

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

ÇOK DEĞİŞKENLİ SİSTEMLERDE İLERİ KONTROL ALGORİTMALARININ İNCELENMESİ

AKİF MURAT CEYLAN

Ankara Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: PROF. DR. ABDULRİZA ABİLOV

Özellikle endüstri teknolojilerinde karşılaşılan gerçek süreçler çok girişli çok çıkışlı sistemlerdir. Çok değişkenli sistemlerin kontrolü amacı ile, ileri kontrol algoritmalarının analizi ve uygulamaya yönelik olarak benzetimlerin yapılması önemlidir. Süreçlerin kontrolü için öncelikle sürecin statik ve dinamik karakteristiklerinin belirlenmesi ve bunlara ilişkin modellerin oluşturulması gereklidir.

Bu çalışmada önce çok değişkenli kontrol sistemlerinde ileri kontrol algoritmalarının gelişimi ve tasarım ilkeleri incelenmiştir. Daha sonra endüstriyel süreçlerin kontrolünde çok sık kullanılan PID kontrol ediciler ve bunlara ilişkin yaklaşımlar ele alınmıştır. Son bölümde ise MATLAB ortamında hazırlanan benzetimler ile simetrik ve simetrik olmayan çok değişkenli yapılar ve modele dayalı kontrol incelenmiş ve sistemlerin çıkış değişkenlerine ilişkin sonuçlar verilmiştir.

2001, 62 sayfa

ANAHTAR KELİMELE: Çok değişkenli sistem, PID kontrol edici, İleri kontrol algoritmaları, Modele dayalı kontrol.

ABSTRACT

Master Thesis

INVESTIGATION OF ADVANCED CONTROL ALGORITHMS IN MULTIVARIABLE SYSTEMS

AKİF MURAT CEYLAN

**Ankara University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electronics Engineering**

Supervisor: PROF. DR. ABDULRİZA ABİLOV

Especially real processes that are encountered in industrial technologies, are multiple input, multiple output systems. It is important to make devoted simulations for the application and analysis of advanced control algorithms at the stage of controlling the multivariable systems. In order to control the processes, one has to determine the dynamics and static characteristics' of the processes initially.

In this work, the development and design principals of advanced control algorithms in multivariable systems have been investigated. Then PID controllers which are often used for controlling the industrial processes and the approach relating to this field are investigated. Finally, symmetric and non-symmetric multivariable systems and model based control are examined by simulations that are developed in MATLAB, and systems' output variable responses are given.

2001, 62 pages

KEY WORDS: Multivariable system, PID controller, Advanced control algorithms, Model based control.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	I
ABSTRACT	II
İÇİNDEKİLER	III
ŞEKİLLER DİZİNİ	V
SİMGELER DİZİNİ	VII
1. GİRİŞ	1
1.1 OTOMATİK KONTROLÜN TARİHİ	3
1.2 KONTROL UYGULAMALARININ TARİHİ	5
1.3 MODERN KONTROL SİSTEMLERİ	6
1.4 SÜREÇ TASARIMI	8
1.5 KONTROL SİSTEM TASARIMI	9
1.7 BİR TASARIM ÖRNEĞİ : ENSÜLİN DAĞITIM KONTROL SİSTEMİ	11
2. SÜREÇLERİN MATEMATİKSEL MODELLERİ	14
2.1. N. DERECEDE N R GİRİŞ FONKSİYONLU DOĞRUSAL TÜREVLİ DENKLEMLER İLE İFADE EDİLEN SİSTEMLERİN DURUM-UZAY GÖSTERİMİ	15
2.2. TRANSFER FONKSİYONU MATRİSİ	18
2.3. İÇ İLİŞKİSİZ ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLER	19
2.4. KONTROL EDİLEBİLİRLİK VE GÖZLEMLENEBİLİRLİK	21
3. İLERİ KONTROL SİSTEMLERİ	24
3.1. SÜREÇ MODELLERİ	24
3.1.1. MEKANİK MODELLER	25
3.1.2. SİYAH KUTU MODELLERİ	26
3.1.3. İSTATİKSEL MODELLER	27
3.2. MODELE DAYALI OTOMATİK KONTROL	27
3.2.1. PID KONTROL EDİCİ	28
3.2.2. ÇOK DEĞİŞKENLİ KONTROL	29
3.3. İSTATİKSEL SÜREÇ KONTROLÜ	30
3.4. SÜREÇ OPTİMİZASYONU	30
4. PID KONTROL EDİCİLER	33
4.1 TASARIM METOTLARI	35

4.1.1 ZIEGLER-NICHOLS METODU	35
4.1.2 COHEN VE COON (C-C) METODU	37
4.1.3 İÇ MODEL KONTROLÜ	37
4.1.4 HO-HANG-CAO METODU	38
4.2 MIMO PID KONTROL EDİCİ TASARIM METOTLARI	39
4.2.1 GENEL ZIEGLER-NICHOLS METODU	40
4.2.2 ZHUANG VE ATHERTON OPTİMİZASYON METODU	41
4.2.3 SERAJİ METODU	42
5. ÇOK DEĞİŞKENLİ SİSTEMLERİN ANALİZİ	44
5.1 UYGULAMALAR	48
5.1.1 İÇ İLİŞKİLİ SİSTEMLERİN KONTROLÜ	48
5.1.2 PARALEL SİMETRİK BİR TITO SİSTEM	50
5.1.3 DOĞRUSAL BİR MIMO SİSTEMİN DAĞITIK KONTROLÜ	55
5.1.4 MIMO SİSTEM İÇİN İÇ MODEL KONTROLÜ (IMC)	57
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	61
KAYNAKLAR	62
ÖZGEÇMİŞ	63

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 Sistem blok şeması	1
Şekil 1.2 Denetleyici sistem blok şeması	1
Şekil 1.3 Geri beslemeli sistem blok şeması	2
Şekil 1.4 Çok değişkenli geri beslemeli sistem	3
Şekil 1.5 Buhar motoru hız kontrol sistemi	4
Şekil 1.6 Örnek geri beslemeli sistem	6
Şekil 1.7 Sistem giriş ve çıkışları	7
Şekil 1.8 Güç reaktörü sistemi	7
Şekil 1.9 Kontrol sistem tasarımı akış şeması	11
Şekil 1.10 Kandaki Glikoz-Insulin oranı	12
Şekil 1.11 Klasik kontrol örneği	13
Şekil 2.1 Kademeli bağlantı	14
Şekil 2.2 Geri beslemeli bağlantı	14
Şekil 2.3 Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistem	15
Şekil 2.4 Blok diyagram gösterimi	17
Şekil 2.5 Çok girişli Çok Çıkışlı sistemin blok diyagramı	19
Şekil 3.1 Model Tipleri Tanımları	25
Şekil 3.2 İdeal Modele Dayalı Kontrol	27
Şekil 3.3 Adaptif Kontrol Edicinin Basit Bir Şematik Gösterimi	28
Şekil 3.4 Optimizasyon yapısının şeması	31
Şekil 3.5 Modern Kontrolün Hiyerarşik Yapısı	31
Şekil 4.1 Açık Döngü Basamak Tepkisi	35
Şekil 5.1 İki girişli iki çıkışlı sistem	44
Şekil 5.2 Sistem blok diyagramı	44
Şekil 5.3 Sistem iç modeli	46
Şekil 5.4 İç dinamiklerin bulunması	47
Şekil 5.5 Sistem Transfer Matrisi	47
Şekil 5.6 Örnek MIMO sistem	48
Şekil 5.7 Paralel simetrik sistem	51
Şekil 5.8 Eşdeğer kanallı paralel simetrik sistem	51

Şekil 5.9 Sistem tepkileri	51
Şekil 5.10 Doğrusal MIMO sistemin dağıtık kontrolü	56
Şekil 5.11 Süreç Modeli	56
Şekil 5.12 Sistem çıktı tepkileri	57
Şekil 5.13 Modele dayalı kontrol	58
Şekil 5.14 Sürecin matematiksel yaklaşımı	58
Şekil 5.15 Modelin transfer fonksiyonu	59
Şekil 5.16 Kontrol edici transfer fonksiyonu	59
Şekil 5.17 Sistemin giriş-çıkış ilişkileri	60
Tablo 1.1 Kontrol sistemlerinin kısa tarihi	5
Tablo 4.1 Z-N ayar kuralları (sürekli döngü metodu için)	35
Tablo 4.2 Z-N ayar kuralları (süreç eğrisi metodu için)	36
Tablo 4.3 IMC tabanlı PID kontrol edici parametreleri	38
Tablo 4.4 Genel Z-N kural tablosu	41

SİMGELER DİZİNİ

PID : *Proportional - Integral -Derivative* (**Oransal Integral Türev**)

ODE : *Ordinary Differential Equations* (**Olağan Türevsel Denklemler**)

PDE : *Partial Differential Equations* (**Kısmi Türevli Denklemler**)

PDF : *Probability Density Function* (**Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu**)

SISO : *Single Input Single Output* (**Tek Girişli Tek Çıkışlı**)

MIMO : *Multi Input Multi Output* (**Çok Girişli Çok Çıkışlı**)

TITO : *Two Input Two Output* (**İki Girişli İki Çıkışlı**)

FOPTD : *First Order Plus Time Delay* (**Birinci Dereceden Zaman Gecikmeli**)

SPC : *Statistical Process Control* (**İstatiksel Süreç Kontrolü**)

Z-N : **Ziegler- Nichols**

C-C :**Cohen - Coon**

IMC : *Internal Model Control* (**İç Model Kontrolü**)

1. Giriş

Kontrol sistemi belirli bir amaca yönelik olarak birbirine bağlı iç sistemlerin oluşturduğu genel bir yapıdır. Sistemlerin genel yapısını anlamak, kontrolün geçmişi ile birlikte kontrol edilen süreçlerin statik ve dinamik özelliklerinin incelenmesi de oldukça yararlı olacaktır. Modern kontrol sistemlerinde, üretim sürecini geliştirmek, enerjinin mümkün olan en verimli şekilde kullanılması sağlamak ve tüm mühendislik alanlarına yönelik kontrol tasarım stratejileri geliştirmeyi içermektedir.

Geri beslemeli kontrol (*feedback*) teorisi doğrusallaştırılmış sistem analizin temellerine dayanmaktadır. Kontrol sistemleri uygulamaları genelde elektrik, mekanik ve kimyasal bölümlerden oluşmaktadır, fakat politik, sosyal veya iş hayatının dinamiklerinin anlaşılabilirliğinin artması ile birlikte kontrol mühendisliğinin sınırları artık oldukça genişlemiş bulunmaktadır.

Bir kontrol sistemi, istenilen bir sistem tepkisini elde etmeye yönelik olarak tasarlanmış bileşenlerin karşılıklı bağlantılarından oluşmaktadır. Sistem analizlerinin temelinde, sistem içindeki bileşenlerin sebep-sonuç ilişkilerinin belirlenmesinde, son yıllara kadar doğrusal sistem teorisi özellikle yer almaktadır. Şekil 1.1 de herhangi bir kontrol edilen sürecin blok yapısı ifade edilmiştir. Buradaki giriş-çıkış ilişkileri, sürecin (işlevin) sebep-sonuç ilişkilerini temsil etmektedir.

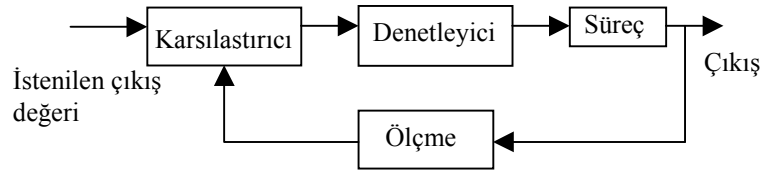


Şekil 1.1 Sistem blok şeması



Şekil 1.2 Denetleyici sistem blok şeması

Bir açık-döngü kontrol sistemi, istenilen bir sistem tepkisini elde etmek amacı ile bir kontrol edici kullanan ve şekil 1.2 görüldüğü üzere bir geri besleme almayan sistemlerdir. Açık-döngü kontrol sistemine karşın, kapalı-döngü kontrol sistemleri bize, istenilen çıkış ile sistemin gözlemlediğimiz çıkışı arasında kıyaslama yapabilmemize imkan tanıyacak ek ölçüm imkanları sunmaktadır. Ölçülen çıkış değeri geri besleme sinyali olarak isimlendirilmektedir. Basit bir geri beslemeli kapalı-döngü kontrol sistemi şekil 1.3 görülmektedir. Geri beslemeli kontrol sistemi, tanımlanmış bir sistem değişkeninin bir başkası ile karşılaştırılması ve bunların farkının değerlendirilerek kontrol edilmesine dayanmaktadır.



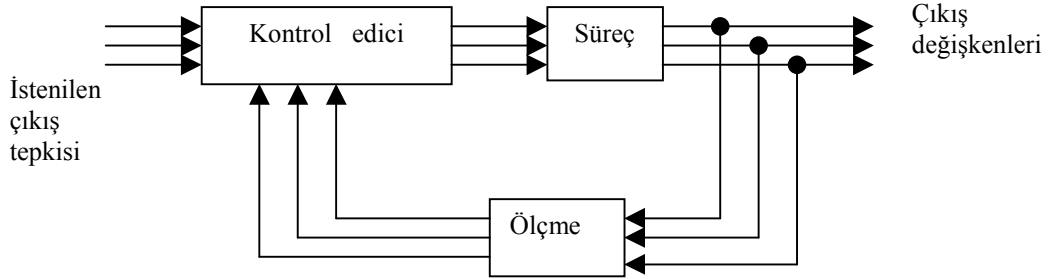
Şekil 1.3 Geri beslemeli sistem blok şeması

Geri beslemeli kontrol sistemi genelde, süreci kontrol edebilmek için, çıkış ile daha önceden belirlenmiş olan sistemin referans girişi ile arasında ilişkilendirilmiş fonksiyon kullanır. Kontrol edilecek süreç içinde genelde referans girişi ile sistemin çıkışı arasındaki fark yükseltilir ve bu fark sürekli bir şekilde kontrol süreci içinde azaltılmak istenir. Geri besleme mantığı kontrol sistem analizi ve tasarlanması aşamasında temel bileşenlerden birisidir. Bir kapalı-döngü kontrol sistemi çıkış ve bunun istenilen çıkış ile karşılaştırmada kullanılacak olan geri besleme sinyali ölçümlerini kullanır.

Kontrol edilmek istenilen ve en iyi performansı almak için ilgilenilen sistemlerin karmaşıklıklarının artması ile birlikte kontrol sistem mühendisliğinin önemi geçen yıllar boyunca oldukça artmış durumdadır. Bundan dolayı sistemin karmaşık olması ile birlikte, çok sayıda kontrol değişkeninin birbirleri ile ilişkilendirilmesi ve bunların kontrol şemalarında yer alması gerekliliği doğmuştur. **Çok değişkenli bir sistemin** blok şeması şekil 1.4 de görülmektedir.

Çok genel bir örnek vermek gerekirse açık-döngü sistem için; bir elektrikli tost makinesi olabilir, kapalı-döngü bir sistem için ise; yolda ilerleyen bir arabayı yoldaki

değişimleri de göz önünde bulundurarak gerekli ayarlamaları yapan bir insanın kullandığı bir araba verilebilir.

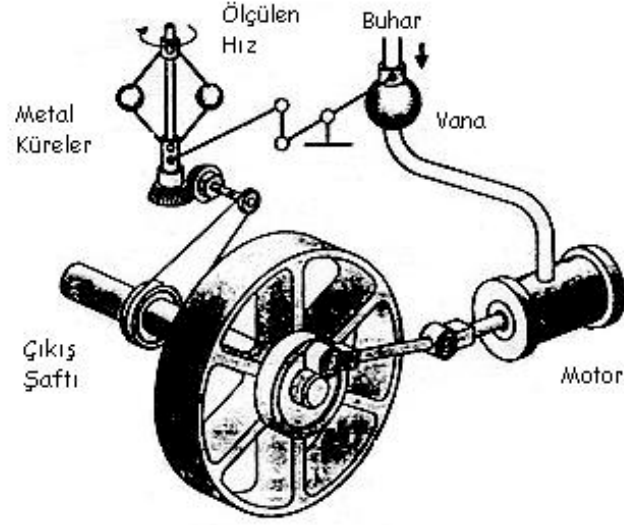


Şekil 1.4 Çok değişkenli geri beslemeli sistem

1.1 OTOMATİK KONTROLÜN TARİHİ

Bir sistemin kontrolünde geri beslemenin kullanımının oldukça ilginç bir geçmişi vardır. Geri beslemeli kontrol uygulamaları ilk olarak şamandıra düzenleyici mekanizmaların geliştirme aşamasında milat dan önce 300 yıllarında Yunanlı lar tarafından kullanılmaya başlanmıştır. Ktesibious un su saati bu mekanizmayı kullanmıştır. Arabalarda bulunan yakıt göstergesi de buna benzer bir yapı kullanmaktadır.

Endüstride kullanılan ilk otomatik geri beslemeli kontrol edici ise 1769 da James Watt 'ın buhar motorlarının hızını kontrol etmek amacı ile geliştirdiği şekil 1.5 de görülen *flyball governor* düzeneğidir. Rusya tarafından iddia edilen ise ilk geri beslemeli sistemin, I. Polzunov tarafından 1765 de geliştirilen su seviye şamandıra düzenleyicisi olduğudur. Burada şamandıra su seviyesini saptar ve kazanın içine su gönderen vanayı kontrol ederek su seviyesini ayarlar. 1868 lere kadar ki dönemde otomatik kontrol sistemlerinin gelişimi sezgiler ve buluşlar ile olmaktaydı. Kontrol edilen sistemin doğruluğunu arttırmaya yönelik çabaların artmaya başlaması, ani salınımların daha yavaş sönümlenmesi hatta kararsız sistemlerin daha ayrıntılı bir şekilde incelemesi gerekliliğini ortaya koymuştur. Böylece otomatik kontrol teorisinin geliştirilmesi zorunluluğu doğmuştur. J. C. Maxwell kontrol teorisiyle ilişkili olarak geliştirdiği matematik teorisi ile James Watt ın *flyball governor* unun türevsel denklemler ile modellemiştir. Maxwell in çalışmaları sistemin değişik parametrelerinin genel sistem performansı üzerine etkilerinin incelenmesi olmuştur.



Şekil 1.5 Buhar motoru hız kontrol sistemi

İkinci dünya savaşı süresinde otomatik kontrol teorisi ve uygulamaları otomatik uçak pilotları, silah hedefleme sistemleri, radar anten kontrol sistemleri ve bir çok diğer geri beslemeli yapıdaki savunma sistemlerinin acilen tasarlanması ve inşa edilmesi gerekliliği yüzünden oldukça hızlı bir ilerleme kaydetmiştir. 1940 larda, sayılar ve uygulamalarına ilişkin matematik ve analitik metotların gelişmiş ve kontrol mühendisliği kendi kurallarına kavuşmaya başlamıştır.

Frekans-bölgesi teknikleri, ikinci dünya savaşını takiben, Laplace çevirimleri ve karmaşık frekans düzlemi kullanımının artması ile birlikte kontrol mühendisliğinin ana uğraşı sahası olmuştur. 1950 lerde kontrol mühendisliğinin üzerinde önemle durduğu ve geliştirdiği kavram s-düzlemi metodu ve özellikle kök-yer (root-locus) yaklaşımıdır. Böylelikle 1980 lerde sayısal sistemlerinin de gelişimi ile kontrol bileşenleri bir yordama oturmaya başlamıştır. Bu yeni kontrol bileşenlerinin teknolojisi bize eskiden kontrol mühendislerin yapamayacağı derecede çok hızlı ve yüksek doğrulukta işlem yapabilme şansı getirmektedir. Sputnik in atılması ile girilen uzay çağı ile birlikte, kontrol mühendisliğine yeni gereklilikler doğmuştur. Uzay mekikleri ve füzeler için çok yüksek doğrulukta karmaşık kontrol sistemleri tasarlanması zorunluluğu gelmiştir. Bu sebepler yüzünden Liapunov, Minorsky ve diğerleri tarafından zaman-bölgesi

teknikleri geliştirilmiş ve oldukça büyük ilgi bulmuştur. Kontrol sistemlerinin gelişimine ilişkin seçilmiş bir özet tablo 1.1 de bulunmaktadır.

1.2 KONTROL UYGULAMALARIN TARİHİ

Kontrol mühendisliği hedef alınan sistemlerin analizi ve tasarımı ile ilgilenmektedir. Modern kontrol teorisi, kendi kendini düzenleyen, adaptif, gürbüz, öğrenen ve optimum kalite anlayışındaki sistemler ile ilgilenmektedir.

1769	James Watt Buhar motoru ve bunun hızını kontrol amacı ile kullandığı flyball governoru geliştirdi.
1800	Eli Whitney in tüfeklerin üretim aşaması ile örneklendirdiği üretim aşamasında parçaların yer değiştirebilirliği kavramını ortaya koyması.
1868	J.C. Maxwell in buhar motorunun kontrolüne ilişkin ortaya matematiksel denklemler koyması.
1913	Henry Ford un otomobil üretiminde mekanize montaj sistemlerini kullanması.
1927	H.W. Bode un geri besleme yükselticilerini analiz etmesi.
1932	H.Nyquist in sistem kararlılığı üzerine yeni bir metot ortaya koyması.
1952	Nümerik kontrol ün MIT tarafından mekanize kesim cihazları için ortaya koyulması.
1954	George Devol tarafından ilk endüstriyel robot olarak kabul edilen ' programlanmış yazı dağıtımı' nın geliştirilmesi.
1960	Devol un tasarıma dayalı ilk Unimate robotun geliştirilmesi ve kullanılmaya başlanması.
1970	Durum-değişkenleri modeli ve optimal kontrolün geliştirilmesi.
1980	Gürbüz (robust) kontrol sistemlerinin tasarlanması.
1990	İhracata dayalı üretici şirketlerin otomasyon ile oldukça yakından ilgilenmeye başlamaları.
1994	Otomobillerde geri beslemeli kontrol sistemlerinin oldukça yaygın olarak kullanılmaya başlanması.
1997	Astronotsuz uzay araçları ile , Sojourner gibi, Mars ın yüzeyinin araştırılması.

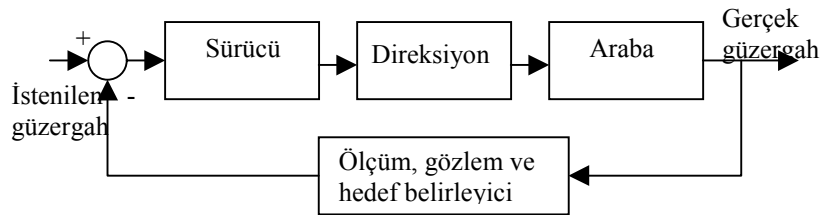
Tablo 1.1 Kontrol sistemlerinin kısa tarihi

Endüstriyel süreçlerin (üretim, dağıtım ... gibi) otomatik bir şekilde kontrolü genelde otomasyon olarak adlandırılmaktadır. Otomasyon kimya, elektrik güç, kağıt, otomobil ve bunlara benzer sanayilerde oldukça fazla kullanılmaktadır. Otomasyon kavramı endüstriyel hayatın merkezine oturmuş bulunmaktadır. Otomatik makineler, işçi başına üretilen yapı miktarını arttırmak ve maliyetleri düşürmek amacı ile kullanılmaktadır. Bu endüstrilerde üretkenlik kavramı, işçi başına üretilen yapı miktarı ile ilgilenilir. Üretkenlik temle olarak fiziki girdilerin, fiziki çıktılara olan oranı olarak da tanımlanabilir. Bu durumda iş üretkenliğini, saat başına çalışma sonucu üretilen hizmet olarak algılayabiliriz.

Böylece endüstri, oldukça kesin, kararlı, gürbüz ve doğru mal üretiminin yollarını aramaya başlar. Örnek olarak son on yıldaki otomobil performansının kat ettiği mesafe verilebilir. Otomasyon terimi de zaten ilk olarak araba endüstrisinde popüler bir hal almıştır. Silindir bloklarının, motor parçalarının monte edildiği, üretim bantlarının kapasitesi otomatik makineler kullanımı ile bir operatöründe araya girmesine dahi ihtiyaç kalmadan, ikiye katlanmıştır.

1.3 MODERN KONTROL SİSTEMLERİ

Modern endüstri ve toplumda geri beslemeli kontrolün önemli bir etkisi olmuştur. Örnek olarak otomobil kullanımı, sürücünün isteklerine sistemin otomatik olarak cevap vermesi bu konuya güzel bir örnek teşkil etmektedir.



Şekil 1.6 Örnek geri beslemeli sistem

Çoğu otomobiller günümüzde hidrolik kuvvetlendiriciler ile donatılarak sürücünün fren veya direksiyona uygulamış olduğu gücü etkin bir şekilde tekerlere ve frenlere iletecek sistemlere sahiptir. Bir otomobil direksiyon sisteminin basit bir diyagramı şekil 1.6 da

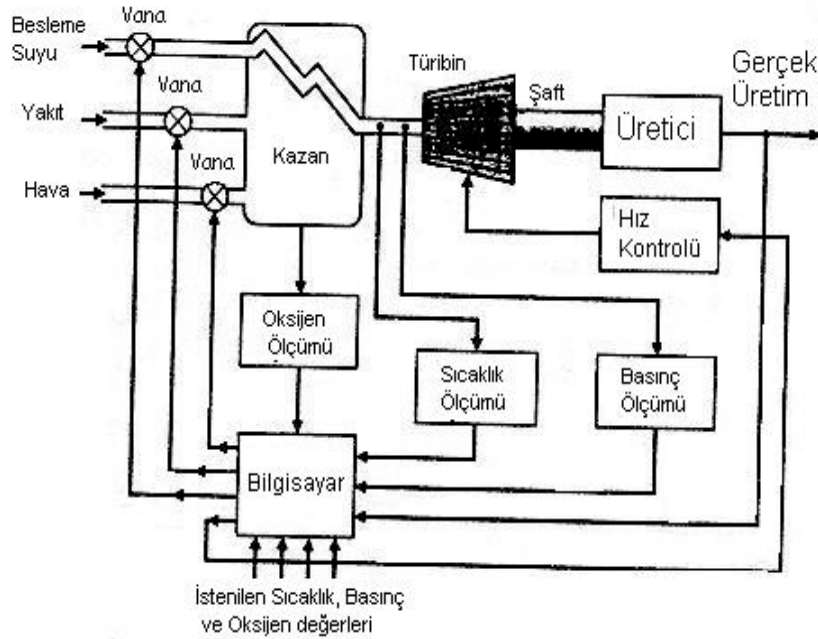
görülmektedir. Burada istenilen gidişat ile mevcut gidişatın alınan ölçüm değerlerinin karşılaştırılması ile hata ölçüm değeri elde edilir.

Burada bir başka geri besleme gözlemimizde el tarafından hissedilen direksiyonun hareketleridir. Bu geri besleme sistemi okyanus gemilerinin veya büyük uçakların direksiyon kontrol sistemlerine benzemektedir. Tipik bir yol-hareket eğrisi de şekil 1.7 de görülmektedir.



Şekil 1.7 Sistem giriş ve çıkışları

Bunlara ek olarak bir başka örnek de, güç üretim sistemleridir. Tabi ki güç istasyonlarının minimum atık üretimi için kontrolü de oldukça önem kazanmıştır.



Şekil 1.8 Güç reaktörü sistemi

Modern, yüksek kapasiteli, yüzlerce megavat dan fazla enerji üreten sistemler üretim değişkenlerinin birbirleri olan ilişkilerinin düzenlenmesi ve optimum güç üretimi için otomatik kontrol sistemlerine gereksinim duymaktadırlar. Önemli kontrol değişkenlerinin bulunduğu basite indirgenmiş büyük bir buhar jeneratörünün modeli şekil 1.8 de gösterilmektedir. Bu, önemli bir çok değişkenin, basınç, oksijen gibi, kontrol hesaplamalarının yapılacağı bilgisayar sistemi için ölçümlerinin alındığı bir örnektir.

1.4 SÜREÇ TASARIMI

Tasarım, belli bir amacı gerçekleştirmek için bir sistemin detaylarını, bölümlerini ve içeriğini algılamak veya yeni bir şeyler geliştirme sürecidir. Tasarım faaliyeti, bir sistemin veya özel bir ürünün ortaya çıkması için yapılan planlamalar olarak algılanabilir. Tasarım sürecinin adımları; **(1)** topluluk kurallarını da kapsayacak şekilde müşterinin istekleri ve ihtiyaçlarının belirlenmesi, **(2)** bu ihtiyaçların şekillenmesine yönelik çözümlerin ve detayların ne olacağının hesaplanması, **(3)** bu özellikleri karşılayan alternatiflerin şekillendirilmesi ve üretilmesi, **(4)** bunlardan hangisinin tasarlanarak üretime geçileceğine karar vermek.

Burada gerçekçi tasarımlardaki önemli bir faktör de zaman kısıtlamasıdır. Tasarımlar mutlaka belli bir takvim çerçevesinde geliştirilmeli ve nihayetinde erişilen nokta istenilen ideal edilenden daha az olsa bile yeterince iyi olduğunda karar verile bilinmelidir. Çoğu durumda ise zaman faktörü sadece rekabet açısından bir avantaj sağlar.

Tasarımcıların bir diğer önemli yapması gereken ise teknik ürünlerin ayrıntılı özelliklerini yazılmasıdır. Bu belirtilen özellikler ürünün nasıl yapıldığı ve ne olduğu hakkında yeterince bilgi içermelidir. Tasarımın karmaşıklığı, çok geniş bir malzeme kullanımı, bir çok yayın ve bilgi birikimi gerektirir.

Mühendislik tasarımının çok daha etkin olması için gerekli en temel yaklaşım, parametrik analiz ve optimizasyon dur. Parametrik analiz; **(1)** temel parametrenin

belirlenmesi, (2) sistem kurulumunun yapılması, (3) hangi kurulumun ihtiyaçlara en iyi cevap verdiğinin değerlendirilmesi, kurallarına bağlıdır. Bu üç aşamalı yol yinelemeli bir döngü yapıdadır. Bir kere temel parametre belirlendikten ve sistem kurulduktan sonra tasarımcı parametreyi optimize edebilir. Tipik olarak tasarımcı değiştirilecek parametrelerin limitlerini belirlemek için uğraşır.

1.5 KONTROL SİSTEM TASARIMI

Kontrol sistemlerinin tasarımı mühendislik tasarımının özel bir örneği olarak algılanabilir. Tekrar etmek gerekirse, kontrol sistemi tasarımında da temel istenen, ihtiyacımız olan sistemin temel parametrelerin özelliklerini, tanımlamaları ve kuruluşunu gerçekleştirmek.

Burada ki ilk adımımız bu tasarımı gerçekleştirmek için; sistem hedeflerini çok iyi bir şekilde tanımlamak ve anlamak olacaktır. Örnek vermek gerekirse, bizim temel hedefimiz motor hızını istenilen kesinlikte kontrol etmek olabilir. İkinci aşama ise; kontrol edilmek istenilen sistemin değişkenlerini (motorun hızı) tanımlamak olacaktır. Üçüncü aşama; istediğimiz özellikleri ne kadar doğruluğa ulaşmak istenildiğini yazmaktır. Kontrol de ki bu istenilen doğruluk oranı, kontrol edilmek istenilen değişkenlerin ölçümünde kullanılacak olan algılayıcıların seçiminde büyük rol oynayacaktır.

Tasarımcılar gibi, bizlerinde bir sistem kurarken ilk yaptığımız, istenilen kontrol performans sonuçlarının nasıl alınacağını bulmaktır. Bu sistemin yapısı doğal olarak algılayıcılardan oluşacaktır, basınç altındaki bir süreç, bir gerçekleyici, bir kontrol edici den oluşacaktır şekil 1.6 dada görüldüğü gibi. Bir sonraki aşama gerçekleyici için bir aday belirlemek olacaktır. Bu aşama şüphesiz ki, sürece bağlı olacaktır fakat seçilen harekete geçirici, sistemin genel performansında oldukça önemli bir ayarlayıcı rolü oynayacaktır. Örnek olarak; dönen bir tekerin hızını kontrol etmek istiyor isek, motoru bir gerçekleyici olarak seçmeliyiz. Bu durumda algılayıcı, doğru olarak hızı ölçebilecek bir yapıda olmalıdır. Bundan sonra sistemin gerçekçi bir modelini ortaya koyabiliriz.

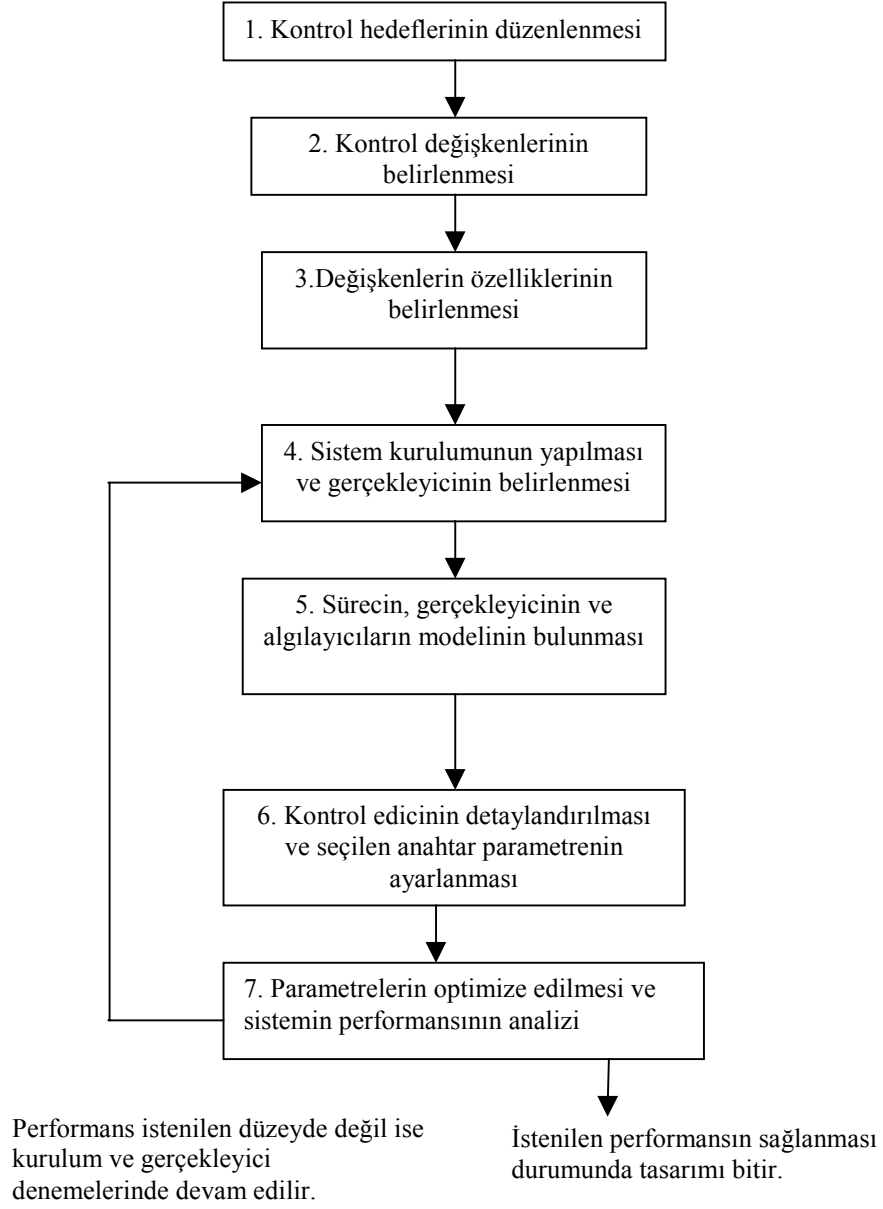
Daha sonraki aşama sistem için, toplamsal yükseltici ve istenilen değer ile gerçek değeri karşılaştırmacı ve bunu hata sinyali olarak gönderecek elemanlar içeren bir kontrol edici seçmek olacaktır.

Tasarım sürecinin son aşaması ise, sistemin istenilen performansı yakalayana kadar değişken parametreleri ayarlamaktır. Eğer parametrelerin değişimi ile istenilen performansı yakalamış isek artık bizim için tasarım süreci tamamlanmıştır ve bundan sonra elde edilen sonuçlarının yazılmasıdır. Yok eğer istenilen performans elde edilememiş ise, yeni bir geliştirilmiş sistem kurulumu ve muhtemelen yeni gerçekleyici ve algılayıcılar seçmek gerekecektir. Daha sonra geri kalan süreç istenilen özellikler ve performansı sağlayana kadar tekrar edilecektir. Bu kontrol sistemi tasarımı şekil 1.9 da özetlenmiştir.

Performans özellikleri kapalı döngü kontrol sistemini nasıl olacağını açıklamalı ve, (1) dalgalanmalara karşı iyi bir dengeleme, (2) komutlara istenilen tepkileri vermesi, (3) gerçekçi sinyaller üretmesi, (4) düşük duyarlılık ve (5) gürbüzlük, özelliklerini de barındırmalıdır içinde.

Tasarım süreci çok güçlü bilgisayar sistemlerinin gelişiminden oldukça etkilenmiş, çok daha düşük maliyetler ile kontrol tasarımlarını gerçekleyecek yazılımlar piyasada artık bulunmaktadır. Örnek olarak Boeing 777 ler ve bir çok uçak ve diğer ticari hava araçları gelişmiş bilgisayarlar ile tasarlanmıştır. Son tasarımların doğrulamaları çok güçlü bilgisayar benzetimleri ile yapılmaktadır. Eğitim aşamasında da Boeing 777 test pilotları daha uçak inşa edilmeden yüksek doğruluklu benzetimler sayesinde 2400 saat uçuş yapmışlardır.

Özet olarak, kontrol edici tasarımı problemi; kontrol edilecek bir sistemin modelinin (algılayıcı ve gerçekleyicilerinde bulunduğu) belirlenmesi ve tasarım hedeflerinin belirlenmesi aşamalarını içerir.



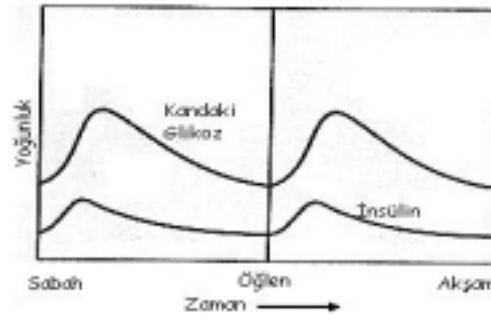
Şekil 1.9 Kontrol sistem tasarımı akış şeması

1.6 BİR TASARIM ÖRNEĞİ : Ensülin Dağıtım Kontrol Sistemi

Bu tasarım örneğinde, şekil 1.9 da ki gibi bir süreci takip edeceğiz tasarım aşamasında. Dolayısıyla öncelikle; **(1)** tasarımımızın hedeflerini tanımlayacağız, **(2)** kontrol değişkenlerimizi belirleyeceğiz, **(3)** öncelikli özellikleri yazacağız ve **(4)** bir veya daha fazla olası sistem kurulumunu deneyeceğiz.

Buradaki kontrol sistemi, biyomedikal alanında hastalara otomatik ilaç dağıtım sistemleri üzerine kurulu olacak. Otomatik sistemler, kan basıncının, kan şekeri seviyesinin, ve kalp atış hızının ayarlanması amacı ile kullanılabilir. Küçültülmüş glikoz algılayıcıların mevcut olmadığı dönemlerde, ilaç dağıtım sistemi kontrol sistemleri için genel açık-döngü sistem olarak algılanmakta idi. Buradaki en iyi çözüm belli zaman aralıkları ile hastaya küçük miktarlarda insülin vermektir. Daha karmaşık sistemlerde ise ölçülen kan glikoz seviyesine bağlı olarak hastaya ilaç verildiği kapalı-döngü kontrol sistemleri kullanılır.

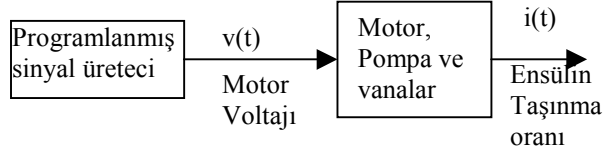
Burada ki ilk hedefimiz, kandaki şekeri seviyesini dengeleyecek bir sistem tasarlamak. Şekil 1.10 da sağlıklı bir insanın kanındaki glikoz miktarının zamana göre değişimi verilmiştir.



Şekil 1.10 Kandaki Glikoz-İnsülin oranı

Buradaki sistem şeker hastası kişiye muhakkak doğru oranda insülini verebilmelidir. Böylece bizim kontrol etmek istediğimiz temel değişkenimiz kandaki glikoz oranıdır. Kontrol sisteminin özelliği ise, şeker hastasının kanındaki glikoz oranını normal bir insanın kanındaki glikoz oranına mümkün mertebe yakın tutmak olacaktır.

Sonra ki aşamada bir ön sistem kurulumu hazırlayalım. Bir açık-döngü sistemi programlanmış sinyalleri bir ensülin seviyesini ayarlayan küçük bir motora, şekil 1.11 de görüldüğü üzere, uygulayarak, ensülin seviyesini dengelemektedir.



Şekil 1.11 Klasik kontrol örneği

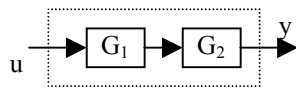
Geri beslemeli kontrol sisteminde ise algılayıcılar kandaki mevcut glikoz oranını istenilen oran ile kıyaslayarak ona göre ensülin seviyesini ayarlayan motoru, algılayıcılardan gelen sinyallere bağlı olarak kontrol edecek bir sistem ile açıp kapatmaktadır.

2. SÜREÇLERİN MATEMATİKSEL MODELLERİ

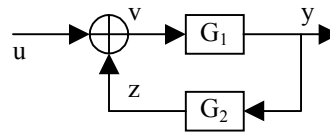
Kontrol sistemlerinin tasarımında ve analizinde, fiziksel sistemlerin matematiksel modellerinden faydalanılmaktadır. Genelde bu sistemlerin dinamik yapıları türevsel denklemler ile ifade edilmektedir. Karmaşık sistemleri kontrol etmek ve anlamak için öncelikle bunların matematiksel modellerini temin etmeliyiz. Dolayısıyla sistem değişkenleri arasında ki ilişkiyi analiz etmek ve bunun sonucunda da sisteme ait bir model çıkarmamız lazım. Seçilen sistemlerin doğası itibari ile bunlar genellikle türevsel denklemler ile modellenir, eğer bu denklemler doğrusallaştırıla bilinirse **Laplace** dönüşümleri ile çok kolay bir şekilde sistem çözümlemeleri yapılabilir. Matematiksel uygulamalar ile, Laplace dönüşümleri gibi, sistemin işleyişinin bir çözümüne ulaşırız. Kısaca, dinamik bir sisteme yaklaşım problemi aşağıdaki gibi özetlenebilir;

- 1.) Sistemi ve onun bileşenlerinin belirlenmesi
- 2.) Gerekli yaklaşımların listelenmesi ve matematiksel modellerin formüle edilmesi
- 3.) Modeli tanımlayan türevsel denklemlerin yazılması
- 4.) Bu denklemlerin çıkış değişkenlerine göre çözümlenmesi
- 5.) Denklem sonuçlarının değerlendirilmesi ve tahminler
- 6.) Gerekli ise yeniden sistemin analiz ve tasarımının yapılması

Aşağıda belirtilen kurallar çok değişkenli sistemlerin transfer fonksiyonlarını bulurken de kullanılacaktır.



Şekil 2.1 Kademeli bağlantı

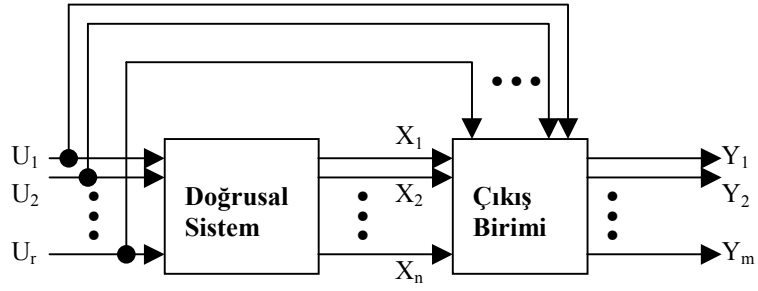


Şekil 2.2 Geri beslemeli bağlantı

1. Kademeli dizi (Cascade) kuralı : Şekil 2.1 deki gibi Seri iç bağlantılı G_1 ve G_2 için sistemin toplam transfer fonksiyonu $G=G_1G_2$ dir.
2. Geri besleme kuralı : Şekil 2.2 deki gibi pozitif geri besleme sistemi için, $\mathbf{v}=(\mathbf{I}-\mathbf{L})^{-1}\mathbf{u}$ bulunur ki burada $\mathbf{L}=\mathbf{G}_2\mathbf{G}_1$ olan döngü içi transfer fonksiyonudur.

2.1. N. DERECEDE N R GİRİŞ FONKSİYONLU DOĞRUSAL TÜREVİLİ DENKLEMLER İLE İFADE EDİLEN SİSTEMLERİN DURUM-UZAY GÖSTERİMİ

Çok girişli çok çıkışlı şekil 2.3 deki gibi bir sistem düşünölsün. Bu sistemde x_1, x_2, \dots, x_n ler durum değışkenlerini, u_1, u_2, \dots, u_r ler giriş değışkenlerini ve y_1, y_2, \dots, y_m ler ise çıkış değışkenlerini ifade etmektedir.



Şekil 2.3 Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistem

Şekil 2.3 deki sistem için sistemi tanımlayan eşitlikler yazılacak olursa;

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= a_{11}(t)x_1 + a_{12}(t)x_2 + \dots + a_{1n}(t)x_n + b_{11}(t)u_1 + \dots + b_{1r}(t)u_r \\ \dot{x}_2 &= a_{21}(t)x_1 + a_{22}(t)x_2 + \dots + a_{2n}(t)x_n + b_{21}(t)u_1 + \dots + b_{2r}(t)u_r \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= a_{n1}(t)x_1 + a_{n2}(t)x_2 + \dots + a_{nn}(t)x_n + b_{n1}(t)u_1 + \dots + b_{nr}(t)u_r \end{aligned}$$

burada $a(t)$ ler ve $b(t)$ ler zamanın (t 'nin) sabit fonksiyonlarıdır. Bu denklemler matris formunda yazılacak olur ise;

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)u \quad [2.1]$$

ki burada;

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} \quad \text{durum vektörü}; \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ \vdots \\ u_r \end{bmatrix} \quad \text{giriş(kontrol) vektörü};$$

$$A(t) = \begin{bmatrix} a_{11}(t) & a_{12}(t) & \cdots & a_{1n}(t) \\ a_{21}(t) & a_{22}(t) & \cdots & a_{2n}(t) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{n1}(t) & a_{n2}(t) & \cdots & a_{nn}(t) \end{bmatrix}$$

$$B(t) = \begin{bmatrix} b_{11}(t) & b_{12}(t) & \cdots & b_{1r}(t) \\ b_{21}(t) & b_{22}(t) & \cdots & b_{2r}(t) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ b_{n1}(t) & b_{n2}(t) & \cdots & b_{nr}(t) \end{bmatrix}$$

ile ifade edilir. Denklem [2.1] ile sistemin durum tanımlamaları yapılmış olmaktadır.

Çıkış sinyali için ise;

$$\begin{aligned} y_1 &= c_{11}(t)x_1 + c_{12}(t)x_2 + \dots + c_{1n}(t)x_n + d_{11}(t)u_1 + \dots + d_{1r}(t)u_r \\ y_2 &= c_{21}(t)x_1 + c_{22}(t)x_2 + \dots + c_{2n}(t)x_n + d_{21}(t)u_1 + \dots + d_{2r}(t)u_r \\ &\vdots \\ y_n &= c_{n1}(t)x_1 + c_{n2}(t)x_2 + \dots + c_{nn}(t)x_n + d_{n1}(t)u_1 + \dots + d_{nr}(t)u_r \end{aligned}$$

denklem tanımlamaları yapılır ve bunlarda matris formunda ifade edilecek olursa;

$$y = C(t)x + D(t)u \quad [2.2]$$

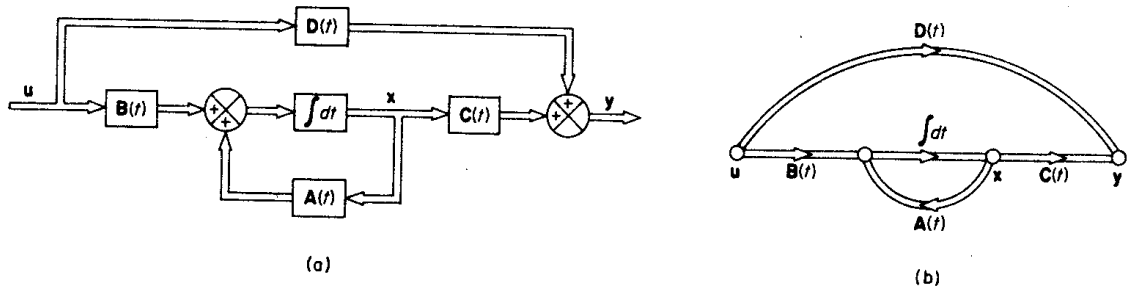
ve burada;

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix} \quad \text{çıkış vektörü};$$

$$C(t) = \begin{bmatrix} c_{11}(t) & c_{12}(t) & \cdots & c_{1n}(t) \\ c_{21}(t) & c_{22}(t) & \cdots & c_{2n}(t) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ c_{n1}(t) & c_{n2}(t) & \cdots & c_{nn}(t) \end{bmatrix}$$

$$D(t) = \begin{bmatrix} d_{11}(t) & d_{12}(t) & \cdots & d_{1r}(t) \\ d_{21}(t) & d_{22}(t) & \cdots & d_{2r}(t) \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ d_{n1}(t) & d_{n2}(t) & \cdots & d_{nr}(t) \end{bmatrix}$$

olur ve buradaki denklem [2.2] sistemin çıkış eşitliklerini verir. $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$ ve $D(t)$ matrisleri sistemin karakteristiklerini tamamen tanımlayabilmektedir.



Şekil 2.4 Blok diyagram gösterimi

Denklem [2.1] ve [2.2] ile ifade edilen sistemin blok diyagram modeli de **şekil 2.4** de görülmektedir.

2.2. TRANSFER FONKSİYONU MATRİSİ

Sistem tanımlaması ;

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}, \mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du} \quad [2.3]$$

ki burada, \mathbf{x} = durum vektörleri, \mathbf{u} = kontrol vektörleri, \mathbf{y} = çıkış vektörleri, \mathbf{A} = n x n matris, \mathbf{B} = n x r matris, \mathbf{C} = m x n matris, \mathbf{D} = m x r matris olmak üzere; bu şekilde tanımlanmış bir sistem ele alınacak olunursa.

Aşağıdaki gibi tanımlanmış olan $\mathbf{G(s)}$ matrisi, çıkış olan $y(t)$ nin Laplace Transformu ile giriş (kontrol vektörü) olan $u(t)$ nin Laplace Transformları arasında ki ilişkiyi göstermektedir ve **transfer matrisi** olarak tanımlanır ve ;

$$\mathbf{Y(s)} = \mathbf{G(s)U(s)} \quad [2.4]$$

şeklinde ifade edilir, daha açık formda yazılacak olunursa;

$$\begin{bmatrix} Y_1(s) \\ Y_2(s) \\ \vdots \\ Y_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) & \cdots & G_{1r}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) & \cdots & G_{2r}(s) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{m1}(s) & G_{m2}(s) & \cdots & G_{mr}(s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1(s) \\ U_2(s) \\ \vdots \\ U_r(s) \end{bmatrix} \quad [2.5]$$

şeklinde olur. Burada $\mathbf{G(s)}$ in (i,j) indisli elemanı olan $G_{ij}(s)$, i .giriş ile j .çıkış arasındaki transfer fonksiyonunu ifade eder. $\mathbf{G(s)}$ matrisini sistemi tanımlayan $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ ve \mathbf{D} matrisleri cinsinden yazılmak istenirse [2.1] ve [2.2] denklemlerinin Laplace Transformu alınır;

$$s\mathbf{X(s)} - \mathbf{x(0)} = \mathbf{AX(s)} + \mathbf{BU(s)} \quad [2.6]$$

$$\mathbf{Y(s)} = \mathbf{CX(s)} + \mathbf{DU(s)} \quad [2.7]$$

olur.

Burada transfer fonksiyonu hesaplanırken başlangıç koşulu olan $x(0)$ 'ın sıfır olduğu kabulü yapılır yani ' $x(0)=0$ ' dır. Daha sonra işlemlere devam edilecek olunursa;

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U}(s) \quad [2.8]$$

bulunur ve bu eşitliği [2.7] de yerine koyulacak olursa;

$$\mathbf{Y}(s) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D}] \mathbf{U}(s) \quad [2.9]$$

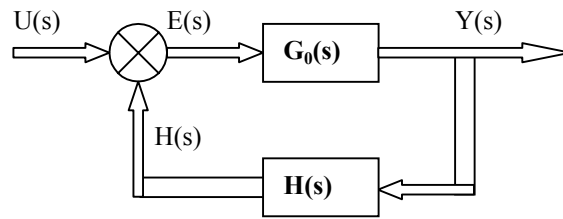
ve [2.4] denklemini uyarınca da sistemin transfer fonksiyonu;

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad [2.10]$$

olarak bulunur.

2.3. İÇ İLİŞKİSİZ ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI SİSTEMLER

Şekil 2.5 deki gibi çok girişli çok çıkışlı bir sistem düşünölsün. İleri yön transfer fonksiyonu matrisi $\mathbf{G}_0(s)$, ve geri besleme yolunun transfer fonksiyonu $\mathbf{H}(s)$ olsun.



Şekil 2.5 Çok girişli Çok Çıkışlı sistemin blok diyagramı

Geri besleme sinyali vektörü $\mathbf{B}(s)$ ve hata sinyali vektörü $\mathbf{E}(s)$ için;

$$\mathbf{B}(s) = \mathbf{H}(s) \mathbf{Y}(s) = \mathbf{H}(s) \mathbf{G}_0(s) \mathbf{E}(s)$$

tanımlaması yapılabilir. Daha sonra kapalı döngü sistemin transfer fonksiyonu hesaplanacak olur ise;

$$Y(s)=G_0(s)[U(s)-B(s)]=G_0(s)[U(s)-H(s)Y(s)]$$

yazılır ve buradan da;

$$[I+G_0(s)H(s)]Y(s)=G_0(s)U(s)$$

elde edilir. Bu eşitlikte $Y(s)$ yalnız bırakılacak olunur ise;

$$Y(s)=[I+G_0(s)H(s)]^{-1}G_0(s)U(s)$$

bulunur. Bu son eşitlikten sistemin kapalı döngü transfer fonksiyonu ;

$$G(s)=[I+G_0(s)H(s)]^{-1}G_0(s) \quad [2.11]$$

olarak bulunur.

Bir çok süreç kontrol sistemi çok girişe çok çıkışa sahiptir, genelde sistemlerde bir girişin sadece bir tek çıkışa etkide bulunması istenilir. Bu şekilde eğer sistem iç ilişkisiz bir hale getirilebilirse her bir çıkışın istenilen değerde tutulması ve dış bozan etkilerin yok edilmesi oldukça kolaylaşacaktır.

Transfer fonksiyonu $G_p(s)$ olan ($n \times n$ boyutlu bir matris olmak üzere) bir yapı (*plant*) ile ilgilenilsin. Bu sistem için tasarlanılacak olan dengeleyici (*compensator*) $G_c(s)$ olsun. Eğer sistem içi ilişkisiz veya etkileşimsiz olmuş olsa idi sistemin transfer fonksiyonu diyagonal yani;

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & G_{11}(s) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & G_{11}(s) \end{bmatrix}$$

şeklinde olacaktı. Burada ilk aşamada geri besleme matrisi olan $\mathbf{H}(s)$ birim matris seçilsin. Denklem [2.11] den yola çıkarak;

$$\mathbf{G}(s) = [\mathbf{I} + \mathbf{G}_0(s)]^{-1} \mathbf{G}_0(s) \quad [2.12]$$

yazılabilir ve bu problem için $\mathbf{G}_0(s)$ için $\mathbf{G}_0(s) = \mathbf{G}_p(s) \mathbf{G}_c(s)$ tanımlaması yapılır ise [2.12] denkleminde yola çıkarak;

$$\mathbf{G}_0(s) = [\mathbf{I} + \mathbf{G}_0(s)] \mathbf{G}(s) \text{ veya } \mathbf{G}_0(s) [\mathbf{I} - \mathbf{G}_0(s)] = \mathbf{G}(s)$$

yazılabilir ve buradan da;

$$\mathbf{G}_0(s) = \mathbf{G}(s) [\mathbf{I} - \mathbf{G}(s)]^{-1}$$

yazılır. Burada tasarlanan kapalı sistem transfer fonksiyonu olan $\mathbf{G}(s)$ diyagonal bir matris, dolayısı ile $\mathbf{I} - \mathbf{G}(s)$ de diyagonal olacaktır. Buradan da bu iki diyagonal matrisin çarpımı olan $\mathbf{G}_0(s)$ de doğal olarak diyagonal olacaktır. Buradan sonuç olarak iç ilişkisizliği sağlayabilmek için geri besleme matrisi $\mathbf{H}(s)$ birim matris olmak üzere sistem için seçilecek olan $\mathbf{G}_0(s)$ in de diyagonal olması şarttır.

2.4. KONTROL EDİLEBİLİRLİK VE GÖZLEMLENEBİLİRLİK

Eğer bir sistemin t_0 anında kontrol edilebilirliğinden bahsediliyor ise, bu sistemi belli bir başlangıç durumu olan $x(t_0)$ noktasından başka bir noktaya sonlu bir zaman içinde taşıyacak bilinen bir kontrol vektörünün bulunabiliyor olmasıdır.

Gözlemlenebilirlik ise; sistemin gözlemlenmek istendiği t_0 anında sistem durum değişkeni $x(t_0)$ ın bir gözlemleyici tarafından sonlu bir zaman içinde belirlenebiliyor olmasıdır.

Gözlemlenebilirlik ve kontrol edilebilirlik kavramları durum uzay gösterimindeki kontrol sistemlerinin tasarımında oldukça önemli bir yer teşkil etmektedir. Kontrol edilebilirlik ve gözlemlenebilirlik durumları kontrol sistem tasarımı probleminin olabilirliği hakkında oldukça önemli bilgiler sunmaktadır. Bir sistemin hangi koşullar altında kontrol edilebilir ve gözlemlenebilir olduğunun bilinmesi oldukça önemlidir.

Kontrol Edilebilirlik: Herhangi x_0 ve x_f durumları ile t_0 başlangıç anı için sistemin $x(t_0) = x_0$ başlangıç durumundan $x(t_1) = x_1$ nihai durumuna getirilebileceği bir $t_1 > t_0$ zamanı mevcut ise, dinamik sistemin durum değişkenleri modeline, tamamen durumu kontrol edilebilir model denir.

Sistemi tanımlayan durum uzay denklemi;

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

olsun. Bu sistemin kontrol edilebilirliğinden bahsedebilmek için, kontrol vektörü u nun r boyutlu olması halinde aşağıdaki gibi $n \times nr$ boyutlu olarak;

$$C = [B, AB, A^2B, \dots, A^{n-1}B] \quad [2.13]$$

ile tanımlanan C matrisin **rank** ı n ise, yani n tane birbiri ile ilişkisiz (lineer bağımsız) sütun vektörleri var ise denklem [2.13] kontrol edilebilirlik matrisi olarak tanımlanır ve sistem kontrol edilebilirdir.

Vektörlerin Lineer Bağımsızlığı: x_1, x_2, \dots, x_n vektörlerinin birbirinden bağımsız olabilmesi için;

$$c_1x_1 + c_2x_2 + \dots + c_nx_n = 0$$

ki burada c_1, c_2, \dots, c_n sabit katsayılar olup, yukarıdaki eşitlik sadece ve sadece tüm c_n katsayılarının sıfır olduğu durumda yani

$$c_1 = c_2 = \dots = c_n = 0 \text{ iken,}$$

sağlanıyor ise x_1, x_2, \dots, x_n vektörleri birbirinden bağımsızdır. Bir başka ifade ile x_n vektörlerinden herhangi birisi diğer vektörler cinsinden ifade edilemiyor ise yani;

$$x_i \neq \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n c_j x_j$$

herhangi bir c_j sabitler dizisi için bu eşitsizlik oluşuyor ise x_n vektörleri birbirinden bağımsızdır.

Gözlemlenebilirlik: Her hangi bir t_0 başlangıç anı için, $y(t)$ çıkış vektörü ile $u(t)$ giriş vektörünün $t_0 \leq t \leq t_1$ aralığında belli olup, $x(t_0)$ başlangıç durumunu tam olarak tanımlamak için yeterli olduğu $t_1 > t_0$ zamanı varsa, dinamik sistemin durum değişkenleri modeline tamamen durumu gözlemlenebilir adı verilir.

Sistemi tanımlayan durum uzay denklemleri;

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} + \mathbf{Du}$$

olsun. Bu sistemin gözlemlenebilir olması için tanımlanmış olan;

$$\mathbf{O} = [\mathbf{C}^T, \mathbf{A}^T \mathbf{C}^T, \dots, (\mathbf{A}^T)^{n-1} \mathbf{C}^T] \quad [2.14]$$

\mathbf{O} matrisinin rankının n olması, veya n tane birbiri ile ilişkisiz (lineer bağımsız) sütun vektörleri var ise denklem [2.14] sistemin gözlemlenebilirlik matrisidir ve sistem tamamen gözlemlenebilirdir.

3. İLERİ KONTROL SİSTEMLERİ

Geçmiş 30 yıllık bir dönem içinde ileri kontrol algoritmaları, yapılmış olan çalışmaların bu alana uygulanması ve pratik uygulamalardaki gelişimlerin ışığında gelişmiştir. 1960 lar dan sonra ise ileri kontrol basit üç terimli kontrol olarak da adlandırılı bilinen **PID** (*Proportional-Integral-Derivative*) kontrol edicilerin geliştirilmesi ile ortaya konulmuştur.

İleri beslemeli kontrol, çok değişkenli kontrol ve optimal kontrol felsefeleri pratik alanda uygulanma imkanı bulmaya başlamıştır. Modern hayatta ki elektronik ve sanayi endüstrisinde bahsi geçen ileri kontrol metodolojileri artık ekseriyetle düşük maliyetli sayısal sistemleri içermektedir. Bugünler de ise ileri kontrol bilgisayar güdümlü teknolojilerin uygulanması ile eş manalı bir konuma gelmiş bulunmaktadır. İleri kontrolün tam olarak neyi ifade edeceğini söylemek gerekir ise; ileri kontrol ileri besleme (*feedforward*) veya kaskad kontrol şemaları, zaman gecikmesi dengeleyicileri, kendinden ayarlı veya adaptif algoritmalar veya optimizasyon stratejilerini içermektedir.

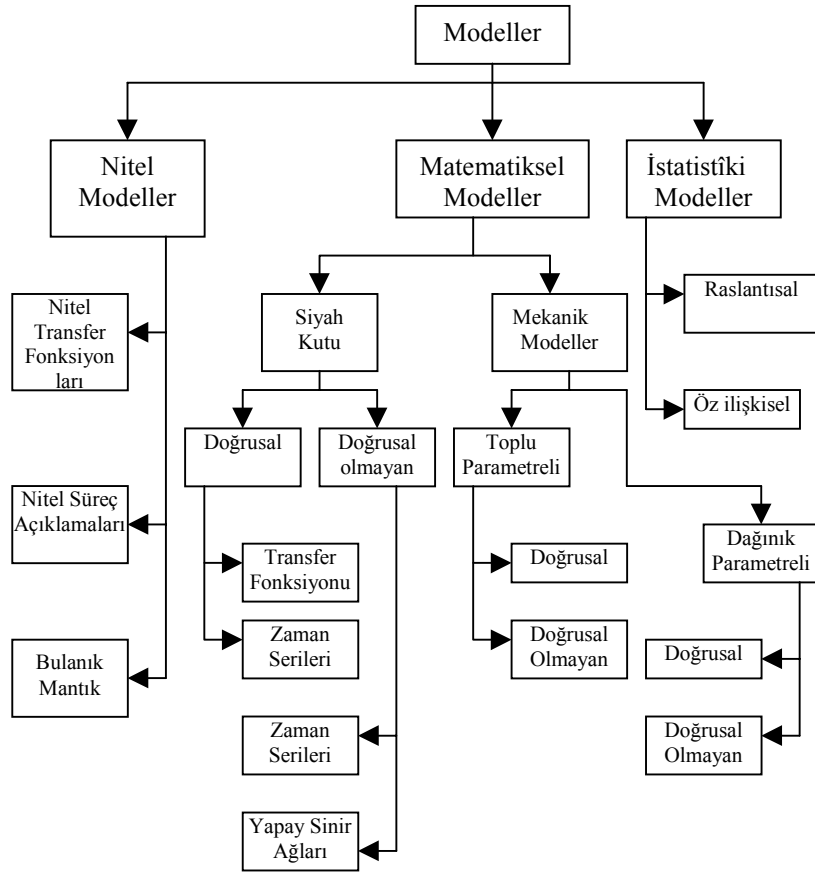
Şu an ki kontrol uygulama alanının temel uğraşı alanı sistem (süreç) modellerinin kullanımına dayalı yaklaşımlardır.

3.1. SÜREÇ MODELLERİ

Herhangi bir sistemin açıklanabilmesi anlaşılabilirliği için öncelikle o sisteme ait bir modelin oluşturulması gereklidir. Burada sistemin dinamik bilgilerin ne kadar model tarafından kapsandığı modelin bu dinamikleri ne kadar tanımlayabildiği oldukça önemlidir. Bazı analiz ve tasarım teknikleri için durum uzay tanımları tek başına yeterli olabilmektedir. Kontrol ihtiyaçları açısından, bir model süreç içinde oluşan değişimlerin algılanabilmesine veya tahmin edilebilmesine imkan tanıyacak nitelikte olmalıdır.

3.1.1. MEKANİK MODELLER

Eğer bir süreç ve onun karakteristiklerine ilişkin yeterince bilgi sahibi isek bu sistemin dinamik yapısını tanımlamak amacı ile bir dizi türevsel eşitliklerden faydalanılabilir. Bu yaklaşım mekanik model gelişimi olarak da adlandırılabilir. Mekanik modelleme genelde fiziksel ve kimyasal süreçlerin tanımlanmasında ve gelişiminde kullanılmaktadır. Sistemin yapısına bağlı olarak kümesel parametrelili veya dağınık parametrelili yapıda bir model oluşturulabilir. Kümesel (toplu) parametrelili yapılar genelde olağan türevsel denklemler (**ODE**, *Ordinary Differential Equations*) ile ifade edilir, dağınık parametrelili sistemler ise kısmi türevli denklemler (**PDE**, *Partial Differential Equations*) ile ifade edilir. ODE ler genelde tek boyutlu davranışları tanımlamak amacı ile kullanılır, bir tank içinde ki sıvı seviyesi gibi, PDE ler ise farklı noktalarda birbirine bağımlı sistemler için kullanılır, homojen karıştırılmamış bir tank içindeki sıcaklık profili gibi.



Şekil 3.1 Model Tipleri Tanımları

Doğal olarak PDE ler ile ifade edilen sistemler çok daha karmaşık ve geliştirilmesi daha zordur. Fakat PDE ler ile ifade edilen dağınık sistemler belli yaklaşımlar ile ODE serileri ile ifade edile de bilir. Sistem modellemelerinde kullanılan belli başlı ayrımlar tanımlamalar şekil 3.1de görülmektedir.

3.1.2. SİYAH KUTU MODELLERİ

Siyah Kutu modelleri bir sistemin girişleri ve çıkışları arasındaki fonksiyonel ilişkiyi basit bir şekilde açıklamaktadır. Toplu parametrelili sistemler için daha ziyade uygundur. Bu fonksiyonların parametreleri herhangi bir süreç parametreleri, ısı kütle transfer sabitleri, reaksiyon kinetikleri gibi, fiziksel nitelikler içermemektedir. Siyah kutu modellemenin mekanik modellemeye karşın en büyük dezavantajı da budur. Şekil 3.1 dede görüldüğü gibi siyah kutu modellemesi doğrusal ve doğrusal olmayan olmak üzere ikiye ayrılmıştır.

Doğrusal kategorisinde transfer fonksiyonları ve zaman serileri ile çözümlemeye gidilebilir. Buradaki tek kayıp nokta ise zaman serisi modellerinde değişkenler rasgele bir davranış sergiler. Bu rasgelelik etkisini göz ardı edilecek olursa transfer fonksiyonları ile zaman serileri eş değer tutulabilir.

Doğrusal olmayan kategorisinde ise zaman serileri yaklaşımı yine mevcuttur ama bu sefer yapay sinir ağları tabanlı modelleme ile birlikte. Doğrusal olmayan zaman serilerinde sistemin doğrusalsızlık yapısının modellenmesi ağırlıkların çarpaz çarpımı ve değişkenlerin üssel kuvvetleri kullanılarak modellenir. Doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde yapay sinir ağı yaklaşımı çok yeni bir kavram değildir. Bununla birlikte bilgisayar teknolojisindeki gelişmeler uygulanması oldukça karmaşık ve fazla işlem gücü gerektiren yapay sinir ağı uygulamalarının model kurumunda kullanımını arttırmıştır.

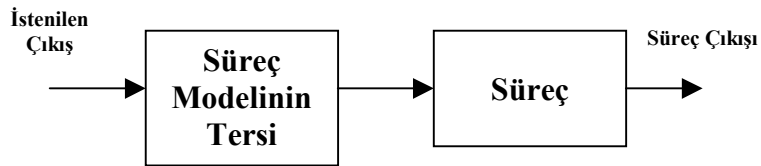
3.1.3. İSTATİKSEL MODELLER

Bir süreci istatistiksel terimler ile ifade etmek açıklamak da bir başka modelleme tekniğidir. İstatistiksel tabanlı zaman serisi analizi bu modelleme tekniğinde de oldukça kullanılmaktadır. Bu tekniğin temeli istatistiksel veri analizi, bilgi (*information*) teorisi, oyun teorisi ve sistemlerin karar verme teorisine dayanmaktadır.

Rastlantısal modeller sistem değişkenlerinin olasılık yoğunluk fonksiyonları olan **PDF**, (*Probability Density Function*) ile karakterize edilir. En geneli normal dağılımdır ki değişkenlerin alacağı değerlerin ihtimalleri ile ilgili bilgi sahibi oluruz. Çoklu olasılık yoğunluk fonksiyonları da burada mevzu bahis olabilir fakat değişkenlerin iç ilişkilerinin hesabı ikiden fazla değişkenin olması durumunda da oldukça zorlaşmaktadır. Öz ilişki modeli ise iki değişkenin ne kadar simetrik olduğu hakkında bilgi verir ve bunu gözlemlememize olanak verir.

3.2. MODELE DAYALI OTOMATİK KONTROL

Verilmiş olan bir sürece ait model de ' ne-eğer ' sorgulaması bir benzetim (*simulation*) ile yapılır, bu işlemin sonucuna dayanarak güvenli bir şekilde işleticinin eğitimi sağlanır. Fakat bu yaklaşım gerçek zamanlı otomatik kontrol için çok uygun değildir. Otomatik kontrol içinde bahsi geçen bir tanımda ters sistem (*inverse system*) problemi ki verilmiş olan bir sistemin sonuncun istediğimiz değere erişmesi için ihtiyaç vardır. Sürecin modelinin yapısına bağlı olarak farklı kontrol stratejileri geliştirilebilir. Şekil 3.2 de ki gibi blokları birer matematiksel operatör olarak düşünersek, eğer bir sürecim gerçekleştirilebilir bir modeli bulunuyor ise ve tabi ki bu modelin tersi de mevcut ise sürecin dinamikleri ters model tarafından elimine edilerek istenilen çıkış olan sistemi girişinin çıkışta gözlenmesi sağlanır.



Şekil 3.2 İdeal Modele Dayalı Kontrol

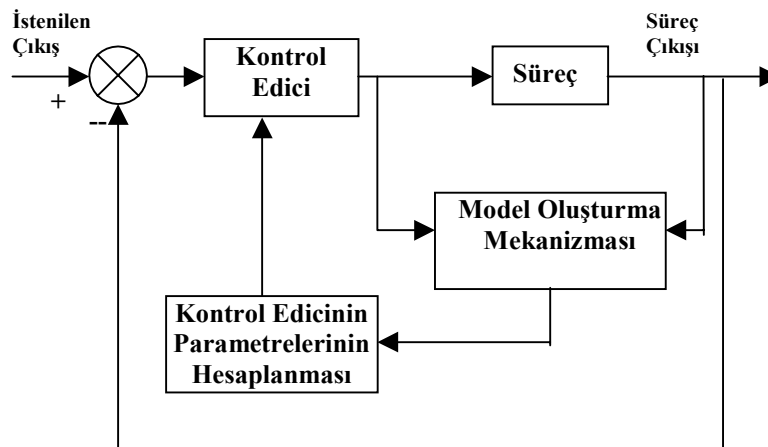
Yani eğer sistemin gerçek bir modeli ve ters modeli ortaya konulabilirse süreç çıkışı her zaman istenilen çıkışa eşit olacaktır.

Burada ki modern kontrol uygulamasında ilk yapılması gereken kontrol edilecek olan sürecin, sistemin bir modelini oluşturmaktır. Fakat her zaman için model iler süreç arasında belli bir hata payı olmaktadır ve bazı durumlarda modelin tersinin alınamaması da mevzubahis olmaktadır dolayısı ile mükemmel bir kontrolün gerçekleşmesi çoğu zaman oldukça zordur.

3.2.1. PID KONTROL EDİCİ

Halihazırda üç terimli kontrol edici olan PID kontrol ediciler şu an için endüstride kullanılan otomatik geri beslemeli kontrol cihazlarının %80 inde kullanılmaktadır. Geçmişte bunlar frekans analiz metotları yardımı ile ayarlanır iken şu an modern yaklaşımda PID kontrol edicinin ayarları süreç modeline bağlı olarak oluşturulmaktadır.

Kolayca söylenebileceği gibi PI (oransal + integral) kontrol edici birinci dereceden doğrusal zaman gecikmesine sahip olmayan sistemler için optimum bir çözüm sunmaktadır. Benzer olarak da PID (oransal + integral + türevsel) kontrol edicide ikinci dereceden doğrusal zaman gecikmesi içermeyen sistemler için optimum çözüm sunmaktadır.



Şekil 3.3 Adaptif Kontrol Edicinin Basit Bir Şematik Gösterimi

Fakat gerçek hayattaki sistemle çoğu zaman doğrusal değildir ve zamanla süreç karakteristikleri değişiklik göstermektedir. Dolayısı ile başlangıç kontrol edici tasarımı için doğrusal bir model seçimi eğer sistemin zaman ile değişerek farklı bir bölgede işlemeye başladığı durumlarda uygulanabilirlikten çıkacaktır. Buna bir çözüm birden fazla kontrol edici tanımlamalarının daha önceden hafızaya alınması veya bir yerde tutulması ve süreç çalışma bölgesini değiştirdikçe buna uygun kontrol edicinin devreye girmesinin sağlanmasıdır. Bu strateji parametrik- veya kazanç- tarifli kontrol olarak adlandırılır ve çalışma bölgesinin değiştiği süreçlerde oldukça yaygın bir kullanım alanı bulmaktadır.

Daha zarif bir teknik ise kontrol ediciyi adaptif olacak şekilde ayarlamaktır. Bu şekilde doğrusal modelin parametrelili o anki sürecin karakteristiklerine bağlı olarak sürekli güncellenecek, yenilenecektir. Buna ilişkin olarak, parametrelerin nasıl kontrol edicinin ayarlarının hesaplanmasında kullanılabileceği şekil 3.3 de görülmektedir.

Kontrol edicinin ayarları sürekli olarak süreç modelindeki değişimlere bağlı olarak güncellenmektedir. Bu gibi yapılar genelde otomatik-ayarlı / adaptif / kendinden-ayarlı gibi tanımlamalar ile nitelendirilir.

PID kontrol edicilere ilişkin çok daha ayrıntılı olarak parametrelerinin seçimi konusunda bilgi ileri bölümlerde sunulacaktır.

3.2.2. ÇOK DEĞİŞKENLİ KONTROL

Şu ana kadar tek bir işlenmiş giriş ve bir kontrol edilmiş çıkıştan oluşan sistemlerden bahsettik yani **SISO** (*Single Input Single Output*) sistemler. Bir çok süreç düzenlenmesi zaruri birçok değişken içermektedir. Kimyasal reaktörler buna en tipik örnektir, ki burada seviye, sıcaklık ve basınç tasarım aşamasında göz önüne alınması gereken faktörlerdir ve burada en azından üç kontrol çevrimi olmalıdır ki bu durumda sistem çoklu döngülü sistem olarak adlandırılır. Bir kontrol edicinin etkisi sistem içindeki diğer döngülerde de etkili oluyor ise kontrol döngüleri iç ilişkilidir tanımlaması yapılır. Eğer her bir kontrol edici kendi içinde ayarlanır ve maksimum performansı sağlayacak

şekilde ayarlandığında sistemdeki iç ilişkilerin kuvveti ile orantılı olarak sistem için kararsızlık durumu ortaya çıkabilir. SISO kontrol ediciler, adaptif, doğrusal veya doğrusal olmayan stratejiler, bu gibi süreçlerde tam manası ile uygulanamaz. SISO sistemler için tasarlanan modeller sistem içindeki iç ilişkilere ilişkin herhangi bir bilgi içermez. Dolayısı ile bu modellerden iyi bir performans beklenemez. **MIMO** (*Multiple Input Multiple Output*) sistemler için en temel çözümleme metodu sistem içindeki iç ilişkileri elimine edebilecek bir ön- veya son- dengeleyici kullanmak olacaktır. Sistem bu şekilde iç ilişkilerden arındırıldıktan sonra her bir döngü tek başına incelenebilir duruma gelir. Bu mümkün olmuyor ise çok değişkenli bir kontrol edici kullanılmalıdır sistem performansını sağlamak için.

3.3. İSTATİKSEL SÜREÇ KONTROLÜ

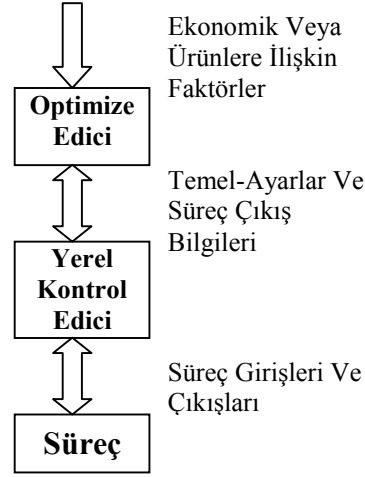
İstatiksel süreç kontrolü (**SPC**, *Statistical Process Control*) imalat endüstrisinde geniş bir uygulama alanı bulmaktadır. 30 yıldan fazla bir süredir bu teknik değişik düzeylerde pratik olarak kullanılmaktadır. SPC istatistiksel modeller ve yöntemleri kullanarak ürün kalitesini ve sürecin verimliliğini düşük maliyet ile arttırmaya çalışmaktadır.

SPC klasik olarak kullanıcı tarafından tanımlanmış bazı kontrol limitleri ile tanımlı sistem değişkenlerinin değişimlerin ardışık çizimleri ve bazı istatistiksel ölçümleri ile başarıya ulaşır. Eğer çizilen istatistik verilen limitleri aşmış ise süreç istatistiksel kontrol dışıdır denir. Düzeltici etki bu aşamadan sonra tanımlamalar, sınırlamalar veya dengeleyiciler şeklinde sisteme uygulanır.

3.4. SÜREÇ OPTİMİZASYONU

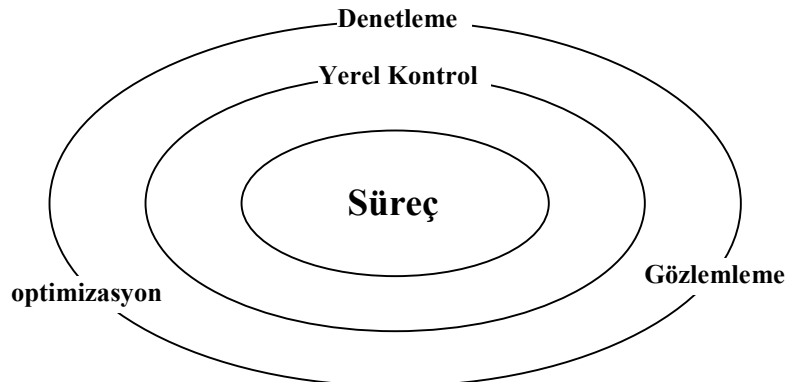
Optimizasyon tekniklerinin uygulanması öngörülen kontrol edicilerin tasarlanması aşamasından bağımsız değildir. Birim çalışma koşullarını istenilen düzeyde tutmaya çalışan yerel kontrol edicilerden farklı olarak, yapının optimize edilmesi çalışma koşullarının ayarlanması gereken yapının bir modeli kullanılır ve minimum hammadde kullanımı ve yüksek kazanç sağlanır.

Optimize edicinin çıkışları yerel kontrol edicinin hedeflerini ayarlar ve yapının, sürecin istenilen çalışma sınırlarında çalışmasını sağlar. Şekil 3.4 de süreç optimizasyonu için çok genel bir şema görülmektedir.



Şekil 3.4 Optimizasyon yapısının şeması

Açıklanmış olan teknikler süreçlerin kontrolü uygulamalarında çok geniş bir yer bulmaktadır. Süreç endüstrileri, reaktörler, ayrık süreçler, buhar kazanları içeren güç istasyonları ve benzeri uygulamalarda bu teknikler kullanılmaktadır. Literatürde belirtilmiş olan bir çok uygulama bu tekniklerin birinin kullanımını içermektedir. Bununla birlikte ileri kontrol uygulamasının temel felsefesi aşağıdaki diyagramda ki gibi olmalıdır.



Şekil 3.5 Modern Kontrolün Hiyerarşik Yapısı

Yerel kontrol , süreç çalışmasını istenilen koşullarda tutmak üzere çeşitli kontrol ediciler kullanılarak geliştirilir. Son yıllarda yüksek seviyeden gözlemleme, optimizasyon ve denetleme görevleri kontrol sürecinde temel uğraşı alanı olmuştur.

4. PID KONTROL EDİCİLER

PID (*Proportional-Integral-Derivative* : **Oransal-Integral-Türev**) kontrol ediciler geri beslemeli kontrol edicilerde en çok kullanılan algoritmalarlardır. PID Kontrol edicinin transfer fonksiyonu denklem [4.1] deki formadadır.

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad [4.1]$$

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

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_c \cdot \left[1 + sT_d + \frac{T_i}{s} \right] \quad [4.2]$$

ile de ifade edilebilir, burada $T_i = K_p / K_i$ ve $T_d = K_d / K_p$ dir ve integral ve türev zaman sabitleri olarak isimlendirilirler ve $K_p \approx K_c$ de kontrol edici kazancıdır. Bazı kontrol ediciler kontrol edici kazancı yerine oransal band ayarını kullanmaktadır, $K_c = 100 / PB$ gibi, burada **PB** oransal durumdur ve 'kontrol edici çıkışı %100 değiştiği zaman ki yüzde hata miktarı' olarak tanımlanır. Türevsel terimden dolayı frekansın artımı ile kontrol edici kazancıda artmaktadır. Bu yüzden pratik PID kontrol ediciler bu yüksek frekanslardan kaynaklanan kazançları birinci dereceden bir ön eleman (alçak geçiren süzgeç) kullanarak limitler. Bu filtrenin zaman sabiti ϵ genelde türev terimi kazancının onda biri mertebesinde seçilir. Pratikte uygulanan PID kontrol edicinin transfer fonksiyonu da ;

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{K_p s^2 + K_d s + 1}{s(\epsilon K_d s + 1)} \quad [4.3]$$

veya

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

ile ifade edilir.

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

PID Kontrol edici tasarımında izlenecek temel basamaklar:

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

Son olarak unutulmamalıdır ki; her üç denetleyiciyi de her seferinde kullanmak zorunluluğumuz yoktur. Eğer PI denetleyici yeterince iyi sonuç veriyor ise türevsel denetleyiciyi kullanmaya lüzum yoktur.

P, I ve D nin karakteristikleri

Denetleyici	Yükselme zamanı	Sistem ani tepkisi	Oturma zamanı	Kararlı durum hatası
K_p	Azalır	Artar	Ufak Değişim Gösterir	Azalır
K_i	Azalır	Artar	Artar	Yok eder
K_d	Ufak Değişim Gösterir	Azalır	Azalır	Ufak Değişim Gösterir

4.1 TASARIM METOTLARI

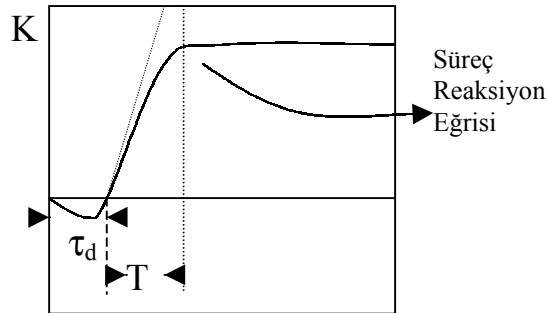
Bu kısımda kısaca SISO (*Single Input Single Output* : Tek Girişli Tek Çıkışlı) sistemler için PID kontrol edici tasarım metotları gözden geçirilecektir.

4.1.1 ZIEGLER-NICHOLS METODU

Ziegler-Nichols (Z-N) tasarım metodu PID kontrol edicilerin parametrelerinin belirlenmesinde kullanılan en yaygın metotlardan birisidir. Bu metotlardan birincisi **sürekli döngü metodu** olarak adlandırılır ve bu metot da kontrol edici kazancı, bastırılmış salınım K_u kazancında sağlanana kadar arttırılır. Eğer tekabül eden salınının periyodu T_u ise o zaman PID kontrol edicinin parametreleri Z-N metoduna göre tablo 4.1 deki tabloda ki gibi seçilir.

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

Tablo 4.1 Z-N ayar kuralları (sürekli döngü metodu için)



Şekil 4.1 Açık Döngü Basamak Tepkisi

Yine Z-N in önermiş olduğu ikinci bir yaklaşımda, genelde **süreç reaksiyon eğrisi metodu** olarak bilinir. Bu metot da sistemin açık döngü birim basamak tepkisi incelenir ve genelde şekil 4.1 deki gibi analiz edilir.

Sistem tepkisinin yaklaşık olarak düzgün bir doğru ile ve τ_d , T ve K katsayıları ile ifade ediliyor. Bu tepki birinci dereceden zaman gecikmeli (**FOPTD**, *First Order Plus Time Delay*) denklem [4.5] deki gibi bir sistemin basamak tepkisini vermektedir.

$$G(s) = \frac{K e^{-\tau_d s}}{Ts + 1} \quad [4.5]$$

Daha sonra **Z-N** kuralları tablo 4.2 de verilmiştir, kontrol edicinin parametreleri bu tabloya uygun bir şekilde seçilebilir.

Kontrol edici	Parametreler		
	K_c	T_i	T_d
P	$\frac{T}{K\tau_d}$	-	-
PI	$\frac{0.9T}{K\tau_d}$	$\frac{\tau_d}{0.3}$	-
PID	$\frac{1.2T}{K\tau_d}$	$2\tau_d$	$0.5\tau_d$

Tablo 4.2 Z-N ayar kuralları (süreç eğrisi metodu için)

Z-N metodunun iki temel dezavantajı vardır. Sonuç kapalı döngü sistemi genelde istenenden daha çok salınıma sahiptir. Bir diğer dezavantajı ise dengelenmemiş sistemin kazanç ve frekansında bağlı olarak, oransal geri besleme döngüsünde salınımına sebep olmaktadır.

4.1.2 COHEN VE COON (C-C) METODU

Cohen ve Coon denklem [4.5] deki gibi bir FOPTD sistem için kapalı döngü tepkisinin 1/4 oranında bir düşüş oranını sağlamasını için geliştirdikleri tasarım metodudur. Bu metodun temel avantajı basitliğidir fakat en belirgin dezavantajı ise çıkış tepkisi için çok salınımlı yargısının konulmasıdır. Bu metod için PID kontrol edicinin parametreleri;

$$K_c = \frac{T}{K\tau_d} \left[\frac{16T + 3\tau}{12T} \right] \quad [4.6]$$

$$T_i = \tau_d \left[\frac{32 + 6\left(\frac{\tau_d}{T}\right)}{13 + 8\left(\frac{\tau_d}{T}\right)} \right] \quad T_d = \frac{4\tau_d}{11 + 2\left(\frac{\tau_d}{T}\right)}$$

denklem seti ile verilir.

4.1.3 İÇ MODEL KONTROLÜ

İç model kontrolü (IMC : *Internal Model Control*) diğer tasarım metodlarına nazaran daha yeni olarak 1980 lerin başlarında ortaya konulmuştur.

Morari, Rivera, Chien ve Chia tarafından IMC de kullanılacak olan PID parametreleri seçimlerinin nasıl yapılacağı ortaya konulmuştur. Morari tarafından ulaşılan bazı sonuçlar tablo 4.3 de verilmiştir buradaki η tasarım parametresidir. Bu model tabanlı yaklaşım değişik modellere karşılık sunduğu çözümler ile daha iyi kontrol performansı sağlar.

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

Tablo 4.3 IMC tabanlı PID kontrol edici parametreleri

4.1.4 HO-HANG-CAO METODU

W. K. Ho , C.C. Hang ve L.S. Cao [1995] in geliştirmiş olduğu kullanışlı PI / PID kontrol edicileri genlik kazancı ve faz aralığı özelliklerine dayanmaktadır. Bu metot da bazı basit yaklaşımlar ile grafiksel veya sayısal metotlar kullanılmaktadır. Bahsi geçen yaklaşımda PI kontrol edicide FOPTD için denklem [4.5] deki model seçilmekte ve ikinci dereceden zaman gecikmeli sistemler için ise denklem [4.7] deki model seçilmektedir.

$$G(s) = \frac{K e^{-\tau_d s}}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad [4.7]$$

FOPTD modeli için yazarlar aşağıdaki PI ayarlarını genlik kazancı **A** ve faz aralığı **θ** cinsinden sunmuşlardır.

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

$$T_i = \left(2w_p - \frac{4w_p^2 \tau_d}{\pi} + \frac{1}{T} \right)^{-1} \quad [4.8]$$

ki burada ;

$$w_p = \frac{A\theta + \frac{1}{2}\pi A(A-1)}{(A^2 - 1)\tau_d} \quad [4.9]$$

ikinci dereceden zaman gecikmeli sistem için model olarak denklem [4.7] yi kullanmaktayız ve bu sistem için PID kontrol edici ayarları;

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

$$T_i = \left(2w_p - \frac{4w_p^2 \tau_d}{\pi} + \frac{1}{T_1} \right)^{-1} \quad [4.10]$$

$$T_d = T_2$$

olarak verilmektedir. Burada sağlanan performans IMC yaklaşımı ile elde edilen performans ile kıyaslanabilecek düzeydedir.

4.2 MIMO PID KONTROL EDİCİ TASARIM METOTLARI

MIMO (*Multi Input Multi Output* : **Çok Girişli Çok Çıkışı**) sistemler için PID kontrol edici tasarımı bu tarz sistemlerin karmaşık yapısı yüzünden daha zordur. MIMO PID kontrol edici tasarımı sistem içinde tekil döngüler üzerine uygulanarak veya tüm sistemi bir arada düşünerek gerçekleştirilebilir.

4.2.1 GENEL ZIEGLER-NICHOLS METODU

Daha önce bahsi geçmiş olan (bölüm 4.1.1) sürekli çevrim metodu MIMO sistemler için genişletilebilir ve bu metot **Genel Ziegler-Nichols Metodu** olarak isimlendirilir. Bu metot kısaca;

1. **n** tane kontrol değişkeni göreceli kontrol kalitesi için **n** tane **c_i** (i=1,2,...n) ağırlık faktörü seçilsin.
2. En iyi giriş-çıkış çifti tanımlaması kullanılarak P kontrol edicili sistemin kararlılığını döngüler arasında aşağıdaki limitleri sağlaması temin edilmeli.

$$\frac{K_{c,i} G_{ii}(0)}{K_{c,i+1} G_{i+1,i+1}(0)} = \frac{c_i}{c_{i+1}}, \quad i = 1, \dots, n-1 \quad [4.11]$$

ki burada **K_{c,i}** P kontrol edicinin **i**. döngüdeki kazancı ve **G_{ii}** de diyagonal süreç kazancınıdır.

3. Verilen sistemin salınma başladığı noktadan, salınım periyodu **T_u** dan kritik frekans olan **w_c** ve kritik kontrol edici kazancı olan **K_{u,i}** bulunmalı.
4. Genel **Z-N** formüllerinin bulunduğu tablo 4.4 den faydalananarak kontrol edicinin parametreleri **α_i** ye bağlı olarak;

$$\alpha_i = \frac{w_c}{w_{i,c}}$$

w_{i,c} **G_{ii}** nin kritik frekansı olma üzere seçilir.

5. Kontrol kalitesinin istenilen düzeyde olup olmadığının kontrol edilmesi, eğer değil ise **α_i** değiştirilerek 2. adıma geri dönülmesi.

şeklinde özetlenebilir.

Kontrol Edici	Parametreler		
	K_c	T_i	T_d
P	$\alpha_1 K_{u,i}$	-	-
PI	$\alpha_2 K_{u,i}$	$0.8T_u$	-
PID	$\alpha_3 K_{u,i}$	$0.5T_u$	$0.12T_u$
ki burada;	$0.5 \leq \alpha_1 \leq \sqrt{0.5}$ $0.45 \leq \alpha_2 \leq \sqrt{0.45}$ $0.6 \leq \alpha_3 \leq \sqrt{0.6}$		

Tablo 4.4 Genel **Z-N** kural tablosu

4.2.2 ZHUANG VE ATHERTON OPTİMİZASYON METODU

Bu metot ani geçit tepkilerine genel **Z-N** metoduna, karakteristik kök, ve diğerk metotlara oranla daha iyi cevap vermektedir. Bu metot daha ziyade **TITO** (*Two Input Two Output: İki Girişli İki Çıkışlı*) sistemler için uygulanmaktadır. Fakat diğerk MIMO sistemler içinde genellenebilir.

TITO sistemlerde hata sinyali;

$$E(s) = R(s) - C(s) = [I + G(s)G_c(s)]^{-1}R(s)$$

şekinde yazılabilir, burada $R(s)$ ve $C(s)$ ler doğalk olarak 2x1 lik giriş ve çıkış vektörleridir, $G(s)$ 2x2 lik sistem transfer matrisi ve $G_c(s)$ de kontrol edici sistemin transfer matrisidir. Yukarıdaki tanımlamadan hareketle $E(s)$ için;

$$E(s) = \begin{bmatrix} 1 + G_{11}(s)G_{c1}(s) & G_{12}(s)G_{c2}(s) \\ G_{21}(s)G_{c1}(s) & 1 + G_{22}(s)G_{c2}(s) \end{bmatrix}^{-1} R(s) \quad [4.12]$$

yazılır. Optimum PID ayarları, denklem [4.12] deki elemanlardan birisinin integral performans kriteri fonksiyonunun minimize edilmesi ile seçilir. Yani $E(s)$ hata sinyalini minimum edecek kontrol edici seçimi yapılır.

4.2.3 SERAJİ METODU.

Bu yöntem kutup atamasına danalı olarak Seraji ve Tarkoh tarafından teklif edilmiştir. Bu metodun temel basamakları sırası ile;

1. Kontrol edilecek sistemin durum uzay gösterimi şeklide denklem [4.13] tarzında transfer fonksiyonu bulunur.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} + \mathbf{Ed} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx}\end{aligned}\quad [4.13]$$

ki burada \mathbf{x} $n \times 1$ lik durum vektörü, \mathbf{u} $m \times 1$ lik kontrol vektörü, \mathbf{d} $v \times 1$ lik bozucu etki (gürültü, hata) vektörü, \mathbf{y} de $L \times 1$ lik çıkış vektörü.

2. Aşağıdaki gibi yeni bir sistem için (**AA BB CC DD**) matris tanımlamaları yapılır ve bu sistemin durum değişkenlerini içeren matriste **z** olsun.

$$AA = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad BB = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad CC = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

ki bu yeni tanımlanmış sistemde gözlemlenebilir ve kontrol edilebilir olmalı.

3. Bu yeni sistemi , kontrolün başlangıç kurallarının uygulaması olan $\mathbf{u} = \mathbf{u}_c + \mathbf{Kz}$ ile döngüsel hale getirelim, ki burada **K** $m \times L$ lik tam rank L matristir ve \mathbf{u}_c de $m \times 1$ lik tasarlanan kontrol sinyali olsun. Bu koşullarda tanımlanan;

$$AA1 = \begin{pmatrix} A & BK \\ -C & 0 \end{pmatrix}$$

sistemi de döngüsel olmalıdır.

4. $m \times L$ lik kontrol transfer fonksiyonun birim-rank yapısında olacak şeklide ;

$$k(s) = \left(k_c + \frac{t_i}{s} + t_d s \right) M \quad [4.14]$$

seçilmeli, burada M $1 \times L$,k nümerik tasarımcı tarafından belirlenen bir vektördür. Daha sonra kapalı döngü sistemin karakteristik denklemi bulunur. Tasarlanan kapalı döngü karakteristik denklemi ile bunu karşılaştırarak kontrol edici olan **k(s)** in parametreleri belirlenir.

5. İstenilen PID kontrol edicinin parametreleri de orijinal sistemden;

$$G_c(s) = \frac{K}{s} + k(s) \quad [4.15]$$

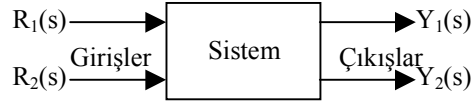
ile bulunur.

Fakat bu metot içinde iki önemli sınırlayıcı etken vardır, bunlar kontrol edicinin birim-rank yapısında olması gerekliliği, bir diğeri de, seçilen K ve M matrislerinin kontrol edici tasarımında oldukça önemli bir yer tutuyor olmasıdır.

Sonuç olarak PID kontrol ediciler endüstriyel süreçlerin %90 ından fazlasında kullanılmaktadır 1940 lardan bu yana kontrol edicilerin tasarımı ayarlanması ile ilgili olarak oldukça fazla metot uygulamaya konulmuş ve geliştirilmiştir.

5. ÇOK DEĞİŞKENLİ SİSTEMLERİN ANALİZİ

Bir çok değişkenin kontrol edildiği sistemlerin tanımlamalarını yapmak için genelde iç bağlantı bloklar kullanılır. Örnek vermek gerekirse şekil 5.1 iki giriş değişkeni ve iki çıkış değişkenine sahiptir.



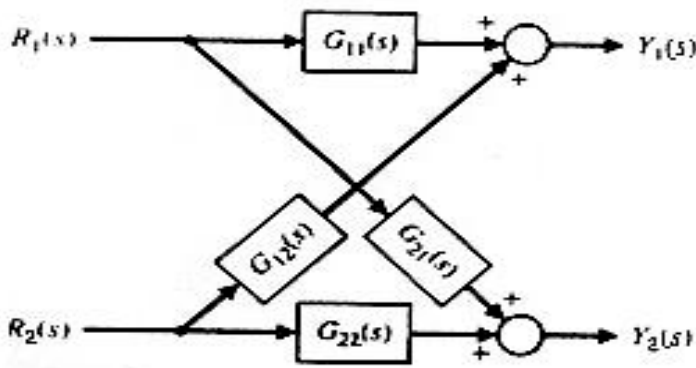
Şekil 5.1 İki girişli iki çıkışlı sistem

Transfer fonksiyon ilişkilerini kullanarak bu sistem değişkenlerini;

$$Y_1(s) = G_{11}(s)R_1(s) + G_{12}(s)R_2(s) \quad [5.1]$$

$$Y_2(s) = G_{21}(s)R_1(s) + G_{22}(s)R_2(s) \quad [5.2]$$

[5.3] ve [5.2] denklemleri ile tanımlayabiliriz. Burada $G_{ij}(s)$ fonksiyonu i . çıkış değişkeni ile j . giriş değişkeni arasındaki ilişkiyi içeren transfer fonksiyonudur. Bu



denklem setinin blok diyagram ile gösterimi de şekil 5.2 de görülmektedir.

Şekil 5.2 Sistem blok diyagramı

Bu sistemi tanımlayan transfer fonksiyonunu kısaca; $\mathbf{Y}=\mathbf{GR}$ şeklinde de ifade edebiliriz ki burada; \mathbf{Y} ve \mathbf{R} matrisleri \mathbf{I} Çıkış ve \mathbf{J} giriş değişkenlerini ifade eden sütun matrisleridir, \mathbf{G} ise \mathbf{I} den \mathbf{J} ye transfer fonksiyonunu ifade eder. Matris gösterimi bir çok değişken içeren karmaşık çok değişkenli sistemlerin iç ilişkilerinin gösterilmesinde kullanılır.

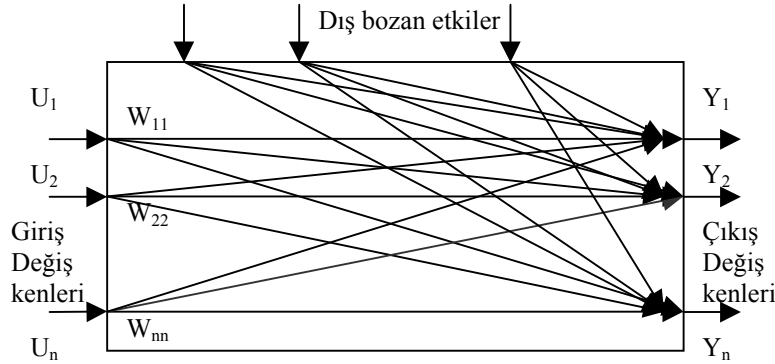
Çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemleri m girişli L çıkışlı sistemler olarak tanımlayabilir en basit anlamıyla. Dolayısı ile bu sistem için basit transfer fonksiyonu $\mathbf{y(s)}=\mathbf{G(s)u(s)}$ olur ki burada; \mathbf{y} $L \times 1$ lik bir vektör, \mathbf{u} $m \times 1$ lik bir vektör, $\mathbf{G(s)}$ ise $L \times m$ lik transfer fonksiyonu matrisidir.

Eğer bu sistemde ilk giriş olan u_1 değişecek olursa, doğal olarak girişler ile çıkışlar arasında etkileşim var ise, y_1, y_2, \dots, y_L çıkışları etkilenir. Etkileşimsiz bir yapımız var ise eğer elimizde bunun sonucu olarak u_1 sadece y_1 i, u_2 yalnızca y_2 yi etkiler.

Tek girişli tek çıkışlı skaler (SISO) sistemler ile MIMO sistemler arasında yapıda ki yön kavramı en temel farktır. Yön kavramı sadece vektörler ve matrisler için geçerlidir, skalerler için bundan bahsedilemez. Yön kavramının getirdiği karmaşıklığı bir kenara bırakacak olursak, SISO sistemler için geçerli olan bir çok teknikleri MIMO sistemleri de kapsayacak şekilde genişletebiliriz. Buradaki tek istisna, Bode kararlılık kriterinin tekil değerler için genelleştirilememesidir. Buda MIMO transfer fonksiyonlarının faz değerlerinin tespitinde güçlükler çıkarmaktadır.

Bu kısımda, öncelikle çok değişkenli transfer fonksiyonlarının blok şemalarının belirlenmesi ile ilgili bazı kuralların tanımlanması yapılacaktır. Doğal olarak skaler sistemler için geçerli bir çok formül burada da kullanılacak yalnız, burada matris ve vektörler ile işlem yapılıyor olmasından dolayı çarpımların yer değiştirme özelliği yoktur yani; $\mathbf{GK} \neq \mathbf{KG}$

Çok değişkenli sistemler için daha genel ve ayrıntılı bir blok şema çizmek gerekirse sadece sistem bloğunu gösteren yapı şekil 5.3 de görülmektedir.



Şekil 5.3 Sistem iç modeli

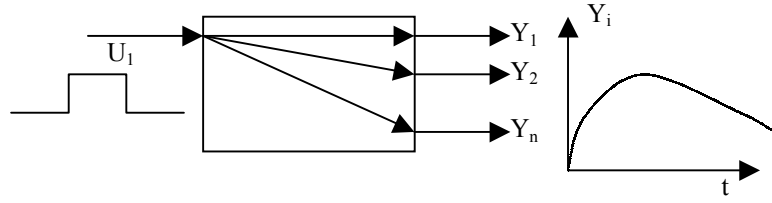
Burada gösterilen yapıda temel olarak tüm giriş ve çıkış değişkenlerinin birbirleri ile belli bir ilişkide olduğu düşünülecek olursa, bunların her birinin ayrı ayrı transfer fonksiyonlarından bahsedilebilir. Bu bahsi geçen iç transfer fonksiyonları da şekil 3.3 de W_{11} , W_{12} ... ler ile ifade edilmiştir. Sistemin genel transfer fonksiyonunu yazacak olur isek sistemin dinamiği;

$$G(s) = \begin{bmatrix} W_{11}(s) & W_{12}(s) & \dots & W_{1m}(s) \\ W_{21}(s) & W_{22}(s) & \dots & W_{2m}(s) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ W_{m1}(s) & W_{m2}(s) & \dots & W_{mm}(s) \end{bmatrix} \quad [5.4]$$

şeklinde olur.

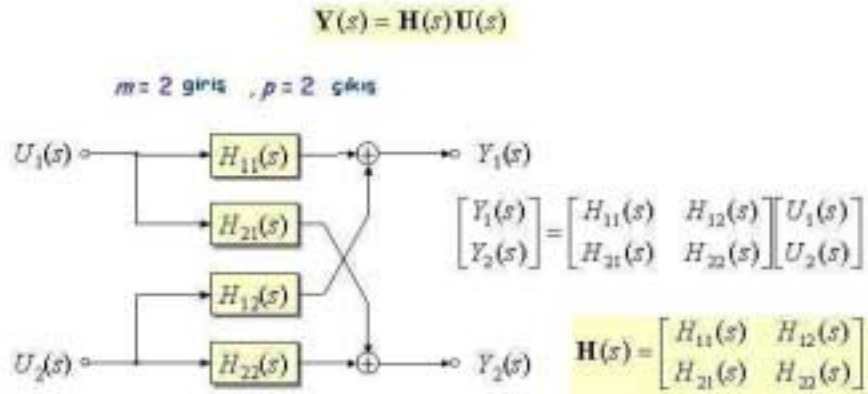
Bu gibi süreçlerde [5.4] denklemi ile belirtildiği gibi sistemin bir dinamik matrisini yazabilmek için öncelikle teorik olarak veya deneysel metotlar ile iç transfer fonksiyonlarının bulunması gerekir.

Bunun için en basit deneysel yöntem her bir giriş değişkenine diğerlerini sabit tutmak koşulu ile basamak fonksiyonları uygulamak ve her bir çıkışın değerlerini ayrı ayrı gözlemleyerek o giriş değişkeni ile çıkış değerleri arasındaki ilişkiyi şekil 5.4 de ki gibi belirlemek olacaktır. Bu ilişkiler belirlendikten sonra iki girişli iki çıkışlı bir sistem örneği vermek gerekirse şekil 5.5 de ki gibi bir tanımlama yapılabilir.



Şekil 5.4 İç dinamiklerin bulunması

Sistemin iç dinamikleri belirlendikten sonra, öncelikle sistemin kontrol edilebilmesi için en temel yapılması gereken sistemdeki iç ilişkilerin ortadan kaldırılması ve birinci girişin sadece birinci çıkışa etkisinin, ikinci girişin sadece ikinci çıkışa etkisinin olması sağlanmalıdır. Daha sonra sistemin kararlılığı ve genel performansı da göz önünde bulundurularak bir kontrol edici tasarlanarak sisteme eklenir.



Şekil 5.5 Sistem Transfer Matrisi

olmasını sağlayacak seri ön dengeleyicileri bulmaya çalışalım. Öncelikle bu sistemde daha önceki bölümlerde (bölüm 2.3) anlatıldığı üzere sistem açık döngü transfer fonksiyonu;

$$G_0 = G(I - G)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s+1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{5s+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{s+1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{5s+1}{5s} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{5s} \end{bmatrix}$$

olur . Şekil 5.6 dan sistemin transfer fonksiyonu matrisi;

$$G_p(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{2s+1} & 0 \\ 1 & \frac{1}{s+1} \end{bmatrix}$$

dir ve buradan açık döngü transfer fonksiyonunu yeniden yazılacak olursa;

$$G_0(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{5s} \end{bmatrix} = G_p(s)G_c(s) =$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{1}{2s+1} & 0 \\ 1 & \frac{1}{s+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{c11}(s) & G_{c12}(s) \\ G_{c21}(s) & G_{c22}(s) \end{bmatrix}$$

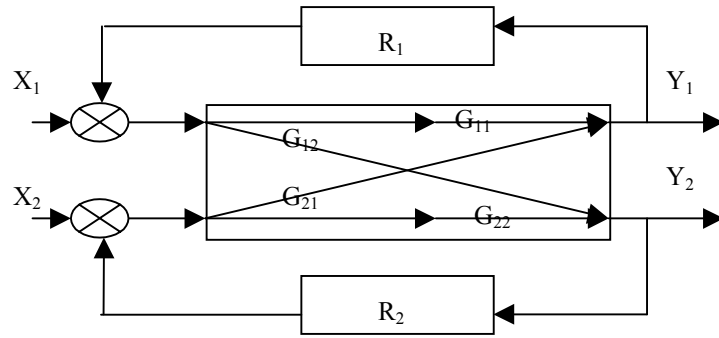
halinde ifade edilebilir. Bu eşitliklerden $G_c(s)$ i elde edecek olursak sistemimiz için tasarlanan ön dengeleyici;

$$\begin{aligned}
G_c(s) &= \begin{bmatrix} G_{c11}(s) & G_{c12}(s) \\ G_{c21}(s) & G_{c22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2s+1} & 0 \\ 1 & \frac{1}{s+1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{5s} \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} 2s+1 & 0 \\ -(s+1)(2s+1) & s+1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{5s} \end{bmatrix} = \\
&= \begin{bmatrix} \frac{2s+1}{s} & 0 \\ \frac{-(s+1)(2s+1)}{s} & \frac{s+1}{5s} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

olarak bulunur. Bu eşitlikten de görüldüğü üzere $G_p(s)$ sürecini diyagonal hale getirmek için kullanılması gereken ön dengeleyici $G_c(s)$ için; $G_{c11}(s)$ ve $G_{c22}(s)$ ler PI kontrol edici formunda $G_{c21}(s)$ ise PID kontrol edici formunda dır. Bu şekilde eğer $G_p(s)$ süreci için bulmuş olduğumuz $G_c(s)$ ön dengeleyicisi kullanılacak olur ise sistemimizde artık R1 girişi sadece Y1 çıkışını etkileyecek ve R2 girişimiz sadece Y2 çıkışını etkileyecek yani sistemi içindeki iç ilişki elimine edilmiş olacaktır.

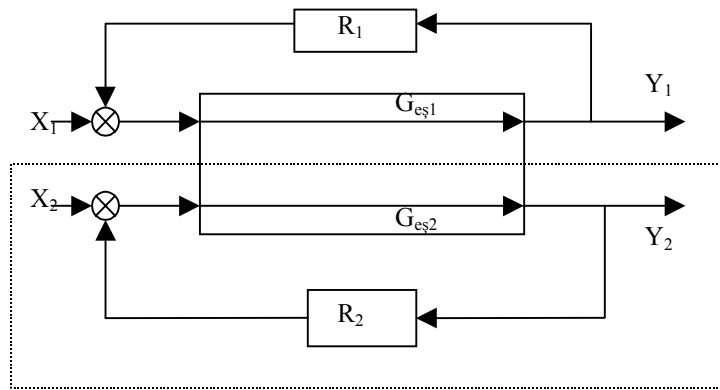
5.1.2 PARALEL SİMETRİK BİR TITO SİSTEM

Kimi çok değişkenli sistemler birden fazla giriş-çıkış değişkenine sahip olmasına karşın yapısında ki simetriden dolayı birbirinden ayrı olarak ele alınabilir. Yani sistemin iç ilişki esas kanal transfer fonksiyonları $G_{11}(s)$ ve $G_{22}(s)$ ler birbirlerine eşit ve aynı zamanda da çapraz ilişki transfer fonksiyonları olan $G_{12}(s)$ ve $G_{21}(s)$ ler de birbirlerine eşit ise, bu sistemi sadece tek bir çevrimde inceleye biliriz.



Şekil 5.7 Paralel simetrik sistem

Bu sistemi tek kanallı olacak şekilde ifade edecek olur isek;



Şekil 5.8 Eşdeğer kanallı paralel simetrik sistem

Şekil 5.7 de ve şekil 5.8 de görülen sistem için, sistemi tanımlayan transfer fonksiyonlarını yazacak olur isek;

$$G_{11}(s) = G_{22}(s) = \frac{500.e^{-180s}}{3560.10^3 s^3 + 796.10^2 s^2 + 471s + 1}$$

ve

$$G_{12}(s) = G_{21}(s) = \frac{400.e^{-180s}}{8740.10^3 s^3 + 1090.10^2 s^2 + 531s + 1}$$

şeklindedir. Buradan eşdeğer kanal transfer fonksiyonları ise;

$$G_{eş1}(s)=G_{11}(s)+G_{21}(s) \quad \text{ve} \quad G_{eş2}(s)=G_{22}(s)+G_{21}(s)$$

olarak yazılır ve doğal olarak da $G_{eş1}(s) = G_{eş2}(s)$ dir. Burada sistem transfer fonksiyonu içinde kullanılan ve sistemin zaman gecikmesi olarakta adlandırılabilen e^{-ts} için bu terimin aşağıdaki seri açılımı kullanılabilir.

$$e^{-180s} = \frac{1}{4374.10^4 s^4 + 972.10^3 s^3 + 162.10^2 s^2 + 180s + 1}$$

Verilmiş olan bu eşitliklerden faydalanarak sistemi tek bir kanal için aşağıda kaynak kodları verilmiş olan MATLAB ortamında hazırlanmış olan program ile incelenecek olursa şekil 5.9 deki sonuçları elde ederiz.

```
-----
%Verilmiş olan iki girişli iki çıkışlı simetrik dinamik matris
%kontrol sistemi için PID denetleyicisi vasıtasıyla sistemin basamak
%tepkisinin incelenmesi amacıyla hazırlanmış olan program

ne=[1]; % exp(-180s) lik gecikmenin Taylor serisi
de=[4374e+4 972e+3 162e+2 180 1]; % katsayıları

% tanımlanmış olan W11 ve W12 transfer fonksiyonları

nw11=500;dw11=[356e+4 796e+2 471 1];
nw12=400;dw12=[874e+4 109e+3 531 1];

% simetrik sistem için Weş eşdeğer transfer fonksiyonu

nwes=ne*(nw11*dw12+nw12*dw11);
dwes=conv(de,conv(dw11,dw12));
time=0:100:10500;subplot(221);step(nwes,dwes,time);
```

```
hold on;
```

```
% basamak tepkisi incelenecek sistemin transfer fonksiyonu
```

```
% her seferinde girilen farklı Kp Ki Kd değerleri için
```

```
% hesap edilir.
```

```
c=1;t=0;while c==1,
```

```
    Kp=input('Kp= ');
```

```
    Ki=input('Ki= ');
```

```
    Kd=input('Kd= ');
```

```
    np=[Kd Kp Ki]; dp=[1 0];
```

```
    d1=conv(dwes,dp);
```

```
    d2=[zeros(1,6) conv(np,nwes)];
```

```
    d=d1+d2; n=conv(nwes,dp);
```

```
    time=0:10:10000;subplot(222);step(n,d,time);hold on;
```

```
    t=t+1;
```

```
    c=input('Yeni Katsayı Yazmak için(1),Geçmek için (Enter)');
```

```
    if isempty(c)
```

```
        c=0;
```

```
    end;
```

```
    if t==2
```

```
        c=0;
```

```
    end;
```

```
end;
```

```
%Burada ise PID denetleyici için Kd=Kp=Ki=k alarak belli bir aralıktaki
```

```
%katsayıları sisteme uygulayarak basamak tepkilerini çizdirmektedir.
```

```
for t=1:5:50,
```

```
    k=1e-4/t;
```

```
    np=[k k k]; dp=[1 0];
```

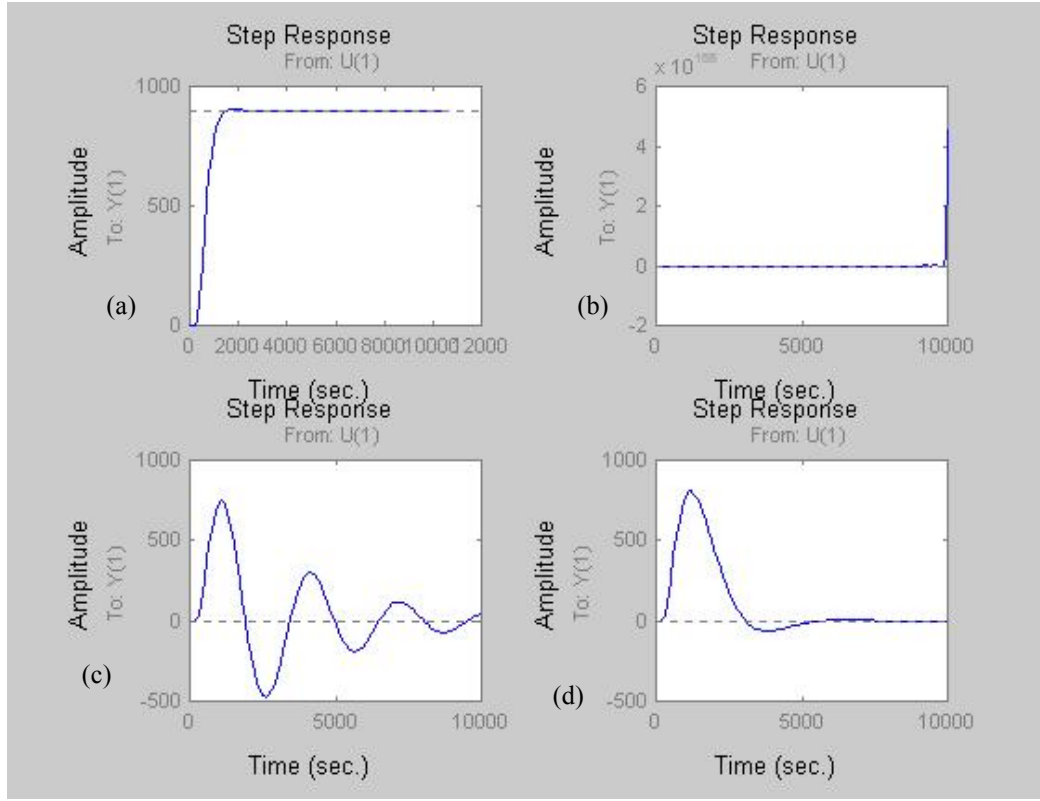
```
    d1=conv(dwes,dp);
```

```

d2=[zeros(1,6) conv(np,nwes)];
d=d1+d2;
n=conv(nwes,dp);
time=0:100:10000;subplot(223);step(n,d,time);pause(.1);
end;
np=[1e-6 9e-7 9e-7]; dp=[1 0];
d1=conv(dwes,dp);
d2=[zeros(1,6) conv(np,nwes)];
d=d1+d2; n=conv(nwes,dp);
time=0:100:10000;subplot(224);step(n,d,time);
-----

```

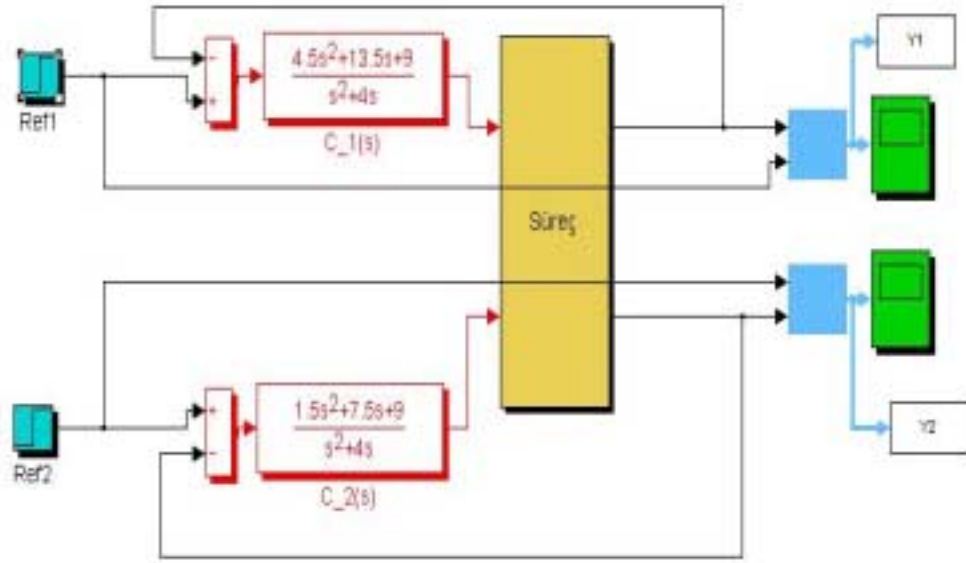
Bu program çalıştırıldığı zaman önce G_{es} eşdeğer transfer fonksiyonunun yani hiç bir denetleyici uygulanmadan önceki sistemin basamak tepkisini şekil **5.9(a)** da çizer. Daha sonra komut penceresinden bizden K_p, K_i, K_d değerlerini girmemizi bekler. Bu değerleri girdikten sonra girilen katsayıların oluşturduğu PID denetleyicisinin uygulandığı sistemin basamak tepkisini şekil **5.9 (b)** de çizer. Daha sonra sistem için uygulanan denetleyicinin katsayılarını belli sınırlar arasında değerleri sırayla vererek sistemin çıkışına olan etkisini grafiksel olarak şekil **5.9(c)** gösterdikten sonra sistem için hesap edilmiş olan optimum katsayılar ile sistemin basamak tepkisini şekil **5.9 (d)** de çizer.



Şekil 5.9 Sistem tepkileri

5.1.3 DOĞRUSAL BİR MIMO SİSTEMİN DAĞITIK KONTROLÜ

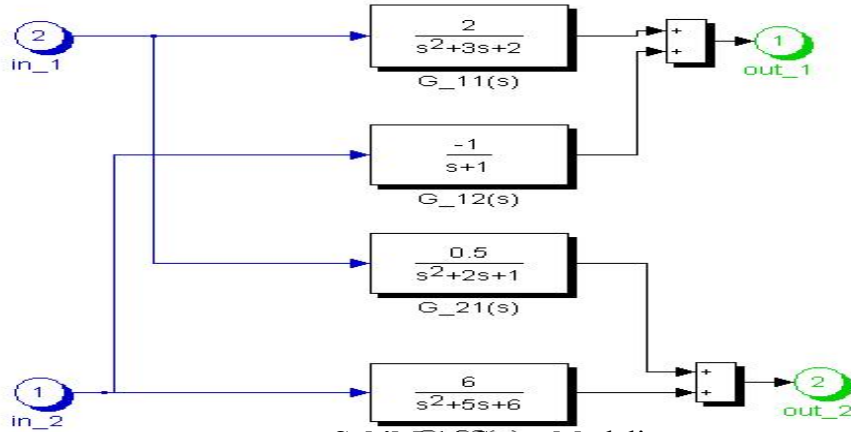
Dağıtık (decentralized) kontrol; sistemlerde sistem iç ilişkilerinin ortadan kaldırılmadığı veya kaldırılamadığı durumlar için geçerli olan bir kontrol edici yapısıdır. Burada kontrol edici sistem doğrudan süreç girişlerine uygulanmakta ve sistemi bu şekilde kontrol etmeye çalışmaktadır. Şekil 5.10 daki gibi bir sistem bu yapıya temel bir örnektir.



Şekil 5.10 Doğrusal MIMO sistemin dağıtık kontrolü

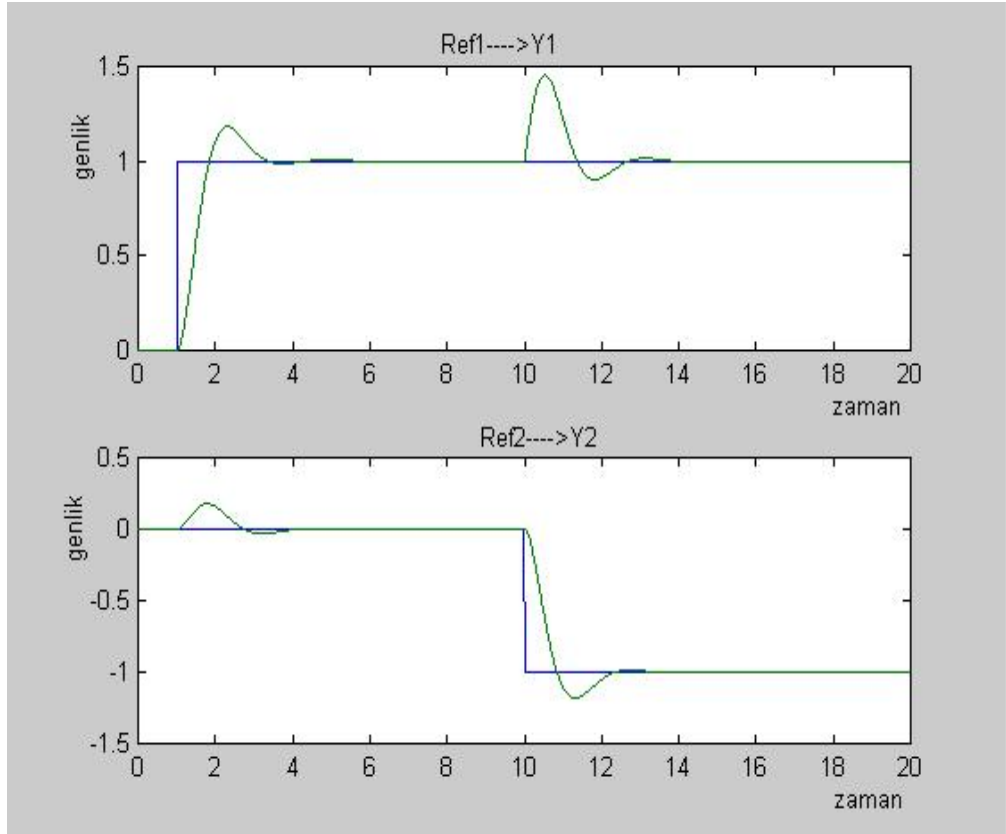
Bu sistemin MATLAB Simulink ile hazırlanan yukarıdaki şemada, süreç ile belirtilen sistemimizin alt blok şeması şekil 5.11 de görülmektedir. Bu sistem modelinde de açıkça görüldüğü gibi sistemde iç ilişkiler mevcut bulunmaktadır.

Bu sisteme **Ref1** ve **Ref2** girişlerinden basamak fonksiyonu uygulanmaktadır. Kontrol edicimiz olan **C_1(s)** ve **C_2(s)** süreç çıkış değerleri ile bu giriş değerleri arasında ki farkı minimize edecek sinyalin sürece girdi olarak verilmesini temin etmektedir.



Şekil 5.11 Süreç Modeli

Bu sistemin girişleri ile çıkışlarını hazırlanan benzetimi çalıştırmak sureti ile şekil 5.12 deki sonuçlar gözlemlenir. Buradan da görüleceği üzere sistem **Ref1** girişini **Y1** çıkışı, **Ref2** girişini de **Y2** çıkışı takip etmektedir. Yalnız sistemi içindeki iç ilişkiler nedeni ile **Ref1** girişindeki değişimler **Y2** çıkışında da değişime ve aynı zamanda da **Ref2** girişindeki değişimler de **Y1** çıkışında değişime neden olmaktadır. Fakat kontrol edici ile bu ani değişimlerde kısa bir süre zarfında dengelenmekte ve sistem istenilen giriş değerini takip etmektedir.

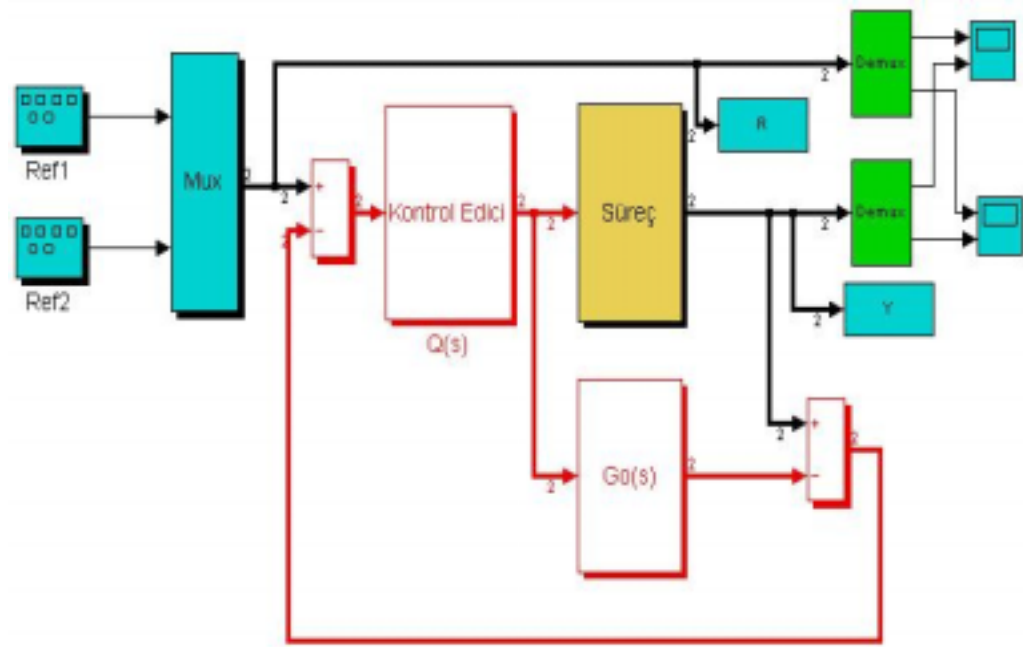


Şekil 5.12 Sistem çıktı tepkileri

5.1.4 MIMO SİSTEM İÇİN İÇ MODEL KONTROLÜ (IMC)

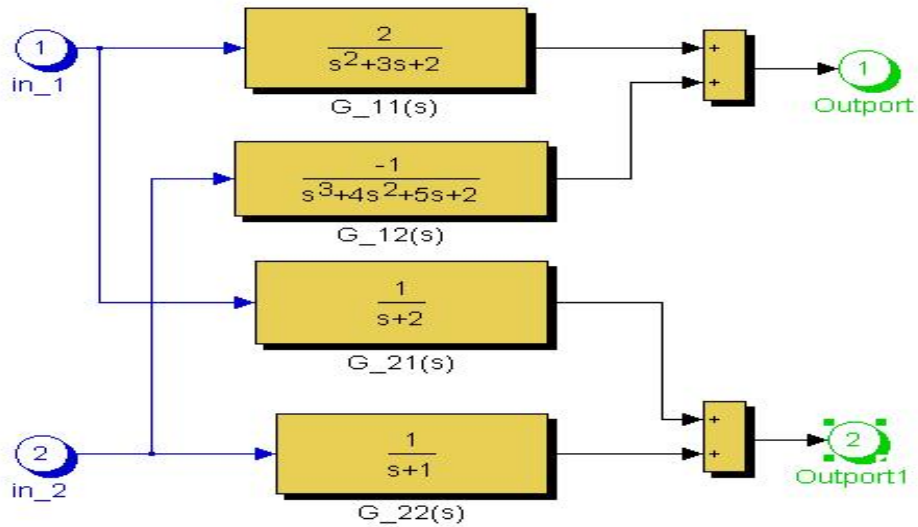
Endüstriyel süreçlerde sistemin optimizasyonu ve kontrolü için öncelikle sistemin modelinin bulunması ve bu model üzerinde çeşitli benzetimler ile sistemin istenilen çıkış değerlerine ulaştığının gözlemlenmesinin ardından asıl sisteme uygulanır. Modele dayalı kontrol de sürecin modelinin çıkış değerleri ile sistemin çıkış değerleri karşılaştırılarak aralarında ki farkın minimum olması istenir. Sistemin iç dinamiklerinin

değişimi sonucu model ile süreç arasındaki farkın artması durumunda kontrol edici sistem bu farkı azaltmak için sürece uygulanması gereken sinyali uygun seviyeye çeker.



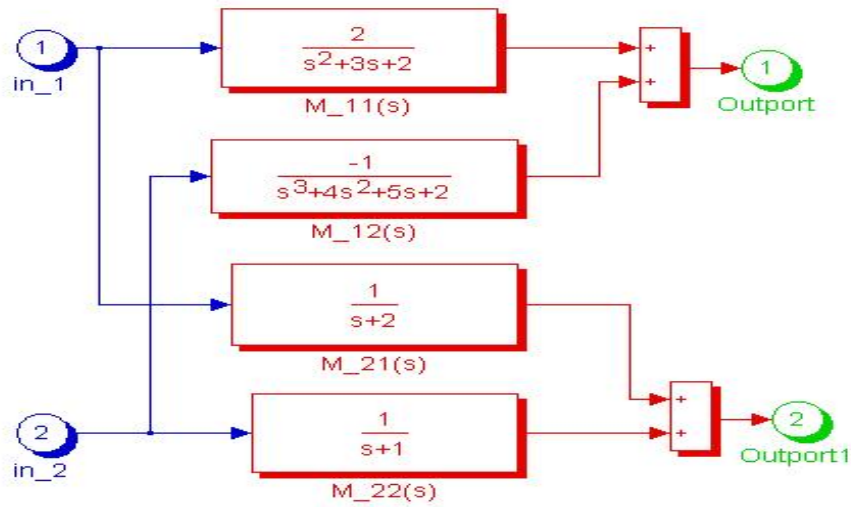
Şekil 5.13 Modele dayalı kontrol

Şekil 5.13 de görüldüğü üzere sistem ve bu sistemin matematiksel modeli bir arada kullanılarak sistemin çıkışları ile modelin çıkışlarının farklarının minimum olması sağlanır.

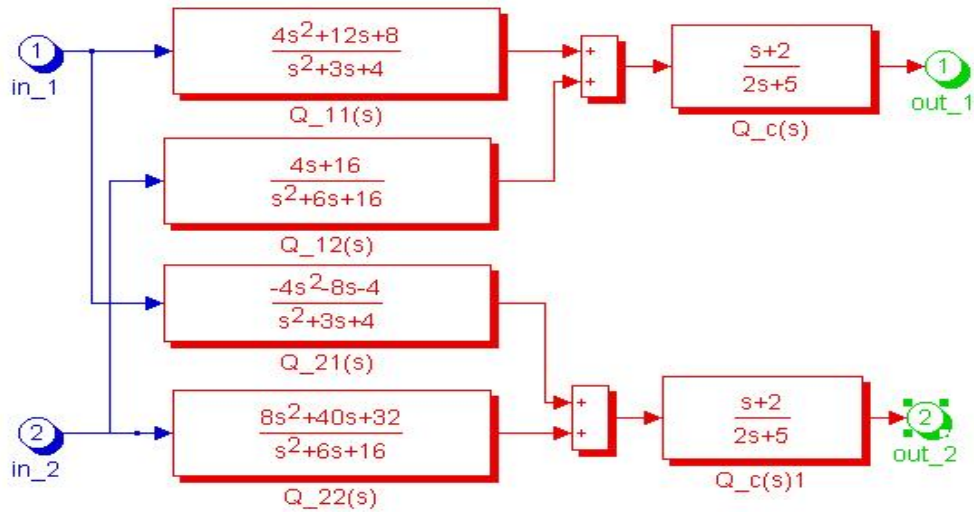


Şekil 5.14 Sürecin matematiksel yaklaşımı

Modele dayalı sistemlerde kullanılan bir diğer yöntemde modelin adaptif olarak seçilmesi yani sürecin değişimlerine karşı çevrim içi (on-line) olarak modelimizin de değiştiği sistemler kullanılır. Bu örnekte ise sürecin iç dinamiklerinin değişmedi varsayımı ile kontrol edici buna uygun olarak uygulanmıştır. Sürecin transfer fonksiyonu şekil 5.14 de verilmiştir, bu sürece ilişkin sistemin kontrolü amacı ile kullanılan modeli ve kontrol edicinin transfer fonksiyonları da şekil 5.15 ve şekil 5.6 de verilmiştir.

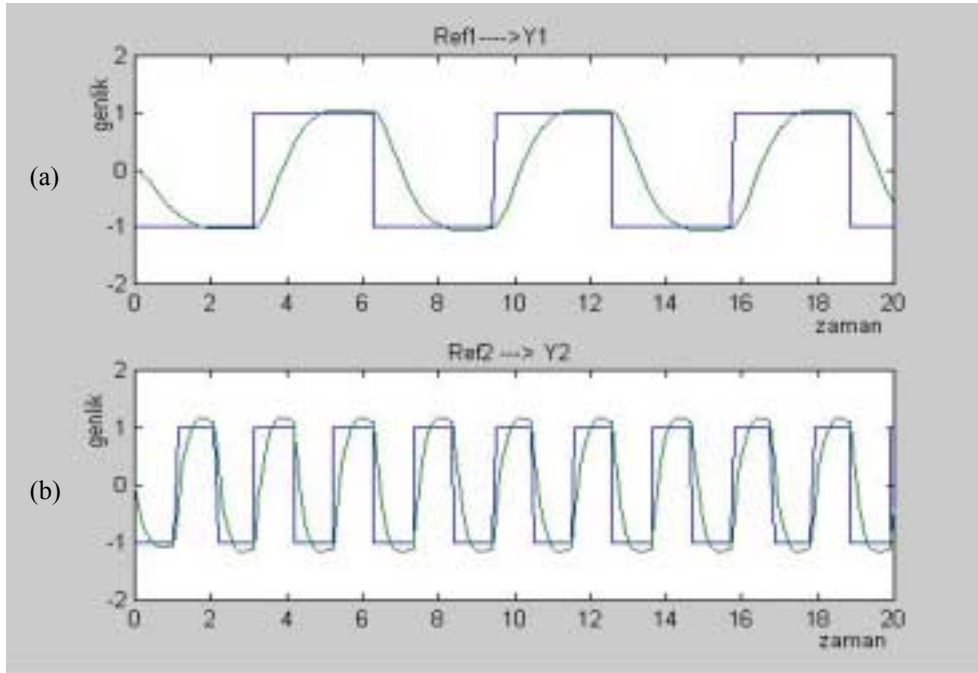


Şekil 5.15 Modelin transfer fonksiyonu



Şekil 5.16 Kontrol edici transfer fonksiyonu

Sistemin MATLAB da hazırlanmış olunan benzetimi ile sistem giriş çıkış ilişkilerini gözlemlenecek olursa şekil 5.17 deki grafikleri elde ederiz. Bu grafiklerden de görüleceği üzere sistemin Y1 çıkış değeri Ref1 giriş değerini belli bir hata payı ile takip etmektedir, aynı şekilde Y2 çıkış değeri de Ref2 giriş değerini takip etmektedir. Sisteme referans girişi olarak her iki kanal içinde kare dalgalar uygulanmıştır birinci girişe 1Hz lik bir kare dalga ikinci girişe ise 3Hz lik bir kare dalga uygulanmıştır ve sistemin çıkış değerleri gözlemlenmiştir. Şekil 5.17 (a) da birinci kanal için giriş-çıkış ilişkileri, şekil 5.17(b) de ise ikinci kanal için giriş-çıkış ilişkileri verilmiştir.



Şekil 5.17 Sistemin giriş-çıkış ilişkileri

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Endüstriyel süreçler yapılarına göre çok girişli çok çıkışlı sistemlerdir. Sistemin kontrolü için öncelikle süreç değişkenlerinin tanımlamaları, sistem dinamiklerini etkin bir şekilde ifade edebilecek bir sistem modeli bulunması ve uygun performansı sağlayacak bir kontrol edici tasarlanması gereklidir.

Bu çalışmada; önce kontrol sistemlerinin gelişimi ve tasarım algoritmaları üzerinde durulmuş, daha sonra süreç modellerinin bulunması ve süreçlere ait matematiksel tanımlar ele alınmıştır. Bunu takip eden bölümde ileri kontrol algoritmaları incelenmiş ve sistem modelleri tanımlamaları yapılmıştır.

Sonraki bölümde ise endüstriyel süreçlerin kontrolü aşamasında çok sık kullanılan PID kontrol ediciler ve bunların farklı tasarım yöntemleri ile bunların kullanım alanları irdelenmiştir. PID kontrol edicilerde daha çok tercih edilen tasarım yöntemi olan 'süreç reaksiyon eğrisi' nin birinci dereceden zaman gecikmesine sahip sistemlerin uygun bir şekilde modelinin ortaya konulmasında ve kontrolünde etkin olarak kullanılabileceği sonucuna varılmıştır.

Son bölümde ise çok değişkenli sistemlerin analizi yapılmış ve sistem iç dinamiklerinin bulunmasında izlenecek olan yöntemlerden deneye dayalı yöntem ele alınmış ve genel çok değişkenli sistem modelleri incelenmiştir. Bu bölümde simetrik ve simetrik olmayan sistemlerin kontrolüne ilişkin uygulamalar MATLAB ortamında hazırlanan benzetimler ile birlikte sunulmuş ve modele dayalı kontrol sistemi incelenmiştir. Sonuç olarak sistem performanslarının etkin bir şekilde sağlandığı gözlemlenmiştir.

İleriye yönelik olarak bu çalışmada incelenmiş olan ileri kontrol algoritmalarının bir çok gerçek endüstriyel süreçlerin kontrol tasarımına uygulanmasının avantajlı olacağı ortaya çıkmıştır. Burada incelenen doğrusallaştırılmış sistem modellerine dayalı yöntemlere ek olarak gerçek sistemlerin doğrusal olmayan yapıda olmaları nedeni ile incelenilen çok değişkenli yapıların etkin bir şekilde modellenmesi aşamasında yapay sinir ağı yaklaşımının kullanılması daha uygun olacaktır.

KAYNAKLAR

1. *Robust Model Predictive Control (A Survey)*, **Alberto Bemporad and Manfred Morari**, Automatic Control Lab. Swiss Federal Institute of Tech.
2. *Multivariable Control (An Introduction)* , **Dr. M. J. Willis** , 1999 , Department of Chemical Process Engineering University of Newcastle.
3. *Dynamic Models For Controller Design* , **M. T. Tham** , 1999, Department of Chemical Process Engineering University of Newcastle.
4. *Multivariable Control (An Introduction To Decoupling Control)*, **M. T. Tham** , 1999 , Department of Chemical Process Engineering University of Newcastle.
5. *Modern Control Engineering* . **Katsuhiko Ogata**
6. *Structural Analysis & Design of Multivariable Control Systems*. **Y.T Tsay, L.S.Shieh, S.Barnett.**
7. *Multivariable control theory.* **J.M.Layton**
8. *Modern Control Systems.* **R.C. Dorf**
9. *Multivariable system control.* **Andre Fowward**
10. *PID Control* , **Dr. M. J. Willis**, 1999 , Department of Chemical Process Engineering University of Newcastle.
11. *Design and Tuning of Fixed Structure PID Controllers a survey*, **Mukhtiar A. Unar, D.J. Murray-Smith, Syed Farman A. Shah.**
12. *Petrokimya Teknolojisinde Proses Modelleri Optimizasyonu ve Kontrol Sistemleri*, **Prof. Dr. Abdulriza Abilov**,1994
13. *Multivariable Control Systems (Notes for Lecture)* ,**MIT Dept. of Electrical and Computer Science**, 1999

ÖZGEÇMİŞ

1978 yılında Diyarbakır da doğdu. İlk orta ve lise öğretimini Elazığ da tamamladı. 1995 yılında Elazığ Anadolu Lisesi'nden mezun olup aynı yıl Ankara Üniversitesi Fen Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümünü kazandı ve 1999 yılında aynı bölümden Elektronik Mühendisi olarak mezun oldu.

Ankara Üniversitesi Fen Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde 1999 yılından bu yana Araştırma Görevlisi olarak görev yapmaktadır.