROL OF A PNEUMATIC SYSTEM

SUMMARY

In pneumatic systems, research on modern control applications have become quite popular in recent years. However, because of having highly nonlinearity characteristics, researchers are faced with difficulties in implementing control algorithm and modelling of the pneumatic system. To know system model, structure and real parameters very well will increase the success of the control to be applied. For this reason, an extensive nonlinear modelling of the pneumatic system and implementing different variations of model predictive control (MPC) on this model are the subject of this study.

In this study, electropneumatic test rig that is located in Istanbul Technical University, System Dynamics and Control Laboratory is used in order to model system dynamics. The experimental setup consists a rodless, low-friction cylinder, a 5/3-way proportional valve, linear scale, analog pressure sensors and interface circuit cards. Integrating 5/3-way proportional valve into the pneumatic system, model which defines the pressure change in the cylinder chambers and the piston displacement is setup.

In order to achieve accurate position control of a pneumatic system, an extensive mathematical model of the system is created. State equations are derived as follows.

$$(M_L + M_p)\ddot{x} + \beta\dot{x} + F_f + F_L = P_1A_1 - P_2A_2$$

$$\begin{aligned} \dot{P}_1 = & \frac{C_f R \sqrt{T}}{V_{01} + A_1 \left(\frac{L}{2} + x \right)} \left[\alpha_{in} \phi_{in} A_{v1_{in}} P_s \dot{m}_r(P_s, P_1) - \alpha_{ex} \phi_{ex} A_{v1_{ex}} P_1 \dot{m}_r(P_1, P_a) \right] \\ & - \alpha \frac{P_1 A_1}{V_{01} + A_1 \left(\frac{L}{2} + x \right)} \dot{x} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{P}_2 = & \frac{C_f R \sqrt{T}}{V_{02} + A_2 \left(\frac{L}{2} + x \right)} \left[\alpha_{in} \phi_{in} A_{v2_{in}} P_s \dot{m}_r(P_s, P_2) - \alpha_{ex} \phi_{ex} A_{v2_{ex}} P_2 \dot{m}_r(P_2, P_a) \right] \\ & - \alpha \frac{P_2 A_2}{V_{02} + A_2 \left(\frac{L}{2} + x \right)} \dot{x} \end{aligned}$$

An input signal has introduced into the real system and gathered the output values. PRBS signals, that vary between of 1.08 and 1.80 for the first valve and 1.00 and

1.60 for the second valve, are sent to the pneumatic system for system identification and system responses as position and chamber pressures are recorded. With this assignment, two 3/2 proportional valves can be used as one 5/3 valve. Later, these data are digitally processed, and input and output data for identification models are created. Different system identification approaches introduced into the system and comparison between system output and identification objects output and correlation test are made. These identification models are compared each other and a state space model has been selected as a two inputs, one output model. 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.

Parameters of the pressure models and the position model that are installed considering the mathematical equations of the system are gathered by using LabView software and identified by using MATLAB System Identification Toolbox software and discrete time models are obtained. After parameter estimation of the system, system matrices have been gathered and transferred into the LabView software. Identified system matrices are given as below.

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0,9773 & 0,2320 & 0,0154 \\ 0,0223 & 0,4128 & -0,2419 \\ -0,1412 & 0,3832 & 0,2102 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0,0179 & 0,0030 \\ 0,1255 & -0,1035 \\ 0,1634 & 0,2126 \end{bmatrix} u(k)$$

$$y(k) = [91,6905 \quad 8,6965 \quad 0,7173]x(k)$$

System identification and validation comparisons are shown in MATLAB software. Input-output correlation test are also done. A model predictive controller have been designed in LabView workspace and panels have been created. In order to ease simulation task, a system panel that has system matrices, a controller parameters and reference panel that has reference trajectory and prediction and control horizons setup, and a constraints panel that has limitations of control and output values and setting of symmetrical weight matrices are introduced into the LabView. In the scope of model predictive control, the equation that is given below must be minimized in order to achieve accurate position control.

$$J = \sum_k \{ [y(k) - \tilde{y}(k)]^T Q(k) [y(k) - \tilde{y}(k)] + u(k)^T R(k) u(k) \}$$

As a result, it is suggested that prediction and control horizons should be set at an optimum value in order to achieve accurate position control. After an specific value of these horizons, they lead system into the unstableness as well as steady state error on load position. Also it is declared that, Q and R weight matrices are very responsive to system response. Especially Q weight matrix should be set as low as possible. Pushing Q matrix to higher values can yield to unstableness of the system. Control amplitude weight matrix, R, provides unrestricted behave of control signals which are created. Pushing R matrix to the higher values is dangerous because of that control effort will be increased.

As a result; control signal that is able to minimize the error between reference trajectory and output position can be obtained as given below. It should not be forgotten that first value of the optimal control signal must be pseudo-inversed which can be done with pinv command in MATLAB.

$$\Delta U(k)^* = \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}\theta \\ S_{\bar{R}(k)} \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}\varepsilon(k) \\ -S_{\bar{R}(k)}\bar{U}(k) \end{bmatrix}$$

In order to achieve better results in system identification phase, the system should be identified as a state-space model on every single discrete time step. Different error minimization techniques are beyond of the scope of this thesis. Some algorithms like wavelet network, artificial neural network or online system identification should be integrated as a default approach in order to get better results in parameter estimation. Especially online system identification and optimization techniques should be considered as their popularities have been growing in the last decades. One should not be forgotten that these type of optimization techniques require longer computation times.

In some workspaces, default model predictive control algorithm can be deficient. In these cases, different model predictive control approaches should be considered such as adaptive model predictive control or self-regulating model predictive control. Especially adaptive control is the most popular and effective control technique in today's control engineering.

Interface card is designed to drive pneumatic valve and realize the connection between components and data acquisition card. This interface card should be reconstructed with surface mount technology (SMT) in order to reduce environment noises. Also adding a low pass filter to this interface card, should achieve hardware based filtering and reduce computation time of the control equipment.

As a result, electropneumatic test rig that is located in Istanbul Technical University, System Dynamics and Control Laboratory is identified, validated and simulated with model predictive control aspects. Mathematical model of the pneumatic system and state space model predictive control theory are discussed. System has simulated for different horizons and weight matrices values.

1. GİRİŞ

Pnömatik teknoloji, düşük maliyeti, bakım kolaylığı, temiz bir kaynak olması, kolayca ayarlanabilmeleri, yüksek güç-ağırlık oranına sahip olmaları, atmosferden kolayca temin edilebilmesi vb. nedenlerle endüstride sıklıkla tercih edilmektedir. Genellikle 1 kW'a kadar güç gereksinimi olan yerlerde diğer sistemlere göre daha ucuzdur.

Pnömatik sistemler, robot manipülatörlerinin konum kontrolünde, hijyenik ortamların şart olduğu ilaç, gıda, ambalaj vb. sektörleri dahil olmak üzere sanayinin hemen hemen her kolunda kullanılmaktadırlar.

Pnömatik sistemlerin, yüksek sürtünme kuvvetleri, statik sürtünmeden kaynaklanan ölü bant ve havanın sıkıştırılabilirliğinden kaynaklanan ölü zaman gibi nonlinearlik özellikleri barındırması, pnömatik sistemlerin konum kontrolünü güçleştirmektedir.

Pnömatik sistemlerde, ara konumda konum kontrolü zorluğunun üstesinden gelebilmek için mekanik sınırlamalar, kilit veya fren mekanizmaları kullanılabilir. Ancak bu tür çözümler sistemde mukavemet, malzeme yorulması vb. sorunlarına yol açmakta ve sistemin verimini azaltmaktadır. Bu nedenle, pnömatik sistemin konum kontrolünün belirli bir kontrol algoritması içinde gerçekleşmesi en verimli yoldur. Yukarıda belirtilen nonlinearlik özellikleri ekarte edebilmek için, verilen uygulama için en iyi kontrol stratejisinin seçilmesi önemli bir noktadır.

Bu çalışmada belirli bir model üzerinde sistem tanılama uygulanacak ve çeşitli model öngörülü kontrol varyasyonları uygulanarak sistem cevabı, hata verileri ve kontrol eforu değerleri tartışılacaktır.

1.1 Konu İle İlgili Çalışmalar

Günümüze kadar pnömatik sistemlerle ilgili yapılmış pek çok sayıda bilimsel araştırma mevcuttur.

Elektro pnömatik sistemlerin kontrolünde kullanılan en geleneksel yöntem, bir nominal çalışma noktası etrafında nonlinear dinamiklerin lokal lineerizasyonuna dayalı, sabit kazançlı lineer kontrolör tasarlanması yöntemidir [1]. Bu metoddaki lineer modelin geçerliliğini korumak için sistemin çalışma alanı kısıtlı tutulur. Geniş çalışma alanı gerektiği zaman nonlinearliklerin olumsuz etkilerini yok etmek için kullanılan lineer geri beslemeli kontrolörün tolerans kısıtlaması nedeniyle, lineer kontrolör kararsız ve başarısız bir sonuç verir.

Sabit kazançlı lineer kontrolörün yetersiz kaldığı bu durumlar, araştırmacılara diğer kontrol algoritmalarının da bu tarz sistemlere uygulanabilirliğini araştırmak için geniş bir yol açmıştır. Bu araştırmalar çoğunlukla geri besleme lineerizasyonu [2], bulanık mantık kontrol algoritmaları [3], adaptif kontrol [4], kayan rejimli kontrol [5] ve robust kontrol [6] üzerinedir.

Bu çalışmada kullanılan deney düzeneği üzerinde daha önce yedi çalışma yapılmıştır. Bunlardan [7] numaralı kaynakta, hız geri beslemeli ikili kontrol, kayan rejimli ikili kontrol, darbe genişlik modülasyonu, oransal basınç kontrol valfleri ile sürekli kontrol algoritmaları kullanılmakta ve elde edilen sonuçlar değerlendirilmektedir.

[8] numaralı çalışmada, eski pnömatik sistemin simülasyon sonuçları yer almaktadır. Bu çalışmada sisteme ikili kontrol, PD kontrol, hız geri beslemeli ikili kontrol, kayan rejimli kontrol ve darbe genişlik modülasyonu ile kontrol yöntemleri denenmiştir. Bu çalışmadaki sonuçlar incelendikten sonra gerçek sistemdeki başarımına bakılmıştır.

[9] numaralı çalışmada, eski sistem üzerinde yapılan simülasyon sonuçları yer almaktadır. Bu çalışmada hız geri beslemesi yerine basınç geri beslemesinden bilgiler alınarak, sistemin basınç geri beslemeli kontrolü ve bulanık mantık kontrolü yapılmıştır. Simülasyon olarak sistemin bulanık mantık kontrolü gerçekleştirilmiştir.

[10] numaralı çalışmada, kullanılan deney düzeneği ile ilgili fiziksel özellikler verilmekte, sistemin kuru sürtünme katsayısı deneysel yolla belirlenmekte, söz konusu düzenek üzerinde ayrıntılı bir sistem tanılama işlemi yapılmakta ve sonrasında yapılan simülasyon sonuçları incelenmektedir.

[11] numaralı kaynakta, sistemde oransal valfler kullanılarak gerçek zamanlı PID kontrolü yapılmış ve konum kontrol performansı incelenmiştir.

[12] numaralı kaynakta eski sistem üzerinde model öngörülü kontrol – dinamik matris kontrol uygulanmış ve yapılan simülasyon sonuçları incelenmiştir.

[13] numaralı kaynakta, eski silindir, düşük sürtünme karakteristiğine sahip tek milli bir silindir ile değiştirilmiş, yeni bir manyetik cetvel sisteme adapte edilerek, sistem üzerinde, hız geri beslemeli ikili kontrol, kayan rejimli kontrol, darbe genişlik modülasyonu ve bulanık mantık kontrol algoritmaları uygulanmıştır.

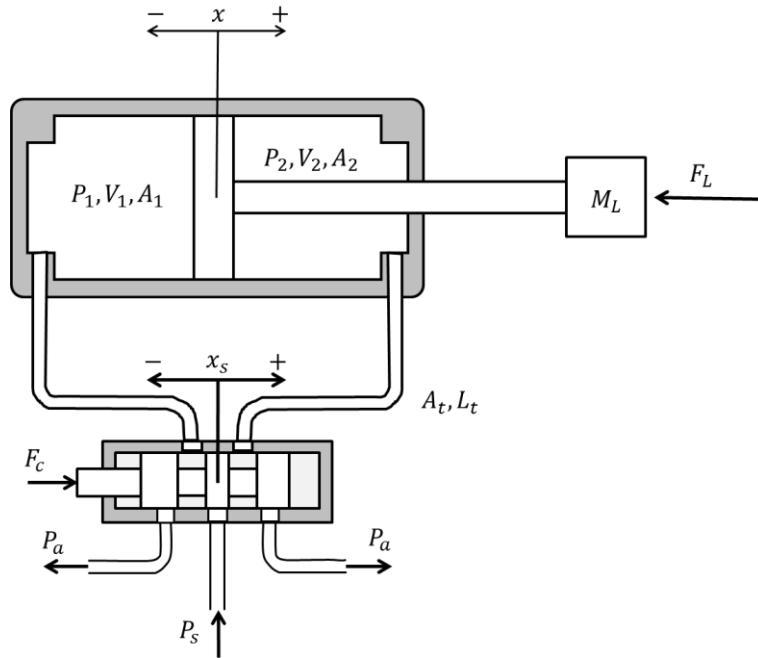
Sistemin matematiksel modellemesi için [14] numaralı kaynaktan yararlanılmıştır. Bu kaynakta, pnömatik sistemin eksiksiz bir modellemesi yapılarak model validasyonu ile kurulan model karşılaştırılmaktadır. Çıkarılan matematiksel modelin isabetli ve kontrol uygulamalarında çalıştırılabilir olduğu gösterilmiştir. Deneysel veriler ile nümerik simülasyondan elde edilen verilerin karşılaştırılması yapılmıştır.

[15] numaralı çalışmada, [14] numaralı kaynaktaki matematiksel model kullanılarak, pnömatik sistem üzerinde kayan rejimli kontrol uygulamak için iki ayrı nonlineer kontrolör tasarlanmış, yapılan simülasyon sonuçları incelenmiştir.

2. PNÖMATİK SİSTEM

2.1 Sistemin Tanımlanması

Tipik bir pnömatik sistem, kuvvet elemanı (silindir), kumanda ekipmanı (valf), bağlantı boruları ve konum, basınç ve kuvvet sensörlerinden oluşur. Pistona bağlı olan dış mekanik ekipmanların kütlesi yükü oluşturur. Pnömatik bir sistemin şematik gösterimi Şekil 2.1’de gösterilmiştir.



Şekil 2.1: Pnömatik bir sistemin genel şeması

Burada;

- x : Konum
- P_1 : Birinci haznedeki basınç
- P_2 : İkinci haznedeki basınç
- u : Kontrol sinyali

P_s	: Besleme basıncı
P_a	: Atmosfer basıncı
M_L	: Yük
M_p	: Piston yükü
V_1	: Birinci haznenin hacmi
V_2	: İkinci haznenin hacmi
A_1	: Pistonun birinci haznedeki kesit alanı
A_2	: Pistonun ikinci haznedeki kesit alanı
F_L	: Dışarıdan yüke etkiyen kuvvet
L	: Silindir gövdesinin uzunluğu
$L_{t1,2}$	: Bağlantı borularının uzunlukları
x_s	: Valf makarasının konumu

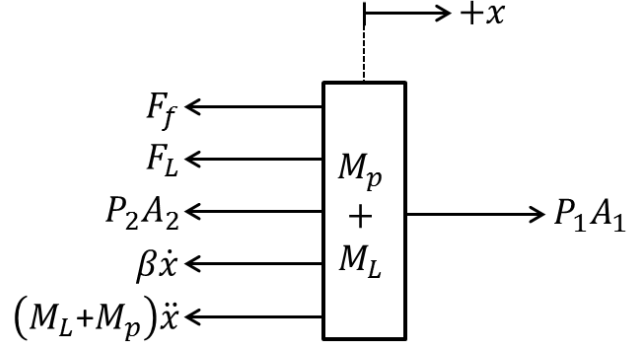
olarak gösterilmiştir.

2.2 Sistemin Matematiksel Modeli

Sistemin matematiksel modeli beş bölümde çıkarılmıştır.

2.2.1 Piston-yük dinamikleri

Piston-yük sisteminin hareket denklemlerini çıkarmak için serbest cisim diyagramı çizilir. Piston-yük sisteminin serbest cisim diyagramı Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2: Piston-yük sisteminin serbest cisim diyagramı

Bu diyagramda; F_f , coulomb sürtünme kuvvetini, β , viskoz sürtünme katsayısını, $\dot{x}$, pistonun hızını, $\ddot{x}$ ise pistonun ivmesini göstermektedir. Şekil 2.2’de gösterilen diyagram denkleme dökülecek olursa piston-yük sisteminin hareket denklemi elde edilmiş olur.

$$(M_L + M_p)\ddot{x} + \beta\dot{x} + F_f + F_L = P_1 A_1 - P_2 A_2 \quad (2.1)$$

(2.1) eşitliğinin sağ tarafı, pistonun iki yönünde oluşan basınç farkının oluşturduğu aktif kuvveti gösterir. Pnömatik konum kontrolünü gerçekleştirebilmek için kumanda elemanı (valf) ile basınçlar istenilen düzeyde tutulmalıdır.

Bu gereksinimi karşılayabilmek için, haznelerdeki basınç dinamiklerinin, bağlantı boruları ve valf dinamiklerinin incelenmesi gerekir.

2.2.2 Silindir haznelerindeki basınç modeli

Gaz hacminin modellenmesi en genel haliyle üç eşitlik ike gerçekleştirilir. Bu eşitlikler; durum denklemi (ideal gaz kanunu), kütle korunumu denklemi ve enerji denklemdir. Bu eşitlikler gazın ideal olduğu, her bir haznedeki basıncın ve sıcaklığın homojen olduğu ve kinetik ve potansiyel enerji terimlerinin ihmal edilebildiği kabul edilerek ayrı ayrı iki hazne için de yazılabilirler.

Hacim V , yoğunluk ρ , kütle m , basınç P , sıcaklık T ve ideal gaz sabiti R ile gösterilmek üzere, ideal gaz kanunu;

$$P = \rho RT \quad (2.2)$$

olarak yazılır. Kütle korunumu yasasından faydalanılarak kütle akış oranı aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\dot{m} = \frac{d}{dt}(\rho V) \quad (2.3)$$

(2.3) eşitliği, $\dot{m}_{in}$ ve $\dot{m}_{out}$ sırasıyla hazneye giren ve haznedeki çıkan kütle akışları olarak ifade edilecek olursa, aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\dot{m}_{in} - \dot{m}_{out} = \dot{\rho}V + \rho\dot{V} \quad (2.4)$$

Enerji denklemi, eşitlik (2.5)'te gösterildiği gibi yazılır.

$$q_{in} - q_{out} + kC_v(\dot{m}_{in}T_{in} - \dot{m}_{out}T) - \dot{W} = \dot{U} \quad (2.5)$$

(2.5) eşitliğinde q_{in} ve q_{out} , ısı transfer terimlerini, k , öz ısı oranını, C_v , sabit hacimdeki özısıyı, T_{in} , hazneye giren gazın sıcaklığını, $\dot{W}$, işteki değişimi, $\dot{U}$ ise iç enerjideki değişimi gösterir.

$C_v = R/(k - 1)$ ideal gaz yaklaşımı kullanılarak iç enerjideki toplam değişim (2.6) eşitliği ile ifade edilebilir.

$$\dot{U} = \frac{d}{dt}(C_v m T) = \frac{1}{k-1} \frac{d}{dt}(PV) = \frac{1}{k-1} (V\dot{P} + P\dot{V}) \quad (2.6)$$

Hazneye giren gazın sıcaklığının, haznedeki gazın sıcaklığı ile eşit olduğu ($T = T_{in}$) ve prosesin adyabatik olduğu ($q_{in} - q_{out} = 0$) kabul edilecek olur ve $\dot{W} = P\dot{V}$ eşitliği (2.5) eşitliğinde yerine konulursa, (2.6) eşitliği kullanılarak (2.5) eşitliği, (2.7) eşitliğindeki gibi düzenlenebilir.

$$\frac{1}{k-1} (V\dot{P}) + \frac{k}{k-1} (P\dot{V}) = \frac{k}{k-1} \frac{P}{\rho T} (\dot{m}_{in} - \dot{m}_{out}) \quad (2.7)$$

(2.7) eşitliği, basıncın zamana göre türevine göre düzenlenerek (2.8) eşitliği elde edilir.

$$\dot{P} = k \frac{P}{\rho V} (\dot{m}_{in} - \dot{m}_{out}) - k \frac{P}{V} \dot{V} \quad (2.8)$$

İdeal gaz kanununun kullanıldığı (2.2) eşitliğinden ρ çekilecek olursa, (2.9) eşitliğine ulaşılır.

$$\dot{P} = k \frac{RT}{V} (\dot{m}_{in} - \dot{m}_{out}) - k \frac{P}{V} \dot{V} \quad (2.9)$$

Eğer sistem izotermal ($T = \text{sabit}$) kabul edilecek olursa, iç enerjideki değişim (2.10) eşitliğinde gösterildiği gibi olur.

$$\dot{U} = C_v \dot{m} T \quad (2.10)$$

Buna göre; ($T = T_{in}$) ve ($q_{in} - q_{out} = 0$) kabulleri geçerli olmak üzere, (2.5) eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P \dot{V} - \frac{P}{\rho} (\dot{m}_{in} - \dot{m}_{out}) = q_{in} - q_{out} = 0 \quad (2.11)$$

Böylece silindir haznesindeki basıncın değişimi, (2.12) eşitliği ile ifade edilebilir.

$$\dot{P} = \frac{RT}{V} (\dot{m}_{in} - \dot{m}_{out}) - \frac{P}{V} \dot{V} \quad (2.12)$$

(2.12) eşitliği ile (2.9) eşitliğinin arasındaki farkın, öz ısı oranı terimi k olduğu görülmektedir. Sistemin çalışması süresindeki ısı transferine bağlı olarak, 1 ile k arasında değerler alan α , α_{in} ve α_{out} terimleri yaratılacak olursa, (2.12) ve (2.9) eşitlikleri (2.13) eşitliği gibi yazılabilir.

$$\dot{P} = \frac{RT}{V} (\alpha_{in} \dot{m}_{in} - \alpha_{out} \dot{m}_{out}) - \alpha \frac{P}{V} \dot{V} \quad (2.13)$$

Silindire hava girişi süresince α_{in} , k değerine yakın tutulmalı, hava çıkışı süresince ise 1'e yakın tutulmalıdır. Piston hareketinin ısı karakteristiği, $\alpha = 1,2$ kullanılarak en iyi şekilde belirtilebilir.

Piston tam ortadayken bulunduğu konum sistemin orjini olarak alınırsa, $i = 1,2$ hazneleri göstermek üzere, her haznenin hacmi eşitlik (2.14)'deki gibi formülize edilebilir.

$$V_i = V_{oi} + A_i \left(\frac{1}{2} L \mp x \right) \quad (2.14)$$

Bu eşitlikte; V_{0i} , strok sonundaki ölü bölge, A_i , piston efektif alanı, L , strok uzunluğu, x , piston konumu olarak ifade edilmiştir. (2.14) eşitliği, (2.13) eşitliğinde yerine yazılarak haznedeki basınç ifadesi matematiksel olarak ifade edilir.

$$\dot{P}_i = \frac{RT}{V_{0i} + A_i \left(\frac{1}{2} L \mp x \right)} (\alpha_{in} \dot{m}_{in} - \alpha_{out} \dot{m}_{out}) - \alpha \frac{P_i A_i}{V_{0i} + A_i \left(\frac{1}{2} L \pm x \right)} \quad (2.15)$$

2.2.3 Valf-silindir bağlantı borularının modellenmesi

Valf ile hazne arasındaki bağlantı borularının sistem üzerinde iki etkisi bulunur.

1. Bağlantı borusu boyunca oluşan basınç düşümü, valften akan kararlı hal hava akışında düşüşe neden olur.
2. Bağlantı borusunun içinden geçen hava, belirli bir gecikme sonrasında hazneye ulaşır. Bu da sistemin geçici hal cevabını etkiler.

Pek çok araştırmacı bu sorunların üstesinden gelmek için yöntemler aramışlardır. Richer ve Hürmüzlü [14], bir boyutlu dalga eşitliğinin kısıt problemi halinde çözülmesi sonucunda (2.16) eşitliğine ulaşmışlardır.

$$\dot{m}_t(L_t, t) = \begin{cases} 0 & t < L_t/c \\ \phi_{in} h \left(t - \frac{L_t}{c} \right) & t > L_t/c \end{cases} \quad (2.16)$$

Bu eşitlikte, L_t uzunluğundaki bir bağlantı borusunun çıkış ucuna t süresinde varan havanın akış fonksiyonu gösterilmiştir. c , ses hızı olmak üzere $\tau = L_t/c$ gecikmesi ile borunun çıkış ucuna gelen havadaki basınç düşümü, zayıflama terimi ϕ_{in} ile ifade edilmektedir. Zayıflama teriminin matematiksel karşılığı eşitlik (2.17)'de gösterilmektedir.

$$\phi_{in} = e^{-R_t RT/2P \cdot L_t/c} \quad (2.17)$$

Bu eşitlikte; P , uç basıncı, R_t ise boru direncini göstermektedir. Düzgün bir boru için boru direnci eşitlik (2.18)'de verilmiştir.

$$R_t = \frac{32\mu}{D^2} \quad (2.18)$$

Burada μ , havanın dinamik viskozitesini, D ise bağlantı borusunun iç çapını ifade etmektedir.

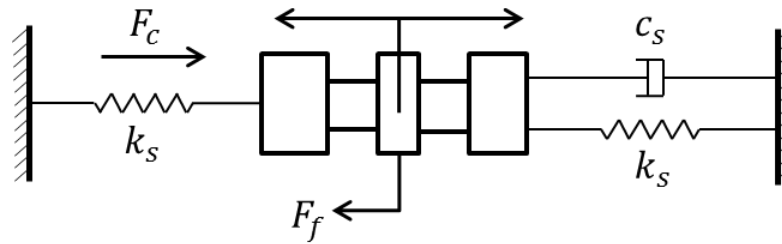
Bu açıklamalara göre sistemdeki bağlantı boruları τ kadar gecikmeye ve ϕ_{in} kadar basınç düşümüne neden olurlar.

2.2.4 Valf modeli

Pnömatik sistemin en önemli parçalarından biri valftir. Kumanda elemanı olması nedeniyle hızlı tepki vermeli ve verilen kumanda sinyalini tam olarak karşılayabilmelidir. Bu nedenle modellemenin en önemli kısmı valf modellemesidir.

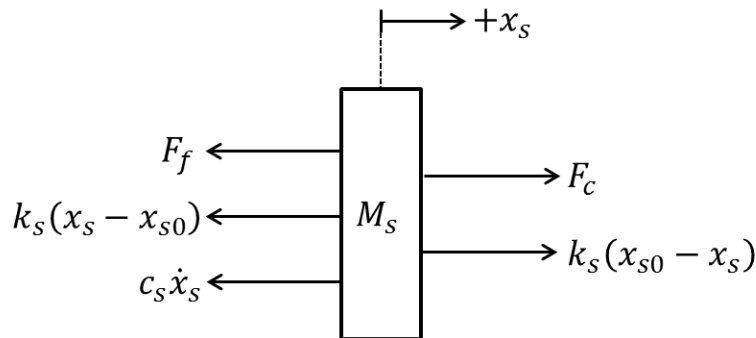
Sistemde kullanılan 5/3 yollu oransal makaralı valfin efektif alan fonksiyonu ve makaranın hareket denklemlerinin çıkarılması gerekmektedir.

Normalde kapalı olan oransal valfin orta noktası, denge noktası (~ 12 mA) olarak alındığı takdirde valf, Şekil 2.3'te gösterildiği gibi şemalaştırılabilir.



Şekil 2.3: Oransal valfin genel şeması

Valf makarasının serbest cisim diyagramı ise Şekil 2.4'te gösterilmiştir.



Şekil 2.4: Valf makarasının serbest cisim diyagramı

Burada; x_s , makaranın konumu, x_{s0} , denge noktasına göre yayın sıkışması, M_s , makaranın kütlesi, c_s , viskoz sürtünme katsayısı, k_s , yay sabiti, F_f , coloumb sürtünme kuvveti, F_c ise bobin tarafından üretilen kuvveti göstermektedir.

Valf bobinine gönderilecek sinyal küçük genlikli olacağı için coulomb sürtünme kuvveti ihmal edilebilir. Bobin tarafından üretilen kuvvet, gönderilen sinyale bağlı olarak değişir. Bobin kuvvet katsayısı K_{fc} , gönderilen kontrol sinyali i_c olarak tanımlanırsa;

$$F_c = K_{fc} i_c \quad (2.19)$$

eşitliğine ulaşılır. Bu bilgilere göre, Şekil 2.4'te gösterilen serbest cisim diyagramı, eşitlik (2.20)'deki gibi formülize edilebilir.

$$M_s \ddot{x}_s + c_s \dot{x}_s + 2k_s x_s = K_{fc} i_c \quad (2.20)$$

Valf orifisindeki basınç düşümü genellikle yüksektir ve valf ağzından geçen hava akışı sıkıştırılabilir olduğu için düzensiz davranır. Eğer; P_d , akış yönündeki basıncın, P_u , akış yönünün tersindeki basınca oranı, P_{cr} kritik değerinden büyük olursa, boğulmuş akış (choked flow) ile karşılaşılır. A_v , valf orifisinden geçen kütle akışı $\dot{m}_v$, eşitlik (2.21)'de gösterilmektedir.

$$\dot{m}_v = \begin{cases} C_f A_v C_1 \frac{P_u}{\sqrt{T}} & \frac{P_d}{P_u} \leq P_{cr} \\ C_f A_v C_2 \frac{P_u}{\sqrt{T}} \left(\frac{P_d}{P_u} \right)^{1/k} \sqrt{1 - \left(\frac{P_d}{P_u} \right)^{(k-1)/k}} & \frac{P_d}{P_u} > P_{cr} \end{cases} \quad (2.21)$$

Bu eşitlikteki C_f , boşaltım katsayısını göstermektedir. Verilen akışlan için;

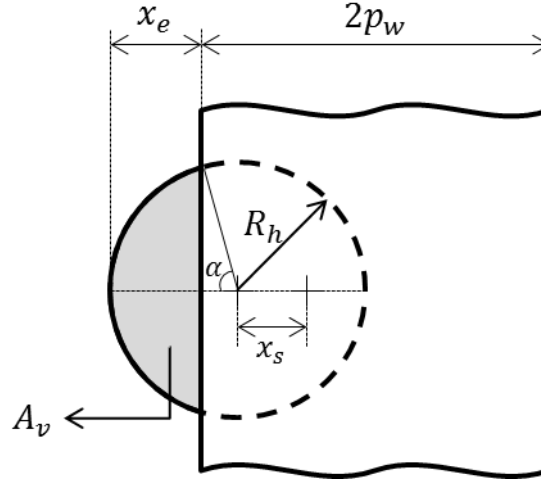
$$C_1 = \sqrt{\frac{k}{R} \left(\frac{2}{k+1} \right)^{(k+1)/(k-1)}} \quad (2.22)$$

$$C_2 = \sqrt{\frac{2k}{R(k-1)}} \quad (2.23)$$

$$P_{cr} = \left(\frac{2}{k+1} \right)^{k/(k-1)} \quad (2.24)$$

sabitlerinin bulunması gerekmektedir. Hava için ($k = 1,4$) bu sabitler $C_1 = 0,040418$, $C_2 = 0,156174$, $P_{cr} = 0,5283$ olarak hesaplanırlar.

A_v , valf orifis alanının fonksiyonu, Şekil 2.5 yardımıyla geometrik olarak hesaplanır.



Şekil 2.5: Valf efektif alanı

Bu şekilde; x_s , Şekil 2.3'te gösterilen valf makarasının konumunu, R_h , valf akış deliğinin yarıçapını, $2p_w$, makara enini, x_e ise valf makarasının efektif yer değişimini göstermektedir. bu bilgiler ışığında valf efektif orifis alanı A_v , eşitlik 2.25'te gösterilen integrasyon işlemi ile bulunabilir.

$$A_v = 2 \int_0^{x_e} \sqrt{R_h^2 - (\zeta - R_h)^2} d\zeta \quad (2.25)$$

Eşitlik (2.25)'teki integrasyon işlemi gerçekleştirilirse eşitlik (2.26)'daki sonuca varılır.

$$A_v = 2R_h^2 \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{x_e}{2R_h - x_e}} - (R_h - x_e) \sqrt{x_e(2R_h - x_e)} \right) \quad (2.26)$$

Makaranın eni ($2p_w$), valf akış deliğinin çapından oldukça büyük olduğu için makaradaki küçük yer değişimlerinde valften hava akışı gerçekleşmez. Bu nedenle makaranın efektif yer değiştirmesi ile makaranın gerçek yer değiştirmesi arasında küçük bir fark oluşur. Bu iki terimin birbirlerine karşı etkisi eşitlik (2.27)'de verilmiştir.

$$x_e = x_s - (p_w - R_h) \quad (2.27)$$

Eşitlik (2.27), eşitlik (2.26)'da yerine konulursa, giriş ve çıkış için valf efektif alan fonksiyonları, eşitlik (2.28) ve eşitlik (2.29)'daki gibi bulunur.

$$A_{vin} = \begin{cases} 0 & x_s \leq p_w - R_h \\ 2R_h^2 \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{R_h - p_w + x_s}{R_h + p_w - x_s}} - (p_w - x_s) \sqrt{R_h^2 - (p_w - x_s)^2} \right) & p_w - R_h < x_s < p_w + R_h \\ \pi R_h^2 & x_s \geq p_w + R_h \end{cases} \quad (2.28)$$

$$A_{vex} = \begin{cases} \pi R_h^2 & x_s \leq -p_w - R_h \\ 2R_h^2 \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{R_h - p_w + |x_s|}{R_h + p_w - |x_s|}} - (p_w - |x_s|) \sqrt{R_h^2 - (p_w - |x_s|)^2} \right) & -p_w - R_h < x_s < R_h - p_w \\ 0 & x_s \geq R_h - p_w \end{cases} \quad (2.29)$$

2.2.5 Sürtünme kuvvetlerinin modellenmesi

Eşitlik (2.1)'deki F_f , coulomb sürtünme kuvveti, eşitlik (2.30)'da gösterilmiştir.

$$F_f = \begin{cases} F_{sf} & \dot{x} = 0 \\ F_{df} \text{sign}(\dot{x}) & \dot{x} \neq 0 \end{cases} \quad (2.30)$$

Piston hareketsiz iken oluşacak statik sürtünme kuvveti F_{sf} olarak, piston hareket halindeyken oluşacak dinamik sürtünme kuvveti ise F_{df} olarak tanımlanmıştır.

Bütün sistemin durum denklemleri eşitlik (2.31) - (2.33) eşitlikleri ile gösterilmektedir.

$$(M_L + M_p)\ddot{x} + \beta\dot{x} + F_f + F_L = P_1 A_1 - P_2 A_2 \quad (2.31)$$

$$\begin{aligned} \dot{P}_1 = \frac{C_f R \sqrt{T}}{V_{01} + A_1 \left(\frac{L}{2} + x \right)} & \left[\alpha_{in} \phi_{in} A_{v1in} P_s \dot{m}_r(P_s, P_1) \right. \\ & \left. - \alpha_{ex} \phi_{ex} A_{v1ex} P_1 \dot{m}_r(P_1, P_a) \right] - \alpha \frac{P_1 A_1}{V_{01} + A_1 \left(\frac{L}{2} + x \right)} \dot{x} \end{aligned} \quad (2.32)$$

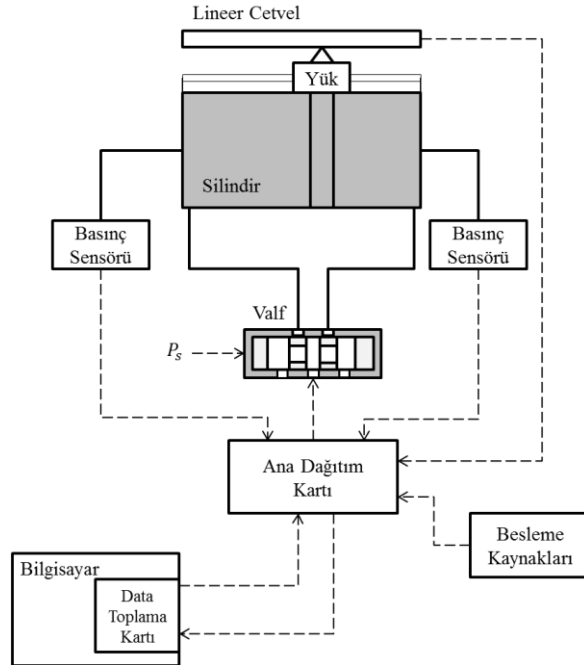
$$\begin{aligned} \dot{P}_2 = \frac{C_f R \sqrt{T}}{V_{02} + A_2 \left(\frac{L}{2} + x \right)} & \left[\alpha_{in} \phi_{in} A_{v2in} P_s \dot{m}_r(P_s, P_2) \right. \\ & \left. - \alpha_{ex} \phi_{ex} A_{v2ex} P_2 \dot{m}_r(P_2, P_a) \right] - \alpha \frac{P_2 A_2}{V_{02} + A_2 \left(\frac{L}{2} + x \right)} \dot{x} \end{aligned} \quad (2.33)$$

3. DENEY DÜZENEGİ

3.1 Genel Tanıtım

Bu çalışmada, İTÜ Makine Fakültesi Otomatik Kontrol Laboratuvarında bulunan elektropnömatik deney düzeneği kullanılmaktadır. Modern bir kontrol yöntemi olan Model Öngörülü Kontrol stratejisini eksiksiz ve başarılı bir şekilde uygulayabilmek amacıyla İTÜ Bilimsel Araştırma Projeleri kapsamında sisteme ayrılan bütçe ile; sistemin bağlı olduğu bilgisayar ve data toplama kartı değiştirilmiş, ikili valfler ve 3/2 yollu oransal basınç valfleri sistemden çıkarılarak, 5/3 yollu oransal valf sisteme dahil edilmiştir. Ana dağıtım kartı yeniden tasarlanmış, daha kompakt bir hale getirilmiştir. Sistemde sensörler ve ölçüm cihazları aynı bırakılmıştır.

Deney düzeneğini oluşturan elemanlar alt bölümlerde anlatılmaktadır. Pnömatik sistemin genel diyagramı Şekil 3.1’de gösterildiği gibidir.



Şekil 3.1: Pnömatik sistemin genel diyagramı

3.2 Kontrol Sistemi

3.2.1 Silindir

Sistemde silindir olarak SMC firmasının CDA2YL40-500 kodlu, tek milli, düşük sürtünmeli silindiri kullanılmaktadır. 0,2 barlık minimum çalışma basıncı sayesinde çok hassas konum kontrolü yapabileceği öngörülmüştür. Silindirin özellikleri aşağıda belirtilmiştir.

Strok	: 500 mm
$P_{\max}$	: 7 bar
$P_{\min}$	: 0,2 bar
Pistonun çalışma hızı	: 5-500 mm/s
Ortam sıcaklığı	: -10 - 60°C
Yağlama	: Gerekli değil
Çubuk çapı	: 16 mm

Çalışma basıncının 0,2 bar olması, sürtünme kuvvetlerinin düşük olmasını ve optimum kontrol çözümlerine ulaşmayı sağlayacaktır.

3.2.2 Oransal kontrol valfi

Sistemde önceden bulunan SMC firmasının 2 adet 3 yollu VEP-3121-1-02 kodlu valfleri, FESTO firmasının 1 adet 5/3 yollu MPYE-5-1/8-LF-420-B oransal kontrol valfi ile değiştirilmiştir. Bu valf, kendisine yollanan akım sinyaline göre orantılı bir şekilde bu akım sinyaline karşılık gelen basınç girişini silindire ulaştırmak için kullanılırlar. 2 adet 3/2 yollu valften, 1 adet 5/3 yollu valfe geçiş, sistemi kontrol etmek için üretilecek olan akım sinyalinin ikiden bire düşmesini sağlayacak, böylece kontrol eforunun daha rahat minimize edilmesini ve sistemin sürücü kartı üzerinde oluşacak gürültülerden daha az etkilenmesini sağlayacaktır.

Sistemdeki eski valflerin aksine gönderilen akım sinyali ile valf açıklığı kontrol edilmektedir. Oransal valfin özellikleri aşağıda verilmiştir.

Besleme gerilimi : 17-30 VDC

Çekilen maksimum akım : 1100 mA

Setpoint değeri : 4-20 mA

Histerezis : % 0,4

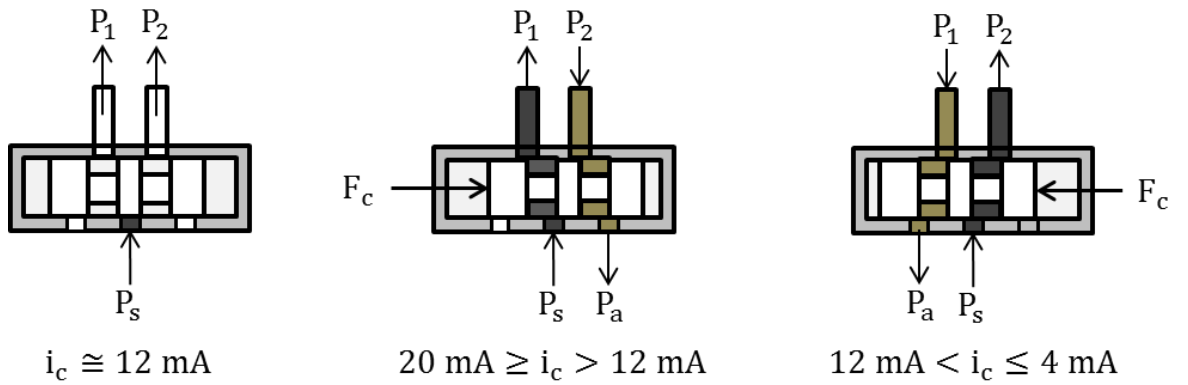
Ağırlık : 330 gr

Maksimum basınç : 10 bar

Akış oranı : 350 l/dk

Valfi sürmek için gerekli olan akım, tasarlanan ana dağıtım kartı ile sağlanmaktadır. Data toplama kartından elde edilen 0-5 Volt arası gerilimler, ana dağıtım kartı vasıtasıyla 4-20 mA arasında çıkış göndererek, valfin sürülmesini sağlamaktadırlar. Dağıtım kartının özellikleri Bölüm 3.4.3'te anlatılmaktadır.

Oransal kontrol valfinin genel şeması ve çalışma prensibi Şekil 3.2'de gösterilmektedir.



Şekil 3.2: Oransal kontrol valfinin çalışma prensibi

3.3 Ölçme Sistemi

3.3.1 Konum ölçümü

Konum ölçümü SONY Magnescale firmasının SJ300-050 kodlu 500 mm sayısal ölçme cetveli ile yapılmaktadır. Cetvel, kirli ortamlara, şoklara ve titreşimlere dayanıklıdır. Cetvelin özellikleri aşağıda verilmiştir.

Ölçme uzunluğu	: 500 mm
Toplam uzunluk	: 658 mm
Çözünürlük	: 1 μ m
Hassasiyet	: $\pm 10 \mu$ m
Çıkış sinyali	: A/B kare dalgaları
Minimum çıkış faz farkı	: 200 ns
Besleme gerilimi	: 5 V $\pm$ % 5
Çalışma sıcaklığı	: 0-45°C

SJ300-050 lineer cetvelinden alınan A/B kare dalga çıkışları, ana dağıtım kartı üzerinden NI PCI-6010 data toplama kartının sayıcı girişlerine bağlanarak konum ölçümü gerçekleştirilir.

3.3.2 Basınç ölçümü

Basınç ölçümü SMC firmasının SMC-PSE510 kodlu basınçölçerleri ile yapılmaktadır. Basınçölçerler 0-10 bar aralığında ölçüm yaparak 1-5 volt arasında sürekli gerilim çıkışı vermektedirler.

Çalışma aralığı	: 0-10 bar
Çıkış gerilimi	: Analog 1-5 Volt
Besleme gerilimi	: 18 VDC

Çekilen maksimum akım : 10 mA
Çalışma sıcaklığı : 0-50 °C
Tekrarlanabilirlik : $\pm$ %3 veya daha az

3.4 Sistemin Bilgisayarla Bağlantısı ve Arayüzler

3.4.1 Bilgisayar

Sisteme bağlı bulunan bilgisayar daha üst model toplama bir bilgisayar ile değiştirilmiş, böylece akım sinyalinin üretilme ve sisteme iletilme süresinin düşürülmesi ile sistemden alınacak verilerin işlenme hızının artırılması sağlanmıştır. Deney setinde kullanılan bilgisayarın özellikleri aşağıda gösterilmektedir.

İşlemci : Intel Core i7-3770K
Bellek : 2x8 GB Corsair DDR3 1600 MHz CL10
Anakart : Asus P8Z77
Ekran Kartı : Nvidia GT630 2GB
Harddisk : Seagate 1 TB, 64 MB Cache 7200 RPM
İşletim sistemi : Windows XP
Veri toplama programı : MATLAB R2012a

3.4.2 Data toplama kartı

Sistemden verileri alabilmek ve işlenen verileri sisteme iletebilmek amacı ile bilgisayar ile sistem arasındaki iletişimi sağlaması için National Instruments firmasının PCI-6010 data toplama kartı kullanılmaktadır. Kartın özellikleri aşağıda gösterilmektedir.

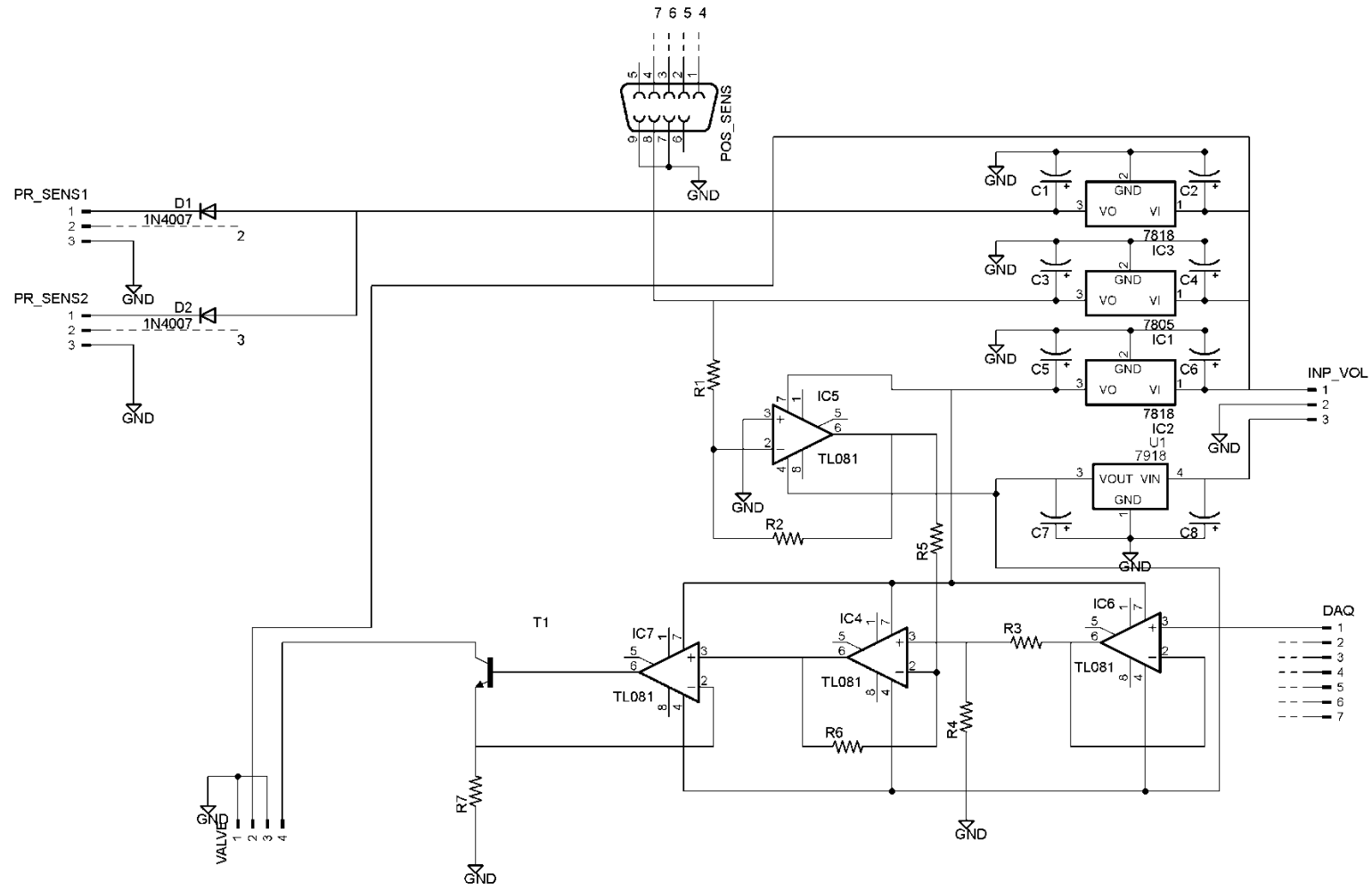
Analog I/O : 16/2
Analog I/O çözünürlüğü : 16 bit

Dijital I/O	: 6/4
Sayıcı	: 2
Çıkış gerilimi aralığı	: ∓ 5 V
Çıkış akımı aralığı	: ∓ 5 mA

3.4.3 Ana dağıtım kartı

Sistemde önceden bulunan dağıtım kartının, oransal valf ve ikili valf kullanımı için dizayn edilmiş olduğu ve sisteme takılan yeni valfin ve güç kaynaklarının mimarisine uygun olmadığı için yeniden tasarlanması uygun görülmüştür.

Tasarlanan ana dağıtım kartı, sadece bir dağıtım kartı olmakla kalmayıp, valfin sürülmesi için gerekli olan akımı da oluşturmaktadır. Data toplama kartından alınacak 0-5 Volt aralığındaki gerilimi, 4-20 mA akım skalasına dönüştürme esnasında ortaya çıkan offset probleminin üstesinden gelebilmek için TL081 işlevsel güçlendiricileri kullanılmıştır. Gerekli komponente yeterli besleme gerilimini sağlayabilmek için 78xx ve 79xx serilerinden gerilim ayarlayıcıları kullanılmış, çalışma esnasında besleme gerilimlerinde bozulma yaşanmaması için kapasitörler yardımıyla topraklama gerçekleştirilmiştir. Güvenlik amacıyla valf portunun önüne ikili anahtar konmuştur. Ana dağıtım kartının devre şeması Şekil 3.3'te gösterilmektedir. Baskı devre diyagramı ise Şekil 3.4'te gösterilmektedir. Devrenin tasarlanması ve baskı devre diyagramının çıkarılması işlemleri Proteus ISIS/ARES programlarında yapılmıştır. Seçilen komponentlerin değerleri Ek E kısmında verilmiştir.



Şekil 3.3: Ana dağıtım kartı devre şeması

4. MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL

Model öngörülü kontrol (MPC) kapsamında kullanılan modeller, genellikle diğer modellere göre daha karmaşık yapıdadırlar. Bunun nedeni, MPC kontrol stratejisinin kompleks modellerde diğer kontrol stratejilerine oranla daha başarılı olmasıdır. Bir endüstriyel MPC çalışmasının en zor ve en çok zaman gerektiren kısmı modelleme ve sistem tanılamadır. Ancak model bir kere elde edildikten sonra kontrolörün ayarlanması oldukça kolaydır. MPC uygulamalarında teknik zorlukların ve insan gücü kullanımının oldukça düşük olması, bu kontrol yöntemini cazip kılmaktadır.

MPC terimi, esas olarak belirli bir kontrol stratejisine işaret etmez. MPC, sistem modelini kullanarak bir amaç fonksiyonunu minimize etmeyi hedef alan kontrol sinyalini oluşturan çok sayıda kontrol stratejisinin (MAC, DMC, GMC vb.) genel adıdır. Bu yöntemlerin temel özellikleri, içsel model içermeleri, kayan ufuk prensibini benimsemeleri ve sistemin tahmin edilen cevaplarına göre bir kontrol sinyali hesaplamalarıdır. MPC yöntemleri arasındaki fark, kontrolörün hesaplanması için kullandıkları amaç fonksiyonları ve içsel model tipleridir.

MPC modeller, bağımsız değişkenlerde meydana gelen değişimlerin, modellenmiş sistemin bağımlı değişkenlerindeki değişimi öngörürler. Kontrolör tarafından ayarlanamayan bağımsız değişkenler sistemin gürültü modeli olarak kullanılırken, proseste bulunan diğer değişkenler sistemin kontrol amacını veya proses kısıtlarını belirler.

MPC, proses modelini, prosesin mevcut dinamik durumunu ve mevcut ölçümleri kullanır. Bir çok sistem genelde nonlineer olmasına rağmen, belirli bir çalışma alanı içinde yaklaşık olarak lineer sayılır. Sistemin lineerleştirilmesi sonrasında proseste uygulanacak MPC kontrolü, lineer MPC olarak adlandırılır. Lineer MPC, model ve proses arasındaki yapısal uyumsuzluklardan kaynaklanan öngörü hatalarını ortadan kaldırmakta oldukça başarılıdır. Buna rağmen gerçek proses nonlineerliklerini yansıtmakta yeterince başarılı olamayabilirler. Bu durumun üstesinden gelmek için nonlineer modelin kontrol uygulamasına direk adapte edilmesi yoluyla kullanılan

nonlinear MPC tercih edilmektedir. Nonlinear model, ampirik veriler ile veya kütle ve enerji denklemleri ile oluşturulabilir.

Model öngörülü kontrolün sağladığı bazı önemli avantajlar aşağıda listelenmiştir.

1. Proses modeli, girdiler, çıktılar ve bazı etkenler arasındaki dinamik ve statik etkileşimleri yakalar.
2. Girdiler ve çıktılar üzerindeki kısıtlar, sistematik bir yolla ele alınır.
3. Kontrol hesaplamaları, optimum set noktalarının hesaplanması ile koordine edilebilir.
4. Doğru model öngörmeleri, potansiyel problemlerin erken uyarısını sağlar.

Sonuç olarak, model öngörülü kontrolün başarısı, sistem modelinin doğruluğuna bağlıdır. Doğru olmayan öngörmeler durumu daha iyi yapmak yerine kötüleştirir. Bu nedenle kontrol öncesinde sistem tanılama, kontrolün başarısında önemli bir yere sahiptir.

İlk jenerasyon MPC sistemleri, iki öncü endüstriyel araştırma grubu tarafından 1970'lerde bağımsız olarak geliştirilmiştir. Fransız şirketi Adersa'da çalışan Richalet ve arkadaşları (1978) tarafından geliştirilen model öngörülü deneysel kontrol (MPHC) ve Shell Oil (Cutler ve Ramaker, 1980) tarafından geliştirilen dinamik matris kontrolü (DMC) yaklaşımları oldukça benzer yeteneklere sahiptir. Clarke ve arkadaşları (1987) tarafından geliştirilmiş adaptif mpc tekniği de oldukça ilgi çekmiştir. Model öngörülü kontrolün en önemli bölümlerinden biri olan kayan ufuk prensibi (receding horizon principle) ise Propoi (1963) tarafından önerilmiştir. Model öngörülü kontrol, algoritmasının kolaylığı ve kontrol edilecek sistemin darbe veya basamak cevabı sonucunda elde edilen matematiksel modelin yeterli olması sayesinde, başta petrol rafinerileri ve petrokimya tesisleri olmak üzere, bütün endüstride popüler hale gelmiştir. Qin ve Badgwell tarafından 2003 yılında yapılan MPC anketine göre, 1999 yılı sonunda dünya çapında 4500'ün üzerinde MPC uygulaması kullanılmaktadır. Bu endüstrilerde, model öngörülü kontrol, eşitsizlik kısıtları içeren çok değişkenli kontrol problemleri için seçim metodu haline gelmiştir. Kaydedilir başarısına bakıldığında, model öngörülü kontrol, akademik ve endüstriyel araştırma için oldukça popüler bir konu durumuna gelmiştir.

4.1 Model Öngörülü Kontrolle Genel Bakış

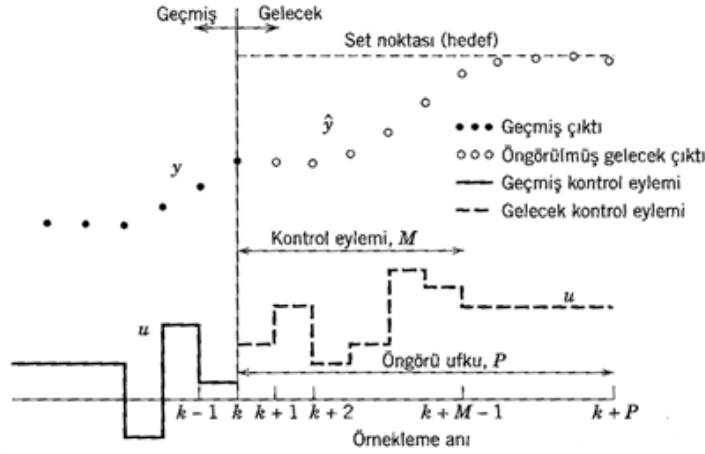
Model öngörülü kontrolün genel amaçları, Qin ve Badgwell (2003) tarafından özetlenmiştir. Bu amaçlar aşağıda listelenmiştir.

1. Girdi ve çıktı kısıtlarının ihlalini önlemek.
2. Diğer çıktıları belirli aralıklar içinde tutarken, bazı çıktı değişkenleri optimum set noktalarına getirmek.
3. Girdi değişkenlerinin fazladan hareketlenmesini engellemek.
4. Algılayıcı veya çalıştırıcı mevcut olmadığında, mümkün olduğu kadar çok proses değişkenini kontrol etmek.

Gerçek ve öngörülen çıktılar arasındaki farklar, öngörü bloğuna giden geri besleme sinyali olarak işlev görürler. Öngörüler, her örnekleme zamanında yapılan set noktası ve kontrol hesaplamalarında kullanılırlar. Üst ve alt limitler gibi girdi ve çıktı değişkenleri üzerindeki eşitsizlik kısıtları iki hesaplamada da kullanılabilir.

Kontrol hesaplamalarındaki set noktaları, prosesin yatışkın durum modeline dayalı olan optimizasyondan hesaplanırlar. Tipik optimizasyon hedefleri, kar fonksiyonunu maksimum yapmayı, amaç fonksiyonunu minimize etmeyi veya üretim hızını maksimize etmeyi içerir.

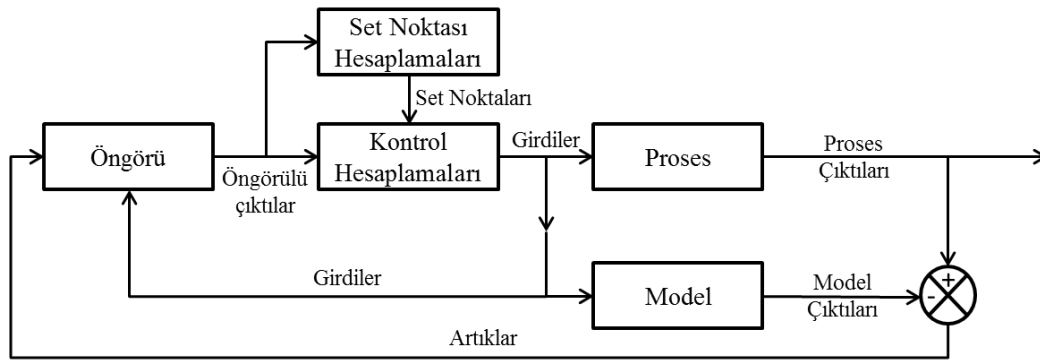
MPC hesaplamaları, çıktıların gelecekteki değerlerinin öngörülerine ve çıktıların şu anki değerlerine dayalıdır. MPC kontrol hesaplamalarının amacı, öngörülen yanıtın optimum şekilde set noktasına hareket etmesi için kontrol hareketlerinin sırasını tespit etmektir. Tek girişli tek çıkışlı bir sistem için gerçek çıktı y , öngörülen çıktı $\hat{y}$, kontrol sinyali u , Şekil 4.1’de örneklendirilmiştir.



Şekil 4.1: Model öngörülü kontrol örneği

MPC stratejisi, k ile gösterilen şu anki örnekleme anında, kontrol sinyalinin $\{u(k+i-1), i=1,2,\dots,M\}$ değerlerini hesaplar. Set, şu anki kontrol sinyali $u(k)$ ve $M-1$ noktasındaki gelecekteki kontrol sinyallerini içerir. Kontrol sinyali, P öngörülü çıkışın $\{\hat{y}(k+i), i=1,2,\dots,P\}$ optimum bir şekilde set noktasına ulaşması için hesaplanır ve M kontrol hareketinden sonra sabit tutulur. Kontrol hesaplamaları, amaç fonksiyonunun optimizasyonuna dayalıdır. M kontrol hareketinin sayısı kontrol ufkü olarak adlandırılırken, öngörülerin sayısı P , öngörü ufkü olarak anılır.

Model öngörülü kontrolün blok diyagramı Şekil 4.2’de gösterilmiştir.



Şekil 4.2: Model öngörülü kontrol blok diyagramı

MPC’nin ayırt edici bir diğer özelliği ise azalan ufuk yaklaşımıdır. Camacho ve Bordons (1999), bu kavrama göre kontrol işleminin aşağıdaki sırayla yapıldığını yazmışlardır.

1. Sistemin süreç modeli kullanılarak, belirlenmiş P öngörü ufku boyunca gelecekte oluşacak çıkış değeri öngörülmesi hesaplanır. Yapılan hesaplama geçmişteki giriş ve çıkış değerlerine ve gelecekte uygulanması planlanan giriş değerlerine bağlıdır.
2. Gelecekte uygulanacak olan kontrol sinyali, çıkış değerlerini referans değerine yaklaştıracak ve belirlenen maliyet fonksiyonunu minimize edecek şekilde hesaplanır.
3. Hesaplanan kontrol sinyallerinden yalnızca birincisi sisteme gönderilir. Diğer kontrol sinyali değerleri kullanılmaz. Bunun nedeni, sistemde oluşabilecek belirsizlikler, nonlineerlikler ve bozucu etkiler çıkış değerlerinin öngörülen değerlerden farklı olabilme ihtimalidir.

Azalan ufuk yaklaşımı ile ilgili onlarca araştırma bulunmaktadır. Azalan ufuk yaklaşımı, günümüz araştırmacılarının önem verdikleri konulardan biridir.

4.2 Optimal Kontrol

Model öngörülü kontrol, genelleştirilmiş optimal kontrolün alt sınıflarından biridir. Optimal kontrol problemi, model öngörülü kontrolün geri besleme şeklinde sistemden alınan son ölçümlerin çözülerek güncellenmesini sağlar.

Optimal kontrol probleminin formülasyonu, performans ölçümünün özelliklerini içerir. Bu özellikler; kontrol edilecek sistemin matematiksel modeli ve fiziksel kısıtlardır. Nonlineer, zamanla değişen bir sistem genellikle bir dizi nonlineer diferansiyel denklemle ifade edilir. Eşitlik (4.1), bu diferansiyel denklemlerin genel formülünü göstermektedir.

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u(t), v(t), t) \quad (4.1)$$

f fonksiyonunu argümanları, $x(t)$, durum vektörü, $u(t)$, kontrol girişi ve $v(t)$, gürültü girişi değerlerinden oluşur. Eşitlik (4.2), $y(t)$, sistem çıkışında, aynı argümanları içeren bir fonksiyon olduğunu göstermektedir.

$$y(t) = g(x(t), u(t), v(t), t) \quad (4.2)$$

Belirli bir zaman aralığında sistemin performansını nicel olarak gösteren skaler bir maliyet fonksiyonu; J , seçilir. Bu maliyet fonksiyonunun genel formu eşitlik (4.3)'te gösterildiği gibidir.

$$J = \int_{t_0}^{t_f} j(x(t), u(t), v(t), t) dt + h(x(t_f), t_f) \quad (4.3)$$

Bu eşitlikteki h fonksiyonu genel olarak son maliyet (terminal cost) olarak adlandırılır. t_0 ve t_f , sırasıyla sistemin başlangıç ve bitiş sürelerini gösterirler. $x(t_0)$ ilk durumdan başlayarak sisteme $u(t)$ kontrol setini, $v(t)$ bozucu etkenler altında uygulamak, sistemin belirli bir çıkış yörüngesini izlemesini sağlar. j fonksiyonu, önceden tanımlanan $\tilde{y}$ referans yörüngesi ile gerçek çıkış y arasındaki sapmaları tespit etmek görevini üstlenir.

Çıkış yörüngesi ve kontrol bilgisi, çoğunlukla belirli kısıtlar arasında bulunur. Bu kısıtların genelleştirilmiş formu eşitlik (4.4)'te ve eşitlik (4.5)'te gösterildiği gibidir.

$$u(t)_{\min} \leq u(t) \leq u(t)_{\max} \quad (4.4)$$

$$y(t)_{\min} \leq y(t) \leq y(t)_{\max} \quad (4.5)$$

Optimal kontrol problemi, $[t_0, t_f]$ zaman aralığında eşitlik (4.4) ve eşitlik (4.5) kısıt şartlarına uyan eşitlik (4.1) ve (4.2) ile belirtilen sistemin, eşitlik (4.3)'teki maliyet fonksiyonunu minimize edecek bir çıkış yörüngesini izleyecek kabul edilebilir bir kontrol setinin bulunması problemidir. Bulunacak kontrol seti, u^* , optimal kontrol olarak adlandırılır.

4.3 Lineer MPC

Lineer model öngörülü kontrol, genel optimal kontrol probleminin özel bir çözümüdür, $\dot{x}$ ve y vektörlerini tanımlayan fonksiyonlar lineer ve zamandan bağımsız olarak kabul edilirler. Genellikle Euler metodu kullanılarak eşitlik (4.6)'da gösterilen yaklaşımlar yapılır.

$$x(k) \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (4.6)$$

Sistemin ayrık zamanlı modeli ise eşitlik (4.7) ve (4.8)'deki gibi gösterilir.

$$x(k+1) = A_x(k) + B_u(k) + B_d v(k) \quad (4.7)$$

$$y(k) = C_x(k) + D_u(k) + D_d v(k) \quad (4.8)$$

Sistemin ayrık zamanlı hale getirilmesiyle birlikte, eşitlik (4.3)'te gösterilen maliyet fonksiyonu da değişime uğrar. j skaler fonksiyonunun kuadratik formda olduğu kabul edilir. Sistem ayrıklaştırıldığı için integral işareti toplam işareti dönüşür. Maliyet fonksiyonuna $Q(k)$ ve $R(k)$ ağırlık matrisleri eklendikten sonra her adımda minimize edilecek fonksiyon eşitlik (4.9)'da gösterildiği gibi olur.

$$J = \sum_k j(x(k), u(k), v(k), k) T_s \quad (4.9)$$

$$J = \sum_k \{ [y(k) - \tilde{y}(k)]^T Q(k) [y(k) - \tilde{y}(k)] + u(k)^T R(k) u(k) \} \quad (4.10)$$

Eşitsizlik kısıtları ise ayrıklaştırıldığında herhangi bir değişime uğramazlar.

$$u(k)_{\min} \leq u(k) \leq u(k)_{\max} \quad (4.11)$$

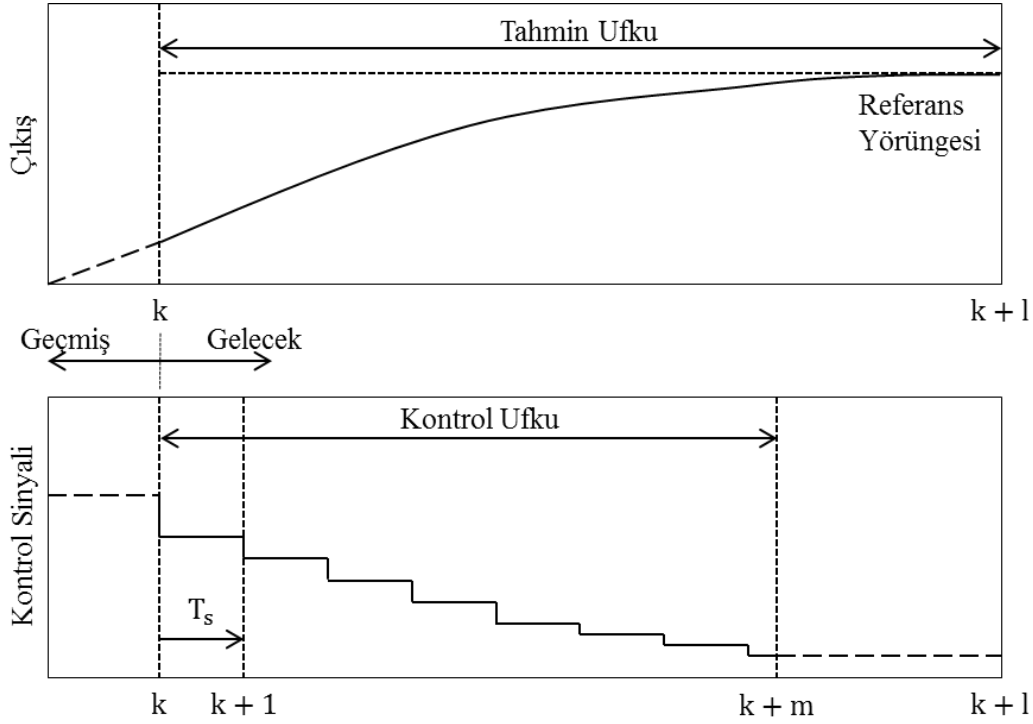
$$y(k)_{\min} \leq y(k) \leq y(k)_{\max} \quad (4.12)$$

MPC kontrolör tasarlamak için birçok yöntem vardır. Ancak hepsinin üç karakteristik özelliğe sahip olması gerekir. Bu özellikler tahmin modeli, sistemin tahmin edilen davranışının optimizasyonu ile elde edilen kontrol sinyali ve azalan ufuk yaklaşımıdır.

4.3.1 Azalan ufuk yaklaşımı

Azalan ufuk yaklaşımı, şematik olarak Şekil 4.1'de gösterilmektedir. Ayrık zamanlı bir tahmin aralığında, k süresinden başlayarak sistemin gelecekte nasıl davranacağı tahmin edilir. Zaman aralığındaki örnekleme sayısı l harfi ile, örnekleme zamanı ise T_s ile ifade edilir. Tahmin edilen sistem davranışı $x(k)$, şu anki duruma, v , kestirilen bozucu etkenler geçmişine ve u , kontrol geçmişine bağlıdır. Amaç, referans yörüngesine ve optimizasyon parametrelerine göre en iyi sonucu veren kontrol

sinyalini seçmektir. Şekil 4.3'te gösterilen l , tahmin ufku, m ise kontrol ufku olarak adlandırılır.



Şekil 4.3: Azalan ufuk yaklaşımı

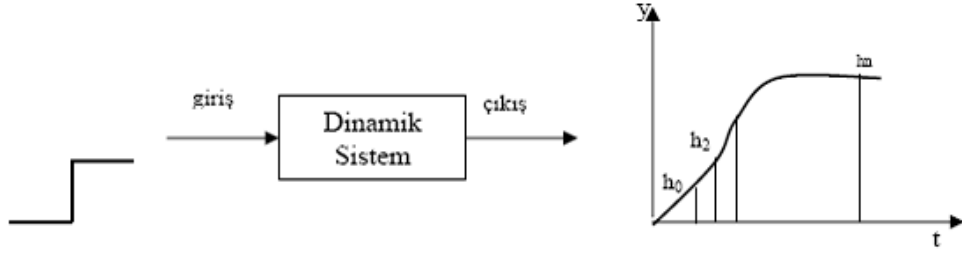
4.3.2 Tahmin modeli

Tahmin modeli, model öngörülü kontrolün yapıtaşlarından biridir. Kullanılacak tahmin modeli, süreç dinamiklerinin tam olarak yakalanması ve tahminlerin hesaplanmasını sağlamalıdır. Yanlış bir sistem modeli, kontrolün başarısız olmasına neden olur. MPC'nin farklı stratejileri, sistem çıkışı ve ölçülebilen girişler arasındaki etkileşimi, farklı modeller kullanılarak elde ederler. Ölçülebilen girişlerin içinde bozucu etkenler de bulunduğu için gürültü modelinin de hesaba katılması gerekir. Bu gürültü modelinin kullanılması, ölçülemeyen girişleri, gürültüleri ve modelleme hatalarını yakalaması nedeniyle büyük avantaj sağlar. Değişik algoritmalar, farklı süreç modelleri kullanılır. Bu nedenle model öngörülü kontrolün süreç modellerinin incelenmesi gerekir.

4.3.2.1 Basamak cevabı modeli

Yaygın olarak kullanılan modeldir. Açık çevrim basamak cevabı Şekil 4.4'te verilmiştir. Bu modelin uygulanması kolaydır, çünkü sisteme basamak girişi uygulandığında sistem çıkışını ölçmek model parametrelerini bulmak için yeterlidir.

Bu model çok değişkenli sistemler için de kullanılabilir olduğundan endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır.



Şekil 4.4: Basamak cevabı modeli

Birim basamak cevabının Δt süresince değerleri $h_1, h_2, \dots, h_T$ ile tanımlanır. Δt değeri, sistemin oturma zamanından alınabilir. T model ufkudur. Çıkışın öngörü değeri $\hat{y}$ ve n . örnekleme zamanındaki u_n giriş değişkeni olarak belirlenir. Ayrıca y_m gerçek çıkış değeri olarak tanımlanır. Sistemde hata ve bozucu olmadığı durumda $\hat{y} = y_m$ olacaktır. $\Delta u = u_{i-1}$ ve y_0 çıkış değerinin başlangıç değeri olacak şekilde öngörü modeli;

$$\hat{y}_{h+1} = y_0 + \sum_{i=1}^T h_i \Delta u_{n+1-i} \quad (4.13)$$

olarak hesaplanır. Sistem çıkışına ilişkin ilk T değer göz önüne alınmış, sonsuz toplam yapılmamıştır. Bu nedenle bu model integratör içermeyen ve kararlı lineer sistemler için uygundur.

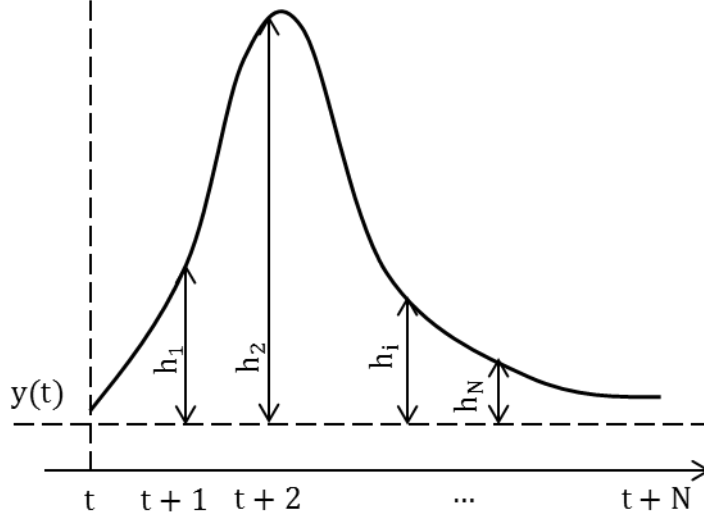
4.3.2.2 Darbe cevabı modeli

Bu model basamak modeline benzemektedir. Modelde giriş çıkış ilişkisi;

$$y(t) = \sum_{i=1}^T h_i u(t-i) = H(z^{-1})u(t) \quad (4.14)$$

şeklinde ifade edilir. h_i değerleri sisteme darbe girişi uygulandığında elde edilen çıkışın örneklenmiş değerleridir. Bu değerlerin geometrik ifadesi Şekil 4.5'te gösterilmiştir. Bu toplam, sadece N değerine kadar yapılmıştır. Burada $H(z-1) = h_1(z-1) + h_2(z-2) + \dots + h_N(z-N)$ ile tanımlanır. Bu model kullanılarak elde edilen öngörü ifadesi eşitlik (4.15)'de verilmiştir.

$$\hat{y}\left(t + \frac{k}{t}\right) = \sum_{i=1}^T h_i u(t + k - i) = H(z^{-1})u\left(t + \frac{k}{t}\right) \quad (4.15)$$



Şekil 4.5: Darbe cevabı modeli

4.3.2.3 Transfer fonksiyonu modeli

Bu model, parametre sayısı az olduğu için her türlü lineer sistem için uygundur. Bu nedenle birçok uygulamada kullanılmaktadır. Giriş $u(t)$ ve çıkış $y(t)$ olmak üzere;

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{na} z^{-na} \quad (4.16)$$

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{nb} z^{-nb} \quad (4.17)$$

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t - 1) \quad (4.18)$$

model eşitlikleri verilebilir. Bu model kullanılarak elde edilen öngörü ifadesi eşitlik (4.19)'da gösterildiği gibidir.

$$\hat{y}\left(t + \frac{k}{t}\right) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u\left(t + \frac{k}{t}\right) \quad (4.19)$$

4.3.2.4 Durum uzayı modeli

Çok değişkenli sistemlerin kolaylıkla tanımlanabildiği bir modeldir. Bu model en çok Öngörülü Fonksiyonel Kontrol (PFC) algoritmasında kullanılır. Durum uzay modelinin formu aşağıda verilmiştir.

$$x(k + 1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (4.20)$$

$$y(k) = C_y x(k) \quad (4.21)$$

$$z(k) = C_z x(k) \quad (4.22)$$

Burada x , durum vektörü, u , giriş vektörü, y , ölçülen çıkışların vektörü ve z kontrol edilecek olan çıkışların vektörüdür. y ve z 'deki değişkenler genellikle geniş bir kapsam ile örtüşmektedir ve bunlar sıklıkla aynı olur. Bu da tüm kontrollü çıkışlar sıklıkla ölçülmesi demektir. k indeksi ise zaman adımlarını göstermektedir.

Bu formatta bir standart kullanılmasının sebebi lineer sistemlerin ve kontrolün standart teorisi ile paralel olmasını sağlamaktır. Bu model, ölçülen veya ölçülmeyen hataların ve ölçme gürültüsünün etkilerini dahil etmek için genelleştirilebilir.

Davranışların k zaman adımlarındaki sırası şu şekilde kabul edilir.

1. Ölçme değerleri alınır
2. Gerekli sistem girişleri hesaplanır
3. Kontrol sinyali sisteme uygulanır

Ölçülen $y(k)$ ve sisteme uygulanan $u(k)$ arasında daima bir gecikme söz konusudur. Dolayısıyla ölçülen çıkış eşitliğinde, $u(k)$ 'dan $y(k)$ 'ya asla bir doğrudan besleme olmayacaktır. Bu sebeple bu model 'tam anlamıyla uygun' denilebilir. Kontrol edilen çıkışlar $z(k)$, prensip olarak $u(k)$ 'ya bağlı olabilir.

$$z(k) = C_z x(k) + D_z u(k) \quad (4.23)$$

Bunun sonucunda maliyet fonksiyonunda ve kısıtlardaki değişiklikler kolayca yapılmaktadır. Kontrol kuralı, sistem durumlarının bazen fiziksel anlamlar taşımamasına rağmen durum vektörlerinin doğrusal kombinasyonun geri beslemesidir.

Amaç konksiyonu ve kontrol kanununun elde edilmesinde durum uzayı modeli kullanılacaktır.

4.3.2.5 Diğer yöntemler

Nonlinear modeller de süreci tasvir etmek için kullanılabilir. Ancak nonlinear modelleri kullanmak optimizasyon probleminin daha kompleks hale gelmesine yol açar. Nonlinear model öngörülü kontrol, Bölüm 4.5'te anlatılmaktadır.

4.3.3 Amaç fonksiyonu ve kontrol kanunu

Çeşitli MPC algoritmaları, kontrol kanununu elde edebilmek için çeşitli amaç fonksiyonlarını kullanırlar. Genel amaç, belirlenen ufukta gelecek çıkışlar $[y(k)]$ ile, tanımlanan referans sinyali $[\tilde{y}(k)]$ arasındaki hatayı minimuma indirmektir. Bu amaca hizmet edecek maliyet fonksiyonu eşitlik (4.9)'da tanımlanmıştır. Bu eşitlik J_1 , konum hatası fonksiyonu, J_2 , kontrol genliği fonksiyonu olarak iki parçaya ayrılacak olursa, l tahmin ufku ve i örnekleme adımı olmak üzere;

$$J_1 = \sum_{i=0}^{l-1} [y(k+i) - \tilde{y}(k+i)]^T Q(k+i) [y(k+i) - \tilde{y}(k+i)] \quad (4.24)$$

olarak ifade edilir. eşitlik (4.25) ile gösterilen notasyon, basit gösterim açısından fayda sağlayacaktır.

$$\|x\|_Q^2 = x^T Q x \quad (4.25)$$

Bu notasyon ile J_1 fonksiyonu eşitlik (4.26)'da gösterildiği gibi ifade edilebilir.

$$J_1 = \sum_{i=0}^{l-1} \|y(k+i) - \tilde{y}(k+i)\|_{Q(k+i)}^2 \quad (4.26)$$

y, Gerçek çıkış değerini, $\tilde{y}$ referans yörüngesini ve Q ağırlık matrisinin her i adımda belirli bir değere sahip olduğu göz önünde bulundurularak bu ifadeler vektör/matris formunda yazılabilirler.

$$Y(k) = \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \\ \vdots \\ y(k+l-1) \end{bmatrix}, \quad \tilde{Y}(k) = \begin{bmatrix} \tilde{y}(k) \\ \tilde{y}(k+1) \\ \vdots \\ \tilde{y}(k+l-1) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$\bar{Q}(k) = \begin{bmatrix} Q(k) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Q(k+1) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & Q(k+l-1) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Bu formda J_1 fonksiyonu eşitlik (4.29)'da gösterildiği gibi olur.

$$J_1 = \|Y(k) - \hat{Y}(k)\|_{\bar{Q}(k)}^2 \quad (4.29)$$

Maliyet fonksiyonunun kullanacağı kontrol girişi ve sistem çıkışı arasındaki ilişkiyi bulmak için sistem denklemlerinin de vektör/matris formuna getirilmesi ve kontrol girişinin maliyet fonksiyonunun içine eklenmesi gerekmektedir. Eşitlik (4.7) ve (4.8) ile ifade edilen ayrık zamanlı, lineer, zamanla değişmeyen sistemin durum uzayı formu aşağıda tekrar gösterilmektedir.

$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) + B_d v(k) \quad (4.7)$$

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) + D_d v(k) \quad (4.8)$$

Tahmin ufkunun l olarak belirlendiği bir sistemde, kontrol ufku m , tahmin ufkuna eşit ise, sistem matrisleri kare matris olurlar. Sistemin durum uzay modeline göre her adım tek tek yazılacak olursa, eşitlik (4.30) sonucuna ulaşılır.

$$\begin{aligned} y(k) &= Cx(k) + Du(k) + D_d v(k) \\ y(k+1) &= C[Ax(k) + Bu(k) + B_d v(k)] + Du(k+1) + D_d v(k+1) \\ &\vdots \\ y(k+l-1) &= \dots \end{aligned} \quad (4.30)$$

Bu şablon, tahmin ufku boyunca sürecektir. Kontrol geçmişinin uygulanan son değeri ise $(k+l-1)$ ve $(k+l)$ adımları arasında uygulanan $u(k+l-1)$ sinylidir. Eşitlik (4.30)'da sırasıyla gösterilen denklemler, eşitlik (4.31)'de olduğu gibi vektör matris formunda yazılabilirler.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+l-1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} D_d & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB_d & D_d & 0 & \dots & 0 \\ CAB_d & CB_d & D_d & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ CA^{l-2}B_d & \dots & \dots & CB_d & D_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(k) \\ v(k+1) \\ v(k+2) \\ \vdots \\ v(k+l-1) \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB & D & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & D & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ CA^{l-2}B & \dots & \dots & CB & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ u(k+2) \\ \vdots \\ u(k+l-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{l-1} \end{bmatrix} x(k)
\end{aligned} \tag{4.31}$$

Eşitlik (4.31)'i basitleştirmek için eşitlik (32-34) ile tanımlanan matrisler kullanılır.

$$\psi = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{l-1} \end{bmatrix} \tag{4.32}$$

$$\phi = \begin{bmatrix} D_d & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB_d & D_d & 0 & \dots & 0 \\ CAB_d & CB_d & D_d & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ CA^{l-2}B_d & \dots & \dots & CB_d & D_d \end{bmatrix} \tag{4.33}$$

$$\theta = \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & \dots & 0 \\ CB & D & 0 & \dots & 0 \\ CAB & CB & D & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ CA^{l-2}B & \dots & \dots & CB & D \end{bmatrix} \tag{4.34}$$

Aynı şekilde $u(k)$ kontrol geçmişi de eşitlik (4.36)'da gösterildiği gibi vektör haline getirilebilir.

$$\bar{U}(k) = \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ \vdots \\ u(k+l-1) \end{bmatrix}, \bar{V}(k) = \begin{bmatrix} v(k) \\ v(k+1) \\ \vdots \\ v(k+l-1) \end{bmatrix} \tag{4.36}$$

Böylece eşitlik (4.8), yeni notasyonla eşitlik (4.37)'te gösterildiği gibi yazılabilir.

$$Y(k) = \psi x(k) + \theta \bar{U}(k) + \phi \bar{V}(k) \tag{4.37}$$

Eğer tahmin ufku ile kontrol ufku birbirine eşit değilse ($l \neq m$), son $(l - m)T_s$ saniyedeki kontrol sinyali sabit kalır. Böylece kontrol geçmişinde bilinmeyen vektör sayısı m değerine düşer. Eşitliğe Λ matrisi tanımlanarak eşitlik (4.37) güncellenebilir.

$$\begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ \vdots \\ u(k+l-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & I & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & I \end{bmatrix}_{l \times m} \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ \vdots \\ u(k+m-1) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} I \\ 0 & \dots & 0 & I \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & I \end{bmatrix}$$

$l \neq m$ durumunda eşitlik (4.8), eşitlik (4.39)'da gösterildiği gibi yazılabilir.

$$Y(k) = \psi x(k) + \Theta \Lambda \bar{U}(k) + \phi \bar{V}(k) \quad (4.39)$$

Sisteme kontrol girişi uygulanmadığı takdirde sistemin serbest cevabı bulunmuş olur. Sistem çıkışı ve referans yörüngesi arasındaki hata $\varepsilon(k)$ ile tanımlanacak olursa, sistemin serbest cevabında ortaya çıkan hata, eşitlik (4.40)'daki gibi tanımlanabilir.

$$\varepsilon(k) = \tilde{Y}(k) - \psi(k) - \phi V(k) \quad (4.40)$$

Eşitlik (4.39) ve eşitlik (4.40) düzenlenip eşitlik (4.29)'da yerine yazılırsa, J_1 fonksiyonu eşitlik (4.41)'de gösterildiği gibi elde edilir.

$$J_1 = \|\Theta \Lambda \bar{U}(k) - \varepsilon(k)\|_{\bar{Q}(k)}^2 \quad (4.41)$$

Bölümün başında bahsedilen kontrol genliği fonksiyonu J_2 , eşitlik (4.42)'de gösterilmektedir.

$$J_2 = \sum_{i=0}^{m-1} u(k+i)^T R(k) u(k+i) \quad (4.42)$$

m , kontrol ufkunun, $1 \leq m \leq l$ aralığında olduğu kabul edilmektedir. Bu bilgiler ışığında $R(k)$, simetrik ağırlık matrisi ve J_2 fonksiyonunun ifadesi aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir.

$$\bar{R}(k) = \begin{bmatrix} R(k) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R(k+1) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & R(k+m-1) \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$J_2 = \sum_{i=0}^{m-1} \|u(k+i)\|_{R(k+i)}^2$$

$$J_2 = \|\bar{U}(k)\|_{\bar{R}(k)}^2 \quad (4.44)$$

J_1 ve J_2 fonksiyonları toplanarak maliyet fonksiyonu bulunur. $Q(k)$ ve $R(k)$, özel bir kontrolör performansına ulaşmak için ayarlanabilen parametrelerdir. Toplam maliyet fonksiyonu eşitlik (4.45)'te verilmiştir.

$$J = \|\theta \Lambda \bar{U}(k) - \varepsilon(k)\|_{Q(k)}^2 + \|\bar{U}(k)\|_{R(k)}^2 \quad (4.45)$$

Bu maliyet fonksiyonunu minimize etmek için, J fonksiyonunun genişletilmesi gerekir. Bu işlemler eşitlik (4.46)'da gösterilmiştir.

$$J = \bar{U}(k)^T \Lambda^T \theta^T \bar{Q}(k) \theta \Lambda \bar{U}(k) - 2\bar{U}(k)^T \Lambda^T \theta^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) + \varepsilon(k)^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) + \bar{U}(k)^T \bar{R}(k) \bar{U}(k)$$

$$J = \bar{U}(k)^T [\Lambda^T \theta^T \bar{Q}(k) \theta \Lambda + \bar{R}(k)] \bar{U}(k) - 2\bar{U}(k)^T \Lambda^T \theta^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) + \varepsilon(k)^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) \quad (4.46)$$

Eşitlik (4.46)'yı basitleştirmek için tanımlanan H , F ve C matrisleri aşağıdaki eşitliklerde belirtilmiştir.

$$H = \Lambda^T \theta^T \bar{Q}(k) \theta \Lambda + \bar{R}(k) \quad (4.47)$$

$$F = -\Lambda^T \theta^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) \quad (4.48)$$

$$C = \varepsilon(k)^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) \quad (4.49)$$

Bu matrisler eşitlik (4.46)'da yerine konularak eşitlik (4.50)'deki maliyet fonksiyonu elde edilir.

$$J = \bar{U}(k)^T + \bar{U}(k) + 2\bar{U}(k)^T F + C \quad (4.50)$$

Eğer sistemde herhangi bir kısıt yoksa, genellikle maliyet fonksiyonunu minimize edecek özel bir $\bar{U}(k)$ değeri bulunur. Bu değer J fonksiyonunun $\bar{U}(k)$ 'ya göre kısmi türevinin sifıra eşitlenmesiyle bulunur.

$$\frac{\partial J}{\partial \bar{U}(k)} = 2H\bar{U}(k) + 2F = 0 \quad (4.51)$$

Bu eşitlikten bulunan $\bar{U}(k)$ çözümünün ifadesi eşitlik (4.52)'de gösterilmektedir.

$$\bar{U}(k)^* = -H^{-1}F \quad (4.52)$$

Burada önemli olan H matrisinin tersinin alınabilir olmasıdır. Bir başka deyişle H matrisinin pozitif tanımlı olması gerekir. Eğer H matrisi pozitif tanımlı ise J fonksiyonunun ikinci türevi de pozitif tanımlı olacaktır.

$$\frac{\partial^2 J}{\partial \bar{U}(k)^2} = 2H \quad (4.53)$$

Eşitlik (4.53), $\bar{U}(k)^*$ değerinde bulunan stasyonier noktanın bir minimum olduğuna garanti etmek için yeterli bir koşuldur. H matrisinin pozitif tanımlı olup olmadığı 4.54 eşitliği ile test edilir.

$$H = \Lambda^T \Theta^T \bar{Q}(k) \Theta \Lambda + \bar{R}(k) > 0 \quad (4.54)$$

H matrisinin tersinin alınması bazı koşullarda uzun hesaplama süresi gerektirir. $\bar{U}(k)^*$ optimal çözümünün bir başka elde edilme yolu en küçük kareler yöntemi ile maliyet fonksiyonunu nümerik olarak çözdürmektir. Bunun için öncelikli olarak aşağıdaki kabulün yapılması gerekir.

Eğer M bir matris ise; matris karekökünü belirtecek S_m değeri aşağıdaki eşitliğe uyar.

$$S_m^T S_m = M \quad (4.55)$$

Eğer $\bar{Q}(k)$ ve $\bar{R}(k)$ matrisleri diagonal ise, bu ağırlık matrislerinin karekökleri, bütün köşegen elemanlarının kareköklerinden oluşurlar. Bu durumda eşitlik (4.56) ile tekrar gösterilen maliyet fonksiyonu, eşitlik (4.57)'de olduğu gibi ifade edilebilir.

$$J = \|\Theta\Lambda\bar{U}(k) - \varepsilon(k)\|_{\bar{Q}(k)}^2 + \|U(k)\|_{\bar{R}(k)}^2 \quad (4.56)$$

$$J = \left\| \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}[\Theta\Lambda\bar{U}(k) - \varepsilon(k)] \\ S_{\bar{R}(k)}\bar{U}(k) \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (4.57)$$

Bu maliyet fonksiyonunu minimize edecek $\bar{U}(k)^*$ değeri, J vektörünün sıfıra eşit olduğu koşulda elde edilir.

$$\begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}[\Theta\Lambda\bar{U}(k) - \varepsilon(k)] \\ S_{\bar{Q}(k)}\bar{U}(k)^* \end{bmatrix} = 0 \quad (4.58)$$

$\bar{U}(k)^*$ değerini bulmak için eşitlik (4.58) adım adım düzenlenecek olursa,

$$\begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}\Theta\Lambda \\ S_{\bar{R}(k)} \end{bmatrix} \bar{U}(k)^* = \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}\varepsilon(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.59)$$

$$\bar{U}(k)^* = \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}\Theta\Lambda \\ S_{\bar{R}(k)} \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}\varepsilon(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

ifadesi elde edilir. Buradaki $+$ operatörü söz konusu matrisin pseudoinversi anlamına gelmektedir. MATLAB'de bulunan 'pinv' komutu ile bu işlem gerçekleştirilir. Eğer kısıtlı bir MPC problemi söz konusu ise optimizasyon probleminin kuadratik programlama (QP) teoremi ile çözülmesi gerekir.

4.4 Nonlinear MPC

Genelde, bütün endüstriyel prosesler nonlineerdir. Ancak çoğu MPC uygulaması, lineer modeller kullanılarak gerçekleştirilir. Bunun iki nedeni vardır.

1. Lineer modele dayalı sistem tanılama işlemi daha kolaydır.
2. Belirli bir çalışma noktasının etrafında kalındığı takdirde lineer model iyi sonuç verir.

Ancak tasarlanan lineer kontrolör, yüksek nonlineerlik barındıran sistemlere uygulandığında, sistemin dinamik cevabı kontrolcüyü tatmin etmeyebilir. Bu lineer

kontrol teoreminin yetersiz kaldığı durumlarda, performansı ve sistem kararlılığını arttırmak için nonlinear kontrolörler tercih edilebilir.

Nonlinear model öngörülü kontrolün (NLMPC), MPC'ye göre en belirgin avantajı, nonlinear dinamikler ile baş edebilme olasılığıdır. Temel konsepti MPC ile benzer özellikler taşır. Buna karşılık bazı dezavantajları ve MPC'den türetilme zorlukları da vardır. Bu zorluklar aşağıdaki şekilde özetlenebilir.

1. Deneysel datadan nonlinear model elde etmek oldukça zordur. Bu konuda birçok sistem tanılama tekniği olmasına rağmen, modelin tam olarak elde edilmesi güçtür. Kütle ve enerji denklemleriyle model çıkarmak ise her zaman mümkün olmayabilir.
2. Optimizasyon problemi konveks değildir. Kontrol kalitesini azaltan ve kararlılık sorunları çıkaran lokal optimum problemleri oluşabilir.
3. Optimizasyon probleminin zor olması, çözülme süresini uzatır. Bu nedenle NLMPC'nin hızlı sistemlere uygulanması mümkün olmayabilir.
4. Kararlılık ve gürbüzlük (robustness) gibi önemli kavramlar, nonlinear modellerde daha kompleks yapıdadır.

Bu problemlerin bazıları kısmen çözülmüştür. NLMPC tekniği uygulama alanının genişliği ve performansının yüksekliği nedeniyle gün geçtikçe önemli bir araştırma konusu haline gelmektedir.

Nonlinear MPC, linear MPC'ye benzer şekilde azalan ufuk stratejisini kullanarak tahmin edilen model davranışına göre optimal kontrol problemini çözmeyi hedefler. Bu iki kontrol tipi arasındaki tek fark, kullanılacak sistem modelidir. Nonlinear MPC, nonlinear bir model kullanır.

Sistemin dinamiklerini tam olarak ifade edecek bir nonlinear model kurmak imkansızdır. Eğer belirli bir çalışma alanı içinde lineerleştirilmiş model ile nonlinear model arasında fazla bir fark yoksa linear MPC teorisinin kullanılması tercih edilir.

Ancak bazı nonlinearlik özellikleri sistem dinamiğinde önemli bir rol oynayabilir. Bu nedenle bu tarz sistemlerde sistem dinamiklerini ifade etmek için nonlinear bir model tasarlanması gerekir. Model öngörülü kontrol kapsamında nonlinear modelleme konusunda deneysel modelleme, temel modelleme ve grey-box modelleme olarak üç

farklı modelleme sınıfından söz edilebilir. Bu çalışma kapsamında yalnızca deneysel modelleme anlatılacaktır.

4.4.1 Tahmin modeli

Süperpozisyon prensibi nonlinear süreçlere uygulanamadığı için sürecin giriş/çıkış verilerinden modelin belirlenmesi oldukça zordur. Nonlinear bir süreci tanımlamak için sisteme uygulanan test sayısı linear süreçlere oranla daha fazladır. Eğer sistem lineerse, normal şartlarda yalnızca step girişin uygulanması sistem modelini çözmek için yeterli iken, süper pozisyon prensibinin uygulanamaz olmasından dolayı nonlinear sistemlerde sistem modelinin çözülmesi daha karmaşık bir hal alır. Genelde linear sistemlerde uygulanan giriş ile sistem çıkışı arasında eşitlik (4.61) ve (4.62)'de gösterildiği gibi bir bağıntı kurulabilir.

$$u(t) = a_1 u_1(t) + a_2 u_2(t) + \dots + a_n u_n(t) \quad (4.61)$$

$$y(t) = b_1 y_1(t) + b_2 y_2(t) + \dots + b_n y_n(t) \quad (4.62)$$

Yani, linear bir sistemin her örnekleme zamanında sisteme uygulanan giriş sinyali ile tanımlanmasına gerek yoktur. t anında uygulanan giriş sinyali önceden uygulanan girişlerin linear bir kombinasyonudur. Nonlinear ayrık-zamanlı bir sistemde ise, eşitlik 4.63'te görüleceği gibi, bütün geçmiş giriş sinyallerinin hesaba katılması gerekir.

$$y(t) = \phi[y(t-1), \dots, y(t-n_y), u(t-1), \dots, u(t-n_u), v(t), \dots, v(t-n_e+1)] \quad (4.63)$$

Bu eşitlikte y , u ve v sırasıyla, sistem çıkışını, giriş sinyalini ve gürültü girişini ifade ederken, ϕ fonksiyonu, nonlinearlik fonksiyonu olarak tanımlanır. Modelin uygunluğu, bu ϕ fonksiyonun seçimine göre değişir. Bu fonksiyonun farklı seçimleri, model öngörülü kontrol teoreminde farklı modelleme işlemlerinin var olmasını sağlarlar. Volterra modelleri, yerel model ağları ve yapay sinir ağları teorisi bu modelleme işlemlerinden bazılarıdır. Bu teoremlerin ispatına bu çalışma dahilinde değinilmeyecektir.

Bir diğer modelleme şekli ise klasik durum uzay formunda modelleme işlemidir. Linear durum uzayı modeli, içinde nonlinearlik özellikleri bulunduracak şekilde eşitlik (4.64)'te gösterildiği gibi genişletilebilir.

$$\begin{aligned} x(t+1) &= f(x(t), u(t)) \\ y(t) &= g(x(t)) \end{aligned} \tag{4.64}$$

Sistemin çok değişkenli olması durumunda da Eşitlik 4.64'teki gösterim aynı kalır. Eğer sistemin hareket denklemleri biliniyorsa, bu denklemler birinci dereceden diferansiyel denklemlere dönüştürölüp durum-uzay formunda gösterilebilirler. Durum uzay modelleri gürbüzölük ve kararlılık açısından tatmin edici sonuçlar verdikleri için nonlinear PFC gibi uygulamalarda sıklıkla tercih edilmektedirler.

Durum uzay modelinin, model öngörölü kontrolde kullanılabilmesi için sistem matrisinin gözlemlenebilir ve kontrol edilebilir olması gerekmektedir. Model parametrelerinin belirlenebilmesi için hareketli ufuk kestirimi (MHE) metodunun kullanılması son zamanlarda oldukça popüler hale gelmiştir. Bu sayede çevrimiçi optimizasyon yapılarak sistem tanılama işlemi başarıyla gerçekleştirilebilir.

Bu yöntemler dışında nonlinear sistem tanımlama, Hammerstein-Wiener modelleme yöntemi gibi güçlü modelleme teknikleri de nonlinear modelleme için kullanılacak yöntemler arasındadırlar.

4.4.2 Nümerik integrasyon

Çözölcek olan problemin, belirli bir referans yörüngesine ulaşmak için sisteme uygulanacak kontrol girişinin her örnekleme zamanında hesaplanması problemi olduğu Bölüm 4.3'te belirtilmiştir. Nonlinear model öngörölü kontrolde kontrol girişinin hesaplanması nümerik integrasyon yöntemiyle gerçekleştirilir. Nümerik integrasyon işleminin kontrol teorisi literatüründe karşılığı lineerleştirmediir. MATLAB paket programında lineerleştirme ve optimizasyon işlemleri için güçlü fonksiyonlar olsa da, bu çalışma kapsamında nümerik integrasyon işlemleri adım adım ele alınacak ve lineer MPC'de olduğu gibi minimize edilecek bir maliyet fonksiyonu elde edilecektir.

Tahmin edilecek olan y çıkış yörüngesini oluşturmak için öncelikle belirli bir $\bar{u}$ nominal kontrol geçmişi seçilir. Daha sonra nümerik integrasyon yolu ile $\bar{y}$ nominal çıkış yörüngesi hesaplanır. Δu , kontrol pertürbasyonunun nominal çalışma noktası etrafında lineerleştirilmesi ile y , tahmin edilen çıkış değeri ifade edilebilir.

$$y(k) = \bar{y}(k) + \alpha_0 \Delta u(k) \quad (4.65)$$

$$y(k+1) = \bar{y}(k+1) + \alpha_1 \Delta u(k) + \beta_0 \Delta u(k+1) \quad (4.66)$$

$$y(k+2) = \bar{y}(k+2) + \alpha_2 \Delta u(k) + \beta_1 \Delta u(k+1) + \gamma_0 \Delta u(k+2) \quad (4.67)$$

⋮

$$y(k+i) = \bar{y}(k+i) + \alpha_i \Delta u(k) + \beta_i \Delta u(k+1) + \dots \quad (4.68)$$

$\alpha_i, \beta_i, \gamma_i, \dots$ katsayıları her $\Delta u(k+1)$ değerinin nominal yörüngeden sapmaları bulunarak elde edilirler. l , tahmin ufku ve m , kontrol ufku değerleri nonlinear model öngörülü kontrol için de geçerlidirler. Tahmin aralığı, T_s örnekleme zamanı uzunluğunda l ayrık adıma bölünür. Kontrol aralığı ise, $m \leq l$ olmak üzere, T_s uzunluğunda m ayrık adıma bölünür. Eğer $m < l$ ise son $(l - m)$ adım aralığında kontrol sinyali sabit tutulur.

MPC problemi, belirli bir referans yörüngesi ve optimizasyon parametrelerine bağlı olarak belirlenen maliyet fonksiyonunu minimize edecek Δu^* optimal kontrol pertürbasyonunu bulma problemidir. Bu işlemden sonra optimal kontrol sinyali, nominal kontrol sinyalinin ve optimal kontrol pertürbasyonunun toplamı şeklinde bulunur.

Nonlinear modelin genelleştirilmiş gösterimi Eşitlik 4.69'da ve Eşitlik 4.70'te verilmiştir.

$$x(t) = f(x(t), u(t), v(t), t) \quad (4.69)$$

$$y(t) = g(x(t), u(t), v(t), t) \quad (4.70)$$

Durum değişkenlerinin ve çıkış değerlerinin her adımda ne değerleri aldığını görebilmek için bu eşitliklerdeki diferansiyel denklemlerin nümerik integrasyon ile yaklaşık hesabının yapılması gerekmektedir.

Literatürde birçok yüksek ve düşük dereceden integrasyon metodu bulunmaktadır. Yüksek dereceli yöntemler her zaman adımında daha çok işleme gereksinim duyarlar. Gnelde yüksek dereceli integrasyon yöntemleri sistem dinamiklerini

yansıtmak konusunda daha isabetli ve başarılı olsalar da, işlem süresinin fazlalılığı nedeniyle her zaman tercih edilmemektedirler. Bu çalışma kapsamında Euler yöntemi, 4. Dereceden Runge-Kutta (RK4) yöntemi ve 4. dereceden tahminci düzeltici (PC4) yöntemleri tartışılacaktır.

Euler yöntemi, birinci dereceden step algoritması olarak da tanımlanır. Bu şekilde adlandırılmasının nedeni $x(k + 1)$ durum değişkeninin yalnızca bir önceki adımdaki $x(k)$ durum değişkenine bağlı olmasıdır. Ayrıca hata terimi $O(T_s^2)$ de birinci derecedendir. Euler yönteminin sisteme uygulanması Eşitlik 4.71’de gösterilmektedir.

$$x(k + 1) = x(k) + T_s f(x(k), u(k), v(k), k) + O(T_s^2) \quad (4.71)$$

Bu yöntem hızlı ve basit olmasına rağmen diğer yöntemlere göre daha az isabetli bir lineerleştirme sağlar. Daha isabetli bir lineerleştirme elde etmek için 4. dereceden Runge-Kutta yöntemi (RK4) kullanılabilir. RK4 yönteminin sisteme uygulanışı Eşitlik 4.72’de gösterilmektedir.

$$x(k + 1) = x(k) + \frac{T_s}{6} (K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4) + O(T_s^5) \quad (4.72)$$

Bu yöntemde tek zaman adımında $u(t)$, kontrol girişi ve $v(t)$ gürültü değerinin sabit kaldığı kabul edilmektedir. K_i katsayılarının nasıl tayin edilmesi gerektiği ise 4.73-4.76 eşitlikleri ile gösterilmektedir.

$$K_1 = f(x(t), u(t), v(t), t) \quad (4.73)$$

$$K_2 = f\left(x(t) + \frac{T_s}{2} K_1, u(t), v(t), t + \frac{T_s}{2}\right) \quad (4.74)$$

$$K_3 = f\left(x(t) + \frac{T_s}{2} K_2, u(t), v(t), t + \frac{T_s}{2}\right) \quad (4.75)$$

$$K_4 = f(x(t) + T_s K_3, u(t), v(t), t + T_s) \quad (4.76)$$

RK4 yönteminde $O(T_s^5)$ dereceden terimler iptal edilmektedir. PC4 yönteminde ise $O(T_s^5)$ hata terimi bulunur ancak lineerleştirme için birden fazla step fonksiyonu kullanılır. Bu sayede daha isabetli bir model elde edilebilir.

PC4 yöntemi iki farklı algoritma ile integrasyon işlemini gerçekleştirir. Öncelikle geçmiş ve şu andaki adımlardan elde edilen bilgiler kullanılarak bir tahmin algoritması uygulanır ve $\hat{x}(k+1)$ değeri tahmin edilir.

$$\hat{x}(k+1) = x(k) + \frac{T_s}{24} (55f_k - 59f_{k-1} + 37f_{k-2} - 9f_{k-3}) + O(T_s^5) \quad (4.77)$$

$$f_k = f(x(k), u(k), v(k), k) \quad (4.78)$$

Buradan elde edilen $\hat{x}(k+1)$ değeri ve geçmiş adımlardaki değerler düzeltici algoritmasına sokulur ve $x(k+1)$ değeri elde edilir.

$$x(k+1) = x(k) + \frac{T_s}{24} (9\hat{f}_{k+1} + 19f_k - 5f_{k-1} - f_{k-2}) + O(T_s^5) \quad (4.79)$$

$$\hat{f}_{k+1} = f(\hat{x}(k+1), u(k+1), v(k+1), k+1) \quad (4.80)$$

PC4 yöntemi geçmiş adımlardaki değerlere ihtiyaç duyduğu için bu yöntemi uygulamak için öncelikle Runge-Kutta benzeri tek adım algoritmalarından birinin uygulanması gerekir. İşlemler başladıktan sonra PC4 yönteminin her adımda hesaplaması gereken değer sayısı Runge-Katta yönteminkinden daha az ve PC4 yöntemi RK4 yöntemine oranla daha etkilidir.

Bu bölümde en yaygın olarak kullanılan nümerik integrasyon yöntemleri anlatılmıştır. Yöntem içinde kullanılan adım sayısı ve çözümün isabetliliği özelliklerine göre farklılaşan birçok nümerik integrasyon yöntemi vardır. Kontrol edilecek sistemin nonlinearlığı ve sahip olunan donanımsal işlem yeteneğine göre bu nümerik integrasyon yöntemlerinden biri seçilerek lineerleştirme işlemi uygulanır. Modelin lineerleştirilmesi ne kadar isabetli olursa uygulanacak kontrol de o kadar gürbüz olacaktır. Bu nedenle nonlinear sistemlerde nümerik integrasyon yönteminin seçimi oldukça önemlidir.

4.4.3 Amaç fonksiyonu ve kontrol kanunu

Amaç fonksiyonunu oluşturmak için öncelikle durum uzayı formundaki sistem eşitliklerinin lineer model öngörülü kontrol bölümünde yapıldığı gibi uygun bir notasyonda yazılması gerekmektedir. Tahmin edilen çıkış yörüngesi ve kontrol

geçmiş değerlerinin nominal ve pertürbasyon değerleri eşitlik (4.81) ve (4.82)'de matris/vektör formunda gösterilmiştir.

$$Y(k) = \begin{bmatrix} y(k) \\ y(k+1) \\ y(k+2) \\ \vdots \\ y(k+l-1) \end{bmatrix}, \bar{Y}(k) = \begin{bmatrix} \bar{y}(k) \\ \bar{y}(k+1) \\ \bar{y}(k+2) \\ \vdots \\ \bar{y}(k+l-1) \end{bmatrix}, \Delta Y(k) = \begin{bmatrix} \Delta y(k) \\ \Delta y(k+1) \\ \Delta y(k+2) \\ \vdots \\ \Delta y(k+l-1) \end{bmatrix} \quad (4.81)$$

$$U(k) = \begin{bmatrix} u(k) \\ u(k+1) \\ u(k+2) \\ \vdots \\ u(k+m-1) \end{bmatrix}, \bar{U}(k) = \begin{bmatrix} \bar{u}(k) \\ \bar{u}(k+1) \\ \bar{u}(k+2) \\ \vdots \\ \bar{u}(k+m-1) \end{bmatrix}, \Delta U(k) = \begin{bmatrix} \Delta u(k) \\ \Delta u(k+1) \\ \Delta u(k+2) \\ \vdots \\ \Delta u(k+m-1) \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

Bu eşitlikler de l, tahmin ufkunu, m ise kontrol ufkunu göstermektedir. Bu eşitlikler sistem dinamiklerinin yerine yazılacak olursa (4.83) ve (4.84) eşitliklerine ulaşılır.

$$Y(k) = \bar{Y}(k) + \Delta Y(k) \quad (4.83)$$

$$U(k) = \bar{U}(k) + \Delta U(k) \quad (4.84)$$

Oluşturulacak maliyet fonksiyonu Bölüm 4.3'te olduğu gibi J_1 ve J_2 olmak üzere iki fonksiyon halinde tasarlanır. J_1 fonksiyonu lineer MPC'dekinin aynısıdır.

$$J_1 = \sum_{i=0}^{l-1} \|y(k+i) - \tilde{y}(k+i)\|_{Q(k+i)}^2 \quad (4.85)$$

Aynı şekilde $\bar{Q}(k)$ matrisi de eşitlik (4.86)'da gösterildiği gibi tanımlanır.

$$\bar{Q}(k) = \begin{bmatrix} Q(k) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & Q(k+1) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & Q(k+l-1) \end{bmatrix} \quad (4.86)$$

J_1 fonksiyonu eşitlik (4.25)'de tanımlanan notasyon ile yazılacak olursa, (4.87) eşitliği elde edilir.

$$J_1 = \|Y(k) - \tilde{Y}(k)\|_{\bar{Q}(k)}^2 \quad (4.87)$$

Hata terimi ise eşitlik (4.88)'de gösterildiği gibi oluşturulur.

$$\varepsilon(k) = \tilde{Y}(k) - \bar{Y}(k) \quad (4.88)$$

Böylece J_1 fonksiyonu bölüm 4.3'te ayrıntılı bir şekilde gösterilen birkaç ara işlemten sonra son formunu (4.89) eşitliğinde olduğu gibi alır.

$$J_1 = \|\Theta \Delta U(k) - \varepsilon(k)\|_{\bar{Q}(k)}^2 \quad (4.89)$$

Kontrol genliği fonksiyonu J_2 fonksiyonunun ve $R(k)$, simetrik ağırlık matrisinin ifadeleri aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir.

$$\bar{R}(k) = \begin{bmatrix} R(k) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R(k+1) & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & R(k+m-1) \end{bmatrix} \quad (4.90)$$

$$J_2 = \sum_{i=0}^{m-1} \|u(k+i)\|_{R(k+i)}^2 \quad (4.91)$$

$$J_2 = \|U(k)\|_{\bar{R}(k)}^2 \quad (4.92)$$

Eşitlik (4.84)'deki kontrol sinyali ifadesi (4.92) eşitliğinde yerine konulup J_1 ve J_2 fonksiyonları toplanacak olursa, minimize edilecek maliyet fonksiyonu (4.93) eşitliğinde gösterildiği gibi elde edilir.

$$J = \|\Theta \Delta U(k) - \varepsilon(k)\|_{\bar{Q}(k)}^2 + \|\bar{U}(k) + \Delta U(k)\|_{\bar{R}(k)}^2 \quad (4.93)$$

Bu maliyet fonksiyonunu minimize etmek için, J fonksiyonunun genişletilmesi gerekir. Bu işlemler eşitlik (4.94)'te gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
J = & \Delta U(k)^T \Theta^T \bar{Q}(k) \Theta \Delta U(k) - 2\Delta U(k)^T \Theta^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) + \varepsilon(k)^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) \\
& + \bar{U}(k)^T \bar{R}(k) \bar{U}(k) + 2\Delta U(k)^T \bar{R}(k) \bar{U}(k) \\
& + \Delta U(k)^T \bar{R}(k) \Delta U(k)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
J = & \Delta U(k)^T [\Theta^T \bar{Q}(k) \Theta + \bar{R}(k)] \Delta U(k) - 2\Delta U(k)^T [\Theta^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) - \bar{R}(k) \bar{U}(k)] \\
& + \bar{U}(k)^T \bar{R}(k) \bar{U}(k) + \varepsilon(k)^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k)
\end{aligned} \quad (4.94)$$

Eşitlik (4.94)'yı basitleştirmek için tanımlanan H, F ve C matrisleri aşağıdaki eşitliklerde belirtilmiştir.

$$H = \Theta^T \bar{Q}(k) \Theta + \bar{R}(k) \quad (4.95)$$

$$F = -\Theta^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) + \bar{R}(k) \bar{U}(k) \quad (4.96)$$

$$C = \bar{U}(k)^T \bar{R}(k) \bar{U}(k) + \varepsilon(k)^T \bar{Q}(k) \varepsilon(k) \quad (4.97)$$

Bu matrisler eşitlik (4.94)'da yerine konularak eşitlik (4.98)'deki maliyet fonksiyonu elde edilir.

$$J = \Delta U(k)^T H \Delta U(k) + 2\Delta U(k)^T F + C \quad (4.98)$$

Eğer sistemde herhangi bir kısıt yoksa, genellikle maliyet fonksiyonunu minimize edecek özel bir $\Delta U(k)^*$ değeri bulunur. Bu değer J fonksiyonunun $\Delta U(k)$ 'ya göre kısmi türevinin sıfıra eşitlenmesiyle bulunur. Bu işlem sonucunda elde edilen $\Delta U(k)^*$ değeri (4.99) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$\Delta U(k)^* = -H^{-1}F \quad (4.99)$$

Tıpkı lineer model öngörülmesi için optimal çözümün bulunması işlemlerinde belirtildiği gibi burada da H matrisinin tersinin alınabilir olması gerektiği unutulmamalıdır. Bu zorluktan kurtulmak ve işlem yükünü azaltmak için maliyet fonksiyonu en küçük kareler yöntemiyle minimize edilecek olursa optimal $\Delta U(k)^*$ değeri aşağıdaki eşitliklerde gösterildiği gibi hesaplanır.

$$J = \|\Theta \Delta U(k) - \varepsilon(k)\|_{\bar{Q}(k)}^2 + \|\bar{U}(k) + \Delta U(k)\|_{\bar{R}(k)}^2 \quad (4.100)$$

$$J = \left\| \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}[\Theta \Delta U(k) - \varepsilon(k)] \\ S_{\bar{R}(k)}[\bar{U}(k) + \Delta U(k)] \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (4.101)$$

Bu J fonksiyonunu minimize edecek optimal $\Delta U(k)^*$ değeri (4.101) eşitliğinin sıfıra eşit olduğu durumda bulunur.

$$\begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}[\Theta \Delta U(k) - \varepsilon(k)] \\ S_{\bar{R}(k)}[\bar{U}(k) + \Delta U(k)] \end{bmatrix} = 0 \quad (4.102)$$

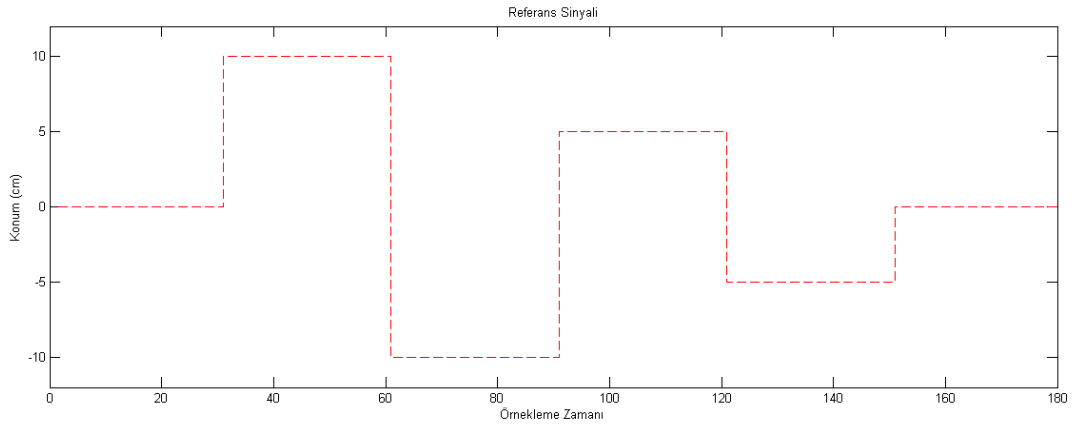
Bu eşitliği de gürbüz bir şekilde çözmek için MATLAB paket programının pinv komutu kullanılabilir. Bu eşitlik düzenlenecek olursa optimal $\Delta U(k)^*$ değeri eşitlik (4.103)'de gösterildiği gibi hesaplanır.

$$\Delta U(k)^* = \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}\Theta \\ S_{\bar{R}(k)} \end{bmatrix}^+ \begin{bmatrix} S_{\bar{Q}(k)}\varepsilon(k) \\ -S_{\bar{R}(k)}\bar{U}(k) \end{bmatrix} \quad (4.103)$$

Eğer kısıtlı bir nonlinear MPC problemi söz konusu ise optimizasyon probleminin kuadratik programlama (QP) teoremi ile çözülmesi gerekir.

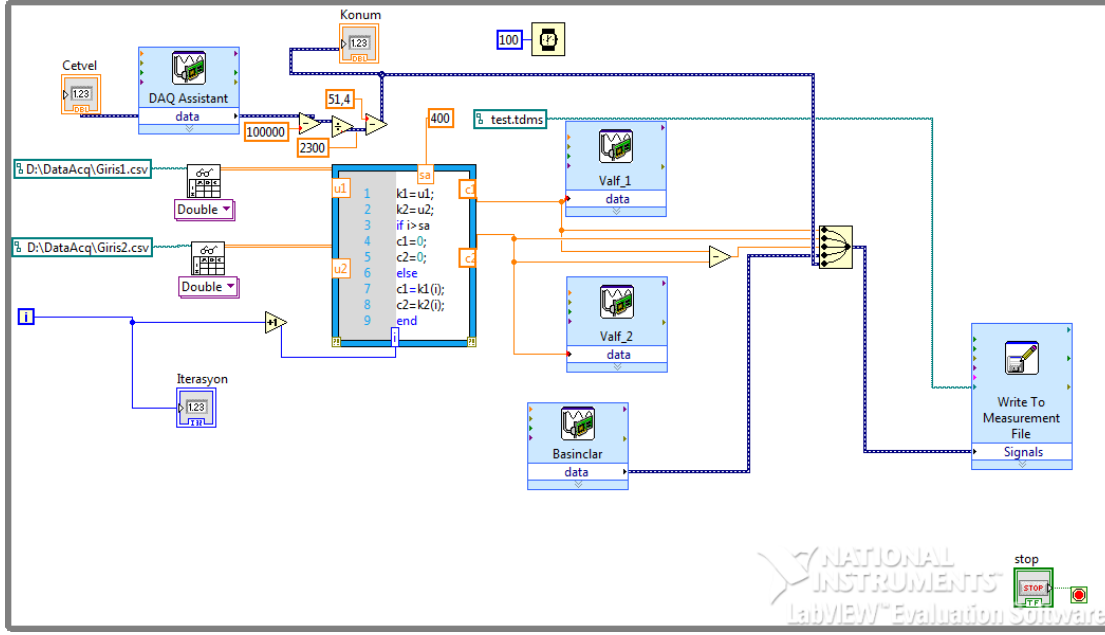
5. DENEYSEL ÇALIŞMA

Deneysel çalışma iki aşamada gerçekleştirilmiştir. Birinci aşamada Bölüm 2’de anlatılan pnömatik sisteme Labview kullanılarak bir giriş sinyali gönderilmiş ve bu giriş sinyaline karşılık gelen çıkışlar MATLAB programında işlenerek sistem tanılması yapılmıştır. Sistem tanılamada kestirilen modellerin karşılaştırması yapılmış ve validasyonu sağlanmıştır. İkinci aşamada ise elde edilen modele model öngörülü kontrolün değişik varyasyonları uygulanarak bu kontrolörlerin sistem başarıları tartışılmıştır. Model öngörülü kontrolün her varyasyonu için aynı referans yörüngesi kullanılmıştır. Bu referans yörüngesi Şekil 5.1’de gösterilmektedir.



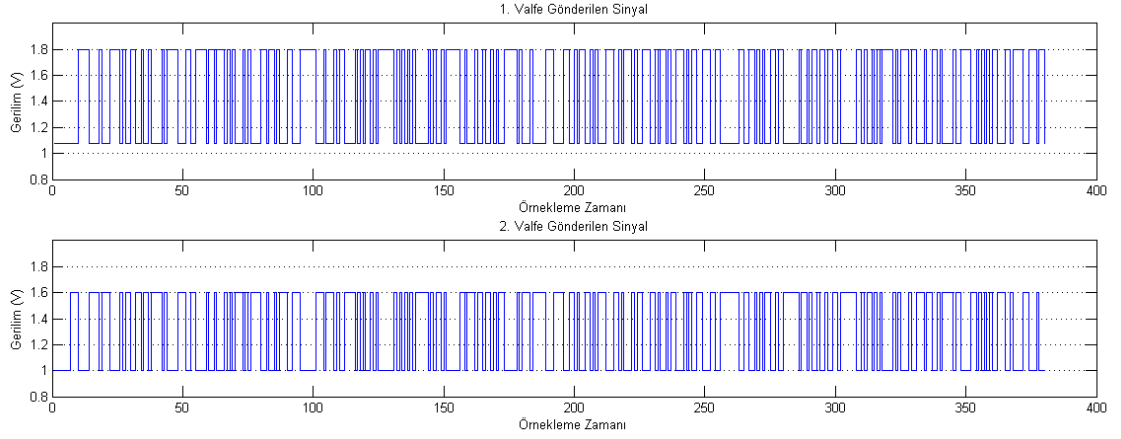
Şekil 5.1: Referans yörüngesi

Sisteme giriş sinyallerini gönderebilmek ve gerçek datayı okuyabilmek için LabView programı kullanılmıştır. MATLAB programının Real Time Windows Target paketi PCI-6010 data toplama kartını desteklemediği için bu yol seçilmiştir. LabView data toplama programının şeması Şekil 5.2’de gösterildiği gibidir. LabView içerisine kurulan MathScript paketi sayesinde MATLAB kodları LabView içerisinde kullanılabilir duruma gelmiştir. 100 ms olarak seçilen her bir örnekleme zamanında sistemin birinci ve ikinci haznedeki basınç ve yük konumu bilgileri toplanmaktadır. Bu bilgiler .tdms uzantılı bir dosyaya aktarılmakta ve Excel’in TDMS eklentisi sayesinde Excel dosyasına dönüştürülebilmektedir.



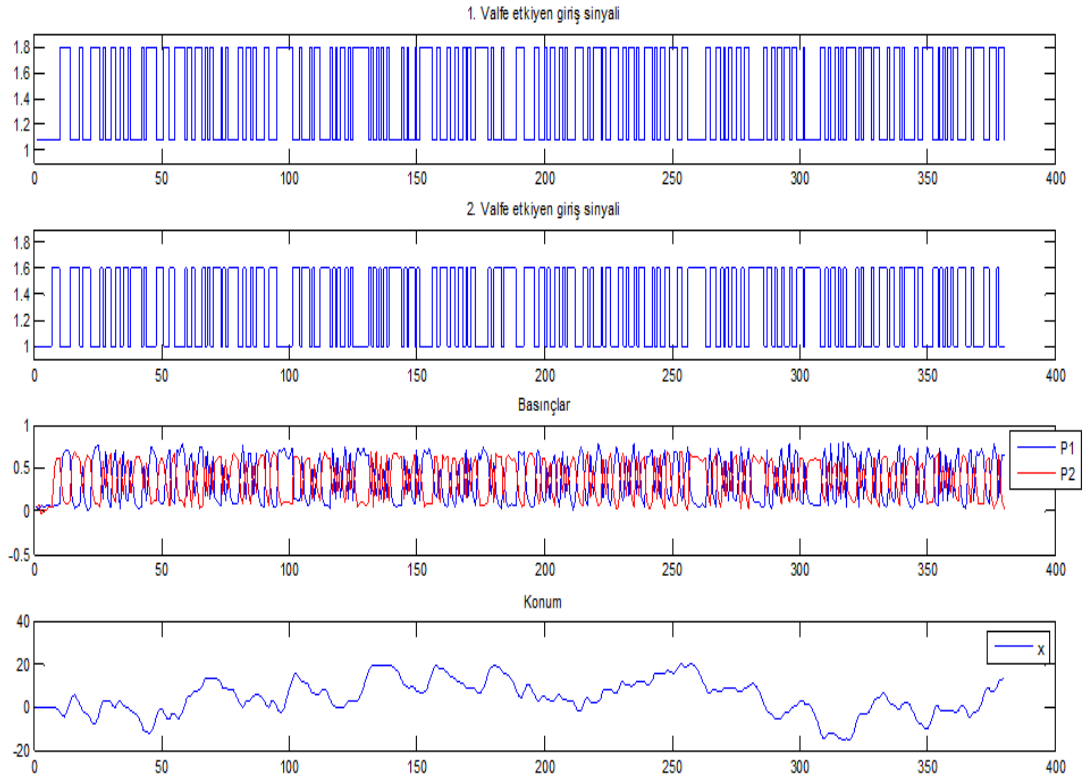
Şekil 5.2: Data toplama programı şeması

Excel dosyasındaki dataların MATLAB’de işlenebilmesi ve sistem tanılama için kullanılan program Ek B’de gösterilmektedir. Sisteme uygulanan giriş, artı ve eksi yöndeki değerlerine göre ikiye bölünmekte ve artı değerler birinci valfe, eksi değerler ise ikinci valfe gönderilmektedir. Sistem tanılama için giriş sinyali, MATLAB programının idinput fonksiyonu ile sağlanmıştır. Sistemde milli silindir kullanıldığı için tanılama için üretilen giriş sinyali, farklı üst ve alt sınırlar ile valflere gönderilmiştir. Birinci silindirin efektif alanı daha yüksek olduğundan, bu valfe gönderilen giriş sinyali [1.08 1.80] aralığında, ikinci silindire bağlı valfe gönderilen giriş sinyali ise [1 1.60] aralığında tutulmuştur. Bu alt değerler ile sisteme bağlı bulunan yükün hareketsiz kalması sağlanabilmiştir. Ayrıca sürtünme kuvvetini yenebilmek için valflere atıl durumda 0 V yerine 1-1.08 V göndermek, isabetli olacaktır. Bu şartlar altında, her valfe gönderilen giriş sinyalleri Şekil 5.3’te gösterilmiştir.



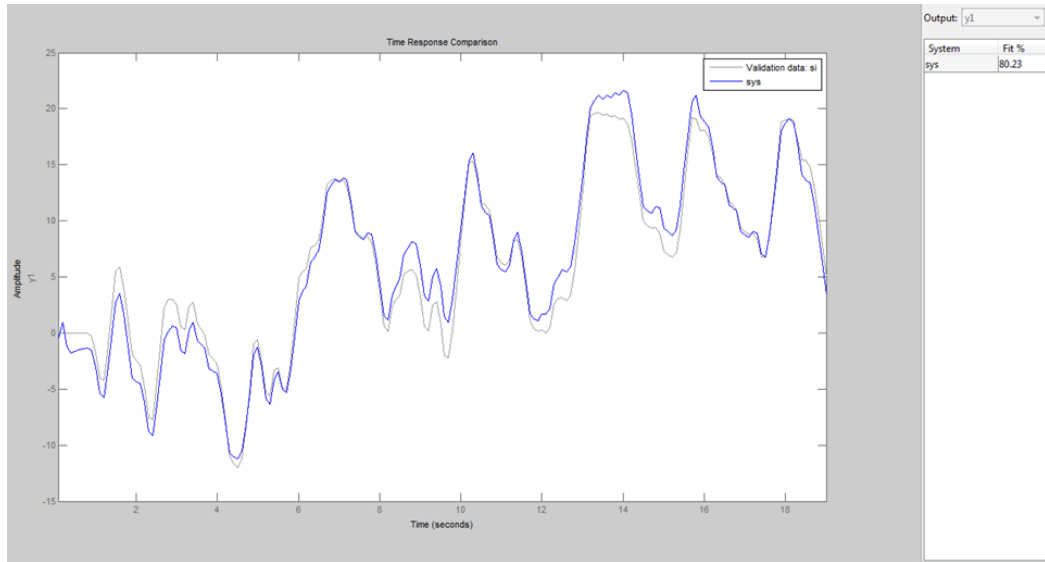
Şekil 5.3: Valflere gönderilen giriş sinyali

Yük, başlangıç değeri olarak, her çalışmadan sonra strokun başlangıç noktasından 30 cm öteye getirilmiştir. Sisteme giriş sinyali uygulandıktan sonra elde edilen basınç ve konum eğrileri Şekil 5.4'te gösterilmektedir.



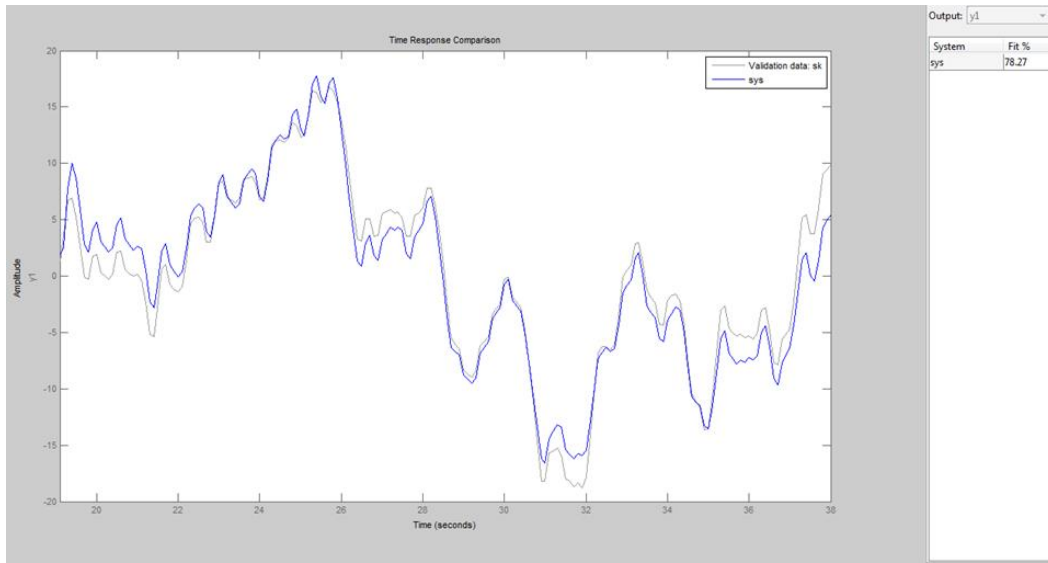
Şekil 5.4: Sisteme uygulanan giriş ve elde edilen çıkışlar

Bu datalar kullanılarak yapılan sistem tanılama işlemi, durum uzayı modeli kestirimi (srest) fonksiyonu ile gerçekleştirilmiştir. Giriş gecikmesi olarak 1 örnekleme zamanı alınmıştır. Bu durumda, kestirilen model ile kestirim datasının karşılaştırılması Şekil 5.5'te gösterilmektedir.



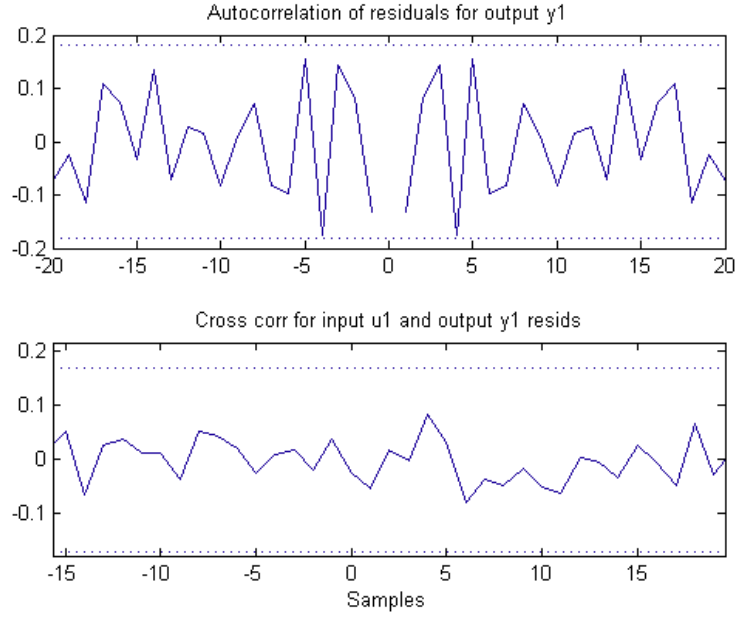
Şekil 5.5: Kestirilen modelin kestirim datası ile karşılaştırılması

Kestirilen üçüncü mertebeden durum uzayı modelinin data validasyonu ise Şekil 5.6'da gösterilmektedir.



Şekil 5.6: Kestirilen durum uzayı modelinin validasyonu

Giriş sinyalleri ve konum çıkışına bağlı üçüncü mertebeden durum uzayı modelinin oto-korelasyon ve çapraz korelasyon eğrileri Şekil 5.7'de gösterilmektedir.



Şekil 5.7: Durum uzayı modelinin korelasyon testi

Çapraz korelasyon için %99 olan güven aralığı Şekil 5.7’de kesikli çizgiler ile gösterilmektedir. Bu duruma göre kestirilen modelin güvenilir olduğu söylenebilir.

Model katsayılarını elde etmek için parametre kestirim yöntemi (PEM) kullanılmıştır. Kestirilen model üçüncü mertebeden durum uzayı formunda elde edilmiştir. Buna göre sistem matrisleri (5.1) ve (5.2) eşitliklerinde olduğu gibi elde edilmiştir.

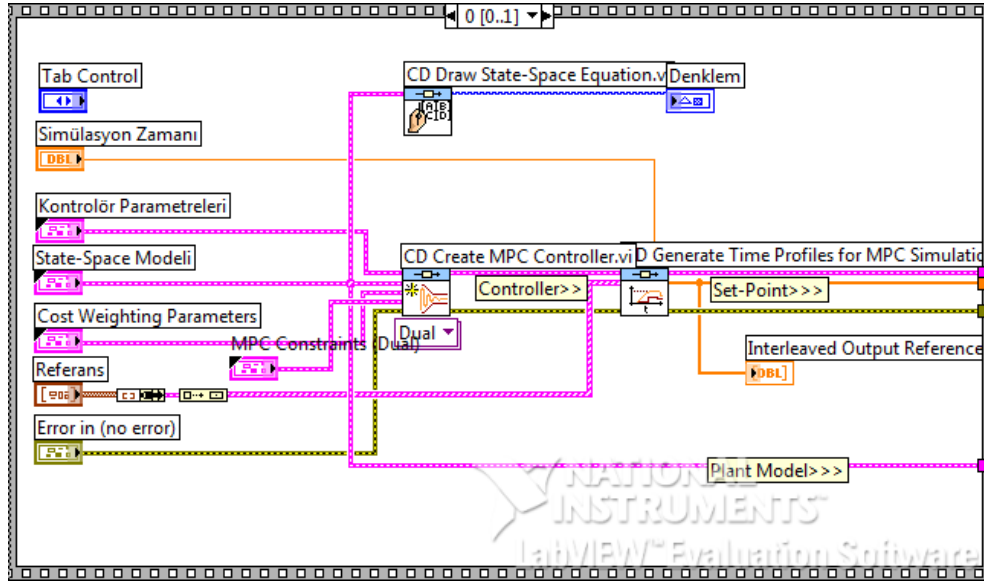
$$x(k+1) = \begin{bmatrix} 0,9773 & 0,2320 & 0,0154 \\ 0,0223 & 0,4128 & -0,2419 \\ -0,1412 & 0,3832 & 0,2102 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0,0179 & 0,0030 \\ 0,1255 & -0,1035 \\ 0,1634 & 0,2126 \end{bmatrix} u(k) \quad (5.1)$$

$$y(k) = [91,6905 \quad 8,6965 \quad 0,7173]x(k) \quad (5.2)$$

5.1 Model öngörülü kontrol

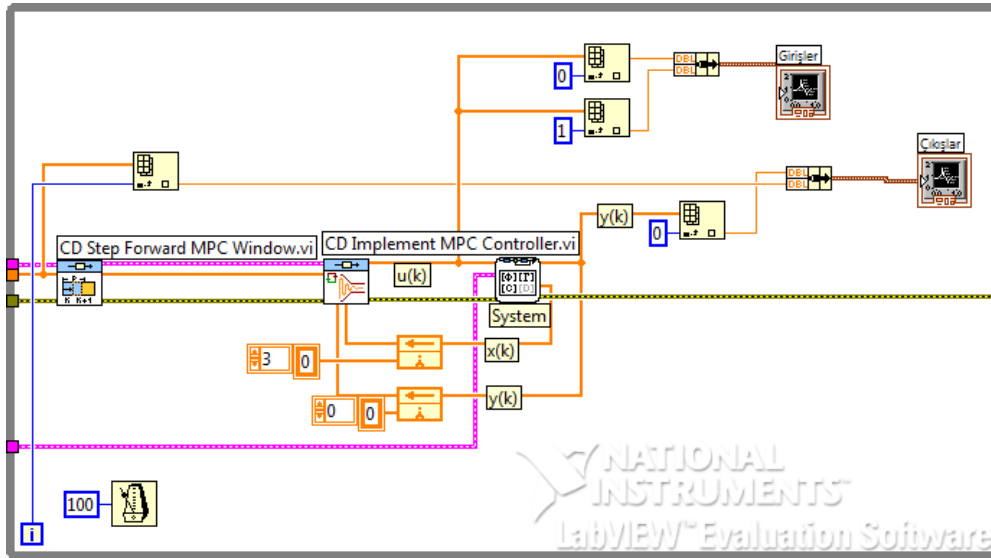
Bu bölümde kestirilip validasyonu yapılan sistem üzerinde model öngörülü kontrol uygulanacak ve kontrol başarımları hakkında tartışılacaktır. Sistem iki girişli tek çıkışlı olarak tasarlandığı için gerçek zamanlı kontrol amaçlı LabView programı kullanılacaktır. Tek girişli tek çıkışlı sistemler için kullanılabilecek olan MATLAB kodları Ek C kısmında verilmiştir. Bu MATLAB kodlarında tek girişli tek çıkışlı bir sistemin durum uzayı MPC ve MATLAB’de gömülü halde bulunan MPC Toolbox kontrolleri karşılaştırılabilir.

Aşağıda LabView’da oluşturulan bloklar gösterilecektir. MATLAB’den elde edilen modele uygun MPC kontrolör oluşturmak için Şekil 5.8’de gösterilen blok diyagramı kurulmuştur.



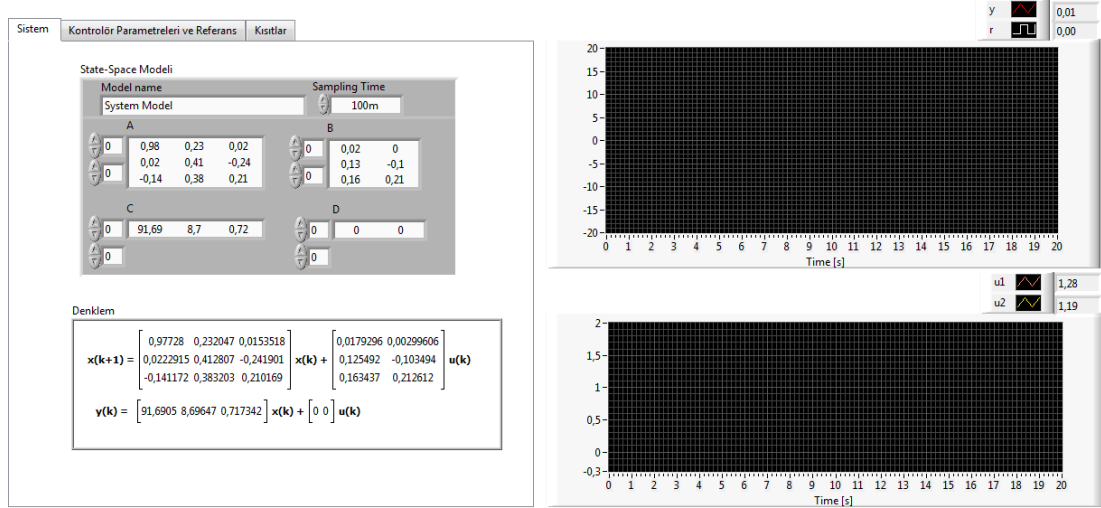
Şekil 5.8: Model öngörülü kontrolör oluşturma

Her simülasyon adımında referans değerine göre gereken kontrol işaretini oluşturacak blok diyagramı Şekil 5.9’da gösterilmiştir.



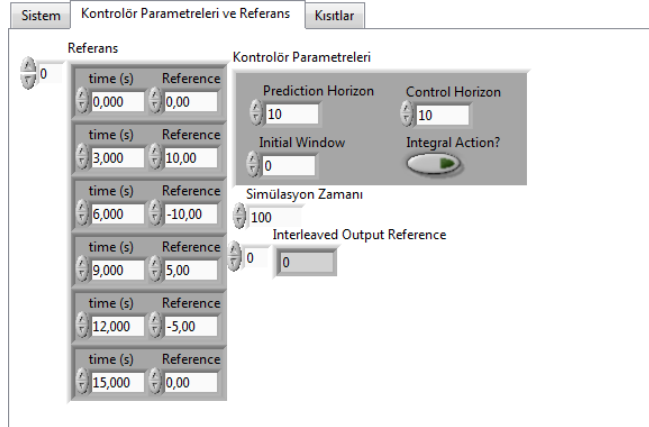
Şekil 5.9: Model öngörülü kontrol simülasyonu

Sistemin kontrol paneli ise sistem, kontrol parametreleri ve referans, kısıtlar olmak üzere üç kullanıcı paneline bölünmüştür. Sistem panelinde sistem matrisleri ve sistem çıkışı ile kontrol işaretleri gösterilmektedir. Sistem paneli, Şekil 5.10’da gösterilmiştir.



Şekil 5.10: Labview sistem paneli

Kontrol parametreleri ve referans panelinde, sistem çıkışının oturması istenen referans yörüngesi ile tahmin ve kontrol ufuklarının belirlendiği panel bulunmaktadır. Ayrıca simülasyon zamanı da bu panelden ayarlanmaktadır. Kontrol parametreleri ve referans paneli Şekil 5.11’de gösterilmektedir.



Şekil 5.11: Kontrol parametreleri ve referans paneli

Kısıtlar panelinde kontrol işaretinin ve sistem çıkışının kısıtları ile Q ve R simetrik ağırlık matrislerinin ayarlanması için gereken paneller bulunmaktadır. Ayrıca bu ağırlık matrislerinin yanında bir dizi faktör de ayarlanabilir. Kısıtlar paneli Şekil 5.12’de gösterilmektedir.

Sistem Kontrolör Parametreleri ve Referans Kısıtlar

MPC Constraints (Dual)

u min init	0,00	u min final	1,00
u max init	0,00	u max final	1,08
y min init	0,00	y min final	0,00
y max init	0,00	y max final	0,00
du min init	0,00	du min final	0,00
du max init	0,00	du max final	0,00

stopping criteria

function tolerance: 1E-8

parameter tolerance: 1E+6

gradient tolerance: 1E+6

max iterations: 10000

max function calls: 10000

max time (sec): -1

Cost Weighting Parameters

Output Error Weightings

Control Action Change Weightings

Control Action Error Weightings

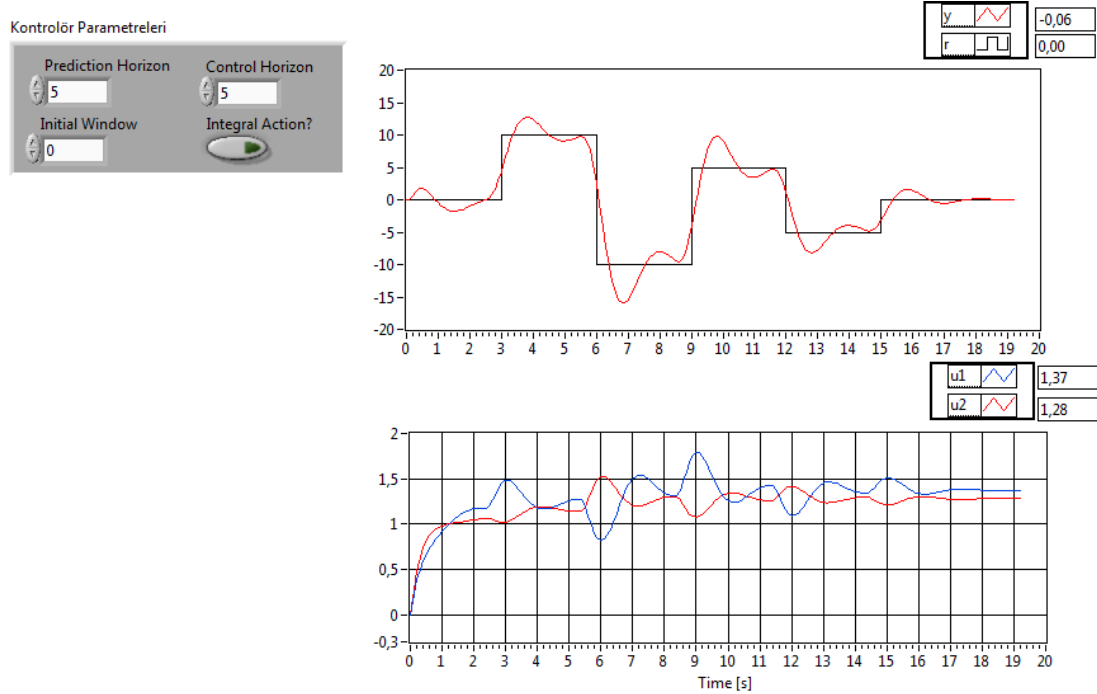
Output Error Factors

Control Action Change Factors

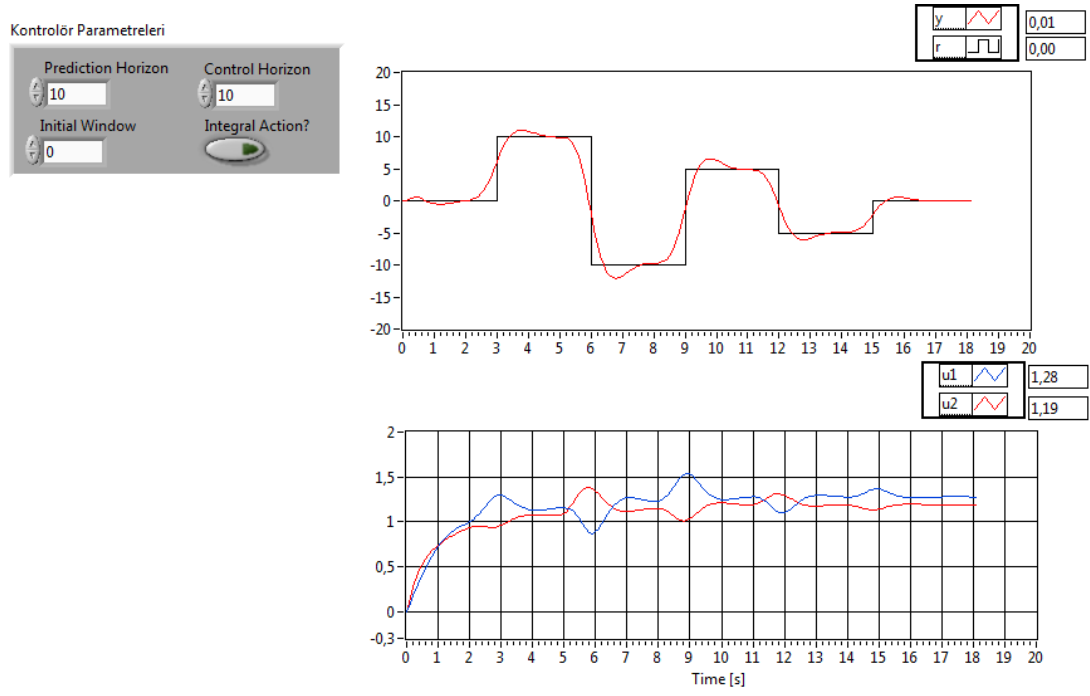
Control Action Error Factors

Şekil 5.12: Kısıtlar paneli

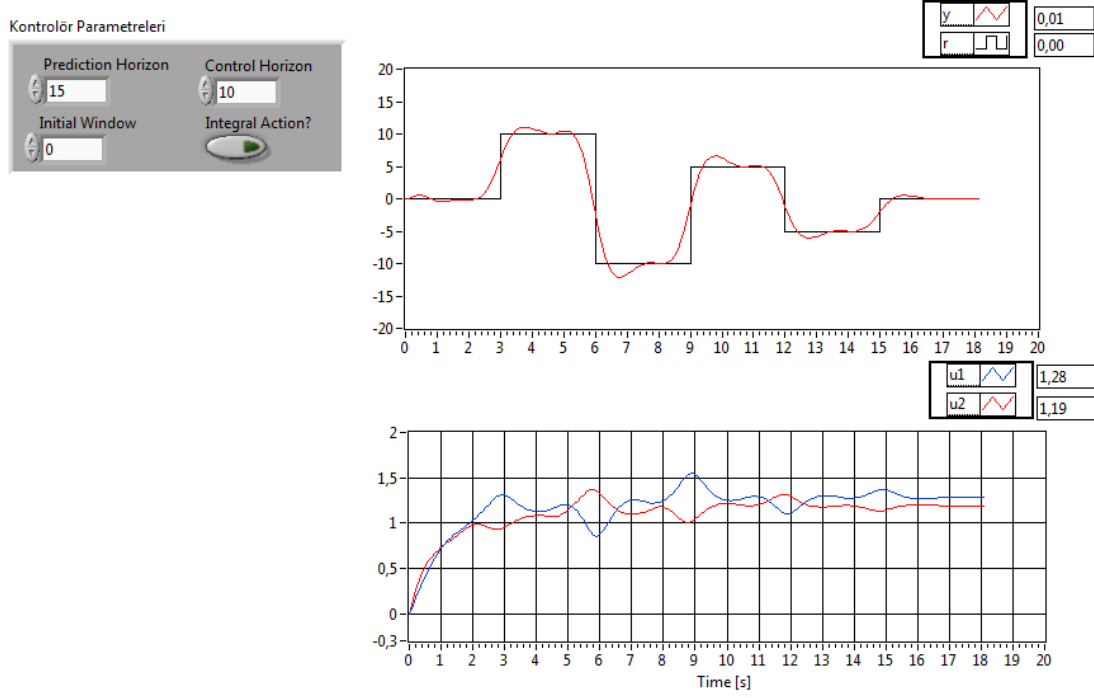
Bu bölümden sonra farklı kontrol ve tahmin ufukları için simülasyon çıktıları verilecek ve kontrol başarımları hakkında tartışılacaktır. Her simülasyon grafiğinde sol üstte bulunan panel, kontrol ve tahmin ufkunun değerini göstermektedir.



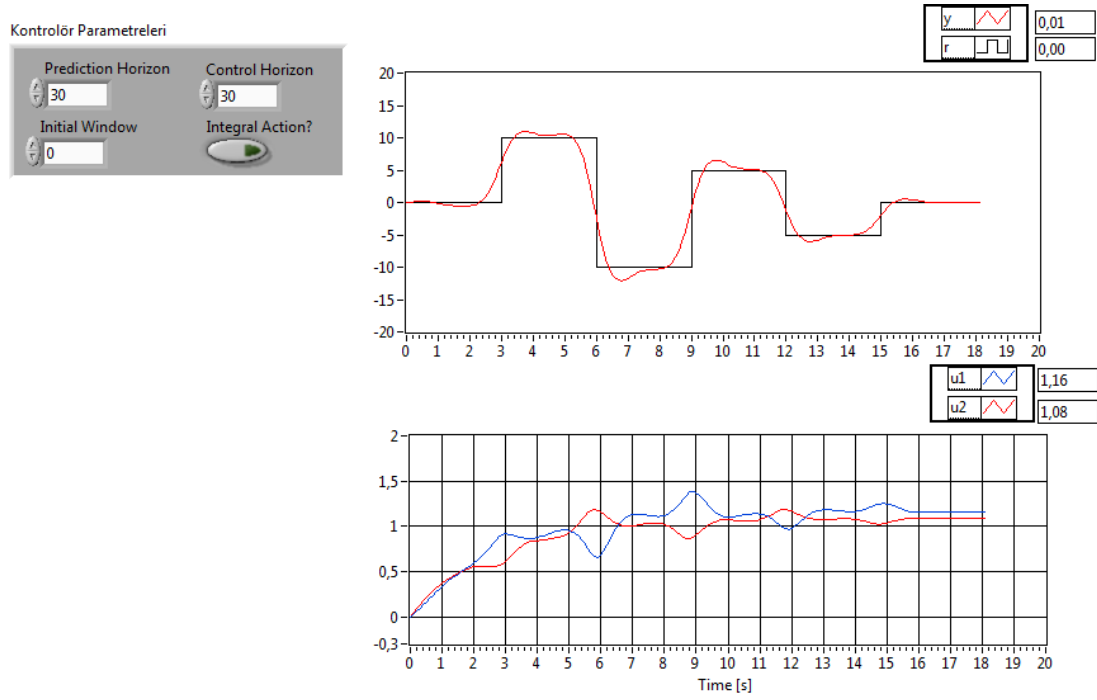
Şekil 5.13: $l=5$, $m=5$ için simülasyon sonuçları



Şekil 5.14: $l=10$, $m=10$ için simülasyon sonuçları

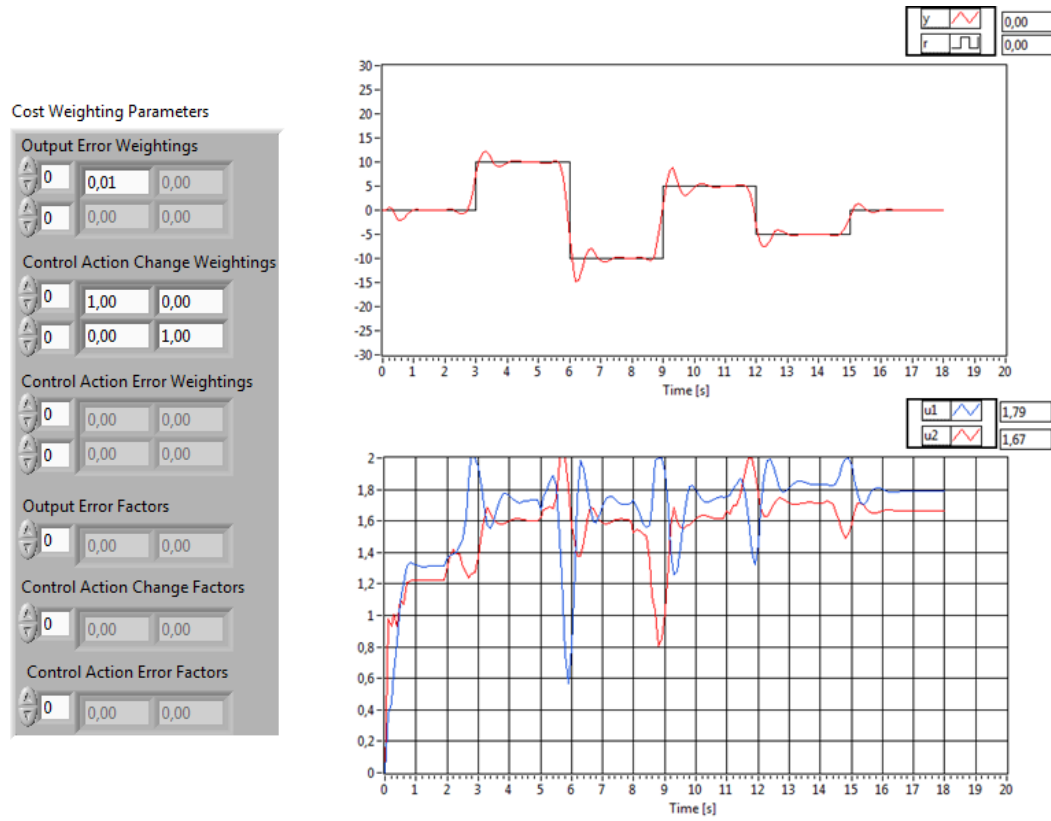


Şekil 5.15: $l=15$, $m=10$ için simülasyon sonuçları

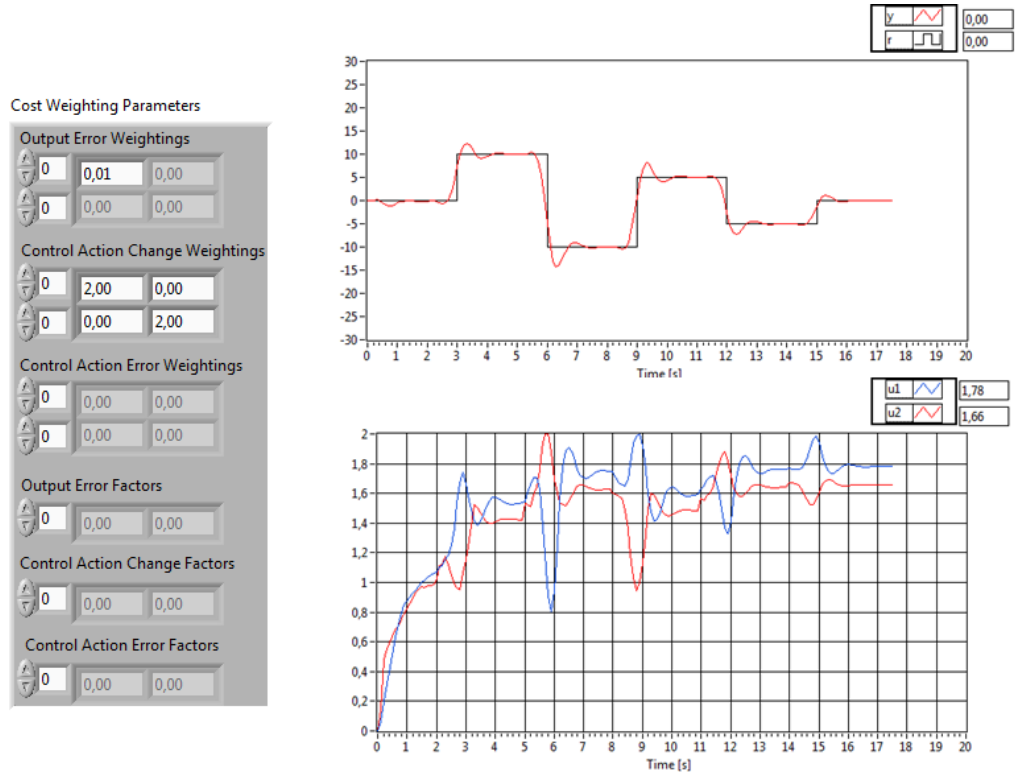


Şekil 5.16: $l=30$, $m=30$ için simülasyon sonuçları

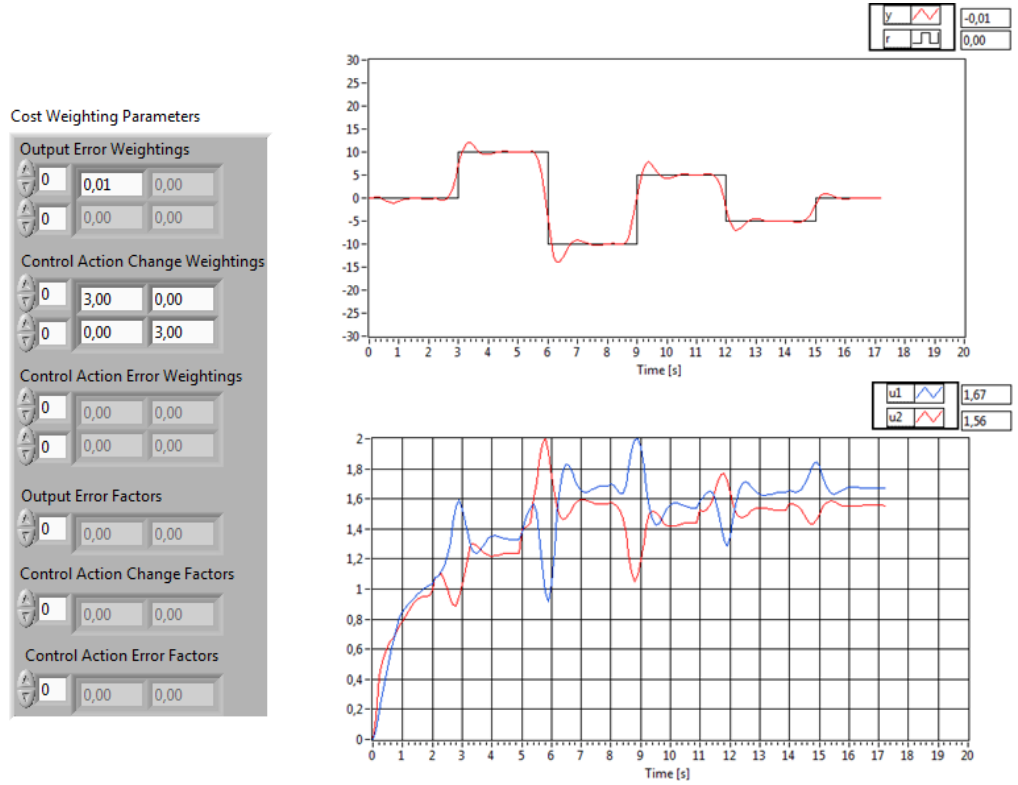
Bu bölümden sonra farklı Q ve R simetrik ağırlık matrisleri değerlerinde simülasyon sonuçları gösterilecektir.



Şekil 5.17: $Q=0,01$, $R=1$ için simülasyon sonuçları



Şekil 5.18: $Q=0,01$, $R=2$ için simülasyon sonuçları



Şekil 5.19: $Q=0,01$, $R=3$ için simülasyon sonuçları

Cost Weighting Parameters

Output Error Weightings

$\frac{A}{T}$ 0 0,05 0,00
 $\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00

Control Action Change Weightings

$\frac{A}{T}$ 0 3,00 0,00
 $\frac{A}{T}$ 0 0,00 3,00

Control Action Error Weightings

$\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00
 $\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00

Output Error Factors

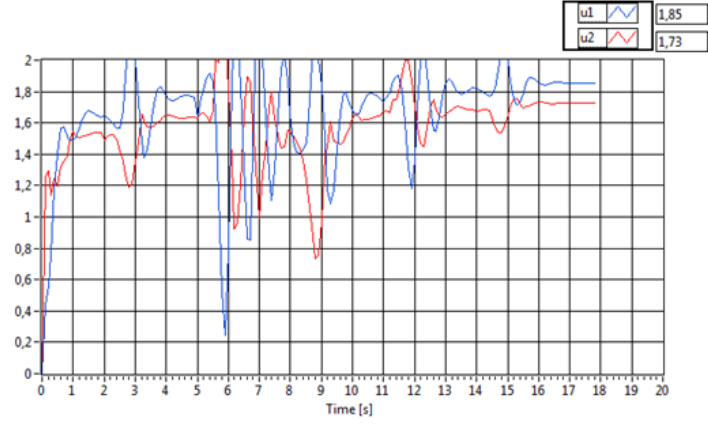
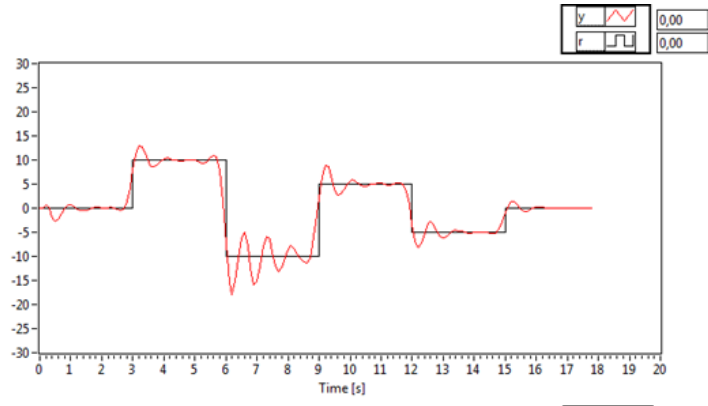
$\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00

Control Action Change Factors

$\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00

Control Action Error Factors

$\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00



Şekil 5.20: $Q=0,05$, $R=3$ için simülasyon sonuçları

Cost Weighting Parameters

Output Error Weightings

$\frac{A}{T}$ 0 0,10 0,00
 $\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00

Control Action Change Weightings

$\frac{A}{T}$ 0 5,00 0,00
 $\frac{A}{T}$ 0 0,00 5,00

Control Action Error Weightings

$\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00
 $\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00

Output Error Factors

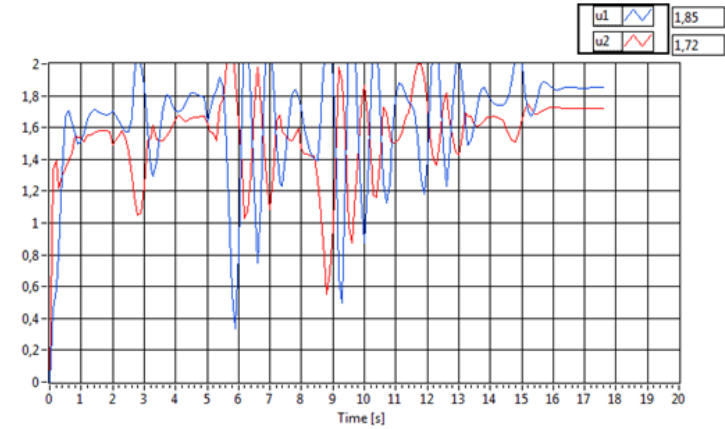
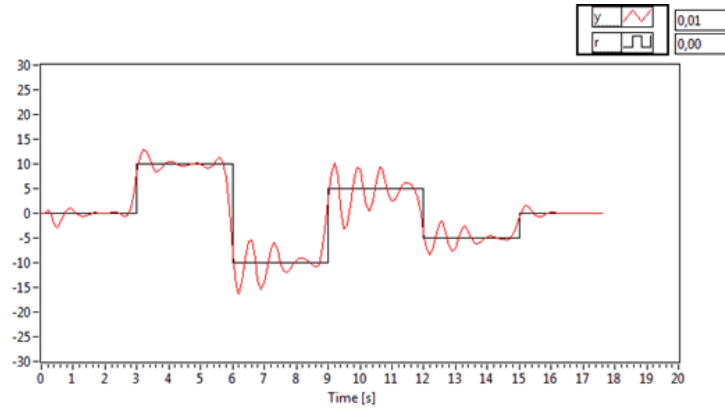
$\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00

Control Action Change Factors

$\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00

Control Action Error Factors

$\frac{A}{T}$ 0 0,00 0,00



Şekil 5.21: $Q=0,1$, $R=5$ için simülasyon sonuçları

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada İTÜ Sistem Dinamiği ve Kontrol laboratuvarında bulunan pnömatik sistemin sistem tanınması gerçekleştirilmiş ve bilgisayar destekli kontrolü yapılmıştır. Çalışmanın ilk bölümünde kontrol için gerekli olan Simulink diyagramı çizilmiş, ancak data toplama kartı MATLAB – Real Time Windows Target destekli olmadığı için kullanılamamıştır. Bu nedenle Bölüm 2’de anlatılan modelin kapsamlı bir nonlinear modellemesi yapılmış ve LabView ortamına atılarak simüle edilmiştir. MATLAB destekli bir data toplama kartı ile çalışma durumunda araştırmacıya yardımcı olacak kodlar ve Simulink diyagramı ekler bölümünde verilmiş, ilgili dosyalar tez ile birlikte verilen CD’nin içine konulmuştur.

MATLAB programı data toplama işleminde yavaş kaldığından dolayı LabView programı ile data toplama işlemi gerçekleştirilmiş ve bulunan datalar MATLAB içerisine atılarak işlenmiştir. Dataları işlemek için yazılan program ekler kısmında bulunmaktadır. Sistem tanılama işlemi MATLAB programının System Identification Toolbox eklentisi ile yapılmış, kestirilen modeller, sistemin gerçek çıkışları ile kıyaslanmış ve üçüncü mertebeden durum uzayı matrisleri elde edilmiştir. Bu kestirilen model için sistemin validasyonu gerçekleştirilmiş ve LabView yardımıyla kontrol simülasyonu yapılmıştır.

Tahmin ve kontrol ufku değerlerinin optimum bir değerde sabit tutulması gerektiği Bölüm 5’te verilen simülasyon grafikleri ile gösterilmiştir. Belirli bir değerden sonra kontrol ve tahmin ufuklarının, sistemde kalıcı hal hatasına yol açtığı görülmüştür. Bu nedenle kontrol ve tahmin ufukları uygun bir değerde tutulmalıdır.

Q ve R ağırlık matrislerinin sistem cevabı üzerinde çok hassas olduğu görülmüş, özellikle sistem çıkışı ağırlık matrisi olan Q matrisinin, olabildiğince küçük tutulması gerektiği Bölüm 5’teki simülasyon sonuçları ile gösterilmektedir. Q matrisinin büyük değerlere çekilmesi sistemi kararsızlığa itmektedir. Kontrol genliği ağırlık matrisi R’nin artırılması, kontrol işaretinin daha serbest davranmasını sağlamaktadır. Bu değerlerin de çok yüksek değerlere çekilmesi harcanacak kontrol eforunu çok arttıracığı için bundan kaçınılmalıdır.

Pnömatik sistemde nonlineerlik barındıran birçok eleman olduğu için sistem tanılama işleminin her adımında uygulanması, model doğruluğunu arttıracaktır. Bu çalışma kapsamında sistem tanılama işlemleri varsayılan özellikler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Yapay sinir ağları veya çevrimiçi sistem tanılama gibi güçlü tanılama algoritmaları, parametre kestiriminin daha doğru bir şekilde yapılmasına olanak sağlar. Özellikle çevrimiçi tanılama ve optimizasyon yöntemleri son dönemlerde oldukça popülerdir. Bu konu hakkında daha detaylı bilgi [47] no'lu kaynaktan edinilebilir. Bu yöntemlerin normalden daha uzun işlem süresi gerektireceği ise unutulmamalıdır.

Camacho ve Bordens ([42 no'lu kaynak]) adlı araştırmacıların Matlab'de GUI (Graphical User Interface) olarak tasarladıkları IMPACT, model öngörülü kontrol arayüzü, kısıtlı model öngörülü kontrolör tasarımıyla kolaylık sağlayabilir.

Söz konusu kontrol algoritmasının yetersiz kaldığı yerlerde, kendi kendini ayarlayan model öngörülü kontrolörler ([26] ve [36] no'lu kaynaklar) veya adaptif kontrol yöntemleri ([4], [28], [37] ve [39] no'lu kaynaklar) denenebilir. Parantez içlerinde verilen kaynaklar bu konulardaki araştırmalar için yardımcı olacaktır.

Sistem için tasarlanan ana dağıtım kartı, yalnızca valf sürülmesi ve gerekli komponentler ile data toplama kartı arasındaki bağlantıyı gerçekleştirmek üzere tasarlanmıştır. Bu ana dağıtım kartı, alçak geçiren filtre de eklenerek daha küçük bir kart halinde yüzey montaj teknolojisi (surface-mount technology – SMT) kullanılarak yeniden oluşturulabilir. Filtreleme işleminin donanım tabanlı yapılması, kontrol amaçlı kullanılan yazılımın işlem yükünü azaltacak, ayrıca devre daha küçük olacağı için devre elemanlarından oluşacak gürültüler en aza indirgenecektir.

KAYNAKLAR

- [1] **Brun, X., Sesmat S., Thomasset D. ve Scavarda S.,** 1999, A comparative study between two control laws of an electropneumatic actuator, ECC'99, Karlshure.
- [2] **Kimura, T., Hara, S., Fujita, T. ve Kagawa, T.,** 1997, Feedback linearization for pneumatic actuator systems with static friction, Control Engineering Practice 5(100), 1385-1394.
- [3] **Parnichkun, M. ve Ngaecharoenkul, C.,** 2001, Kinematics control of a pneumatic system by hybrid fuzzy PID, Mechatronics 11, 1001-1023.
- [4] **Li, B.Z. ve Xu, Y.,** 1997, Study on adaptive control for a pneumatic position servo system, Advances in Modelling and Analysis 49(2),21-28.
- [5] **Bouri, M. ve Thomasset, D.,** 2001, Sliding control of an electropneumatic actuator using on internal switching surface, IEEE Tranaction on Control Systems Technology 9(2), 368-375.
- [6] **Mattei, M.,** 2001, Robust regulation of the air distribution into an arc heater, Journal of Process Control, 11, 285-297.
- [7] **Koç, İ.M.,** 1998, Hassas ve katı pnömatik konum kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [8] **Cihan, S.,** 1999, Pnömatik konum kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [9] **Karaca, B., Benligirayoğlu, H.B. ve Göksel, T.O.,** 2003, Pnömatik konum kontrolü, Lisans Tezi, İTÜ Makine Fakültesi, İstanbul.
- [10] **Zorlu, A.,** 2002, Pnömatik bir sistemin deneysel modellenmesi ve simülasyonu, Doktora Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [11] **Karahan, U., Arısoy, Y., Bayhan, A. ve Firik, A.H.,** 2003, Pnömatik bir sistemin hızlı prototipleme yoluyla gerçek zamanlı konum kontrolü, Lisans Tezi, İTÜ Makine Fakültesi, İstanbul.
- [12] **Akyıldız, D.,** 2004, Pnömatik bir sistemin tanılanması ve gerçek zamanlı model öngörülü kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [13] **Akdağ, F.N.,** 2006, Pnömatik konum kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [14] **Richer, E., Hurmuzlu, Y.,** 2000, A high performance pneumatic force actuator system: Part I – Nonlinear mathematical model, Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control 122, 416-425

- [15] **Richer, E., Hurmuzlu, Y.**, 2000, A high performance pneumatic force actuator system: Part II – Nonlinear controller design, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control* 122, 426-434
- [16] **Wang, J., Pu, J. ve Moore, P.**, 1999, A practical control strategy for servo-pneumatic actuator systems, *Control Engineering Practice* 7, 1483-1488
- [17] **Yamazaki, M. ve Yasunobu, S.**, 2007, An intelligent control for state-dependent nonlinear actuator and its application to pneumatic servo system, *SICE Annual Conference 2007*, 2194-2199.
- [18] **O’Keefe Controls Co.**, 2003, Choked flow of gases.
- [19] **Ning, S. ve Bone, G.M.**, 2005, Experimental comparison of two pneumatic servo position control algorithms, *Proceedings of the IEEE, International Conference on Mechatronics and Automation*, 37-42.
- [20] **Trung, N.T., Truong, D.Q. ve Ahn, K.K.**, 2011, Identification of a pneumatic actuator using nonlinear black-box model, *11th International Conference on Control, Automation and Systems*, 1576-1581.
- [21] **Lowe, G.K. ve Zohdy, M.A.**, 2010, Modeling nonlinear systems using multiple linear equations, *Nonlinear Analysis: Modelling and Control* Vol.15 No.4, 451-458.
- [22] **Mhretie M., M.**, 2010, Dynamic analysis of a planar 2-DoF manipulator driven by pneumatic actuators, *Yüksek Lisans Tezi, Politecnico Di Milano Makine Fakültesi, Milano*.
- [23] **Shen, X., Zhang, J., Barth, E.J. ve Goldfarb, M.**, 2006, Nonlinear model-based control of pulse width modulated pneumatic servo systems, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control* 128, 663-669.
- [24] **Rosas-Flores, J.A., Flores-Campos, J.A. ve Corona-Ramirez, L.G.**, 2008, Optimal linearization of the dynamic behavior of an on/off actuated single pneumatic cylinder, *5th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control*, 380-385.
- [25] **Moore, P. ve Pu, J.S.**, 1996, Pneumatic servo actuator technology, *De Montfort Üniversitesi Mekatronik Araştırma Grubu*.
- [26] **Chalupa, P., Fikar, M. ve Kvasnica, M.**, 2009, Predictive control using self-tuning model predictive controllers library, *17th International Conference on Process Control*, 419-425
- [27] **Korondi, P. ve Gyeviki, J.**, 2006, Robust position control for a pneumatic cylinder, *EPE-PEMC 2006*, 513-518.
- [28] **Yao, B. ve Tomizuka, M.**, 1995, Adaptive robust control of MIMO nonlinear systems with guaranteed transient performance, *Proceedings of the 34th Conference on Decision and Control*, 2346-2351.
- [29] **Bone, G.M. ve Ning, S.**, 2007, Experimental comparison of position tracking control algorithms for pneumatic cylinder actuators, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* 12/5, 557-561.
- [30] **Kimoto, M. ve Ito, H.**, 2003, Nonlinear robust compensation for control of a pneumatic actuator, *SICE Annual Conference 2003*, 1820-1825.

- [31] **Wang, Y.**, 2010, MRI compatible pneumatic actuation control algorithm evaluation and test system development, Yüksek Lisans Tezi, Worchester Polytechnic Institute.
- [32] **Thomas, M.B.**, 2003, Advanced servo control of a pneumatic actuator, Doktora Tezi, Ohio State Üniversitesi, Ohio.
- [33] **Knudsen, M.**, 2004, Experimental modelling of dynamic systems, Aalborg Üniversitesi Kontrol Mühendisliği Bölümü.
- [34] **Jadbabaie, A.**, 2000, Receding horizon control of nonlinear systems: A control lyapunov function approach, Doktora Tezi, California Teknoloji Enstitüsü, Pasadena, California.
- [35] **Shakouri, H.G. ve Radmanesh, H.R.**, 2009, Identification of a continuous time nonlinear state space model for the external power system dynamic equivalent by neural networks, Electrical Power and Energy Systems 31, 334-344.
- [36] **Alexandridis, A. ve Sarimveis, H.**, 2005, Nonlinear adaptive model predictive control based on self-correcting neural network models, AIChE Journal Vol.51, No.9, 2495-2506.
- [37] **Adetola, V. ve Guay, M.**, 2011, Robust adaptive MPC for constrained uncertain nonlinear systems, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing 25, 155-167.
- [38] **Adetola, V., Dehaan, D. ve Guay, M.**, 2004, Adaptive extremum-seeking receding horizon control of nonlinear systems, Proceeding of the 2004 American Control Conference, 2937-2942.
- [39] **Zhu, Y.**, 2011, A new adaptive MPC system, Proceedings of the 2011 4th International Symposium on Advanced Control of Industrial Processes, 447-449.
- [40] **Cameron, S.H.**, 1966, Piece-wise linear approximations, IIT Reasearch Institute.
- [41] **Rossiter, J.A.**, 2003, Model-based predictive control: A practical approach, CRC Press, ISBN: 978-0849312915.
- [42] **Camacho, E.F. ve Bordons, C.**, 2004, Model predictive control (Advanced textbooks in control and signal processing), Springer London, ISBN: 978-1852336943.
- [43] **Henson, M.A.**, 1998, Nonlinear model predictive control: current status and future directions, Computers and Chemical Engineering 23, 187-202.
- [44] **Schindele, D. ve Aschemann, H.**, 2008, Nonlinear model predictive control of a high-speed linear axis driven by pneumatic muscles, 2008 American Control Conference, 3007-3022.
- [45] **Sorosh, M. ve Kravaris, C.**, 1995, Short horizon nonlinear model predictive control, 0-7803-2550-8/95 IEEE, 943-948.
- [46] **Shafiee, G., Arefi, M.M., Jahed-Motlagh, M. ve Jalali, A.**, 2006, Model predictive control of a highly nonlinear process based on piecewise linear wiener models, 1-4244-0324-3/06 IEEE, 113-118.

- [47] **Wang, Y. ve Boyd, S.**, 2010, Fast model predictive control using online optimization, IEEE Transactions on Control Systems Technology 18-2, 267-278.
- [48] **Url-1**, <http://www.mathworks.com/> (çevrimiçi)
- [49] **Url-2**, <http://electronics.stackexchange.com/> (çevrimiçi)
- [50] **Price, G.R. ve Botros, K.K.**, 1992, Numerical and experimental analysis of the flow characteristics through a channel valve, International Compressor Engineering Conference, 1215-1235.
- [51] **Deschamps, C.J., Ferreira, R.T.S. ve Prata, A.T.**, 1988, The effective flow and force areas in compressor valves, International Compressor Engineering Conference, 104-111.

EKLER

EK A : Pnömatik Sistemin Matlab kodları

EK B : Simulink modelleri

EK C : Sistem Tanılama ve Kontrol Kodları

EK D : MPC algoritmalarının karşılaştırılması

EK E : Ana dağıtım kartı komponentlerinin değerleri

EK A

```
% -----  
% Main.m  
% Bu matlab dosyası, pnömatik bir sistemin nonlinear modellenmesini ve model  
% öngörülmesi kontrolün değişik algoritmaları ile kontrol edilmesini amaçlamaktadır.  
% Öncelikle inputs.mdl adlı simulink dosyasından sisteme uygulanacak giriş sinyali  
% belirlenmekte, sonrasında sistem dinamiklerini belirten sürekli ve süreksiz  
% fonksiyonlardan oluşan P1, P2 ve x çıkışları ode45 solver'ı vasıtasıyla  
% çözödürölmektedir. Bu sistem çıkışları fP1, fPr2 ve x1 fonksiyonları ile  
% türetilmektedir.  
% İTÜ Sistem Dinamiğı ve Kontrol Programı Yüksek Lisans Öğrencisi  
% 503101613 Barış ÖZ  
% Bu program 'Pnömatik bir sistemin nonlinear modellenmesi ve nonlinear model  
% öngörölmö  
% kontrolö' tezi kapsamında yazılmıştır.  
clear  
clc  
close all  
%%%Model Parametreleri%%%  
v=15;  
R=287;  
Kfc=2.78;  
Cf=0.25;  
Fsf=3.8; %Statik Sürtünme Kuvveti  
Fdf=0.8; %Dinamik Sürtünme Kuvveti  
beta=4.47;  
alfain=1.4;  
alfaex=1;  
alfa=1.2;  
k=1.4;  
C1=0.040418;  
C2=0.156174;  
Pcr=0.528;
```

```

%Bağlantı borularının uzunluğu (metre)
Ltin=3;
Ltex=0.5;
Lt1in=Ltin;
Lt1ex=Ltex;
Lt2in=Ltin;
Lt2ex=Ltex;
T=v+273.15;
ML=5;
A=572*10^-6;
nh=1;
pw=0.0042;
Rh=0.004;
ks=347.5; %Valf yay katsayısı
Ms=0.010; %Valf kütlesi
cs=7.5; %Valf sönüm katsayısı
L=0.5;
V01=5060*10^-9;
V02=5060*10^-9;
% V0=0;
Ps=520000; %Giriş basıncı
Pa=101325; %Hava basıncı
%%Azaltma etkisini hesaplama
D=1.5;%Bağlantı borusunun içn çapı
Ap=pi*((D/2)^2);%Pipe Cross-Sectional Area
%Gazın yoğunluğu
Rsp=287.058;%Özgül gaz sabiti
p=Pa/(Rsp*T);%Havanın yoğunluğu
%Belli bir ısıdaki ses hızı
c=20.0457*sqrt(v+273.15);
%Havanın dinamik viskozitesi - Sutherland Formülü
Tr=(v+273.15)*9/5;%Derece-Rankine dönüşümü
mu0=0.01827;

```

```

T0=524.07;
Cdv=120;
a=0.555*T0+Cdv;
b=0.555*Tr;
mu=mu0*(a/b)*((Tr/T0)^(3/2));
vk=mu/p;%Havanın kinematik viskozitesi
Rt=(32*mu)/(D^2);%Boru direnci
Up=520000; %Basınç üst limiti
Low=101325; %Basınç alt limiti
xlim=L/2; %Kkonum Limiti
P10=101325; %1. Silindirin ilk durumu
P20=101325; %2. Silindirin ilk durumu
x0=0;%Yük konumunun ilk durumu
xd0=0;%Yük hızının ilk durumu
Ts=0.01;%Örnekleme zamanı (saniye)
UpB=3;%Simülasyon süresi (saniye)
u1value=0.5;%Step girişi üst değeri
u1time=0;%Step girişi adım zamanı
u1initial=0;%Step girişi ilk değeri
u2value=0.5;%Sine girişi genliği
u2freq=7;%Sinüs dalga girişi frekansı
prbsuplim=0.5;%PRBS üst limiti
prbslowlim=-0.5;%PRBS alt limiti
u5slope=0.5;%Ramp girişi eğimi
ramplim=0.5;%Ramp girişi üst limiti
u7amp=1;%Darbe girişi genliği
u7period=1000;%Darbe girişi periyodu
u7width=5;%Darbe uzunluğu
u7delay=10;%Darbe gecikmesi
sim('inputs')% Gerekli giriş sinyalinin üretilmesi (inputs.mdl)
P1(1,1)=P10;
P2(1,1)=P20;
x(1,1)=x0;

```

```

x0ilk=x0;
xd(1,1)=xd0;
u=u6;%%Giriş sinyalinin seçilmesi : 1-Step / 2-Sine / 3-PRBS_1 / 4-PRBS_2 / 5-
Ramp / 6-PRBS_3 / 7-Pulse
for i=1:1:(UpB/Ts)
    uSim(i,1)=Ts*(i-1);
    uSim(i,2)=u(i,1);
end
for i=1:1:(UpB/Ts)
    %Spool konumu
    xs(i,1)=(Kfc/(2*ks)).*u(i,1);
    %Valf orifis alanı
    if abs(xs(i,1))>=pw+Rh
        Av1(i,1)=pi*(Rh^2);
    elseif abs(xs(i,1))<=pw-Rh
        Av1(i,1)=0;
    else
        Av1(i,1)=(2*(Rh^2)*atan((sqrt((Rh-pw+abs(xs(i,1)))/(Rh+pw-abs(xs(i,1)))))-
        (pw-abs(xs(i,1)))*sqrt((Rh^2)-(pw-abs(xs(i,1)))^2)));
    end
    Av2(i,1)=-(Av1(i,1));
    % Akış fonksiyonu
    if xs(i,1) > 0
        %1.Silindire doğru akış
        Pu1 = Ps;
        Pd1 = P1(i,1);
        Pu2 = P2(i,1);
        Pd2 = Pa;
        Af1(i,1) = alfain*Av1(i,1);
        Af2(i,1) = alfaex*Av2(i,1);
    elseif xs(i,1) <= 0
        %1.Silindirden dışarı doğru akış
        Pu1 = P1(i,1);

```

```

Pd1 = Pa;
Pu2 = Ps;
Pd2 = P2(i,1);
%Farklı silindirler için işaret değiştirme
Af1(i,1) = -alfaex*Av1(i,1);
Af2(i,1) = -alfain*Av2(i,1);
end
if Pd1>=Pu1
    mf1(i,1)=0;
elseif (Pd1/Pu1)<=Pcr
    mf1(i,1) = Cf*Af1(i,1)*C1*(Pu1/sqrt(T));
elseif (Pd1/Pu1)>Pcr
    mf1(i,1)      =      Cf*Af1(i,1)*C2*(Pu1/sqrt(T))*((Pd1/Pu1)^(1/k))*sqrt((1-
((Pd1/Pu1)^((k-1)/k))));
else
    mf1(i,1) = 0;
end
if Pd2>=Pu2
    mf2(i,1)=0;
elseif (Pd2/Pu2)<=Pcr
    mf2(i,1)=Cf*Af2(i,1)*C1*(Pu2/sqrt(T));
elseif (Pd2/Pu2)>Pcr
    mf2(i,1)=Cf*Af2(i,1)*C2*(Pu2/sqrt(T))*((Pd2/Pu2)^(1/k))*sqrt((1-
((Pd2/Pu2)^((k-1)/k))));
else
    mf2(i,1)=0;
end
%Zayıflatma etkisi
if SimTime(i,1)<(Ltin/c)
    fiIn(i,1)=0;
else
    fiIn(i,1)=exp(-(Rt*R*T/(2*P1(i,1)))*(Ltin/c));
end

```

```

if SimTime(i,1)<(Ltex/c)
    fiEx(i,1)=0;
else
    fiEx(i,1)=exp(-(Rt*R*T./(2.*P1(i,1))).*(Ltex/c));
end
mt(i,1)=fiIn(i,1)*u(i,1);
%Durum eşitlikleri
initialvalues=[x(i,1) xd(i,1)];
initialvaluesP1=[P1(i,1)];
initialvaluesP2=[P2(i,1)];
%Sürtünme kuvvetlerinin ifadesi
if xd(i,1)==0
    Ff=Fsf;
else
    Ff=Fdf*sign(xd(i,1));
end
if xs(i,1)>0
    fi1=fiIn(i,1);
    fi2=fiEx(i,1);
    ms1(i,1)=fiIn(i,1).*mf1(i,1);
    ms2(i,1)=fiEx(i,1).*mf2(i,1);
else
    fi1=fiEx(i,1);
    fi2=fiIn(i,1);
    ms1(i,1)=fiEx(i,1).*mf1(i,1);
    ms2(i,1)=fiIn(i,1).*mf2(i,1);
end
timerange=[Ts*(i-1) Ts*i];%Saniye
Coef1=V01+A.*(x(i,1)+L/2);
Coef2=V01+A.*(-x(i,1)+L/2);
[t1,y1]=ode113(@(t,y)fP1(t,y,ms1(i,1),Coef1,R,T,A,xd(i,1),alfa),timerange,initialval
uesP1); %P1 çözümü
[rowP1,colP1]=size(y1);

```



```

P1(i+1,1)=y1(rowP1,1);
%P1 kısıt şartları
if P1(i+1,1)>=Up
    P1(i+1,1)=Up;
elseif P1(i+1,1)<=Pa
    P1(i+1,1)=Pa;
else
    P1(i+1,1)=P1(i+1,1);
end
[t2,y2]=ode45(@(t,y)fPr2(t,y,ms2(i,1),Coef2,R,T,A,xd(i,1),alfa),timerange,initialval
uesP2); %P2 çözümü
[rowP2,colP2]=size(y2);
P2(i+1,1)=y2(rowP2,1);
%P2 kısıt şartları
if P2(i+1,1)>=Up
    P2(i+1,1)=Up;
elseif P2(i+1,1)<=Pa
    P2(i+1,1)=Pa;
else
    P2(i+1,1)=P2(i+1,1);
end
[t,y]=ode113(@(t,y)fx1(t,y,P1(i,1),P2(i,1),Ff,A,A,beta,ML),timerange,initialvalues);
%x çözümü
[rowy,coly]=size(y);
x(i+1,1)=y(rowy,1);
xd(i+1,1)=y(rowy,2);
%x kısıt şartları
if x(i+1,1)>=(L/2)
    x(i+1,1)=(L/2);
elseif x(i+1,1)<=(-L/2)
    x(i+1,1)=-L/2;
else
    x(i+1,1)=x(i+1,1);

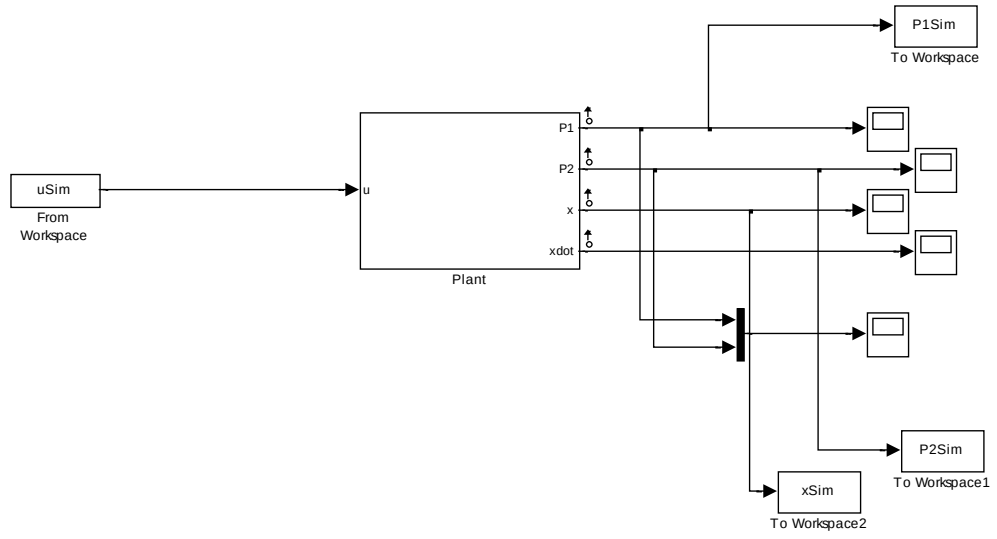
```

```

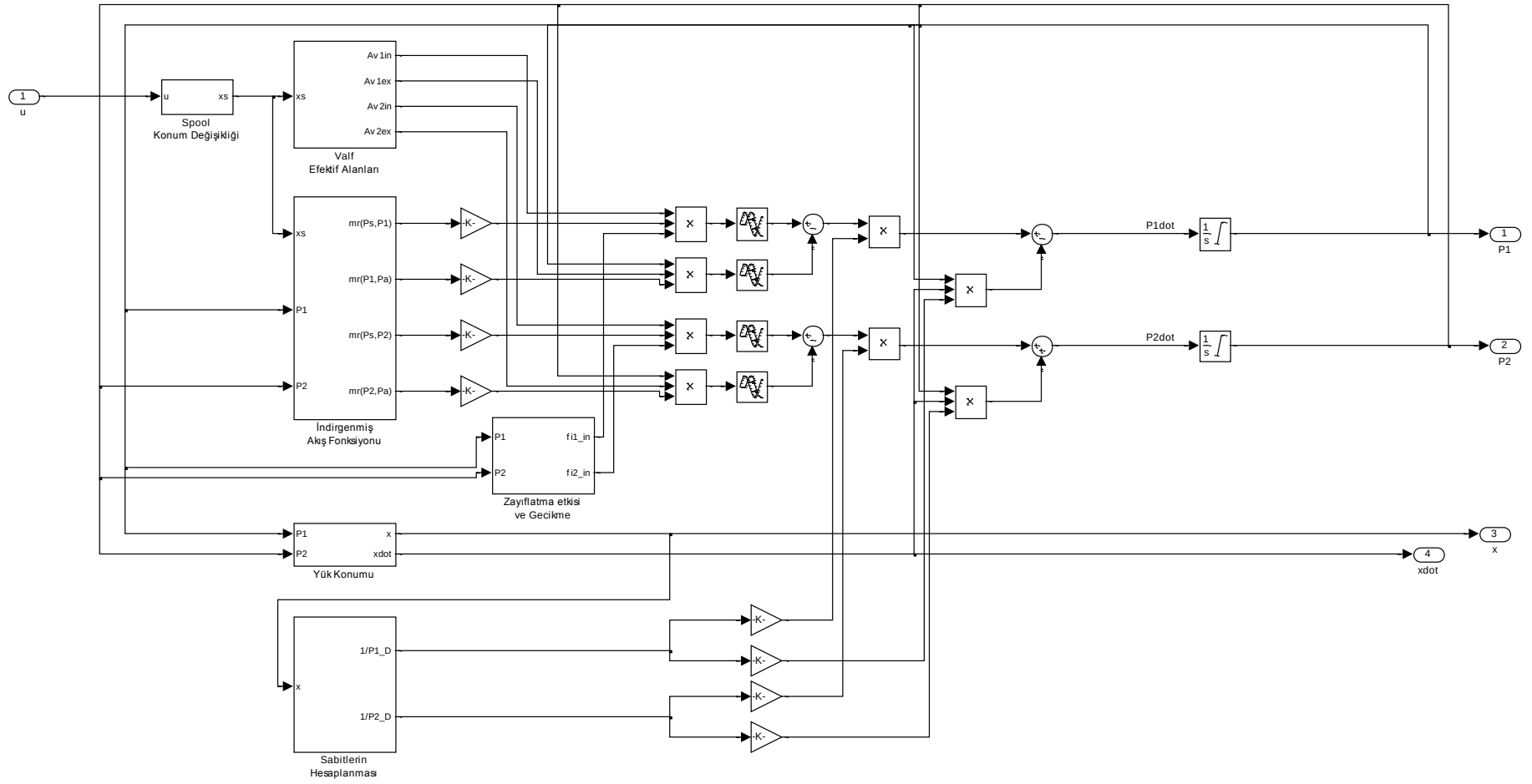
    end
end
% Grafik Çizimi
figure
subplot(3,1,1)
plot(u)
subplot(3,1,2)
plot(P1)
hold on
plot(P2,'red')
subplot(3,1,3)
plot(x)
grid on
% -----
% fP1, fPr2 ve x1 fonksiyonları
% Bu fonksiyonlar, sistem çıkışlarının hesaplanmasında kullanılmaktadır.
% İTÜ Sistem Dinamiği ve Kontrol Programı Yüksek Lisans Öğrencisi
% 503101613 Barış ÖZ
% Bu program 'Pnömatik bir sistemin nonlinear modellenmesi ve nonlinear model
öngörülü
% kontrolü' tezi kapsamında yazılmıştır.
function rk2=fP1(t,y,ms1,Coef1,R,T,A,xd,alfa)
rk2=(ms1*R*T-alfa.*y(1).*A.*xd)./Coef1;
function rk3=fPr2(t,y,ms2,Coef2,R,T,A,xd,alfa)
rk3=(ms2*R*T+alfa.*y(1).*A.*xd)./Coef2;
function rk=fx1(t,y,P1,P2,Ff,A1,A2,beta,ML)
rk=[y(2);(P1.*A1/ML)-(P2.*A2/ML)-((beta.*y(2))/ML)-(Ff/ML)];

```

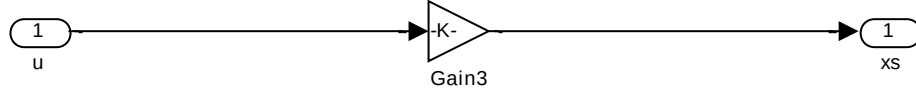
EK B



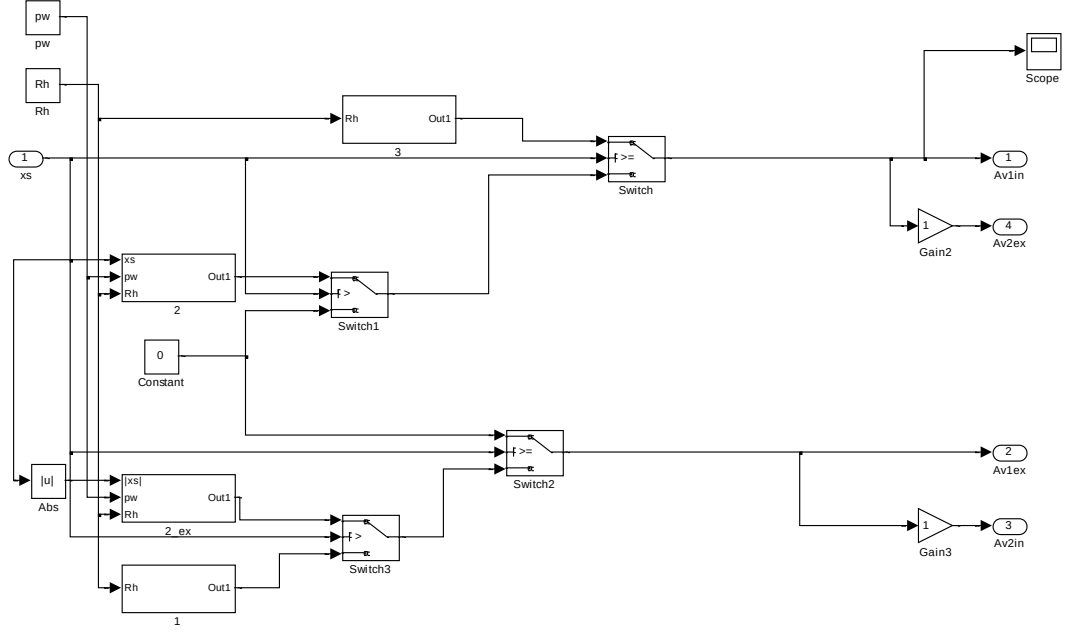
Şekil B.1: Simulink ana dosyası (pneum.mdl)



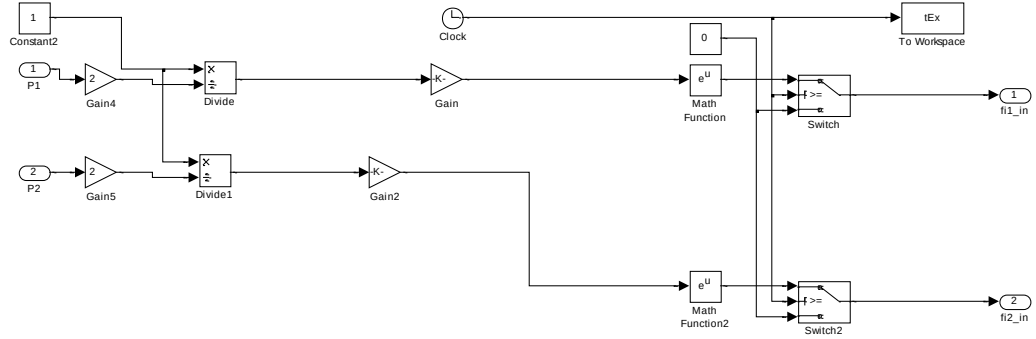
Şekil B.2: Plant alt modeli



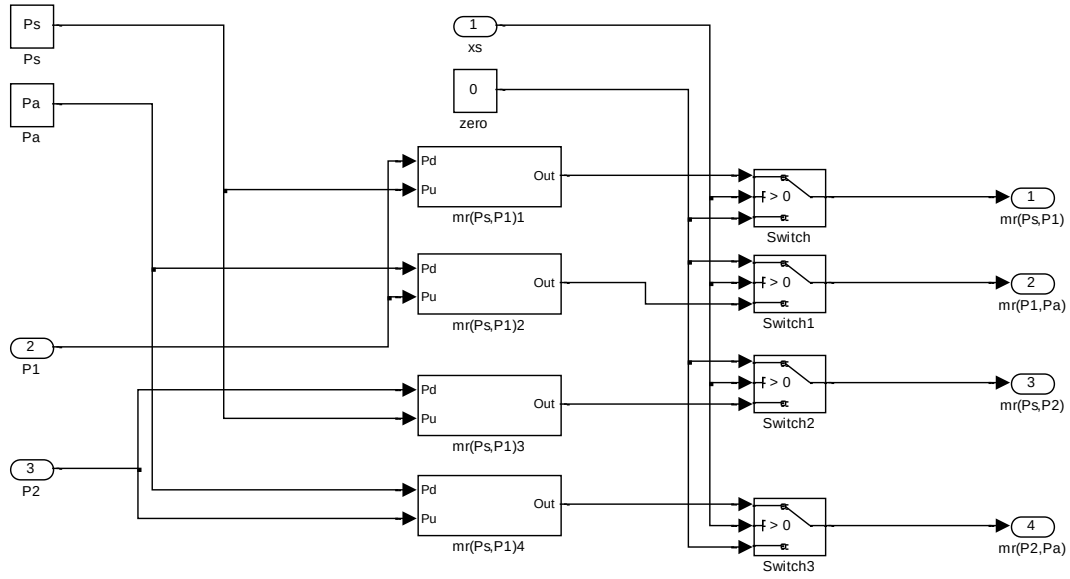
Şekil B.3: Spool konum değişikliği alt modeli



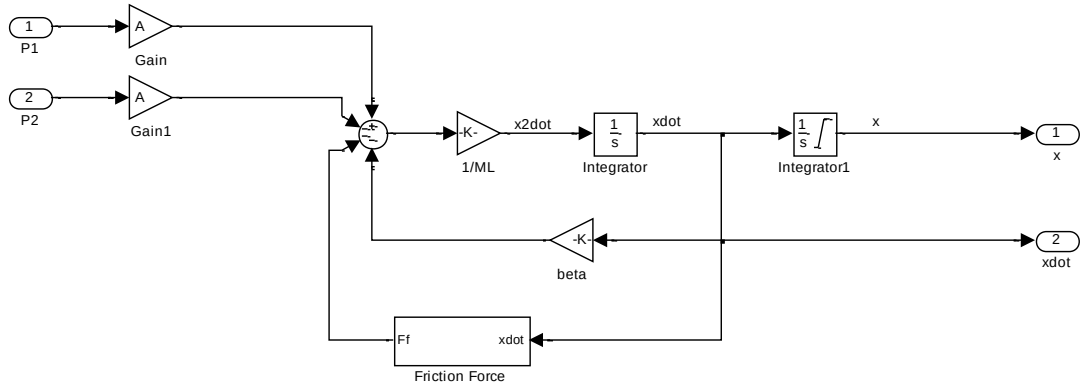
Şekil B.4: Valf efektif alanı alt modeli



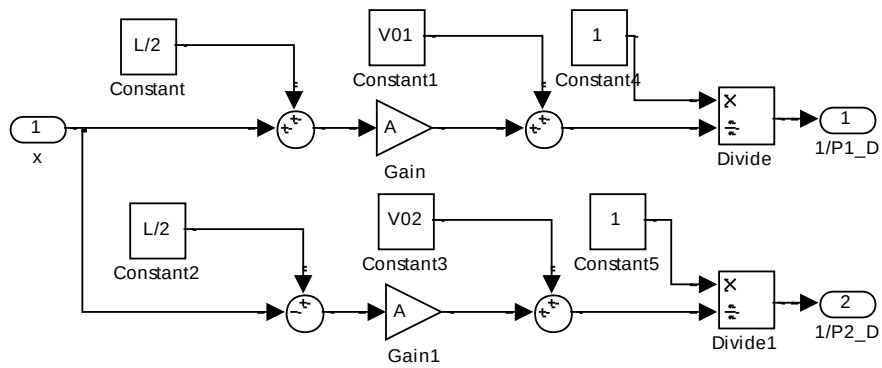
Şekil B.5: Zayıflama etkisi ve gecikme alt modeli



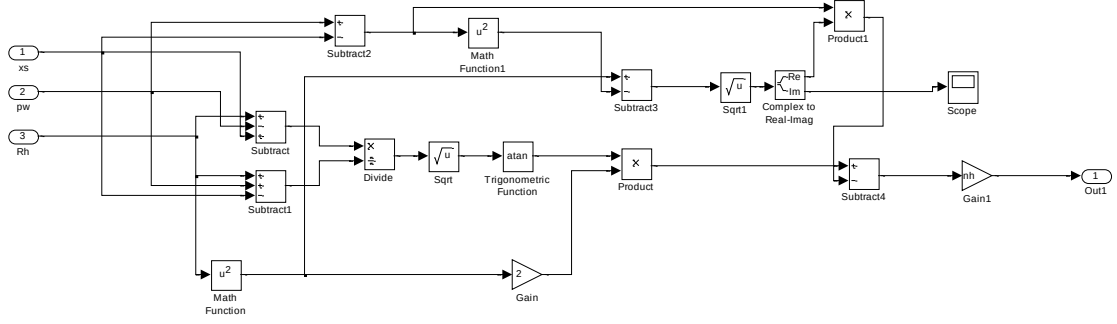
Şekil B.6: İndirgenmiş akış fonksiyonu alt modeli



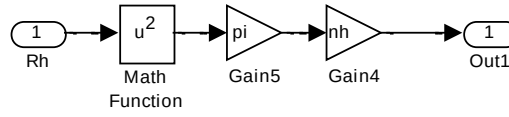
Şekil B.7: Yük konumu alt modeli



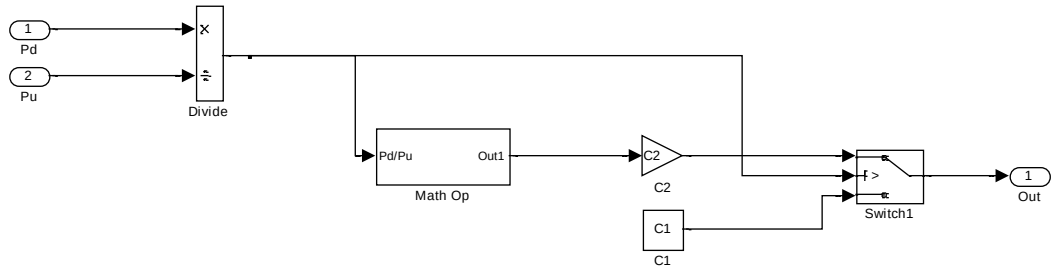
Şekil B.8: Sabitlerin hesaplanması alt modeli



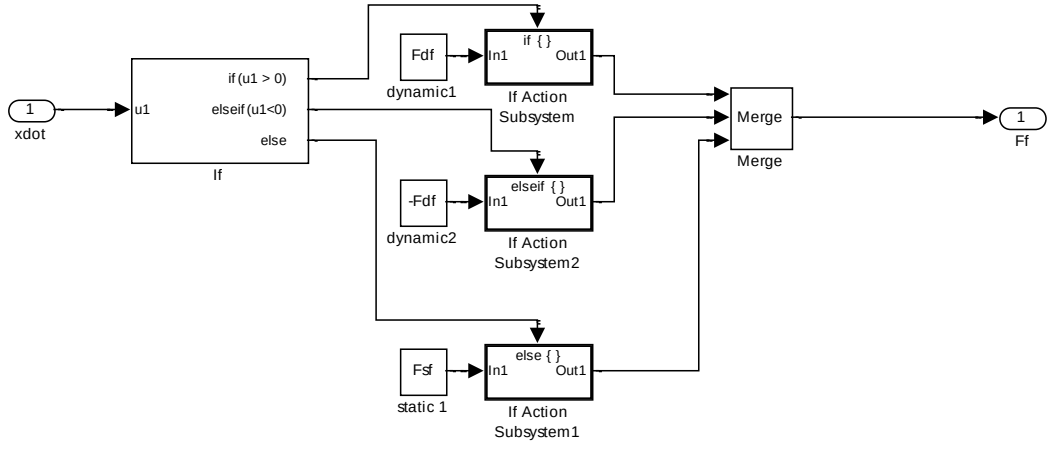
Şekil B.9: Valf efektif alanı 2 alt modeli



Şekil B.10: Valf efektif alanı 3 alt modeli



Şekil B.11: İndirgenmiş akış fonksiyonu mr alt modelleri



Şekil B.12: Sürtünme kuvveti alt modeli

EK C

```
% -----  
% Baslangic.m  
  
% Bu program, LabView programından alınan verilerin ayrıştırılması, düzenlenmesi  
% ve bu veriler üzerinden sistem tanılama objelerinin yaratılması için yazılmıştır.  
% İTÜ Sistem Dinamiği ve Kontrol Programı Yüksek Lisans Öğrencisi  
% 503101613 Barış ÖZ  
  
% Bu program 'Pnömatik bir sistemin nonlinear modellenmesi ve nonlinear model  
% öngörülü  
% kontrolü' tezi kapsamında yazılmıştır.  
  
clear  
  
clc  
  
close all  
  
inp=input('Dosya Adı=', 's');  
A=xlsread(inp, 'Untitled');  
  
Samp=input('Örnekleme sayısı=');  
  
t=A(1:Samp,1);u1=A(1:Samp,2);u2=A(1:Samp,3);u=A(1:Samp,4);P1=A(1:Samp,5);  
P2=A(1:Samp,6);x=A(1:Samp,7);  
  
OldRange = (5 - 1);  
NewRange = (10 - 0);  
  
P1 = (((P1 - 1) * NewRange) / OldRange) + 0;  
P2 = (((P2 - 1) * NewRange) / OldRange) + 0;  
  
uzn=length(t);  
  
sid=iddata([P1 P2 x],u,0.1);  
  
si=sid(1:uzn/2);  
  
sv=sid((uzn+2)/2:uzn);
```

```

%% Plotting
subplot(3,1,1)
stairs(u)
subplot(3,1,2)
plot(P1)
hold on
plot(P2,'r')
subplot(3,1,3)
plot(x)
% -----
% Kontrol.m
% Bu program, sistem tanılama objesinin matrislere ayrılması ve belirli bir
% referans değeri etrafında model öngörülü kontrolünün yapılması amacıyla
% yazılmıştır.
% İTÜ Sistem Dinamiği ve Kontrol Programı Yüksek Lisans Öğrencisi
% 503101613 Barış ÖZ
% Bu program 'Pnömatik bir sistemin nonlinear modellenmesi ve nonlinear model
% öngörülü
% kontrolü' tezi kapsamında yazılmıştır.
clear
clc
close all
load('pss33.mat');
Ad=pss3.A;
Bd=pss3.B;
Cd=pss3.C;

```

```

Dd=pss3.D;

i=1;

N=400; %Simülasyon adımı

k=400;

%Referans belirleme

r(1:40)=0;

r(41:80)=10;

r(81:120)=-10;

r(121:160)=0;

r(161:200)=15;

r(201:240)=-15;

r(241:280)=5;

r(281:320)=-5;

r(321:400)=0;

%Azalan ufuk yaklaşımı

p=20; %Tahmin ufku

m=15; %Kontrol ufku

%% Bölüm 4.3

%Ağırlık matrisleri

Qm=15;

Rm=5;

[Nx,Nu]=size(Bd);

Sq=diag(repmat(Qm.^0.5,p,1));

Sr=Rm^0.5*eye(Nu*m);

%MPC matrisleri

psi=[];

```

```

Temp1=Cd;
for h=1:p
    psi=[psi;Temp1];
    Temp1=Temp1*Ad;
end
Temp1=[Dd;psi(1:(p-1),:)*Bd];
for h=1:m
    theta((h-1)+1:p,(h-1)*Nu+1:h*Nu)=Temp1(1:(p-h+1),1:Nu);
end
K=pinv([Sq*theta;Sr])*[Sq;zeros(Nu*m,p)];
K0=K(1:Nu,:);
u=zeros(N,1);
x(:,1)=[0;0;0];
for i=1:N
    x(:,i+1)=Ad*x(:,i)+Bd*u(i);
    y(:,i)=Cd*x(:,i)+Dd*u(i);
    if p+i>N
        err(:,1)=r(N-p+1:N)'-psi*x(:,i+1);
    else
        err(:,1)=r(i:p+i-1)'-psi*x(:,i+1);
    end
    u(:,1)=K0*err(:,1);
    if u(i)>2
        u(i)=2;
    elseif u(i)<-2;
        u(i)=-2;
    end
end

```

```

else

    u(i)=u(i);

end

yg3(1:3,i)=Cd*x(:,i+1)+Dd*u(i);

uc(i)=u(i);

end

Yg1=y';

U3=u;

%% MPC Toolbox

clear x u y

Ts=0.1;

Plant = ss(Ad,Bd,Cd,Dd,Ts);

MV=struct('Min',-2,'Max',2);

obj=mpc(Plant,Ts,p,m,[],MV,[],[]);

x=0;

obj.Weights.ManipulatedVariablesRate=10;

obj.Weights.ManipulatedVariables=1;

x = mpcstate(obj);

ref(1,1:k)=r';

for i = 1:N

    y(:,i) = Cd*x.Plant;

    u(i) = mpcmove(obj,x,y(i),ref(i));

    % Sonuçlar

    Y2(i)=y(i);

```

```

    U2(i)=u(i);
end
Yg2=y;
subplot(2,1,1)
plot(uc)
hold on
plot(u,'g')
legend('SSMPC','MPC Toolbox')
title(['p=',num2str(p),' ve m=',num2str(m),' İçin Model Öngörülü Kontrol';
','Kontrol Sinyali',' ',''])
ylim([-2.02 2.02])
xlabel('Örnekleme Zamanı')
ylabel('Gerilim (V)')
text(290,-1,['SSMPC için harcanan kontrol=',num2str(sum(abs(uc))),' V'])
text(290,-1.4,['MPC Toolbox için harcanan kontrol=',num2str(sum(abs(u))),' V'])
subplot(2,1,2)
plot(Yg1)
hold on
plot(y,'g')
hold on
plot(r,'r','LineStyle','--')
legend('SSMPC','MPC Toolbox','Referans')
title('Konum (x)')
xlabel('Örnekleme Zamanı')
ylabel('Konum(cm)')
text(280,-10,['SSMPC için toplam konum hatası=',num2str(sum(abs(Yg1-r))),' cm'])

```

```
text(280,-14,['MPC Toolbox için toplam konum hatası=',num2str(sum(abs(Yg2-r))),'  
cm'])
```


EK D

Çizelge D.1: Ana dağıtım kartı komponent değerleri

Komponent	Değeri
C1	: 2.2 μ f
C2	: 1 μ f
C3	: 0.33 μ f
C4	: 0.1 μ f
C5	: 0.33 μ f
C6	: 0.1 μ f
C7	: 0.33 μ f
C8	: 0.1 μ f
R1	: 400 k Ω
R2	: 100 k Ω
R3	: 100 k Ω
R4	: 80.1 k Ω
R5	: 100 k Ω
R6	: 81.9 k Ω
D1	: 1N4007
D2	: 1N4007
Q1	: NPN

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Barış ÖZ

Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul, 22.07.1988

**Adres: Barış Mah. Çiftlik Cad. Dostlar Apt. No:7 D:10 Adakent / Beylikdüzü /
İSTANBUL**

E-Posta: baris.oz8@gmail.com

Lisans: Yıldız Teknik Üniversitesi – Elektrik Mühendisliği