İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DİNAMİK SİSTEMLERİN EYLEYİCİ ARIZALARININ MODEL REFERANS UYARLAMALI KONTROL YAKLAŞIMI İLE KOMPANZASYONU

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk. Müh. Kürşad GÖKCE

Anabilim Dalı : ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı : KONTROL VE OTOMASYON

OCAK 2007

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DİNAMİK SİSTEMLERİN EYLEYİCİ ARIZALARININ MODEL REFERANS UYARLAMALI KONTROL YAKLAŞIMI İLE KOMPANZASYONU

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elk. Müh. Kürşad GÖKCE
(504031114)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 25 Aralık 2006
Tezin Savunulduğu Tarih : 29 Ocak 2007

Tez Danışmanı : **Doç.Dr. Fuat GÜRLEYEN**
Diğer Jüri Üyeleri **Prof.Dr. Elbrus CAFEROV (İ.T.Ü.)**
Yrd.Doç.Dr. Fikret ÇALIŞKAN (İ.T.Ü.)

OCAK 2007

ÖNSÖZ

Günümüzde kullanılan modern sistemlerin, karmaşık yapıda olmalarından dolayı, sistemde meydana gelebilecek arızaların giderilmesinde klasik kontrol yöntemleri yetersiz kalmakta ve bu amaçla, özellikle yeri, zamanı ve büyüklükleri belirsiz olarak değişen arızalar içeren sistemlerde, sistem kararlılığını ve performansını koruyacak güvenilir kontrol yöntemleri tercih edilmektedir. Doğrudan uyarlamalı kontrol tekniklerinin eşzamanlı öğrenebilir yapıda olmalarından dolayı bu tip sistemler için etkin bir çözüm sunacağı düşüncesiyle bu çalışma yapılmıştır.

Bu çalışmada, model referans uyarlamalı kontrol yaklaşımını kullanarak, eyleyici hatalarının yer aldığı ve sistem parametrelerinin bilinmediği dinamik sistemlerde, asimptotik kararlılığı garanti altına alacak, eyleyici arızalarından kaynaklanan geçici rejimleri daha çabuk bastıracak ve değişen çevre şartlarına rağmen üstün bir performans sağlayacak, geliştirilmiş Lyapunov fonksiyonuna dayanan uyarlama kuralları ortaya konmuş ve bu kurallarla kanatçık ve dümen arızaları içeren bir uçağın, çeşitli işletme tiplerindeki boylamsal ve yanlamsal uçuş kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu çalışmaların ileride yapılacak diğer çalışmalara bir basamak olacağı ümidindeyim.

Tez çalışması süresince maddi ve manevi her türlü yardımı esirgemeyip deneyimlerini ve değerli tavsiyelerini benimle paylaşan tez danışman hocam sayın Doç.Dr.Fuat GÜRLEYEN'e teşekkür ederim. Ayrıca , tezin yazılması ve hazırlanması esnasında göstermiş oldukları özveri ve sabır dolayısıyla aileme ve katkılarından dolayı tüm arkadaşlarıma teşekkürlerimi borç bilirim.

KASIM 2006 **Kürşad GÖKCE**

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR v
ŞEKİL LİSTESİ vı
SEMBOL LİSTESİ vıı
ÖZET ıx
SUMMARY x

1. GİRİŞ 1
1.1. Literatür Taraması 2
1.2. Tezin Amacı ve Yaklaşımı 4
1.2.3. Durum geri beslemeli durum izlemesi 4
1.2.3. Durum geri beslemeli çıkış izlemesi 4
1.2.3. Çıkış geri beslemeli çıkış izlemesi 5
1.3. Tezin Organizasyonu 5

2. LYAPUNOV ANLAMINDA KARARLILIK VE UYARLAMALI KONTROL SİSTEMLERİ 7
2.1. Giriş 7
2.2. Lyapunov Kararlılığı 7
2.3. Lyapunov'un Doğrudan (İkinci) Metodu 9
2.4. Pozitif Tanımlı Fonksiyonlar 9
2.5. Pozitif Reel (PR) ve Kesin Pozitif Reel (KPR) Fonksiyonlar 10
2.6. Fonksiyon Normları 11
2.5. Kalman Yakubovich ve Barbalat Lemaları 12
2.8. Uyarlamalı Kontrol Sistemleri 13
2.8.1. Model referans uyarlamalı kontrol 13
2.8.2. İşletme tipleri ve eyleyici hata modeli 14

3. DURUM GERİ BESLEME UYARLAMALI MODEL DURUM İZLEMESİ 16
3.1. Giriş 16
3.2. Dinamik Denklemler ve Tam Model Durum İzleme Şartlarının Çıkartılması 16
3.3. Uyarlamalı Kontrol Tasarımı 20
3.4. Sonuç 27

4. DURUM GERİ BESLEME UYARLAMALI MODEL ÇIKIŞ İZLEMESİ 29
4.1. Giriş 29
4.2. Dinamik Denklemler ve Tam Model Durum İzleme Şartlarının Çıkartılması 29

4.3. Uyarlamalı Kontrol Tasarımı 33
4.4. Sonuç 38

5. ÇIKIŞ GERİ BESLEME UYARLAMALI MODEL ÇIKIŞ İZLEMESİ 39
5.1. Giriş 39
5.2. Dinamik Denklemler ve Tam Model Durum İzleme Şartlarının Çıkartılması 39
5.3. Uyarlamalı Kontrol Tasarımı 43
5.4. Sonuç 46

6. MATLAB BENZETİM ÇALIŞMALARI 47
6.1. Giriş 47
6.2. Uçak Eksen Takımları 47
6.2.1. Gövde eksen takımı 47
6.2.2. Kararlılık eksen takımı 48
6.2.3. Rüzgar eksen takımı 49
6.2.4. Yer eksen takımı 49
6.3. Uçak Hareket Eksenleri ve Kontrol Yüzeyleri 49
6.4. MRAK Sisteminin Eyleyici Arızaları İçeren Boeing 737-747 tipi uçaklara uygulanması 51
6.4.1. Örnek 1- Durum geri beslemeli durum kontrolü 51
6.4.2. Örnek 2- Durum geri beslemeli durum kontrolü 56
6.4.3. Örnek 3- Durum geri beslemeli çıkış kontrolü 61
6.4.4. Örnek 4- Çıkış geri beslemeli çıkış kontrolü 65

7. SONUÇLAR 69

KAYNAKLAR 70

EK.1 72
Şekil E.1 : Model durum izlemeli MRUS'in genel blok diyagramı 72
Şekil E.2 : Model durum izlemeli MRUS'in kontrol parametrelerinin uyarlandığı alt blok diyagramları 73

EK.2 74
Şekil E.3 : Model çıkış izlemeli MRUS'in genel blok diyagramı 74
Şekil E.4 : Model çıkış izlemeli MRUS'in kontrol parametrelerinin uyarlandığı alt blok diyagramları 75

ÖZGEÇMİŞ 76

KISALTMALAR

FDI	: Fault Detection and Isolation
MMST	: Multiple Model Switching and Tuning
MRUK	: Model Referans Uyarlamalı Kontrol
MRAC	: Model Reference Adaptive Control
MRUS	: Model Referans Uyarlamalı Sistem
PR	: Pozitif Reel
KPR	: Kesin Pozitif Reel

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1 : Lyapunov fonksiyonlarının kapalı eğri yörüngesi..... 10
Şekil 2.2 : MRUS blok diyagramı..... 14
Şekil 6.1 : Gövde eksen takımları 48
Şekil 6.2 : Uçak hareket eksenleri 50
Şekil 6.3 : Uçağın eksenler etrafındaki hareketleri 51
Şekil 6.4 : Birincil kontrol yüzeyleri 51
Şekil 6.5 : Uyarlamalı kontrol sisteminin durum grafikleri 54
Şekil 6.6 : İntegral tipi uyarlama kuralları ile kurulan sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri…… 55
Şekil 6.7 : Orantı-İntegral tipi uyarlama kuralları ile kurulan sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri..... 55
Şekil 6.8 : Nominal kontrolör ile kurulan sistemin durum gafikleri..... 56
Şekil 6.9 : Uyarlamalı kontrol sisteminin durum grafikleri…….... 59
Şekil 6.10 : İntegral tipi uyarlama kuralları ile kurulan sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri…… 60
Şekil 6.11 : Orantı-İntegral tipi uyarlama kuralları ile kurulan sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri..... 60
Şekil 6.12 : Nominal kontrolör ile kurulan sistemin durum gafikleri..... 61
Şekil 6.13 : Uyarlamalı kontrol sisteminin çıkış sinyal grafiği..... 63
Şekil 6.14 : Uyarlamalı kontrol sisteminin hata çıkış diyagramı……. 63
Şekil 6.15 : Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri..... 64
Şekil 6.16 : Nominal kontrolör ile kurulan sistemin çıkış grafiği..... 64
Şekil 6.17 : Uyarlamalı kontrol sisteminin çıkış grafiği……..... 65
Şekil 6.18 : Uyarlamalı kontrol sisteminin hata çıkış diyagramı……. 65
Şekil 6.19 : Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri..... 66
Şekil 6.20 : Nominal kontrolör ile kurulan sistemin çıkış grafiği..... 66
Şekil 6.21 : Uyarlamalı kontrol sisteminin çıkış grafiği……..... 67
Şekil 6.22 : Uyarlamalı kontrol sisteminin hata çıkış diyagramı……. 67
Şekil 6.23 : Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri..... 68
Şekil 6.24 : Nominal kontrolör ile kurulan sistemin çıkış grafiği..... 68
Şekil E.1 : Model durum izlemeli MRUS'in genel blok diyagramı..... 72
Şekil E.2 : Model durum izlemeli MRUS'in kontrol parametrelerinin uyarlandığı alt blok diyagramları……..... 73
Şekil E.3 : Model çıkış izlemeli MRUS'in genel blok diyagramı..... 74
Şekil E.4 : Model çıkış izlemeli MRUS'in kontrol parametrelerinin uyarlandığı alt blok diyagramları……..... 75

SEMBOL LİSTESİ

$\mathbf{x}_0$	: Kontrol edilen sistemin başlangıç durum vektörü
$\mathbf{t}_0$	: Başlangıç zamanı
$\|\cdot\|$	: Norm vektörü
μ, υ	: Pozitif skaler fonksiyonlar
λ	: Negatif skaler fonksiyon
$\sum$	: Toplama operatörü
$\mathbf{V}$	: Aday Lyapunov fonksiyonu
$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3$	: Simetrik kesin pozitif matrisler
$\Gamma_{10}, \Gamma_{20}, \Gamma_{30}$	: Simetrik kesin pozitif matrisler
$\mathbf{N}_1, \mathbf{N}_2, \overline{\Lambda}_b$	: Simetrik kesin pozitif matrisler
$\mathbf{Q}$	: Kesin pozitif matris
$\mathbf{P}$	: Simetrik kesin pozitif matris
$\mathbf{x}$	: Kontrol edilen sistemin durum vektörü
$\mathbf{y}$	: Kontrol edilen sistemin çıkış sinyal işareti
$\mathbf{y}_m$	: Referans modelin çıkış sinyal işareti
$\mathbf{x}_m$	: Referans modelin durum vektörü
$\mathbf{r}$	: Referans modelin giriş sinyali
$\mathbf{n}$	: Kontrol edilen sistemin derecesi
$\mathbf{n}^*$	: Referans model ve sistemin bağıl derecesi
$\mathbf{e}$	: Hata dinamiği
$\mathbf{m}$	: Kontrol edilen sistemin giriş sinyal sayısı
$\bar{\mathbf{u}}$	: Arızalı eyleyici giriş vektörü
$\mathbf{u}$	: Kontrol edilen sistemin giriş vektörü
$\mathbf{v}$	: Kontrolör çıkış sinyal vektörü
$\mathbf{p}$	: Eyleyici arıza sayısı
$\mathbf{k}_p$	: Skaler sabit
$\mathbf{G(s)}$	: s domeninde kontrol edilen sistemin transfer fonksiyonu
$\mathbf{G}_m\mathbf{(s)}$	: s domeninde referans modelin transfer fonksiyonu
$\mathbf{K}_1^*,...,\mathbf{k}_{11}^*,...$	: Sistemin nominal kontrolör parametreleri
$\mathbf{K}_1,...,\mathbf{k}_{11},...$	: Sistemin uyarlanan kontrolör parametreleri
θ	: Uyarlanan kontrolör parametreleri vektörü
θ^*	: Nominal kontrolör parametreleri vektörü
ϕ	: Kontrolör parametreleri hata vektörü
ε_1	: Arttırılmış hata vektörü
$\mathbf{e}_2$	: Yardımcı hata vektörü
ψ	: Kontrolör parametre hatası

α : Hücum açısı (rad)
β : Yana kayma açısı (rad)
X_B, Y_B, Z_B : Gövde eksen takımı
X_S, Y_S, Z_S : Kararlılık eksen takımı
X_W, Y_W, Z_w : Rüzgar eksen takımı
X_E, Y_E, Z_E : Yer eksen takımı
p_b : Yalpa açısal hızı (rad/sec, derece/sn)
q_b : Yunuslama açısal hızı (rad/sn, derece/sn)
r_b : Sapma açısal hızı (rad/sec, derece/sn)
P_b : Yalpa açısı (rad, derece.)
Q_b : Yunuslama açısı (rad, derece.)
Ψ : Sapma açısı (rad, derece.)
q_m : Referans modelin yunuslama açısal hızı (rad/sn, derece/sn)
Q_m : Referans modelin yunuslama açısı (rad, derece.)
L, M, N : Aerodinamik momentler (Ib-ft)
U_b : Ağırlık merkezinin ileri yön hızı (ft/sn)
V_b : Ağırlık merkezinin dikey yön hızı (ft/sn)
U_m : Referans modelin ağırlık merkezinin ileri yön hızı (ft/sn)
V_m : Referans modelin ağırlık merkezinin dikey yön hızı (ft/sn)
U_w : Rüzgar ileri yön hızı (ft/sn)
V_w : Rüzgar dikey yön hızı (ft/sn)
δ_t : Motor itki girişi (kIbs)
δ_s : Stabilizer pozisyon girişi (rad, derece)
δ_e : Elevatör pozisyon girişi (rad, derece)
δ_{ssp} : Spoiler pozisyon girişi (rad, derece)
δ_r : Rudder pozisyon girişi (rad, derece)

DİNAMİK SİSTEMLERİN EYLEYİCİ ARIZALARININ MODEL REFERANS UYARLAMALI KONTROL YAKLAŞIMI İLE KOMPANZASYONU

ÖZET

Bu tez çalışmasında, eyleyici arızaları ve parametre belirsizlikleri içeren dinamik sistemler için model referans uyarlamalı kontrol sistemi geliştirilmesi amaçlanmıştır.

Eyleyici arızalarının kompanzasyonuna ilişkin literatürde yer alan çalışmalar hakkında bilgi verildikten sonra ikinci bölümde simülasyon çalışmalarının ilk basamağını oluşturan Lyapunov kararlılık kriteri ve kararlılık analizlerinde büyük rol oynayan temel kavramlar ve Lemalara değinilmiştir. Ayrıca tez çalışmasının temelini teşkil eden model referans uyarlamalı kontrol (MRUK) yaklaşımı ve eyleyici arıza modellerine ilişkin bilgiler verilmiştir.

Üçüncü bölümde, farklı tip eyleyiciler ve parametreleri belirsizlikler içeren dinamik sistemlerde eyleyici arızalarını kompanze edecek ve durum geri beslemeli model durum izlemesini gerçekleştirecek, kontrol parametrelerini uyarlayan integral ve orantı-integral tipi uyarlama kuralları ortaya konulmuştur.

Dördüncü bölümde, benzer tip eyleyiciler ve parametreleri belirsizlikler içeren dinamik sistemlerde eyleyici arızalarını kompanze edecek ve durum geri beslemeli model çıkış izlemesini gerçekleştirecek, kontrol parametrelerini uyarlayan uyarlama kuralları ortaya çıkartmak amaçlanmıştır.

Beşinci bölümde ise yine dördüncü bölümde ele alınan sistem için, sistem durumlarının ölçülemediği varsayılarak, çıkış geri beslemeli model çıkış izlemesini gerçekleştirecek, kontrol parametrelerini uyarlayan uyarlama kuralları ortaya konmuştur.

Son bölümde ise, bir uçağın temel kontrol yüzeylerine ilişkin tanımlar ve belirli bir çalışma noktasında lineerleştirilmiş durum uzayı modeli verildikten sonra Boeing 747 ve 737 tipi bir uçağın kontrol yüzeylerine ilişkin eyleyici arızalarının kompanze edilmesine yönelik benzetim çalışmaları MATLAB paket programında, diğer bölümlerde elde edilen uyarlama kurallarının etkinliğini ve performansını görebilmek için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir.

Benzetim çalışmalarından görülmektedir ki, uyarlamalı kontrol sistemi eşzamanlı öğrenebilir bir sistem olduğundan gözlemleyici ve kestirim algoritmalarına gerek duymaksızın, kontrol parametreleri istenilen performansı sağlayacak şekilde uyarlama kuralları ile doğrudan uyarlanmış ve orantı-integral tipi uyarlama kuralları, sadece integral tipi uyarlama kurallarına göre eyleyici arızalarının kompanzasyonuna yönelik daha iyi sonuçlar vermiştir. Sonuçta eyleyici arızaları içeren dinamik sistemlere uyarlamalı kontrol yaklaşımları ile kolay ve etkin çözümler getirilmiştir.

COMPENSATION OF ACTUATOR FAILURES OF DYNAMICAL SYSTEMS BY USING MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL

SUMMARY

Actuator failure compensation is very important and crucial problem for the systems including serious uncertain actuator failures, that is, during the system operation, there is not any information about which actuator is failed and what the failure characteristic are. For that reason, the objective of this thesis is developing a model based adaptive control scheme to uncertain dynamical systems with actuator failures.

After giving literature surveys about compensation of actuator failures, in the second chapter the Lyapunov stability criteria, basic concepts and lemmas which act important role on stability analysis are given. Besides, the MRAC approach and failure models which are base of this thesis are also given.

In the third chapter, integral and proportional – integral type adaptive control laws that adjust the control parameter and provide a state feedback model state tracking for the uncertain dynamical systems including different type actuators and their failures are given.

In the fourth chapter, it is aimed to derive adaptive control laws that adjust the control parameter and provide a state feedback model output tracking for the uncertain dynamical systems including similar type actuators and their failures.

In the fifth chapter, adaptive control laws that adjust the control parameter and provide an output feedback model output tracking for the same system studied in previous chapter are given by assuming that the system states are not measurable.

In the last chapter, after giving the definitions of aircraft's primary control surfaces and flight axes, the various simulation studies are carried out on compensation of actuator failures of Boeing 747 and 737 type aircraft's control surfaces. The MATLAB programming tool is used for all simulations for testing the effectiveness and performance of adaptive control laws derived in each chapter.

As it is seen from the simulation studies, the adaptive control system is a synchronous self-learning system, that is, control parameters are adjusted directly with the adaptive control laws for the desired performance without needing any observers and estimation algorithms. It is also seen that the proportional – integral type adaptive rules are more effective than the only integral type rules for actuator failure compensation. As a result, easy and active solutions can be introduced to uncertain dynamical systems with actuator failures by using adaptive control approaches.

1. GİRİŞ

Uçuş kontrol sistemleri, saha ekipmanları kontrol sistemleri ve güç kontrol sistemleri gibi içerisinde eyleyici dinamiklerinin yer aldığı sistemlerde, işletme sırasında herhangi bir anda meydana gelebilecek eyleyici arızalarının kompanzasyonu, sistemin güvenilir ve arzu edilen bir biçimde çalışabilmesi açısından büyük bir önem arz eder.

Örneğin bir su pompa istasyonunda elektrik motoruyla tahrik edilen bir vananın belli bir açıklık pozisyonunda kitlenmesi, ait olduğu hattan geçen suyun debisinin değişmesine neden olacak ve ilgili yerlerin su ihtiyacı istenilen şekilde karşılanamayacaktır. Bu takdirde istasyonda bulunan bir operatör vasıtasıyla o hatta ait alternatif vanalar aktif edilerek su ihtiyacı tam olarak karşılanacaktır. Buna benzer bir örnek uçuş kontrol sistemleri içinde verilebilir. Uçağın bir takım kontrol yüzeylerinde meydana gelebilecek arızalar uçuş performansının azalmasına hatta ciddi kazalara yol açacaktır. Yine bu durumda pilot, sağlam kontrol yüzeylerine kumanda ederek olası bir kazayı önleyecektir.

Bizim bu çerçevede yapacağımız çalışma, içerisinde genlikçe sınırlı eyleyici arızaları ve çevresel değişimlerden kaynaklanan genlikçe sınırlı parametre bozucularının bulunduğu dinamik sistemler için model referans uyarlamalı kontrolör tasarlayarak operatörden beklenen davranışların kontrolör tarafından yerine getirilip, eyleyici arızalarının mümkün olan en kısa süre içerisinde kompanze edilmesi ve sistemin belirlediğimiz model gibi davranmasını sağlamak olacaktır. Burada kullanacağımız arıza modelinde arızanın meydana geldiği anı ve arıza değerini bilmediğimizi varsayarak, arızalı eyleyiciye ait giriş sinyalinin belli bir sabit değerde kitlendiğini ve o girişin uyarlama işleminden etkilenmediğini düşüneceğiz.

1.1 Literatür Taraması

Günümüzde kullanılan modern sistemlerin, karmaşık yapıda olmalarından dolayı, sistemde meydana gelebilecek arızaların giderilmesinde klasik kontrol yöntemleri yetersiz kalmakta ve bu amaçla, özellikle yeri, zamanı ve büyüklükleri belirsiz olarak değişen arızalar içeren sistemlerde, sistem kararlılığını ve performansını koruyacak güvenilir kontrol yöntemleri tercih edilmektedir.

Bunlardan, arızanın tespiti ve teşhisine yönelik yöntemlerden birisi, FDI(Fault Detection and Isolation) yöntemidir. Bu yaklaşım ile, önce arızanın yeri tespit edilir sonra arızanın büyüklüğü bulunur ve çeşitli kontrol teknikleri kullanılarak arıza giderilir. **Massoumnia ve diğ. (1989)** bu yöntemi kullanarak sonlu boyutlu lineer zamanla değişmeyen sistemlerde arızanın tespitine yönelik hata filtreleri kullanmıştır. Ayrıca arıza tespit ve izolasyonu için sistemin giriş ve çıkış sinyallerini işleyerek üretilen residü vektöründen yararlanılabilir. Arıza kümesindeki her bir eleman residü vektöründeki bir elemana karşı düşürülerek arızanın yeri ve büyüklüğü belirlenebilir. Böylece sistemde arıza yoksa residü vektörü sıfır olacak ve arıza oluştuğunda sıfırdan farklı değerler alacaktır **(Alcorta ve Frank, 1997).** Bu yöntemle yapılan çalışmalardan bir tanesi de, arıza sinyalinin sistem girişine bozucu olarak girmesi ve arıza durumunda geri beslemeli kontrol yapılarak residü vektörünün yani hata sinyallerinin sıfıra götürülmesidir **(Kabore ve Wang,1999).** Ayrıca sistemde ani meydana gelen arızaların yanısıra etkisini yavaş yavaş gösteren ve tespiti zor olabilecek arızalarda meydana gelebilir. **Demetriou ve Polycarpou (1998)** böyle durumlar için arızayı giriş sinyalinin nonlinear fonksiyonu olarak tanımlamış ve arıza karakteristiklerini belirlemek amacıyla seri ve paralel hata filtrelerinden yararlanarak nonlineer kestirici kullanmış ve arızanın giderilmesine yönelik uyarlama kurallarını ortaya koymuştur. Hata dinamiğinin nonlinear yapıda olması durumunda, arızanın tolere edilmesine ilişkin bir başka yöntemde, yapay sinir ağlarına dayanan nonlinear adaptif kontrol yaklaşımıdır **(Idan ve diğ., 2001).**

Arıza kompanzasyonu için kullanılan bir başka alternatif yaklaşım ise çoklu model anahtarlama ve uyarlama tekniğidir.(Multiple model switching and tuning-MMST) Bu yöntemin amacı, arızanın meydana getirdiği ani sistem parametrelerinin değişimiyle oluşan yeni sistem dinamiğine en yakın olan modeli seçmek ve her bir model için bir kontrolör tasarlayarak, kontrol parametrelerini, sistem ve model

çıkışları arasındaki hatayı minimize edecek şekilde ayarlamaktır **(Narendra ve Driollet, 2000)**. **Boskovic ve Mehra (1999)** yine bu yöntemde, değişken ve sabit tipli arıza modelleri için uyarlamalı algoritmalardan yararlanmıştır.

Bu yöntemlerin yanı sıra, kontrol parametrelerinin doğrudan veya dolaylı olarak ayarlandığı uyarlamalı kontrol yöntemleri kullanılarak sistem arızaları kompanze edilebilir. Dolaylı uyarlama tekniğinde, önce sistem parametreleri eşzamanlı olarak kestirilir, daha sonra yapılan bu kestirimlerden faydalanarak kontrol parametreleri ayarlanır. Doğrudan uyarlamada ise, tüm bu yöntemlerin aksine, sisteme ait parametreler, gözlemleyiciler veya kestirim algoritmaları ile tespit edilmeksizin kontrol parametreleri istenilen performansı sağlayacak şekilde uyarlama kuralları ile doğrudan ayarlanır. Dolaylı uyarlamalı kontrol yaklaşımları arasında en sık kullanılan yöntemlerden biriside uyarlamalı kutup atama tekniğidir **(Chen ve Tao, 2003)**. Bu yöntemde kutuplar, sistem kararlılığını ve istenilen performansı sağlayacak şekilde sürekli zamanda sol yarı s düzleminde istenilen performans bölgesine atanır. Bunun yanı sıra dolaylı uyarlamalı kontrol algoritması olarak en küçük kareler kestirim yöntemi ve doğrudan uyarlama tekniği olarak model referans uyarlamalı kontrol (MRUK) yönteminin bir arada kullanılması da mümkündür **(Bodson ve Groszkiewicz, 1997)**. **Boskovic ve Mehra (2001)** uçuş kontrol sistemlerindeki kontrol yüzey arızalarını, yüzey kontrol giriş sinyal kazancının ani olarak ve zamanla azalması olarak ele almış ve bu arızanın, kontrol sinyalinin kazanç matrisinin sabit ve değişken yapılı olması durumu için, dolaylı uyarlamalı kontrol algoritması ve değişken yapılı uyarlamalı kontrol kuralları kullanarak kompanze edilmesi üzerine çalışmıştır. Ayrıca giriş sayısının çıkış sayısından fazla olduğu sistemler için, eyleyici arızalarının parametrize edilerek kompanzasyonuna yönelik bir çalışma da mevcuttur **(Boskovic ve diğ., 1998)**. **Wang ve Daley (1996)** çok giriş çok çıkışlı sistemler için, eyleyici arızalarının kompanzasyonuna yönelik bir çalışmayı, arıza tespiti için sabit bir gözlemleyiciden ve teşhis için uyarlamalı tip bir gözlemleyiciden yararlanarak gerçekleştirmiştir ve arızanın algılanmasında kullanılan eşik değerini minimum kılan bir çözüm ortaya koymuştur.

Bizim bu çalışmamızda da kullanacağımız MRUK yöntemi, eyleyici arızalarının yer aldığı ve sistem parametrelerinin bilinmediği dinamik sistemlerde, tasarımda sağlamış olduğu kolaylık ve çözümde sunmuş olduğu etkinlik açısından, kullanılan en sık doğrudan uyarlamalı kontrol yöntemidir. Biz bu çalışmada, bu yöntemi

kullanarak, parametre belirsizlikleri içeren sistemin arızalı çalışma durumunda dahi, daha önceden sistem için istenilen çıkışları verecek bir model gibi davranmasını, arızanın meydana getirdiği geçici hal rejimlerini kısa sürede sıfıra götürecek, geliştirilmiş ve literatürde yer alan çalışmalara **Chen ve diğ., (2004)** nazaran daha üstün bir performans sağlayan uyarlama kuralları ile gerçekleştireceğiz.

1.2 Tezin Amacı ve Yaklaşımı

Model referans uyarlamalı kontrolör ile, dinamik parametreleri genlikçe sınırlı fakat bilinmeyen belirsizlikler içeren lineer sistemlerde, geliştirilmiş Lyapunov fonksiyonu ve yardımcı hata sinyali tanımlayarak, eyleyici arızalarının meydana getirdiği geçici hal rejimlerini en kısa sürede sıfıra götürerek, sistem dinamik hatasını asimptotik olarak sıfır yapacak uyarlama kuralları ortaya koymak bu tezin amacı olacaktır. Bu doğrultuda şu çalışmalar yapılacaktır;

1.2.1 Durum Geri Beslemeli Durum İzlemesi

Amaç, sistem durumlarının model durumlarını asimptotik olarak izleyerek, kapalı çevrim kontrol sinyallerinin sınırlılığını ve Lyapunov anlamında kararlılığı garanti altına alacak, durum geri beslemeli kontrol sinyali $v(t)$ yi uyarlama kuralları ile tasarlamaktır. Bu izleme, arızanın meydana geldiği andan itibaren, arızanın meydana getirdiği geçici rejimlerin en kısa sürede sıfıra götürülmesiyle, asimptotik olarak devam edecektir.

1.2.2 Durum Geri Beslemeli Çıkış İzlemesi

Amaç, sistem çıkışının model çıkışını asimptotik olarak izleyerek, kapalı çevrim kontrol sinyallerinin sınırlılığını ve Lyapunov anlamında kararlılığı garanti altına alacak, durum geri beslemeli kontrol sinyali $v(t)$ yi uyarlama kuralları ile tasarlamaktır. Bu izleme, arızanın meydana geldiği andan itibaren, arızanın meydana getirdiği geçici rejimlerin en kısa sürede sıfıra götürülmesiyle, asimptotik olarak devam edecektir.

1.2.3 Çıkış Geri Beslemeli Çıkış İzlemesi

Amaç, sistem çıkışının model çıkışını asimptotik olarak izleyerek, kapalı çevrim kontrol sinyallerinin sınırlılığını ve Lyapunov anlamında kararlılığı garanti altına alacak, çıkış geri beslemeli kontrol sinyali $v(t)$ yi uyarlama kuralları ile tasarlamaktır. Bu izleme, arızanın meydana geldiği andan itibaren, arızanın meydana getirdiği geçici rejimlerin en kısa sürede sıfıra götürülmesiyle, asimptotik olarak devam edecektir.

1.3 Tezin Organizasyonu

İkinci bölümde, Lyapunov anlamında kararlılık üzerinde durulmuş ve Lyapunov'un doğrudan metodu açıklanmıştır. Ayrıca, pozitif tanımlı fonksiyonlar, kesin pozitif reel fonksiyonlar, fonksiyonların normları gibi temel kavramlara değinildikten sonra kararlılık analizlerinde büyük rol oynayan Kalman-Yakubovich ve Barbalat lemaları verilmiştir. Son olarak, uyarlamalı kontrol sistemleri ve MRUK yaklaşımı ele alınacak ve yine sonraki bölümlerde kullandığımız eyleyici arıza modeline ilişkin genel denklemler verilecektir.

Üçüncü bölümde genlikçe sınırlı fakat bilinmeyen parametre belirsizlikleri içeren dinamik sistemler için, eyleyici arızalarını kompanze edecek ve durum geri beslemeli durum izlemesini gerçekleştirecek model referans uyarlamalı kontrolör tasarlanacaktır. Önce sisteme ve modele ait durum denklemleri verilecek sonra sistem parametrelerinin ve hatanın bilinmesi durumunda tam model durum izlemesini sağlayacak nominal kontrolör parametreleri, model ve sistem eşleşme şartlarından elde edilecektir. Daha sonra parametrelerin ve hatanın bilinmemesi durumunda asimptotik durum izlemesini sağlayacak kontrol parametreleri, geliştirilmiş Lyapunov fonksiyonu kullanılarak elde edilen uyarlama kuralları ile ifade edilecektir. Bu uyarlama kuralları ile uyarlanan sistemin kararlık analizi Lyapunov anlamında yapılacaktır.

Dördüncü bölümde, genlikçe sınırlı fakat bilinmeyen parametre belirsizlikleri içeren dinamik sistemler için, eyleyici arızalarını kompanze edecek ve durum geri beslemeli çıkış izlemesini gerçekleştirecek model referans uyarlamalı kontrolör tasarlanacaktır. Önce sisteme ve modele ait durum denklemleri verilecek sonra sistem

parametrelerinin ve hatanın bilinmesi durumunda tam model çıkış izlemesini sağlayacak nominal kontrolör parametreleri, model ve sistem eşleşme şartlarından elde edilecektir. Daha sonra parametrelerin ve hatanın bilinmemesi durumunda asimptotik çıkış izlemesini sağlayacak kontrol parametreleri, yardımcı hata sinyalinden yararlanarak elde edilen uyarlama kuralları ile ifade edilecektir. Bu uyarlama kuralları ile uyarlanan sistemin kararlık analizi Lyapunov anlamında yapılacaktır.

Beşinci bölümde ise, yine aynı sistem için, üçüncü bölümde izlenen aşamalar takip edilerek, eyleyici arızalarını kompanze edecek ve çıkış geri beslemeli çıkış izlemesini gerçekleştirecek model referans uyarlamalı kontrolör tasarlanacak ve yine uyarlamalı kontrol sisteminin kararlılık analizi yapılacaktır.

Altıncı bölümde ise, bir uçağın temel kontrol yüzeylerine ilişkin tanımlar kısaca verildikten sonra, lineer boylamsal (longitudinal) ve yanlamsal (lateral) modelli bir Boeing 747 ve 737 tipi uçağın çeşitli kontrol yüzeylerine ilişkin eyleyici arızalarının kompanze edilmesine yönelik benzetimler, MATLAB/Simulink ortamında, diğer bölümlerde elde edilen uyarlama kurallarının etkinliğini ve performansını görebilmek için ayrı ayrı gerçekleştirilecektir.

2. LYAPUNOV ANLAMINDA KARARLILIK VE UYARLAMALI KONTROL SİSTEMLERİ

2.1 Giriş

Uyarlamalı kontrolün uygulandığı ilk yıllarda, tasarımdan beklenen amaç, sistemin performans kriterini optimize edecek uyarlama kurallarını ortaya koymaktı. Tüm uyarlamalı sistemin kararlılığını garanti altına alacak uyarlama kurallarının tanımlandığı yaklaşımlar ise 1960'lı yıllarda başlamış ve performans optimizasyonu da kararlılık çerçevesinde ele alınmışır.

Bu bölümde, özellikle sonraki bölümlerde yararlanacağımız Lyapunov anlamında kararlılık üzerinde durulmuş ve Lyapunov'un doğrudan metodu açıklanmıştır. Ayrıca analizlerimizde kullandığımız, pozitif tanımlı fonksiyonlar, kesin positif reel fonksiyonlar, fonksiyonların normları gibi temel kavramlar verildikten sonra kararlılık analizlerinde büyük rol oynayan Kalman-Yakubovich ve Barbalat lemalarının sonuçları, ispatları referans gösterilerek verilmiştir.

Son olarak, uyarlamalı kontrol sistemlerine genel olarak değindikten sonra MRUK yaklaşımı ele alınmış ve yine sonraki bölümlerde kullandığımız eyleyici arıza modeline ilişkin genel denklemler verilmiştir.

2.2 Lyapunov Kararlılığı

Kararlılık teorisine ilişkin ilk temeller, 19.yüzyılın sonlarında Rus matematisyen ve mühendis Lyapunov tarafından atılmış ve daha sonraki yıllarda yaptığı çalışmalar çeşitli dillere çevrilerek yayınlanmıştır. Lyapunov anlamında kararlılık analizi için nonlinear diferansiyel bir denklem

$$\dot{x} = f(x,t)\,,\ f(0,t) = 0\ ,\ \forall t \geq t_0 \qquad \textbf{(2.1)}$$

şeklinde verilsin. Bu durumda orijin denklemin denge durumudur ve öyle ki $x(t_0) = x_0$ ve $f : R^+ \to R^n$ bir Lipschitz fonksiyon ($\|f(x) - f(y)\| \le L\|x - y\|$, $L > 0$ olmak üzere Lyapunov anlamında denge durumunun kararlılığı aşağıdaki tanımlamalarla ifade edilebilir.

Tanım 2.1 : Her $\varepsilon > 0$ ve $t_0 \ge 0$ için $\delta(\varepsilon, t_0) > 0$ sayısı varsa ve öyle ki $\|x_0\| < \delta$ olmak üzere $\|x(t; x_0, t_0\| < \varepsilon$, $\forall t \ge t_0$ gerçekleniyorsa denklem (2.1) in denge durumu x=0 kararlıdır denir. Bu ifade bize orijine çok yakın bir noktadan başlamak suretiyle tüm durumların yörünge boyunca orjine yakın kaldığı sonucunu verir.

Tanım 2.2 : Eğer denge durumu kararlı ve $\|x_0\| < \delta$ için $\|x(t)\| \to 0$, $t \to \infty$ gerçekleniyorsa bu takdirde denge durumunun asimptotik kararlılığından söz edebiliriz. Bu durumda denklem (2.1) in durumları yörünge boyunca zamanla orijine yaklaşmaktadır.

Dinamik parametreleri, periyodik olarak değişen veya zamana bağlı olmayan sistemlerde, sistemin kararlılığı başlangıç zamanından bağımsızdır. Böyle sistemlerde uniform kararlılık yada uniform asimptotik kararlılık kavramları geçerlidir.

Tanım 2.3 : (2.1) diferansiyel denkleminin denge durumu $x = 0$, tanım (2.1) de yer alan δ pozitif sayısının başlangıç zamanı t_0 dan bağımsız olması durumunda uniform kararlıdır. Örneğin $\dot{x} = -x$ denkleminin orjini uniform kararlı iken, $\dot{x} = -x - x(1 - x^2 t^3)/t$ denkleminin orijini sadece kararlıdır **(Hahn ,1967).**

Tanım 2.4 : (2.1) diferansiyel denkleminin denge durumu $x = 0$, eğer uniform kararlı ise ve bazı $\varepsilon_1 > 0$ ve $\forall \varepsilon_2 > 0$ için $T(\varepsilon_1, \varepsilon_2) > 0$ bulunabiliyor ve öyleki $\|x_0\| < \varepsilon_1$ için $\|x(t; x_0, t_0\| < \varepsilon_2$ gerçekleniyorsa, denge durumu $t \ge t_0 + T$ zaman süresince asimptotik kararlıdır denir.

Yukarıda verilen tanımlardan da anlaşılacağı üzere asimptotik kararlılık tüm durumların zamanla denge durumuna doğru yaklaşmasını ve uniform asimptotik kararlılık bu yakınsamanın başlangıç zamanından bağımsız olduğunu ifade

etmektedir. Eğer verilen tanımlarda, $\lim_{\varepsilon\to\infty}\delta(\varepsilon)=\infty$ gerçeklenebiliyorsa, denge noktasının kararlılığı geniş anlamda yani globaldir ve eğer tanım (2.4) her $\varepsilon_1 > 0$ için geçerli oluyorsa o takdirde de denge durumu için, global uniform asimptotik kararlıdır denir.

2.3 Lyapunov'un Doğrudan (İkinci) Metodu

Lyapunov'un bu yöntemi, bize çözülmesi zor olan nonlinear diferansiyel durum denklemlerinin (Örneğin denklem (2.1)) denge durumlarının kararlılığı hakkında fikir verir. Yöntem, genel olarak uygun skaler bir pozitif $V(x,t)$ fonksiyonunu bulmaya ve tüm yörünge boyunca $\dot{V}(x,t)$ türevinin irdelenmesine dayanır. Bunun arkasındaki sebeb ise, enerji tüketilen bir sistemde, depolanan enerjinin pozitif olması ve zamanla bu enerjinin azalmasıdır. Lyapunov kararlılık teorisi zamanla değişen ve değişmeyen sistemler için ayrı ayrı ele alınabileceği gibi, en genel anlamda aşağıdaki teorem ile de verilebilir.

Teorem 2.1 Kalman ve Bertram (1960) : Skaler bir fonksiyon olan $V(x,t)$ nin, x ve t ye göre türevi $\dot{V}(x,t)$ mevcut ve aşağıdaki koşullar sağlanıyorsa, denklem (2.1) in denge durumu için uniform global asimptotik kararlıdır denir.

(i) $V(0,t)=0$

(ii) $V(x,t)$ pozitif tanımlı öyle ki azalmayan, sürekli, skaler fonksiyonlar μ,υ için, $\mu(0)=0$, $\upsilon(0)=0$ ve $\upsilon(\|x\|)\geq V(x,t)\geq\mu(\|x\|)>0$, $\forall x\neq 0$

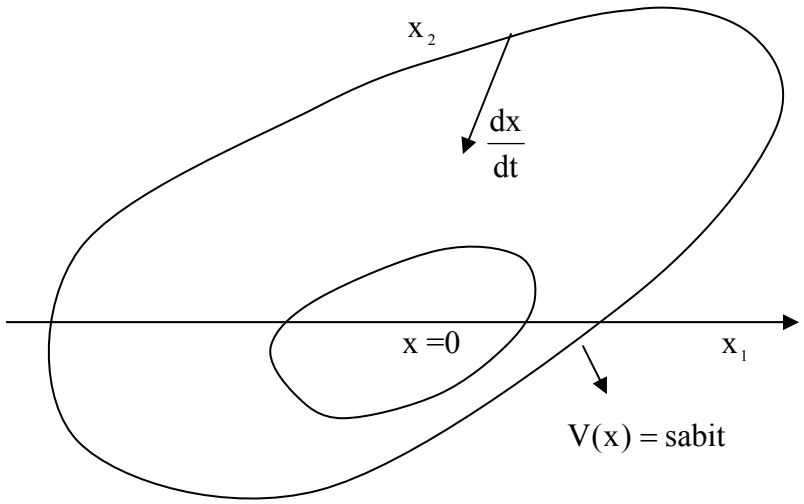
(iii) $\dot{V}(x,t)$ negatif tanımlı öyle ki azalmayan, sürekli, skaler bir fonksiyon λ için, $\lambda(0)=0$ ve $\dot{V}(x,t)\leq -\lambda(\|x\|)<0$

İspat : **Narendra ve Annaswamy (1989)**

2.4 Pozitif Tanımlı Fonksiyonlar

Diferansiyeli alınabilen sürekli bir $V:R^n\to R$ fonksiyonu, eğer $V(0)=0$ ve $V(x)>0, x\in R^n, x\neq 0$ özelliklerini sağlıyorsa kesin pozitif bir fonksiyondur. Eğer

$V(0) = 0$ ve $V(x) \geq 0$ özelliklerini sağlıyorsa yarı kesin pozitif bir fonksiyondur. Pozitif tanımlı fonksiyonlar orijini içeren kapalı eğriler olarak düşünülebilir. Bu takdir de fonksiyonun büyük değerli eğrileri daha küçük değerli eğrilerini kapsayacaktır . Bu durum Şekil 2.1'de iki boyutlu fonksiyonlar için görülmektedir. Eğer bu fonksiyon Lyapunov fonksiyonu ise, şekilden de görüleceği üzere, fonksiyonun türevi negatif olduğundan sistemin durumları giderek orijine yaklaşacak ve belli bir eğrinin içerisine girerek orada kalacaktır. Dolayısıyla asimptotik kararlılık sağlanacaktır.



Şekil 2.1 : Lyapunov fonksiyonlarının kapalı eğri yörüngesi

2.5 Pozitif Reel (PR) ve Kesin Pozitif Reel (KPR) Fonksiyonlar

Pozitif reellik kavramı ilk defa devre teorisinde kullanılmaya başlanmış ve uyarlamalı sistemlerin kararlılık analizinde büyük rol oynamıştır. Buna göre zamanla enerjisi tükenen bir sistemin (örneğin devredeki direnç elemanlarından dolayı) giriş noktası empedansı KPR dir **(Brune, 1931).** Pozitif reellik üzerine literatürde yer alan birkaç tanımlama aşağıdaki gibi verilebilir.

Tanım 2.5 : Eğer H(s) oransal fonksiyonu

(i) Reel s ($s = \sigma + jw$) değişkenleri için reel ve,

(ii) Reel kısmı sıfırdan büyük s değişkenleri ($\mathrm{Re}[s] > 0$) için, reel kısmı sıfıra eşit yada büyük ise ($\mathrm{Re}[H(s)] \geq 0$), H(s) fonksiyonu pozitif reel bir fonksiyondur.

Tanım 2.6 : H(s) transfer fonksiyonu aşağıdaki özellikleri sağlıyorsa KPR bir fonksiyondur.

(i) H(s) transfer fonksiyonunun sağ yarı düzlemde kutbu yoktur.

(ii) H(s) transfer fonksiyonunun imajiner eksende kutbu yada sıfırı yoktur.

(iii) H(s) transfer fonksiyonunun jw ekseni boyunca, reel kısmı pozitiftir. ($\mathrm{Re}[H(jw)] \geq 0$)

PR fonksiyonlara ait birkaç önemli özellik şu şekilde sıralanabilir,

(i) Eğer H(s) PR yada KPR fonksiyon ise 1/H(s) de PR yada KPR fonksiyondur.

(ii) $H_1(s)$ ve $H_2(s)$ PR yada KPR fonksiyonlar ise $\alpha H_1(s) + \beta H_2(s)$ ifadesi de $\forall \alpha, \beta > 0$ için PR yada KPR fonksiyondur.

(iii) $H_1(s)$ ve $H_2(s)$ negatif geri beslemeli bir sistemin sırasıyla ileri yol ve geri yol transfer fonksiyonları olup, PR yada KPR fonksiyonlar ise bu takdirde tüm sisteme ait transfer fonksiyonu, $H(s)$, de PR yada KPR dir.

2.6 Fonksiyon Normları

$p \in [1, \infty)$ herhangi bir sayı olmak üzere, $f : R^+ \to R$ integrali alınabilen bir fonksiyon olsun. Eğer,

$$\|f\|_p = \left(\int_0^\infty |f(t)|^p \right)^{1/p} < \infty$$

eşitsizliği sağlanıyorsa f fonksiyonu L^p normuna aittir ve $f \in L^p$ şeklinde ifade edilir. $p = \infty$ alındığında

$$\|f\|_\infty = \sup_{t\geq 0}|f(t)| < \infty$$

eşitsizliği sağlanıyorsa f fonksiyonu L^∞ normuna aittir ve $f \in L^\infty$ şeklinde ifade edilir $f \in L^\infty$ olması f fonksiyonun genlikçe uniform sınırlı olması anlamına gelmektedir.

Şimdi tüm bu tanımlardan sonra uyarlamalı sistemlerin kararlılık analizlerinde ve uyarlama kurallarının ortaya konmasında sıkça kullanılan Kalman-Yakubovich ve Barbalat lemaları verilebilir.

2.7 Kalman-Yakubovich ve Barbalat Lemaları

Kalman-Yakubovich leması, Lyapunov fonksiyonlarının tanımlanmasında önemli bir rol oynamaktadır. Özellikle, lineer sistemlerin transfer fonksiyonlarının KPR olması durumunda, Lyapunov fonksiyonlarının seçimi oldukça kolay olmaktadır. Buna göre, lineer zamanla değişmeyen bir sistem

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu$$
$$y = Cx$$

tamamen gözlenebilir ve kontrol edilebilir olsun.

$$A^T P + PA = -Q$$
$$B^T P = C$$

eşitliklerini sağlayacak P ve Q pozitif tanımlı matrisler bulunabiliyorsa, sistemin transfer fonksiyonu $G(s) = C(sI - A)^{-1}B$ kesin pozitif reel (KPR) dir.

İspat : **Aström ve Wittenmark (1995)**

Barbalat Lemasına göre ise , bir $f : R^+ \to R$ fonksiyonu, $t \geq 0$ için uniform sürekli olmak kaydıyla, $\lim_{t\to\infty}\int_0^t |f(t)|dt$, mevcut ve sonlu ise $\lim_{t\to\infty} f(t) = 0$ dır.

İspat : **Narendra ve Annaswamy (1989)**

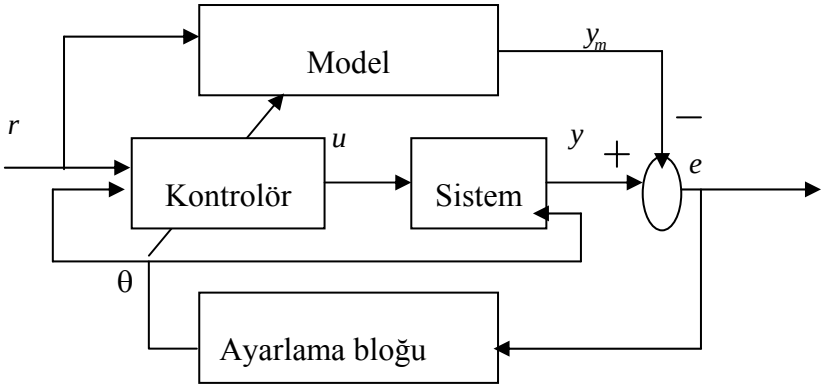
Barbalat lemmasının sonuçları bizim için çok önemlidir. Buna göre eğer $f \in L^2$ ve $\dot{f} \in L^\infty$ ($\dot{f}$ sınırlıdır) ise, $\lim_{t\to\infty} f(t) = 0$ dır. Kararlılık analizlerinde Lyapunov fonksiyonunun, zamana göre türevini aldığımızda, hata sinyalini ve kontrol sinyallerini içeren bir ifade buluruz. Dolayısıyla, eğer bu sinyaller genlikçe sınırlı ise, Barbalat lemasını kullanabiliriz.

2.8 Uyarlamalı Kontrol Sistemleri

Günlük dilde "Adaptif ya da uyarlamalı" sözcüğü, değişen çevre şartlarına uyum sağlayabilir anlamında kullanılmaktadır. Uyarlamalı kontrolör, kontrol edilen sistemin dinamiğindeki veya bozucuların karakterindeki değişimlere karşı kontrol parametrelerini sürekli ayarlayarak sisteme uyarlayıcı kontrol işaretini üreten bir kontrolördür **(Gürleyen, 1999)**. Biz bu tez çalışmasında (MRUK) yaklaşımını kullanarak bir kontrolör tasarlayacağız ve bu kontrolörü kullanarak eyleyici arızalarını kompanze edeceğiz.

2.8.1 Model referans uyarlamalı kontrol

Model referans uyarlamalı sistem (MRUS) , sistemden istenen performansın yani sistem cevabının, kontrol işareti olarak, bir referans model ile sağlandığı bir uyarlamalı servo sistem olarak düşünülebilir. Şekil 2.2 deki blok diyagramından da görüldüğü üzere, sistem kontrolör ve kontrol edilen sistemin klasik bir geri besleme devresi ile kontrol edildiği bir çevrime ve ayrıca kontrol parametrelerinin ayarlandığı ikinci bir geri besleme bloğuna sahiptir. Kontrolör parametreleri hata işaretinden, yani sistem çıkışı ile referans model çıkışı arasındaki fark işaretten alınan geri besleme ile ayarlanır. Biz bu tezde, kontrol parametrelerini ayarlayan uyarlama kurallarını kararlılık teorisine dayandıracağız.



Şekil 2.2 : MRUS blok diyagramı

Lyapunov kararlılık teoremi MRUK sistemlerinde, parametrelerin ayarlanması için oluşturulan algoritmalarda kullanılır ve bu teoriye göre kurulan sistemlerin kararlılığı garanti altına alınmış olunur. Bunun için öncelikle, kontrol parametrelerini de içeren $e = y - y_m$ hatası oluşturulur. Bu hata ifadesinden yararlanılarak, zamana göre türevi negatif olacak şekilde pozitif tanımlı aday Lyapunov fonksiyonu oluşturulur ve bu hatayı sıfıra götürecek kontrol parametrelerini güncelleyen uyarlama kuralları çıkartılır. Sistem dinamik hatasının sıfıra gitmesi bu uyarlama kuralları ile sağlanırken, parametre hataları sınırlı kalmaktadır. Tez çalışmamızda model parametre eşleştirmesi yapmaksızın, genlikçe sınırlı fakat bilinmeyen parametre belirsizlikleri içeren dinamik sistemlerde, eyleyici arızalarını gidererek, asimptotik model durum ve çıkış izlemesini gerçekleştireceğiz.

2.8.2 İşletme(Actuation) tipleri ve eyleyici arıza modeli

Uyarlamalı kompanzasyon, yeri, zamanı ve büyüklükleri bilinmeyen eyleyici arızalarının bir takım uyarlama kuralları ortaya konularak kompanze edilmesi ve sistemden istenilen performansın karşılanabilmesidir.

Bu ise sistemde yedek olarak çalıştırılan eyleyicilerin varlığı ile mümkündür. Genel olarak yedeklenen eyleyicilerin işletilmesinde iki tip durum söz konusudur. Bunlardan birincisi, aynı ya da benzer fiziksel karakteristiklere sahip eyleyiciler için (örneğin bir uçuş kontrol sisteminde çoklu yapıya sahip elevator grubu (uçağın alçalma ve yükselme hareketine etki eden kanatçık)) eş kontrol sinyali uygulanması yani her bir elevator kanatçığının aynı kontrol sinyaline maruz kalmasıdır. Bu durum örneğin uçuş seyri sırasında tüm elevator kanatçıklarının aynı açıyla hareket etmesi

olarak düşünülebilir. Böyle bir işletme durumu için uyarlamalı kontrolör tasarımı Bölüm 4 ve 5'de ele alınmıştır.

İkinci işletme durumu ise, eyleyicilerin farklı tip olmasından dolayı (örneğin bir uçakta motor iticisi ve elevator kanatçığı gibi), farklı fiziksel karakteristiklere sahip oluşları dolayısıyla farklı kontrol işaretine ihtiyaç duymalarıdır. Bu ise her bir eyleyici girişine uygulanan kontrol işaretlerinin birbirinden bağımsız olması demektir. Böyle bir işletme mantığı, herhangi bir eyleyicide arıza oluşması durumunda, farklı tipteki diğer eyleyicileri kumanda ederek arızanın kompanze edilebilmesidir. (Örneğin elevator kanatçık arızasının motor iticisi kullanılarak kompanze edilebilmesi) Böyle bir işletme durumu için uyarlamalı kontrolör tasarımı ise Bölüm 3'de ele alınmıştır.

Biz bu çalışmamızda eyleyici arızasının sistemin giriş matrisine etki ettiğini ve meydana geldiği anda belli bir sabit değere sıçrayıp kitlendiği varsayıyoruz. **(Boskovic ve diğ., 1998)**. Böyle bir arıza modeli

$$u_j(t) = \bar{u}_j \ , \ t \geq t_j \ \ , \ j \in \{1,2,.....m\} \qquad \textbf{(2.2)}$$

denklemi ile verilebilir. Burada $\bar{u}_j$ sabit hata değerini, t_j arızanın meydana geldiği anı ifade etmekte olup belirsizdirler. Bu takdirde sistem giriş vektörü $u(t)$

$$u(t) = v(t) + \sigma(\bar{u} - v(t)) \qquad \textbf{(2.3)}$$

şeklinde ifade edilebilir. $v(t)$ kontrolör çıkış sinyal vektörü olup, arızalı eyleyicilere ait giriş vektörü $\bar{u}(t)$

$$\begin{aligned} &\bar{u} = [\bar{u}_1, \bar{u}_2, ...\bar{u}_m]^T \ \ , \ \sigma = \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, ...\sigma_m\} \\ &\sigma_i = \begin{cases} 1 & \text{arıza var} \\ 0 & \text{yok} \end{cases} \ i = 1,...m \end{aligned} \qquad \textbf{(2.4)}$$

denklemi ile elde edilir.

3. DURUM GERİ BESLEME UYARLAMALI MODEL DURUM İZLEMESİ

3.1 Giriş

Bu bölümde, dinamik değişkenleri ve eyleyici arızaları bilinmeyen fakat genlikçe sınırlı lineer sistemlerin, arıza kompanzasyonu, asimptotik durum izlemesi sağlanacak şekilde, durum geri beslemeli model referans uyarlamalı kontrolör kullanarak gerçekleştirilecektir **(Gürleyen ve diğ., 2006a).** Ayrıca böyle bir tasarımın uçuş kontrol sistemleri için uygulandığı bir çalışma da mevcuttur **(Gürleyen ve diğ., 2006b).** Amacımız, m, sistem giriş sayısı olmak üzere, en fazla $m-q \quad (1 \le q \le m-1)$ adet yeri, zamanı ve genlikçe sınırlı değeri bilinmeyen eyleyici arızalarını kompanze edecek uyarlamalı kontrol kurallarını ortaya koymaktır. Bu doğrultuda ilk önce sistem parametrelerinin ve arızanın bilinmesi durumundaki tam model durum izlemesini gerçekleştirecek kontrol parametreleri, yapısal değişmezlik koşulları altında verildikten sonra, bu parametre ve arızaların bilinmemesi durumunda model durum izlemesini gerçekleştirerek, kontrol parametrelerini ayarlayan uyarlama kuralları çıkartılacak ve bu kurallarla kurulan sistemin kararlılık analizi Lyapunov anlamında yapılacaktır. Yaptığımız tasarımın etkinliğini ve istenilen performansı test edecek bir benzetim, Bölüm6 da Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilecektir.

3.2 Dinamik Denklemler ve Tam Model Durum İzleme Şartlarının Çıkartılması

Denklem (3.1) ile lineer bir sistemi ve denklem (3.2) ile de bu sistemin davranmasını istediğimiz referans modelini göz önüne alalım.

$$\dot{x}(t) = A\,x(t) + B\,u(t) \qquad \textbf{(3.1)}$$

$$\dot{x}_m(t) = A_m\,x_m(t) + B_m\,r(t) \qquad \textbf{(3.2)}$$

Burada, $A \in R^{n\times n}$, $B \in R^{n\times m}$, bilinmeyen sabit sistem matrisleri, $\text{rank}[B] = q < m$, $[A\ B]$ kontrol edilebilir matris çifti, öyle ki $A = A_{nom} + \Delta A$, $B = B_{nom} + \Delta B$, ve belirsiz ifadeler $\Delta A = B_{nom}\Lambda_A$, $\Delta B = B_{nom}\Lambda_B$, $\Lambda_B = \Lambda_B^T > 0$ olup, $\text{rank}([\Delta A \quad \Delta B \quad B_{nom}]) = \text{rank}(B_{nom})$ yapısal değişmezlik koşulu sağlanmaktadır. A_{nom} ve B_{nom}, nominal sistem matrisleri , Λ_A, Λ_B sabit veya değişken yapılı bilinmeyen matrislerdir. $x(t) = [x_1,.....,x_n]^T \in R^n$ ölçülebilir sistem durum vektörü, $u(t) = [u_1,.....,u_m]^T \in R^m$ sistem giriş vektörüdür. $A_m \in R^{n\times n}$, $B_m \in R^{n\times r}$ bilinen sabit model dinamik matrisleridir. A_m Hurwitz (öz değerleri sol yarı düzlemde kararlı bir matris), ve $r(t) \in R^r$ kısmi sürekli bir fonksiyondur (sınırlı sayıda süreksizlik içeriyor). $x_m(t) = [x_{m1},.....,x_{mn}]^T \in R^n$ modelin durum vektörüdür. Sisteme ait bütün parametrelerin ve eyleyici arızalarının bilinmesi durumunda tam model durum izlemesini gerçekleştirecek kontrol işareti $v(t)$ aşağıdaki denklemle ifade edilebilir.

$$v(t) = v^*(t) = K_1^* x(t) + K_2^* r(t) + k_3^* \qquad \textbf{(3.3)}$$

Burada, $K_1^* = [k_{11}^*,.....k_{1m}^*]^T \in R^{m\times n}$ ve $K_2^* = [k_{21}^*,.....k_{2m}^*]^T \in R^{m\times r}$ tam model izlemesini sağlayacak nominal kontrol matrisleri, $k_3^* = [k_{31}^*,...k_{3m}^*]^T \in R^m$ ise eyleyici arızasının sistemin girişine olan etkisini($Bu - Bv = B\sigma(\bar{u} - v)$) kompanze etmek için eklenmiş nominal kontrol parametre vektörüdür. Bir t anında p tane eyleyicinin arızalandığını, yani $u_j(t) = \bar{u}_j$, $j = j_1,...j_p$, $1 \le p \le m - q$, varsayarak (3.3) eşitliğini (2.4) denkleminde yerine yazarsak

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= (A + BK_1^*)x(t) + BK_2^* r(t) + Bk_3^* + B\sigma(\bar{u} - v(t)) \\ &= \left(A + \sum_{j\neq j1,...jp} b_j k_{1j}^{*\,T}\right)x(t) + \sum_{j\neq j1,...jp} b_j k_{2j}^{*\,T} r(t) + \sum_{j\neq j1,...jp} b_j k_{3j}^* + \sum_{j=j1,...jp} b_j \bar{u}_j\end{aligned} \qquad \textbf{(3.4)}$$

elde ederiz. Bu eşitliği aşağıdaki matris tanımlamalarından yararlanarak tekrar düzenleyebiliriz.

$B_a \in R^{n\times(m-p)}$: B matrisinin m-p adet sütunundan oluşmuş matris. Öyle ki, b_j, $j \neq j_1,.....j_p$

$B_f \in R^{n\times p}$: B matrisinin p adet sütunundan oluşmuş matris. Öyle ki, b_j, $j = j_1,.....j_p$

$K_{1a}^* \in R^{(m-p)\times n}$: K_1^*, ın $j \neq j_1,.....j_p$ için k_{1j}^* elemanlarından oluşmuş nominal kontrol matrisi.

$K_{2a}^* \in R^{(m-p)\times r}$: K_2^*, ın $j \neq j_1,.....j_p$ için k_{2j}^* elemanlarından oluşmuş nominal kontrol matrisi.

$k_{3a}^* \in R^{(m-p)}$: k_3^*, ın $j \neq j_1,.....j_p$ için k_{3j}^* elemanlarından oluşmuş nominal kontrol vektörü.

$\bar{u}_f = [\bar{u}_{j1},.....\bar{u}_{jp}]^T$: Arızalı eyleyicilere ait giriş vektörü.

Tanımlanmış bu matris ve vektör ifadelerini (3.4) denkleminde kullanırsak,

$$\dot{x}(t) = (A + B_a K_{1a}^*)x(t) + B_a K_{2a}^* r(t) + B_a k_{3a}^* + B_f \bar{u}_f \qquad \textbf{(3.5)}$$

elde ederiz. Tam model durum izlemesini gerçekleştirecek nominal kontrol parametreleri, denklem (3.2)'yi ve (3.5)'i göz önünde bulundurarak aşağıdaki eşitliklerden kolayca bulunabilir.

$$\begin{aligned} B_a K_{1a}^* &= A_m - A \\ B_a K_{2a}^* &= B_m \\ B_a k_{3a}^* &= -B_f \bar{u}_f \end{aligned} \qquad \textbf{(3.6)}$$

Bulunan bu nominal kontrol parametrelerinin birer çözüm olabilmesi için, aşağıdaki yapısal değişmezlik koşullarının yerine getirilmesi gerekmektedir.

$$\begin{aligned} \text{rank}(B_a) &= \text{rank}([B_a \;\; A_m - A]) \\ \text{rank}(B_a) &= \text{rank}([B_a \;\; B_m]) \\ \text{rank}(B_a) &= \text{rank}(B) \end{aligned} \qquad \textbf{(3.7)}$$

Bu koşulların geometrik anlamdaki bir eşdeğeri de

$$\begin{aligned} &\text{im}(B_a) \supset \text{im}(A_m - A) \\ &\text{im}(B_a) \supset \text{im}(B_m) \\ &\text{im}(B) \supset \text{im}(B_a) \end{aligned} \qquad \textbf{(3.8)}$$

şeklinde ifade edilebilir. Açıkça görüldüğü üzere denklem (3.7)'deki ilk iki koşul, K_{1a}^* ve K_{2a}^* parametrelerinin denklem (3.6)'da yer alan ilk iki eşitliğin çözümü olabilmesi için yeter ve gerek şarttır.

Buna karşın arıza durumunda, $\text{rank}(B_a) < \text{rank}(B)$ olacağı aşikardır. Bunun anlamı B matrisinin en az bir sütunu, B_a matrisinin sütunlarının lineer kombinasyonu olarak ifade edilemeyecektir. Aynı şekilde, $u_j(t) = \bar{u}_j$, $j = j_1,...j_p$ herhangi sabit bir değer olacağından, $B_f \bar{u}_f$ de her zaman B_a matrisinin sütunlarının lineer kombinasyonu olarak ifade edilemeyebilir. Bu ise, denklem (3.6)'da verilen son eşitliğin herhangi bir k_{3a}^* tarafından her zaman sağlanamayacağı anlamına gelir. Dolayısıyla yapacağımız uyarlamalı kompanzasyon tasarımında, denklem (3.7)'deki son koşul, sistemin en fazla kaç adet arızayı kompanze edebileceğini göstermesi açısından büyük önem taşımaktadır. Bu durumu aşağıdaki örnekle açıklayabiliriz.

Örnek : Sisteme ve modele ilişkin durum ve giriş matrisleri aşağıdaki gibi verilsin.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \\ 0 & 1 & 3 \\ 2 & 7 & 2 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 2 & 2 \\ 3 & 1 & 5 & 3 \end{bmatrix} \quad A_m = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -2 & 0 \\ 0 & 0 & -3 \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$$

Burada $n = 3$, $m = 4$ ve $r = 2$ dir.

$A_m - A = \begin{bmatrix} -2 & -1 & 1 \\ 0 & -3 & -3 \\ -2 & -7 & -5 \end{bmatrix}$ elde edilir. Buradan aşağıdaki rank eşitliği bulunabilir.

$$\text{rank}(B) = \text{rank}([B \;\; (A_m - A)]) = \text{rank}([B \;\; B_m]) = 2 .$$

Eğer, B_a, B matrisinin herhangi $q = 2$ sütunundan oluşmuş bir matris ise $\text{rank}(B_a) = \text{rank}(B)$ eşitliği sağlanır. Dolayısıyla tam model çakışması m-q=2 adet eyleyici arızasına kadar gerçeklenebilir.

Aynı zamanda $q \le m - p$ ve $\text{rank}(B_f) \le p \le m - q$ olduğundan $\text{rank}(B_a) = \text{rank}(B)$ eşitliği sağlandığı takdirde, $\Lambda_q \in R^{q\times(m-p)}$ tam satır ranklı bir matris, Λ_f, $q \times p$ boyutlu ve B_f matrisiyle rank eşdeğerli bir matris, $B_q \in R^{n\times q}$, B_{nom} matrisinin herhangi lineer bağımsız q sütunundan meydana gelen ve tam sütun ranklı bilinen bir matris olmak üzere, aşağıdaki eşitlikler her zaman geçerlidir.

$$B_a = B_q\Lambda_q \ , \quad B_f = B_q\Lambda_f = B_a\Lambda_q^+\Lambda_f \ , \quad \Lambda_q\Lambda_q^+ = I_q$$

Eğer parametre değişimleri yoksa $(\Delta A = 0, \Delta B = 0)$ ve $\bar{u}_f \in R^p$ tam olarak biliniyorsa, optimal kontrolör kazanç matrisleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$K_{1a}^* = \Lambda_q^+ B_q^+ (A_m - A),\ K_{2a}^* = \Lambda_q^+ B_q^+ B_m,\quad k_3^* = -\Lambda_q^+ B_q^+ B_f \bar{u}_f$$

3.3 Uyarlamalı Kontrol Tasarımı

Sistemde işletme sırasında, hangi eyleyicinin ne zaman arızalanacağı bilinmediğinden, tam izlemeyi gerçekleştirecek K_{1a}^*, K_{2a}^* ve k_{3a}^* da bilinemez. Bu durumda hem sistem parametrelerindeki değişimleri hem de eyleyici arızalarını kompanze edecek uyarlamalı kontrol kurallarına ihtiyaç doğacaktır. Öyle ki durum geri beslemeli kontrol sinyali $v_i(t)$, $i = 1,2,...m$, sistemin kararlılığı ve asimptotik durum izlemesi sağlanacak şekilde tasarlanmalıdır. Bu amaçla kontrol sinyali $v(t)$,

$$v(t) = K_1(t)x(t) + K_2(t)r(t) + k_3(t) \qquad \textbf{(3.9)}$$

şeklinde yazılabilir. Burada K_1, K_2 ve k_3, tam izlemeyi gerçekleştiren K_1^*, K_2^* ve k_3^* parametrelerinin uyarlanmış değerleridir. O halde denklem (3.5) ile verilen sistem durum denklemi,

$$\dot{x}(t) = (A + B_a K_{1a})x(t) + B_a K_{2a} r(t) + B_a k_{3a} + B_f \bar{u}_f \qquad \textbf{(3.10)}$$

şeklinde yazılabilir. Bu ifadede $B_a = B_q \Lambda_b \Lambda q$ olup yapısal değişmezdir. Çünkü bilinmeyen matrisler $\Lambda_b = \Lambda_b^T > 0$ dır ve Λ_q tam satır ranklıdır. Öyle ki $K_{1a} = \Lambda_q^T K_{1q}$, $K_{2a} = \Lambda_q^T K_{2q}$, $k_{3a} = \Lambda_q^T k_{3q}$ olarak yazılabilirler. Bu ifadelerde yer alan K_{1q}, K_{2q} ve k_{3q} parametreleri nominal K_{1q}^*, K_{2q}^* ve k_{3q}^* parametrelerinin uyarlanmış değerleridir. O halde kontrolör parametre hataları $\tilde{K}_{ia} = K_{ia} - K_{ia}^*$, yeni parametre hataları $\tilde{K}_{iq} = K_{iq} - K_{iq}^*$ cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \tilde{K}_{1a} &= \Lambda_q^T \tilde{K}_{1q} \\ \tilde{K}_{2a} &= \Lambda_q^T \tilde{K}_{2q} \\ \tilde{k}_{3a} &= \Lambda_q^T \tilde{k}_{3q} \end{aligned} \qquad \textbf{(3.11)}$$

Durum izleme dinamik hatası $e(t)$ ise,

$$e(t) = x(t) - x_m(t) \qquad \textbf{(3.12)}$$

şeklinde verilir. (3.10), (3.2) ve (3.6) ve (3.11) denklemlerini birlikte ele alırsak durum izleme dinamik hatası $e(t)$ aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{x}_m(t) \\ &= [A + B_a \Lambda_q^T K_{1q}]x(t) + B_a \Lambda_q^T K_{2q} r(t) + B_a \Lambda_q^T k_{3q} + B_f \bar{u}_f - A_m x_m(t) - B_m r(t) \\ &= \left[A + B_a \Lambda_q^T (K_{1q}^* + \tilde{K}_{1q})\right]x(t) + B_a \Lambda_q^T \left[K_{2q}^* + \tilde{K}_{2q}\right] r(t) + B_a \Lambda_q^T \left[k_{3q}^* + \tilde{k}_{3q}\right] - B_a \Lambda_q^T k_{3q}^* \\ &\quad - [B_a \Lambda_q^T K_{1q}^* + A]x_m(t) - B_a \Lambda_q^T K_{2q}^* r(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{e}(t) &= Ax(t) + B_a \Lambda_q^T K_{1q}^* x(t) - B_a \Lambda_q^T K_{1q}^* x_m - Ax_m + B_a \Lambda_q^T [\tilde{K}_{1q} x(t) + \tilde{K}_{2q} r(t) + \tilde{k}_{3q}] \\ \dot{e}(t) &= A_m x + Ax_m - A_m x_m - Ax_m + B_a \Lambda_q^T [\tilde{K}_{1q} x(t) + \tilde{K}_{2q} r(t) + \tilde{k}_{3q}] \end{aligned}$$

Bu ifadeyi düzenlersek dinamik hata

$$\dot{e}(t) = A_m e(t) + B_q \overline{\Lambda}_b \left[\tilde{K}_{1q} x(t) + \tilde{K}_{2q} r(t) + \tilde{k}_{3q}\right] \qquad \textbf{(3.13)}$$

olarak elde edilir. Bu ifadede $\overline{\Lambda}_b = \Lambda_b \Lambda_q \Lambda_q^T$ her zaman simetrik ve pozitif tanımlıdır. Bu hata ifadesinden yola çıkarak, durum hatalarının ve parametre hatalarının pozitif tanımlı karesel fonksiyonlarını içeren geliştirilmiş aday Lyapunov fonksiyonu, V, izdüşüm operatörünü, **Gürleyen (2006c),** göz önüne alarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$V(t) = e^T(t)Pe(t) + iz\left\{N_1^{-1}\tilde{K}_{1a}^T\Gamma_1^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{1a}\right\} + iz\left\{N_2^{-1}\tilde{K}_{2a}^T\Gamma_2^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{2a}\right\} + iz\left\{\tilde{k}_{3a}^T\Gamma_3^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{k}_{3a}\right\} \quad \textbf{(3.14)}$$

Burada matrisin iz fonksiyonu, $iz(M) = \sum_{i=1}^{n} m_{ii}$, $M \in R^{n\times n}$ şeklinde tanımlıdır ve $\Gamma_1 = \Gamma_1^T > 0$, $\Gamma_2 = \Gamma_2^T > 0$, $\Gamma_3 = \Gamma_3^T > 0$, $N_1 = N_1^T > 0$, $N_2 = N_2^T > 0$ uygun boyutlu pozitif tanımlı matrislerdir.

$PA_m + A_m^T P = -Q$, $Q = Q^T > 0$, matris Lyapunov denkleminin sağlanması koşuluyla (A_m Hurwitz), integral tipi uyarlama kuralları aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{K}}_{1q}(t) &= -\Gamma_1 B_q^T Pe(t)\left[N_1 x(t)\right]^T \\
\dot{\tilde{K}}_{2q}(t) &= -\Gamma_2 B_q^T Pe(t)\left[N_2 r(t)\right]^T \\
\dot{\tilde{k}}_{3q}(t) &= -\Gamma_3 B_q^T Pe(t)
\end{aligned} \quad \textbf{(3.15)}$$

Uyarlama kurallarının denklem (3.15) deki gibi seçilmesiyle, $V(t)$, aday Lyapunov fonksiyonunun, hata dinamikleri boyunca zamana göre türevi $\dot{V}(t)$ aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\dot{V}(t) &= \dot{e}^T(t)Pe(t) + e^T(t)P\dot{e}(t) + iz\left\{N_1^{-1}\dot{\tilde{K}}_{1q}^T\Gamma_1^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{1q}\right\} + iz\left\{N_2^{-1}\dot{\tilde{K}}_{2q}^T\Gamma_2^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{2q}\right\} \\
&+ iz\left\{\dot{\tilde{k}}_{3q}^T\Gamma_3^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{k}_{3q}\right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\dot{V}(t) &= (A_m e + B_q\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{1q}x + B_q\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{2q}r + B_q\overline{\Lambda}_b\tilde{k}_{3q})^T Pe \\
&+ e^T P(A_m e + B_q\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{1q}x + B_q\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{2q}r + B_q\overline{\Lambda}_b\tilde{k}_{3q}) + 2iz\left\{N_1^{-1}\dot{\tilde{K}}_{1q}^T\Gamma_1^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{1q}\right\} \\
&+ 2iz\left\{N_2^{-1}\dot{\tilde{K}}_{2q}^T\Gamma_2^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{K}_{2q}\right\} + 2iz\left\{\dot{\tilde{k}}_{3q}^T\Gamma_3^{-1}\overline{\Lambda}_b\tilde{k}_{3q}\right\}
\end{aligned}$$

yukarıdaki denklemi düzenlersek,

$$\dot{V} = -e^T(A_m^T P + PA_m)e + 2\text{trace}\left\{N_1^{-1}\dot{\tilde{K}}_{1q}^T\Gamma_1^{-1}\bar{\Lambda}_b\tilde{K}_{1q} + xe^T PB_q\bar{\Lambda}_b\tilde{K}_{1q}\right\}$$
$$+ 2\text{trace}\left\{N_2^{-1}\dot{\tilde{K}}_{2q}^T\Gamma_2^{-1}\bar{\Lambda}_b\tilde{K}_{2q} + re^T PB_q\bar{\Lambda}_b\tilde{K}_{2q}\right\} + 2\text{trace}\left\{\tilde{k}_{3q}^T\Gamma_3^{-1}\bar{\Lambda}_b\dot{\tilde{k}}_{3q} + e^T PB_q\bar{\Lambda}_b\tilde{k}_{3q}\right\} \quad \textbf{(3.16)}$$

elde ederiz. Denklem (3.15) ile verilen uyarlama kurallarını ve $PA_m + A_m^T P = -Q$ eşitliğini, (3.16)'de yerine yazarsak, $\dot{V}(t)$

$$\dot{V} = -e^T(t)Qe(t) \le 0\,,\ t \in [0,\infty) \quad \textbf{(3.17)}$$

olarak bulunur. Böylece denklem (3.15) ile ifade edilen, Lyapunov fonksiyon adayı, $V(t)$, tüm durum hataları uzayında Lyapunov fonksiyonu olmuş olur. Dolayısıyla durum hatası uzayının orijini Lyapunov anlamında asimptotik kararlı olmuş olur öyle ki durum hata vektörü $e(t)$'nin tüm bileşenleri sınırlıdır ve zamanla sıfıra yakınsar ($e_i(t) \in L^2$). Hem arızalı hem de arızasız işletme durumları için kontrol parametrelerinin genlikçe sınırlılığını ise şu şekilde gösterebiliriz. Öyle ki, $T_o \le t \le T_f < \infty$ zaman aralığında, p adet eyleyici arızası ve $T_f \to \infty$ olsun. Yani arıza sonsuz zamanda sonlansın. En az q adet eyleyici sağlam kalacağından, parametre değişimleri ve arızalar genlikçe sınırlı kaldığı müddetçe ve yapısal değişmezlik şartları sağlandığı takdir de K_{1a} denklem (15)'den aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\underset{j=j1,..jp}{K_{1a}} = \Lambda_q^T K_{1q}(T_o) - \Lambda_q^T\Gamma_1\int_{T_o}^{T_f} B_q^T Pe(\tau)\left[N_1 x(\tau)\right]^T d\tau \quad \textbf{(3.18)}$$

$\|e(t)\| \in L^2$, $\|x(t)\|_\infty = \|e(t) + x_m(t)\|_\infty \le \|e(t)\|_\infty + \|x_m(t)\|_\infty < \infty$, A ve B matrislerindeki parametre değişimleri Λ_A, Λ_B ile denklem (2.4) deki arızaların da genlikçe sınırlı olmasından dolayı, fonksiyonel analizden bilineceği gibi denklem (3.18) de yer alan integral ifadesi sonsuz zamanda daima sınırlı kalacaktır yani $\|K_{1a}\|_\infty < \infty$ olacaktır. Eğer sistemde arıza yoksa ve sadece işletme rejiminden kaynaklanan genlikçe sınırlı parametre değişimleri varsa, denklem (3.18) nin yerine aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$\underset{j\neq j_1,..j_p}{K_{1a}} = \Lambda_q^T \underset{j\neq j_1,..j_p}{K_{1q}}(0) - \Lambda_q^T \Gamma_1 \int_0^{0\le t\le T_0<\infty} B_q^T Pe(\tau)\left[N_1 x(\tau)\right]^T d\tau \qquad \textbf{(3.19)}$$

$e(t), x(t)$ ve parametre değişimlerinin tüm bileşenlerinin sınırlı ve ölçülebilir olması durumunda denklem (3.19) de yer alan integral ifadesi de, sınırlı bir zaman üzerinde kesinlikle sınırlı kalacaktır. Benzer bir yaklaşımla, K_{2a} ve k_{3a} parametrelerinin de genlikçe sınırlılılığı gösterilebilir. Dolayısıyla hem arızalı hem de arızasız işletme durumları için elde ettiğimiz uyarlama kuralları hem asimptotik durum izlemesini hem de kararlılığı garanti altına alırken, kapalı çevrim kontrol sinyallerinin de belli sınırlar içerisinde kalmasını sağlamaktadır. Yani durum hatası $e(t)$ asimptotik olarak sıfıra gitmekte ve parametre hataları da belirli sınırlar içerisinde kalmaktadır.

Şimdi ise kontrol parametrelerini, integral tipi uyarlama kuralları ile (3.15) güncellemek yerine, arızanın meydana getirdiği geçici hal rejimlerini daha kısa sürede sıfıra götürecek dolayısıyla adaptasyon süresini kısaltacak orantı-integral tipi uyarlama kuralları ile güncelleyebiliriz. Bunun için kontrol parametreleri $\tilde{K}_{1a}$, $\tilde{K}_{2a}$ ve $\tilde{k}_{3a}$, orantı ve integral bileşenleri cinsinden aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
\tilde{K}_{1a} &= \Lambda_q^T\left[\tilde{K}_{1q} + \tilde{K}_{1o}\right] \\
\tilde{K}_{2a} &= \Lambda_q^T\left[\tilde{K}_{2q} + \tilde{K}_{2o}\right] \\
\tilde{k}_{3a} &= \Lambda_q^T\left[\tilde{k}_{3q} + \tilde{k}_{3o}\right]
\end{aligned} \qquad \textbf{(3.20)}$$

Burada, $\tilde{K}_{1q}$, $\tilde{K}_{2q}$, $\tilde{k}_{3q}$, kontrol parametrelerinin integral bileşenlerini, $\tilde{K}_{1o}$, $\tilde{K}_{2o}$, $\tilde{k}_{3o}$ ise oransal bileşenlerini ifade etmektedir. Oransal bileşenler aşağıdaki gibi yazılsın,

$$\begin{aligned}
\tilde{K}_{1o} &= -\Gamma_{1o} B_q^T Pe\left[N_1 x\right]^T \\
\tilde{K}_{2o} &= -\Gamma_{2o} B_q^T Pe\left[N_1 r\right]^T \\
\tilde{k}_{3o} &= -\Gamma_{3o} B_q^T Pe
\end{aligned} \qquad \textbf{(3.21)}$$

Bu ifadede $\Gamma_{1o} = \Gamma_{1o}^T$, $\Gamma_{2o} = \Gamma_{2o}^T$, $\Gamma_{3o} = \Gamma_{3o}^T$ uygun boyutlu pozitif simetrik matrislerdir. O halde kontrol parametreleri,

$$\tilde{K}_{1qo} = K_{1q} - \Gamma_{1o} B_q^T Pe[N_1 x]^T$$
$$\tilde{K}_{2qo} = K_{2q} - \Gamma_{2o} B_q^T Pe[N_1 r]^T \qquad \textbf{(3.22)}$$
$$\tilde{k}_{3qo} = k_{3q} - \Gamma_{3o} B_q^T Pe$$

şeklinde yazılabilir. (3.10), (3.11), (3.2), (3.6) ve (3.22) denklemlerini göz önünde bulundurarak, durum hatası $e(t)$ 'yi tekrar yazarsak,

$$\begin{aligned}
\dot{e}(t) &= \dot{x}(t) - \dot{x}_m(t) \\
&= [A + B_a \Lambda_q^T (K_{1q}^* + \tilde{K}_{1q})]x(t) - B_a \Lambda_q^T \Gamma_{1o} B_q^T Pe[N_1 x]^T x + B_a \Lambda_q^T [K_{2q}^* + \tilde{K}_{2q}] r(t) \\
&\quad - B_a \Lambda_q^T \Gamma_{2o} B_q^T Pe[N_2 r]^T r + B_a \Lambda_q^T [k_{3q}^* + \tilde{k}_{3q}] - B_a \Lambda_q^T \Gamma_{3o} B_q^T Pe - B_a \Lambda_q^T k_{3q}^* \\
&\quad - A_m x_m(t) - B_a \Lambda_q^T K_{2q}^* r(t) \\
&= Ax + B_a \Lambda_q^T K_{1q}^* x + B_a \Lambda_q^T \tilde{K}_{1q} x - B_a \Lambda_q^T \Gamma_{1o} B_q^T Pe[N_1 x]^T x + B_a \Lambda_q^T K_{2q}^* r + B_a \Lambda_q^T \tilde{K}_{2q} r \\
&\quad - B_a \Lambda_q^T \Gamma_{2o} B_q^T Pe[N_2 r]^T r + B_a \Lambda_q^T k_{3q}^* + B_a \Lambda_q^T \tilde{k}_{3q} - B_a \Lambda_q^T \Gamma_{3o} B_q^T Pe - B_a \Lambda_q^T k_{3q}^* \\
&\quad - A_m x_m(t) - B_a \Lambda_q^T K_{2q}^* r(t) \\
&= A_m x - A_m x_m + B_a \Lambda_q^T [\tilde{K}_{1q} x + \tilde{K}_{2q} r + \tilde{k}_{3q}] \\
&\quad - B_a \Lambda_q^T [\Gamma_{1o} B_q^T Pe[N_1 x]^T x - \Gamma_{2o} B_q^T Pe[N_2 r]^T r - \Gamma_{3o} B_q^T Pe]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\dot{e}(t) &= A_m e(t) + B_q \bar{\Lambda}_b [\tilde{K}_{1q} x + \tilde{K}_{2q} r + \tilde{k}_{3q}] \\
&\quad - B_q \bar{\Lambda}_b [\Gamma_{1o} B_q^T Pe[N_1 x]^T x - \Gamma_{2o} B_q^T Pe[N_2 r]^T r - \Gamma_{3o} B_q^T Pe]
\end{aligned} \qquad \textbf{(3.23)}$$

elde ederiz. Bu hata ifadesinden yola çıkarak aday Lyapunov fonksiyonu $V(t)$, benzer biçimde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V(t) = e^T(t) P e(t) + iz\{N_1^{-1} \tilde{K}_{1q}^T \Gamma_1^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q}\} + iz\{N_2^{-1} \tilde{K}_{2q}^T \Gamma_2^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q}\} + iz\{\tilde{k}_{3q}^T \Gamma_3^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q}\} \qquad \textbf{(3.24)}$$

$V(t)$, aday Lyapunov fonksiyonunun, hata dinamikleri boyunca zamana göre türevi $\dot{V}(t)$ aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
\dot{V}(t) &= \dot{e}^T(t) P e(t) + e^T(t) P \dot{e}(t) + iz\{N_1^{-1} \dot{\tilde{K}}_{1q}^T \Gamma_1^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q}\} + iz\{N_2^{-1} \dot{\tilde{K}}_{2q}^T \Gamma_2^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q}\} \\
&+ iz\{\dot{\tilde{k}}_{3q}^T \Gamma_3^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q}\}
\end{aligned}$$

$$\dot{V}(t) = \begin{pmatrix} A_m e + B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q} x + B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q} r + B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q} - B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{1o} B_q^T P e [N_1 x]^T x \\ - B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{2o} B_q^T P e [N_2 r]^T r - B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{3o} B_q^T P e \end{pmatrix}^T P e$$
$$+ e^T P \begin{pmatrix} A_m e + B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q} x + B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q} r + B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q} - B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{1o} B_q^T P e [N_1 x]^T x \\ - B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{2o} B_q^T P e [N_2 r]^T r - B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{3o} B_q^T P e \end{pmatrix}$$
$$+ 2iz\left\{N_1^{-1} \dot{\tilde{K}}_{1q}^T \Gamma_1^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q}\right\} + 2iz\left\{N_2^{-1} \dot{\tilde{K}}_{2q}^T \Gamma_2^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q}\right\} + 2iz\left\{\dot{\tilde{k}}_{3q}^T \Gamma_3^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q}\right\}$$

$$\dot{V}(t) = -e^T P B_q \Gamma_{3o} \bar{\Lambda}_b B_q^T P e - r^T N_2 r e^T P B_q \Gamma_{20} \bar{\Lambda}_b B_q^T P e - x^T N_1 x e^T P B_q \Gamma_{1o} \bar{\Lambda}_b B_q^T P e$$
$$+ \tilde{k}_{3q}^T \bar{\Lambda}_b B_q^T P e + r^T \tilde{K}_{2q}^T \bar{\Lambda}_b B_q^T P e + x^T \tilde{K}_{1q}^T \bar{\Lambda}_b B_q^T P e + e^T A_m^T P e + e^T P A_m e + e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q} x$$
$$+ e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q} r + e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q} - e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{1o} B_q^T P e [N_1 x]^T x - e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{2o} B_q^T P e [N_2 r]^T r$$
$$- e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{3o} B_q^T P e + 2iz\left\{N_1^{-1} \dot{\tilde{K}}_{1q}^T \Gamma_1^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q}\right\} + 2iz\left\{N_2^{-1} \dot{\tilde{K}}_{2q}^T \Gamma_2^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q}\right\} + 2iz\left\{\dot{\tilde{k}}_{3q}^T \Gamma_3^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q}\right\}$$

$$\dot{V}(t) = e^T (A_m^T P + P A_m) e + 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q} r + 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q} x + 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q}$$
$$- 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{1o} B_q^T P e [N_1 x]^T x - 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{2o} B_q^T P e [N_2 r]^T r - 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{3o} B_q^T P e$$
$$+ 2iz\left\{N_1^{-1} \dot{\tilde{K}}_{1q}^T \Gamma_1^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q}\right\} + 2iz\left\{N_2^{-1} \dot{\tilde{K}}_{2q}^T \Gamma_2^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q}\right\} + 2iz\left\{\dot{\tilde{k}}_{3q}^T \Gamma_3^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q}\right\}$$

$$\dot{V}(t) = -e^T Q e + 2iz\left\{N_1^{-1} \dot{\tilde{K}}_{1q}^T \Gamma_1^{-1} \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q} + x e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{1q}\right\}$$
$$+ 2iz\left\{N_2^{-1} \dot{\tilde{K}}_{2q}^T \Gamma_2^{-1} \tilde{K}_{2q} + r e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{K}_{2q}\right\} + 2iz\left\{\dot{\tilde{k}}_{3q}^T \Gamma_3^{-1} \tilde{k}_{3q} + e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \tilde{k}_{3q}\right\}$$
$$- 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{1o} B_q^T P e [N_1 x]^T x - 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{2o} B_q^T P e [N_2 r]^T r - 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{3o} B_q^T P e$$

integral tipi uyarlama kurallarının denklem (3.15) deki gibi seçilmesiyle $\dot{V}(t)$,

$$\dot{V}(t) = -e^T Q e - 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{1o} B_q^T P e [N_1 x]^T x - 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{2o} B_q^T P e [N_2 r]^T r$$
$$- 2e^T P B_q \bar{\Lambda}_b \Gamma_{3o} B_q^T P e \le 0, \quad t \in [0, \infty) \qquad \textbf{(3.25)}$$

olarak bulunur. Bu denklemde,

$$\bar{\Lambda}_b \Gamma_{1o} = \bar{\Lambda}_{b10} \quad B_q \bar{\Lambda}_{b1o} B_q^T = \Delta_1 \quad \bar{\Lambda}_{b10} = \bar{\Lambda}_{b10}^T \quad \Delta_1 = \Delta_1^T > 0$$
$$\bar{\Lambda}_b \Gamma_{2o} = \bar{\Lambda}_{b20} \;, \; B_q \bar{\Lambda}_{b2o} B_q^T = \Delta_2 \;, \; \bar{\Lambda}_{b20} = \bar{\Lambda}_{b20}^T \;, \; \Delta_2 = \Delta_2^T > 0 \qquad \textbf{(3.26)}$$
$$\bar{\Lambda}_b \Gamma_{3o} = \bar{\Lambda}_{b30} \quad B_q \bar{\Lambda}_{b3o} B_q^T = \Delta_3 \quad \bar{\Lambda}_{b30} = \bar{\Lambda}_{b30}^T \quad \Delta_3 = \Delta_3^T > 0$$

seçilmesi durumunda, $\dot{V}(t)$,

$$\dot{V}(t) = -e^T Qe - 2e^T P\Delta_1 Pex^T N_1 x - 2e^T P\Delta_2 Per^T N_2 r - 2e^T P\Delta_3 Pe \le 0 \qquad \textbf{(3.27)}$$

olarak bulunur. Denklem (3.27), denklem (3.17) ile karşılaştırıldığında, $\dot{V}(t)$'nin, sadece integral tipi uyarlama kurallarının kullanılması durumuna nazaran daha da negatif olduğu görülmektedir. Bu ise arızanın meydana getirdiği geçici rejimlerin daha çabuk bir şekilde kompanze edilip durum hatası $e(t)$ 'nin daha kısa sürede sıfıra yakınsamasını sağlayacaktır. O halde kontrol parametrelerini ayarlayan orantı-integral tipi uyarlama kuralları aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{aligned}
\tilde{K}_{1qo}(t) &= -\int_0^\infty \Gamma_1 B_q^T Pe(t)\left[N_1 x(t)\right]^T dt - \Gamma_{1o} B_q^T Pe\left[N_1 x\right]^T \\
\tilde{K}_{2qo}(t) &= -\int_0^\infty \Gamma_2 B_q^T Pe(t)\left[N_2 r(t)\right]^T dt - \Gamma_{2o} B_q^T Pe\left[N_2 r\right]^T \qquad \textbf{(3.28)} \\
\tilde{k}_{3qo}(t) &= -\int_0^\infty \Gamma_3 B_q^T Pe(t) - \Gamma_{3o} B_q^T Pe
\end{aligned}$$

Bu uyarlama kuralları ile uyarlanan sistemin kararlılığı ve kapalı çevrim kontrol sinyallerinin genlikçe sınırlılığı, sadece integral tipi uyarlama kuralları ile uyarlanan sistemin kararlılık ve sınırlılık analizlerine benzer bir yaklaşımla gösterilebilir.

3.4 Sonuç

Bu bölümde, dinamik parametreleri genlikçe sınırlı fakat belirsiz olan lineer sistemlerin eyleyici arızalarının, asimptotik model durum izlemesini sağlayan, durum geri beslemeli uyarlamalı kontrolör tasarlanarak kompanze edebileceğini gösterdik. Bu amaçla ilk önce, belirsizliklerin ve arızaların bilinmesi durumunda ki tam model durum izlemesini gerçekleştirecek nominal kontrol parametreleri yapısal değişmezlik koşulları altında verilmiş ve daha sonra bu belirsizlik ve arızaların bilinmemesi durumunda, tam model durum izlemesini gerçekleştirecek uyarlama kuralları ortaya konmuştur. Lyapunov kararlılığı anlamında, orantı-integral tipi uyarlama kurallarının sadece integral tipi uyarlama kurallarına nazaran daha etkili olduğu ve arızaların meydana getirdiği geçici hal rejimlerini daha çabuk kompanze edebileceği sonucuna

varılmıştır. Bu uyarlama kuralları ile kurulan uyarlamalı kontrol sisteminin performansı altıncı bölümde yapılan ilgili benzetim çalışmalarından da açıkca gözlemlenebilmektedir.

4. DURUM GERİ BESLEME UYARLAMALI MODEL ÇIKIŞ İZLEMESİ

4.1 Giriş

Birçok uygulamada tüm sistemin durumlarının izlenmesi yerine sadece çıkışların izlenmesi ve referans model çıkışları gibi davranması arzu edilir. Bu bölümde de bir önceki bölümde ele alınan sistemin eyleyici arızalarının kompanzasyonu, asimptotik çıkış izlemesini sağlayacak, durum geri beslemeli uyarlamalı kontrolör kullanılarak gerçekleştirilecektir. Amacımız, en fazla $m-1$ adet yeri, zamanı ve genlikçe sınırlı değerleri bilinmeyen eyleyici arızalarını ve sistem dinamik belirsizliklerini kompanze edecek uyarlamalı kontrol kurallarını ortaya koymaktır. Bu doğrultuda ilk önce birtakım varsayımlar altında, tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek nominal kontrolör tasarlanacak ve ardından bu parametre değişimleri ve arızaların bilinmemesi durumundaki tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek uyarlama kuralları çıkartılacak ve bu kurallarla kurulan sistemin kararlılık analizi yapılacaktır. Yaptığımız tasarımın etkinliğini ve istenilen performansı test edecek bir benzetim, Bölüm 6 da Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilecektir.

4.2 Dinamik Denklemler ve Tam Model Çıkış İzleme Şartlarının Çıkartılması

Sürekli lineer zamanla değişmeyen bir sistem durum uzayında

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A\,x(t) + B\,u(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \qquad \textbf{(4.1)}$$

şeklinde verilebilir. Burada, $A \in R^{n\times n}$, $B \in R^{n\times m}$, $C \in R^{l\times n}$ parametreleri bilinmeyen sabit sistem matrisleri, $y(t) \in R$ sistem çıkışı, $x(t) = [x_1,.....,x_n]^T \in R^n$, ölçülebilir sistem durum vektörü, $u(t) = [u_1,.....,u_m]^T \in R^m$ sistem giriş vektörüdür.

Modelin giriş-çıkış formundaki $s = d/dt$ türev operatörü ile tanımlı dinamik denklemi ise aşağıdaki gibidir.

$$y_m(t) = G_m(s)r(t) \tag{4.2}$$

ya da durum uzayında,

$$\dot{y}_m(t) = A_m y_m(t) + B_m r(t) \tag{4.3}$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $G_m(s) = (sI - A_m)^{-1} B_m$, bağıl derecesi (relative degree) n^* olan minimum fazlı bir dinamik sistem ($G_m(s)$ in kutupları ve sıfırları sol yarı s düzleminde), $r(t) \in R$ sonlu sayıda süreksizlik içeren parça parça sürekli ve sınırlı bir fonksiyondur (piecewise continuous). Bu bölümde arızalı eyleyiciyi kompanze etmek için, sisteme yedeklenen sağlam eyleyicilerin sistem üzerinde benzer fiziksel özelliklere sahip olduğunu düşüneceğiz. Dolayısıyla kontrolör sinyalini eş uyarlama modelini göz önüne alarak tasarlayacağız. O halde sistem dinamik matrislerindeki genlikçe sınırlı belirsizliklerin ve eyleyici arızalarının bilinmesi durumunda tam model izlemesini gerçekleştirecek kontrolör çıkış sinyali $v^*(t) = [v_1^*(t), ...v_m^*(t)]^T$

$$v_1^*(t) = ...v_m^*(t) = k_{11}^{*T} x(t) + k_{21}^{*T} r(t) + k_{31}^* \tag{4.4}$$

şeklinde yazılabilir. Burada $k_{11}^* \in R^n$, $k_{21}^* \in R^r$, $k_{31}^* \in R$, tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek ve bilinen hatayı kompanze edecek kontrolör parametreleridir. Kontrol sinyalinin denklem (4.4)'deki gibi yazılması $k_{1i}^* = k_{11}^*, k_{2i}^* = k_{21}^*, k_{3i}^* = k_{31}^* \quad \forall i = 2,3,.....,m$ olması anlamına gelmektedir. Sistemin p adet eyleyici arızası içerdiğini varsayarsak yani $u_j(t) = \bar{u}_j$, $j = j_1,...j_p, 1 \le p \le m-1$ ise, kapalı çevrim kontrol sisteminin durum denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \left(A + \sum_{j \neq j_1,...j_p} b_j k_{11}^{*T} \right) x(t) + \sum_{j \neq j_1,...j_p} b_j k_{21}^{*T} r(t) + \sum_{j \neq j_1,...j_p} b_j k_{31}^* + \sum_{j = j_1,...j_p} b_j \bar{u}_j \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \tag{4.5}$$

Yukarıdaki denklemden sistemin durum değişkeni $x(t)$, aşağıdaki gibi elde edilir.

$$(sI - A - \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{11}^{*\,T})x(t) = \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{21}^{*\,T} r(t) + \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{31}^{*} + \sum_{j=j_1,\ldots j_p} b_j \bar{u}_j$$
$$x(t) = (sI - A - \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{11}^{*\,T})^{-1}(\sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{21}^{*\,T} r(t) + \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{31}^{*} + \sum_{j=j_1,\ldots j_p} b_j \bar{u}_j) \quad \textbf{(4.6)}$$

Bu ifadeyi $y(t) = Cx(t)$ denkleminde yerine yazarsak,

$$y(t) = C(sI - A - \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{11}^{*\,T})^{-1}(\sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{21}^{*\,T} r(t) + \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{31}^{*} + \sum_{j=j_1,\ldots j_p} b_j \bar{u}_j) \quad \textbf{(4.7)}$$

elde ederiz. Denklem (4.2) ve (4.7)'yi göz önüne alırsak, tam model çıkış izlemesi sağlanabilmesi için, kontrolör parametreleri $k_{11}^{*}, k_{21}^{*}, k_{31}^{*}$'ın aşağıdaki eşitlikleri sağlaması gerekmektedir.

$$C(sI - A - \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{11}^{*\,T})^{-1} \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{21}^{*\,T} = G_m(s) \quad \textbf{(4.8)}$$

$$C(sI - A - \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{11}^{*\,T})^{-1}(\sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j k_{31}^{*} + \sum_{j=j_1,\ldots j_p} b_j \bar{u}_j) = 0 \quad \textbf{(4.9)}$$

Nominal kontrolör kazanç parametrelerinin $(k_{11}^{*}, k_{21}^{*}, k_{31}^{*})$ denklem (4.8, 4.9)'un birer çözümü olabilmesi için aşağıdaki varsayımların gerçeklenmesi gerekir **(Narendra ve Annaswamy, 1989).**

Varsayım 4.1 : $(A, \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j)$, $\forall p \in \{0,1,...,m-1\}$ matris çifti kontrol edilebilirdir.

Varsayım 4.2 : Sistemin $\forall p \in \{0,1,...,m-1\}$ için transfer fonksiyonlarının $(C, A, \sum_{j \neq j_1,\ldots j_p} b_j)$ bağıl derecesi modelin bağıl derecesine(n^{*}) eşit olmalıdır.

Varsayım 4.3 : Sistem minimum fazlıdır yani sistemin tüm kutup ve sıfırları sol yarı düzlemde yer alır.

Varsayım 4.4 : $\forall p \in \{0,1,...,m-1\}$ için, sistemin işletim sırasındaki yüksek frekans kazançlarının $CA^{n^*-1}\sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j$ (frekans domeninde yazılmış transfer fonksiyonlarında, $(C, A, \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j)$, pay polinomunun s değişkeninin kuvvetine göre sıralanmış en büyük dereceli ifadesini 1 yapan katsayı, k^*_{21},) işaretlerinin değişmediği kabul edilmektedir. Yani, $\text{sign}(k^*_{21}) = \text{sabit}$

Bu varsayımlar altında, nominal kontrolör parametreleri sistemin kapalı çevrim kutuplarını, modelin transfer fonksiyonu $G_m(s)$'in kutuplarına ve sistemin açık çevrim kararlı sıfırlarına yerleştirir. Ayrıca denklem (4.5) de yer alan sistem çıkış sinyalini aşağıdaki gibi düzenlersek,

$$\dot{y}(t) = (CA + C\sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k^{*T}_{1j})x + C\sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k^{*T}_{2j} r(t) + C\sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k^*_{3j} + C\sum_{j=j_1,...j_p} b_j \bar{u}_j \qquad \textbf{(4.10)}$$

elde ederiz. Bu denklemi, denklem (4.3) ile mukayese edersek, tam model çıkış izleme eşitliklerinin(4.8, 4.9) sağlanabilmesi için, nominal kontrolör parametreleri aşağıdaki gibi olmalıdır.

$$\begin{aligned}
&\sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k^{*T}_{1j} = C^+(A_m C - CA)\\
&\sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k^{*T}_{2j} = C^+ B_m \qquad \textbf{(4.11)}\\
&\sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k^*_{3j} = -\left[\sum_{j=j_1,...j_p} b_j \bar{u}_j\right]
\end{aligned}$$

Burada $C \in R^{1\times n}$ tam satır ranklı bir vektör olmak üzere $C^+ = \left(C^T C\right)^{-1} C^T$ ifadesi C vektörünün pseudo-tersidir. Bulunan bu nominal kontrol parametrelerinin, tam model çıkış izlemesinin birer çözümü olabilmesi için, bir önceki bölümde değinilen ve gerekliliğine şart duyulan yapısal değişmezlik koşullarına benzer bir biçimde, aşağıdaki koşulların yerine getirilmesi gerekmektedir.

$$\begin{aligned}
&\operatorname{rank}([C \sum_{j\neq j_1,..j_p} b_j]) = \operatorname{rank}([C \sum_{j\neq j_1,..j_p} b_j \quad (A_m C - CA)]) \\
&\operatorname{rank}([C \sum_{j\neq j_1,..j_p} b_j]) = \operatorname{rank}([C \sum_{j\neq j_1,..j_p} b_j \quad B_m]) \\
&\operatorname{rank}(\sum_{j\neq j_1,..j_p} b_j) = \operatorname{rank}(\sum_{j=j_1,..j_m} b_j)
\end{aligned} \tag{4.12}$$

4.3 Uyarlamalı Kontrol Tasarımı

İşletim sırasında sistemde hangi eyleyicinin ne zaman arızalanacağı ve hangi değerleri alacağı bilinemediğinden , tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek nominal kontrolör parametreleri $k_{11}^*, k_{21}^*, k_{31}^*$ da bilinemez. Bu durumda sistem dinamiklerindeki belirsiz değişimleri ve eyleyici arızalarını kompanze edecek uyarlamalı kontrol işaretlerine ihtiyaç doğacaktır. Böyle bir kontrol sinyali $v_i(t),\ i = 1,2,...m,$

$$v_1(t) = v_2(t) = ... = v_m(t) = k_{11}^T(t)x(t) + k_{21}^T(t)r(t) + k_{31}(t) \tag{4.13}$$

şeklinde yazılabilir. Bu denklemde $k_{11}(t) \in R^n$, $k_{21}(t) \in R^r$, $k_{31}(t) \in R$, nominal kontrol parametreleri k_{11}^*, k_{21}^* ve k_{31}^*'ın uyarlanmış değerleri olup,

$$\begin{aligned}
\tilde{k}_{11} &= k_{11} - k_{11}^* \\
\tilde{k}_{21} &= k_{21} - k_{21}^* \\
\tilde{k}_{31} &= k_{31} - k_{31}^*
\end{aligned} \tag{4.14}$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu takdirde, kapalı çevrim uyarlamalı sistemin durum ve çıkış denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{x}(t) = \left(A + \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k_{11}^{*T}\right)x(t) + \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j\left[k_{21}^{*T} r(t) + k_{31}^*\right] + \sum_{j=j_1,...j_p} b_j \bar{u}_j + \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j\left[\tilde{k}_{11}^T x + \tilde{k}_{21}^T r + \tilde{k}_{31}\right]$$

$$y(t) = C\left[sI - A - \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k_{11}^{*T}\right]^{-1} \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j\left[k_{21}^{*T} r + k_{31}^*\right] + C\left[sI - A - \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k_{11}^{*T}\right]^{-1} \sum_{j=j_1,...j_p} b_j \bar{u}_j +$$

$$C\left[sI - A - \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j k_{11}^{*T}\right]^{-1} \sum_{j\neq j_1,...j_p} b_j\left[\tilde{k}_{11}^T x + \tilde{k}_{21}^T r + \tilde{k}_{31}\right]$$

Bu denklemde , denklem (4.2, 4.8, 4.9)'u kullanırsak,

$$y(t) = G_m(s)r + C\left[sI - A - \sum_{j \neq j1,..jp} b_j k_{11}^{*\,T} \right]^{-1} \sum_{j \neq j1,..jp} b_j \left[\tilde{k}_{11}^{\,T} x + \tilde{k}_{21}^{\,T} r + \tilde{k}_{31} \right] \qquad \textbf{(4.15)}$$

elde ederiz. Bu denklemi düzenlersek çıkış hatası sinyali $e(t)$,

$$y(t) = y_m(t) + G_m(s)\left[\frac{1}{k_{21}^*} (\tilde{k}_{11}^T x + \tilde{k}_{21}^T r + \tilde{k}_{31} \right]$$

$$e(t) = G_m(s)\left[\frac{1}{k_{21}^*} (\tilde{k}_{11}^T x + \tilde{k}_{21}^T r + \tilde{k}_{31} \right] \qquad \textbf{(4.16)}$$

olarak elde edilir. Aşağıdaki tanımlamalar yapılırsa,

$$\phi(t) = \theta(t) - \theta^* \qquad \textbf{(4.17)}$$

$$\theta(t) = \left[k_{11}^T \;\; k_{21}^T \;\; k_{31} \right]^T \qquad \textbf{(4.18)}$$

$$\theta^*(t) = \left[k_{11}^{*\,T} \;\; k_{21}^{*\,T} \;\; k_{31}^* \right]^T \qquad \textbf{(4.19)}$$

$$w(t) = \left[x^T \;\; r^T \;\; 1 \right]^T \qquad \textbf{(4.20)}$$

burada, $\theta(t)$, nominal kontrolör parametrelerinin ($\theta^*(t)$) uyarlanmış değerleridir. Denklem (4.16) ile verilen çıkış hatası sinyali,

$$e(t) = G_m(s) \frac{1}{k_{21}^*} [\phi^T(t) w(t)] \qquad \textbf{(4.21)}$$

olarak elde edilir. Kontrol parametrelerini ayarlayan uyarlama kurallarını ortaya koyabilmek için, arttırılmış hata vektöründen , $\varepsilon_1(t)$, ve yardımcı hata sinyalinden,

$, e_2(t)$, yararlanabiliriz **(Narendra ve Lin, 1980).** Öyle ki $e_2(t)$,

$$e_2(t) = \theta^T(t)G_m(s)w(t) - G_m(s)\theta^T(t)w(t) \quad \textbf{(4.22)}$$

denklemi ile ifade edilir. Bu denklemde,

$$\zeta(t) = G_m(s)w(t) \quad \textbf{(4.23)}$$

ifadesini kullanırsak,

$$e_2(t) = \theta^T(t)\zeta(t) - G_m(s)\theta^T(t)w(t) \quad \textbf{(4.24)}$$

elde ederiz. Bu denklemi, (4.17) eşitliğini kullanarak düzenlersek $e_2(t)$,

$$e_2(t) = \phi^T(t)\zeta(t) - G_m(s)\phi^T(t)w(t) + \delta_1(t) \quad \textbf{(4.25)}$$

olarak bulunur. Burada, $\delta_1(t) = \theta^{*T}(t)\zeta(t) - G_m(s)\theta^{*T}(t)w(t)$ olup, başlangıç şartlarından kaynaklanan ek hata terimidir ve zamanla azalarak sıfıra yakınsar **(Kumpati ve Anuradha, 1989).** Arttırılmış hata vektörü $, \varepsilon_1(t),$ k_{21}^* bilinmediğinden,

$$\varepsilon_1 = e(t) + k_1(t)e_2(t) \quad \textbf{(4.26)}$$

olarak tanımlanır. Burada, $k_1(t) = \frac{1}{k_{21}^*} + \psi(t)$ 'dır ve $\frac{1}{k_{21}^*}$, $k_1(t)$ 'nin istenen nominal değeri, $\psi(t)$ ise, parametre hatasıdır. Bu ifadeleri ve yukarıdaki denklemleri kullanarak, denklem (4.26) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}\varepsilon_1 &= \frac{1}{k_{21}^*}G_m(s)[\phi^T(t)w(t)] + \left[\frac{1}{k_{21}^*} + \psi(t)\right]\phi^T(t)\zeta(t) - \left[\frac{1}{k_{21}^*} + \psi(t)\right]G_m(s)\phi^T(t)w(t) \\ &\quad + \left[\frac{1}{k_{21}^*} + \psi(t)\right]\delta_1(t) \\ &= \frac{1}{k_{21}^*}\phi^T(t)\zeta(t) + \psi(t)e_2 + \delta_2(t)\end{aligned} \quad \textbf{(4.27)}$$

Bu denklemde, $\delta_2(t) = \frac{1}{k_{21}^*}\delta_1(t)$ başlangıç şartlarından kaynaklanan ve zamanla azalan bir fonksiyon olup ihmal edilebilirdir **(Kumpati ve Anuradha, 1989).**O halde denklem (4.27),

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{k_{21}^*}\phi^T(t)\zeta(t) + \psi(t)e_2 \qquad \textbf{(4.28)}$$

olarak elde edilir. Bu hata ifadesini göz önüne alarak kontrolör parametrelerini ayarlayan uyarlama kuralları aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{aligned}\dot{\phi}(t) &= -\frac{\mathrm{sgn}[k_{21}^*]\Gamma_1\zeta(t)\varepsilon_1(t)}{1+\zeta^T(t)\zeta(t)} \\ \dot{\psi}(t) &= -\frac{\gamma\varepsilon_1(t)e_2(t)}{1+\zeta^T(t)\zeta(t)}\end{aligned} \qquad \textbf{(4.29)}$$

Burada, $1+\zeta^T(t)\zeta(t)$, terimi normalizasyon için kullanılmış olup, bu kurallarla kurulan uyarlamalı sistemin Lyapunov anlamında kararlılığını ve kapalı çevrim sinyallerinin sınırlılığını, aday Lyapunov fonksiyonu, $V(t)$'yi aşağıdaki gibi tanımlayarak gösterebiliriz.

$$V(t) = \frac{1}{2}\left[\left|\frac{1}{k_{21}^*}\right|\phi^T(t)\Gamma_1^{-1}\phi(t) + \gamma^{-1}\psi^2(t)\right] \qquad \textbf{(4.30)}$$

$\Gamma_1 = \Gamma_1^T > 0$, uygun boyutlu pozitif tanımlı matris ve $\gamma > 0$ bir sabittir. Denklem (4.30)'un zamana göre türevi aşağıdaki gibi olur.

$$\begin{aligned}\dot{V}(t) &= \left|\frac{1}{k_{21}^*}\right|\phi^T(t)\Gamma_1^{-1}\dot{\phi}(t) + \gamma^{-1}\psi\dot{\psi}(t) \\ &= \left|\frac{1}{k_{21}^*}\right|\phi^T(t)\Gamma_1^{-1}\left[\frac{-\mathrm{sgn}(k_{21}^*)\Gamma_1\zeta(t)\varepsilon_1(t)}{1+\zeta^T(t)\zeta(t)}\right] - \frac{\gamma^{-1}\psi(t)\gamma\varepsilon_1(t)e_2(t)}{1+\zeta^T(t)\zeta(t)} \\ &= \frac{-\frac{\mathrm{sgn}(k_{21}^*)}{|k_{21}^*|}\phi^T(t)\varepsilon_1(t)\zeta(t) - \psi(t)\varepsilon_1(t)e_2(t)}{1+\zeta^T(t)\zeta(t)}\end{aligned}$$

$$\dot{V}(t) = \frac{-\varepsilon_1^2}{1+\zeta^T(t)\zeta(t)} \le 0 \qquad \textbf{(4.31)}$$

Dolayısıyla aday Lyapunov fonksiyonu , bir Lyapunov fonksiyonudur ve bu uyarlama kuralları ile (4.29) oluşturulan sistemin kararlılığı Lyapunov anlamında sağlanmış olur. Ayrıca denklem (4.31)'den, $\frac{\varepsilon_1(t)}{\sqrt{1+\zeta^T(t)\zeta(t)}} \in L^2$ olduğu açıkça gözükmektedir.

Tanım 4.1 Kumpati ve Anuradha (1989): $PC_{[0,\infty]}$ reel parçalı sürekli fonksiyonlar kümesi olmak üzere, $g(.) \in PC_{[0,\infty]}$ fonksiyonu, bir $f(.) \in PC_{[0,\infty]}$ fonksiyonundan daha yavaş bir değişim gösteriyorsa, $\lim_{t\to\infty}\left|\frac{g(t)}{f(t)}\right| = 0$ dır ve $g(.) = o[f(.)]$ şeklinde gösterilir. $g(.) \in PC_{[0,\infty]}$ fonksiyonu bir $f(.) \in PC_{[0,\infty]}$ fonksiyonundan daha hızlı bir değişme göstermiyorsa $\lim_{t\to\infty}\left|\frac{g(t)}{f(t)}\right| \le c_1, \quad \forall t \ge t_0, t_0, c_1 \in R^+$ dir ve $g(.) = O[f(.)]$ şeklinde gösterilir. Benzer şekilde bu iki fonksiyon aynı oranda değişiyorsa, $c_1 \le \lim_{t\to\infty}\left|\frac{g(t)}{f(t)}\right| \le c_2, \ \forall t \ge t_0, t_0, c_1, c_2 \in R^+$ dır ve $g(.) \sim o[f(.)]$ şeklinde gösterilir.

$G_m(s)$ asimptotik kararlı bir fonksiyon olduğundan bu tanımı kullanırsak, $\|\zeta(t)\| = O\left[\sup_{\tau\le t}\|w(\tau)\|\right]$ olduğunu görürüz. Yani $\|\zeta(t)\| < \infty$ 'dur. Dolayısıyla, $\phi(t) \in L^\infty$ ve $\dot{\phi}(t) \in L^2$ dir. Uyarlamalı sistemin kapalı çevrim durum denklemini tekrar yazarsak,

$$\dot{x}(t) = \left(A + \sum_{j\ne j_1,\dots j_p} b_j k_{11}^{*\,T}\right)x(t) + \sum_{j\ne j_1,\dots j_p} b_j\left[k_{21}^{*\,T} r(t) + k_{31}^*\right] + \sum_{j=j_1,\dots j_p} b_j \bar{u}_j + \sum_{j=j_1,\dots j_p} b_j\left[\tilde{k}_{11}^{\,T} x + \tilde{k}_{21}^{\,T} r + \tilde{k}_{31}\right]$$

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + \sum_{j\ne j_1,\dots j_p} b_j\left[\theta^*(t)w(t)\right] + \sum_{j=j_1,\dots j_p} b_j \bar{u}_j + \sum_{j\ne j_1,\dots j_p} b_j\left[\phi(t)w(t)\right] \qquad \textbf{(4.32)}$$

olarak elde ederiz. $\phi(t) \in L^{\infty}$ ve arızalarda genlikçe belli sınırlar arasında olduğundan $\|x(t)\| < \infty$ olur. Aynı zamanda $\dot{\phi}(t) \in L^2$ ve $e_2(t) = \theta^T(t)\zeta(t) - G_m(s)\theta^T(t)w(t)$ olduğundan Lemma 2.11 **Kumpati ve Anuradha, (1989)** gereği, $\|e_2(t)\| = o\left[\sup_{\tau \le t}\|w(\tau)\|\right]$ olur.Yani $e_2(t) \in L^2$ dir. Aynı zamanda , $\phi(t) \in L^{\infty}$, $\dot{\phi}(t) \in L^2$ ve $\|\zeta(t)\| < \infty$ olduğu için $\varepsilon_1(t) \in L^2$ dir. Dolayısıyla, $\lim_{t\to\infty} e_2(t) = 0$ ve $\lim_{t\to\infty} \varepsilon_1(t) = 0$ olduğu için, $\lim_{t\to\infty} e_1(t) = 0$ dır. Sistem çıkış ifadesi de $y(t) = y_m(t) + e(t) = y_m(t) + \varepsilon_1(t) + k_1 e_2(t)$ olarak yazılırsa, $\|y(t)\| < \infty$ olduğu gözükür. Yani tüm kapalı çevrim sinyalleri sınırlıdır ve hata asimptotik olarak sıfıra gider.

4.4 Sonuç

Bu bölümde, dinamik parametreleri genlikçe sınırlı fakat belirsiz lineer sistemlerin eyleyici arızalarını, asimptotik model çıkış izlemesini sağlayacak, durum geri beslemeli uyarlamalı kontrolör tasarlayarak kompanze edebileceğimizi gösterdik. Bu amaçla ilk önce, tam model çıkış eşleşmesini gerçekleştirecek nominal kontrol parametreleri (4.1- 4.4) varsayımları altında verilmiş ve daha sonra bu belirsizlik ve arızaların bilinmemesi durumunda, tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek uyarlama kuralları, yardımcı hata sinyalinden yararlanarak ortaya konulmuş ve elde edilen sistemin kararlılığı incelenmiştir. Sonuçta uyarlamalı sistemin tüm sinyallerinin genlikçe sınırlı kaldığı ve hatanın zamanla asimptotik olarak sıfıra gittiği görülmüştür. Bu uyarlama kuralları ile kurulan uyarlamalı kontrol sisteminin performansı, altıncı bölümde yapılan ilgili benzetim çalışmalarından da açıkça gözlemlenebilmektedir.

5. ÇIKIŞ GERİ BESLEME UYARLAMALI MODEL ÇIKIŞ İZLEMESİ

5.1 Giriş

Bölüm 3 ve 4'de dinamik parametreleri genlikçe sınırlı belirsizlik içeren lineer sistemlerin, eyleyici arızalarını kompanze edecek durum geri beslemeli uyarlamalı kontrolör tasarlayarak, model durum ve çıkışlarının asimptotik izlemesini gerçekleştirdik. Bu bölümde ise yine en fazla $m-1$ adet eyleyici arızası, Bölüm 4'de yer alan kontrolör yapısı, sistem-model eşleşme şartları, yardımcı hata sinyali, uyarlama kuralları ve kararlılık analizleri göz önünde bulundurarak benzer şekilde çıkış geri beslemeli uyarlamalı kontrolör tasarlanarak kompanze edilecektir. Bu doğrultuda ilk önce birtakım varsayımlar altında, tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek nominal kontrolör tasarlanacak ve ardından bu parametre değişimleri ve arızaların bilinmemesi durumunda ki tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek ve kontrolör parametrelerini ayarlayacak uyarlama kuralları çıkartılacak ve bu kurallarla kurulan sistemin kararlılık analizi yapılacaktır. Yaptığımız tasarımın etkinliğini ve istenilen performansı test edecek bir benzetim çalışması, Bölüm 6 da Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilecektir.

5.2 Dinamik Denklemler ve Tam Model Çıkış İzleme Şartlarının Çıkartılması

Sürekli lineer zamanla değişmeyen bir sistem durum uzayında

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A\,x(t) + B\,u(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \qquad \textbf{(5.1)}$$

şeklinde verilsin. Burada, $A \in R^{n\times n}$, $B \in R^{n\times m}$, $C \in R^{l\times n}$ parametreleri sınırlı genlikli belirsizlikler içeren fakat bilinmeyen sabit sistem matrisleri, $y(t) \in R$

ölçülebilir sistem çıkışı, $x(t) = [x_1,.....,x_n]^T \in R^n$, diğer bölümlerdeki durumdan farklı olarak ölçülemeyen sistem durum vektörü, $u(t) = [u_1,.....,u_m]^T \in R^m$ sistem giriş vektörüdür. Modelin giriş-çıkış formundaki dinamik denklemi ise aşağıdaki gibidir.

$$y_m(t) = G_m(s)r(t) \qquad \textbf{(5.2)}$$

ya da durum uzayında,

$$\dot{y}_m(t) = A_m y_m(t) + B_m r(t) \qquad \textbf{(5.3)}$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $G_m(s) = (sI - A_m)^{-1} B_m$, bağıl derecesi (relative degree) n^* olan Hurwitz (modelin kutupları ve sıfırları sol yarı düzlemde, minimum fazlı) bir polinom, $r(t) \in R$ sınırlı sayıda süreksizlik içeren sürekli ve sınırlı bir fonksiyondur (piecewise continuous). Yine bu bölümde arızalı eyleyici hatasını kompanze etmek için, sisteme yedeklenen sağlam eyleyicilerin sistem üzerinde benzer fiziksel özelliklere sahip olduğunu düşüneceğiz. Dolayısıyla kontrolör sinyalini eş uyarlama modelini göz önüne alarak tasarlayacağız. O halde sistem dinamik matrislerindeki belirsizliklerin ve eyleyici arızalarının bilinmesi durumunda tam model izlemesini gerçekleştirecek kontrolör çıkış sinyali $v^*(t) = [v_1^*(t),....v_m^*(t)]^T$

$$v_1^*(t) = ...v_m^*(t) = k_{11}^* y(t) + k_{21}^* r(t) + k_{31}^* \qquad \textbf{(5.4)}$$

şeklinde yazılabilir. Burada $k_{11}^* \in R$, $k_{21}^* \in R^r$, $k_{31}^* \in R$, tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek ve bilinen hatayı kompanze edecek kontrolör parametreleridir. Kontrol sinyalinin denklem (5.4)'deki gibi yazılması $k_{1i}^* = k_{11}^*, k_{2i}^* = k_{21}^*, k_{3i}^* = k_{31}^* \quad \forall i = 2,3,.....,m$ olması anlamına gelmektedir. Sistemin p adet eyleyici arızası içerdiğini varsayarsak yani $u_j(t) = \bar{u}_j$, $j = j_1,...j_p, 1 \le p \le m-1$ ise Bölüm 2'de yer alan hata dinamiği denkleminin, $u(t) = v(t) + \sigma(\bar{u} - v(t))$, her iki tarafını sistemin transfer fonksiyonu, $G(s)$, ile çarparsak,

$$y(t) = G(s)v(t) + G(s)\sigma[\bar{u} - v(t)] \qquad \textbf{(5.5)}$$

elde ederiz. Sistemimiz tek çıkışlı olduğu için yukarıdaki denklem aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$y(t) = G(s)v_1^*(t) + \bar{y}(t) \qquad \textbf{(5.6)}$$

Bu denklem de,

$$G(s) = \frac{\sum_{j \neq j_1,..j_p} k_{pj} N_j(s)}{D(s)} \stackrel{\Delta}{=} \frac{k_p N(s)}{D(s)} \qquad \textbf{(5.7)}$$

$$\bar{y}(t) = \frac{\sum_{j=j_1,..j_p} k_{p_j} N_j(s)}{D(s)} [\bar{u}_j](t) \qquad \textbf{(5.8)}$$

k_{p_j} ve kp skaler sayılar, N(s) $n - n^*$ dereceli, kararlı (minimum fazlı) monic (en büyük dereceli teriminin katsayısı bir) bir polinom , D(s) n dereceli, monic bir polinomdur. Denklem (5.6) yı kullanarak nominal kontrol sinyalini (5.4) tekrar yazarsak,

$$\begin{aligned} v_1^*(t) &= k_{11}^* G(s) v_1^* + k_{11}^* \bar{y}(t) + k_{21}^* r(t) + k_{31}^* \\ v_1^*(t) &= [1 - k_{11}^* G(s)]^{-1} [k_{11}^* \bar{y}(t) + k_{21}^* r(t) + k_{31}^*](t) \end{aligned} \qquad \textbf{(5.9)}$$

elde ederiz. Bu denklemi denklem(5.6) da yerine yazarsak,

$$y(t) = G(s)[(1 - k_{11}^* G(s))^{-1} (k_{11}^* \bar{y}(t) + k_{21}^* r(t) + k_{31}^*)](t) + \bar{y}(t) \qquad \textbf{(5.10)}$$

$$\begin{aligned} y(t) = {} & G(s)[(1 - k_{11}^* G(s)]^{-1} k_{11}^* \bar{y}(t) + G(s)[(1 - k_{11}^* G(s)]^{-1} k_{21}^* r(t) \\ & + G(s)[(1 - k_{11}^* G(s)]^{-1} k_{31}^*)](t) + \bar{y}(t) \end{aligned} \qquad \textbf{(5.11)}$$

elde ederiz. O halde, tam model izlemesinin gerçeklenebilmesi için aşağıdaki eşitliklerin sağlanması gerekir.

$$G(s)[(1-k_{11}^{*}G(s)]^{-1}k_{21}^{*}r(t)=G_{m}r(t) \tag{5.12}$$

$$G(s)[(1-k_{11}^{*}G(s)]^{-1}k_{11}^{*}\bar{y}(t)+G(s)[(1-k_{11}^{*}G(s)]^{-1}k_{31}^{*}+\bar{y}(t)=0 \tag{5.13}$$

Bu eşitliklerin sağlanabilmesi için $k_{21}^{*}=k_{p}^{-1}$ seçilirse,

$$\begin{aligned}&\frac{k_{p}N(s)}{D(s)}[(1-k_{11}^{*}G(s)]^{-1}k_{p}^{-1}=G_{m}(s)\\&[(1-k_{11}^{*}G(s)]^{-1}=\frac{D(s)G_{m}(s)}{N(s)}\end{aligned} \tag{5.14}$$

olarak bulunur. $k_{21}^{*}=k_{p}^{-1}$ eşitliğini ve denklem (5.14)'ü kullanırsak , k_{11}^{*},

$$k_{11}^{*}=k_{21}^{*}\left[\frac{D(s)}{N(s)}-\frac{1}{G_{m}(s)}\right] \tag{5.15}$$

olarak bulunur. Denklem (5.7) ve (5.14)'ü denklem (5.13) de yerine yazarsak,

$$\frac{k_{p}N(s)}{D(s)}\frac{D(s)G_{m}(s)}{N(s)}k_{11}^{*}\bar{y}(t)+\frac{k_{p}N(s)}{D(s)}\frac{D(s)G_{m}(s)}{N(s)}k_{31}^{*}+\bar{y}(t)=0$$

$$[k_{p}G_{m}(s)k_{11}^{*}\bar{y}](t)+k_{p}G_{m}(s)k_{31}^{*}+\bar{y}(t)=0 \tag{5.16}$$

Bu eşitlikte, denklem (5.15) de ifade edilen k_{11}^{*} nominal değerini yerine yazarsak,

$$k_{31}^{*}=-k_{21}^{*}\frac{D(s)}{N(s)}\bar{y}(t) \tag{5.17}$$

olarak bulunur ve bulunan bu nominal kontrolör parametreleri, $k_{11}^{*}, k_{21}^{*}, k_{31}^{*}$, tam model çıkış izlemesini gerçekleştirir.

5.2 Uyarlamalı Kontrol Tasarımı

İşletim sırasında sistemde hangi eyleyicinin ne zaman arızalanacağı ve hangi değerleri alacağı bilinemediğinden , tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek nominal kontrolör parametreleri $k_{11}^*, k_{21}^*, k_{31}^*$ da bilinemez. Bu durumda sistem dinamiklerindeki belirsiz değişimleri ve eyleyici arızalarını kompanze edecek uyarlamalı kontrol işaretlerine ihtiyaç doğacaktır. Böyle bir kontrol sinyali $v_i(t)$, $i = 1,2,...m$, aşağıdaki gibi verilebilir.

$$v_1(t) = v_2(t) = ...v_m(t) = k_{11}y(t) + k_{21}r(t) + k_{31} \quad \textbf{(5.18)}$$

Burada, $k_{11}, k_{21}, k_{31} \in R$, bilinmeyen nominal kontrolör parametrelerinin, $k_{11}^*, k_{21}^*, k_{31}^*$, kestirilmiş değerleridir öyle ki,

$$\tilde{k}_{11} = k_{11} - k_{11}^*,\ \tilde{k}_{21} = k_{21} - k_{21}^*,\ \tilde{k}_{31} = k_{31} - k_{31}^* \quad \textbf{(5.19)}$$

eşitlikleri geçerlidir. Denklem (5.6)'yı benzer bir şekilde denklem (5.18)'i ve denklem (5.7)'yi göz önüne alarsak yazarsak,

$$y(t) = G(s)v_1(t) + \bar{y}(t)$$
$$y(t) = kp\frac{N(s)}{D(s)}v_1(t) + \bar{y}(t)$$

$$y(t)D(s) = kpN(s)v_1(t) + D(s)\bar{y}(t) \quad \textbf{(5.20)}$$

elde ederiz ve denklem (5.14)'ü aşağıdaki gibi tekrar düzenleyebiliriz.

$$[(1 - k_{11}^* kp\frac{N(s)}{D(s)}] = \frac{N(s)}{D(s)G_m(s)}$$
$$\frac{D(s) - k_{11}^* kpN(s)}{D(s)} = \frac{N(s)}{D(s)G_m(s)}$$
$$D(s)G_m(s) - k_{11}^* kpN(s)G_m(s) = N(s)$$

$$D(s) - \frac{N(s)}{G_m(s)} = k_{11}^{*} kpN(s) \qquad \textbf{(5.21)}$$

Bu denklemin her iki tarafını $y(t)$ ile çarparsak,

$$y(t)D(s) - y(t)\frac{N(s)}{G_m(s)} = k_{11}^{*} kpN(s)y(t) \qquad \textbf{(5.22)}$$

Denklem (5.20)'yi denklem (5.22)'de yerine yazarsak,

$$kpN(s)v_1(t) + D(s)\bar{y}(t) - y(t)\frac{N(s)}{G_m(s)} = k_{11}^{*} kpN(s)y(t)$$

$$kpN(s)v_1(t) = k_{11}^{*} kpN(s)y(t) + y(t)\frac{N(s)}{G_m(s)} - D(s)\bar{y}(t)$$

$$v_1(t) = \frac{k_{11}^{*} kpN(s)y(t)}{kpN(s)} - \frac{D(s)\bar{y}(t)}{kpN(s)} + \frac{y(t)N(s)}{kpN(s)G_m(s)}$$

$$v_1(t) = k_{11}^{*} y(t) + \frac{k_{21}^{*} y(t)}{G_m(s)} - \frac{D(s)\bar{y}(t)}{kpN(s)} \qquad \textbf{(5.23)}$$

olarak elde ederiz. Denklem (5.19)'u denklem (5.18)'de yerine yazarsak,

$$v_1(t) = \tilde{k}_{11} y(t) + k_{11}^{*} y(t) + \tilde{k}_{21} r(t) + k_{21}^{*} r(t) + \tilde{k}_{31} + k_{31}^{*} \qquad \textbf{(5.24)}$$

elde ederiz. Bu denklemi, denklem (5.23)'de yerine yazarsak,

$$\tilde{k}_{11} y(t) + k_{11}^{*} y(t) + \tilde{k}_{21} r(t) + k_{21}^{*} r(t) + \tilde{k}_{31} + k_{31}^{*} = k_{11}^{*} y(t) + \frac{k_{21}^{*} y(t)}{G_m(s)} - \frac{D(s)\bar{y}(t)}{kpN(s)}$$

$$\tilde{k}_{11} y(t) + \tilde{k}_{21} r(t) + \tilde{k}_{31} + k_{21}^{*} r(t) + k_{31}^{*} = \frac{k_{21}^{*} y(t)}{G_m(s)} - \frac{D(s)\bar{y}(t)}{kpN(s)}$$

$$\frac{1}{k_{21}^*}G_m(s)\left[\tilde{k}_{11}y(t)+\tilde{k}_{21}r(t)+\tilde{k}_{31}\right]+G_m(s)r(t)+\frac{k_{31}^*G_m(s)}{k_{21}^*}=y-\frac{D(s)\bar{y}(t)}{kpN(s)}\frac{1}{k_{21}^*}G_m(s)$$

olarak elde ederiz. $y_m(t)=G_m(s)r(t)$ ifadesini yukarıdaki eşitlikte kullanırsak,

$$y-y_m=\frac{1}{k_{21}^*}G_m(s)\left[\tilde{k}_{11}y(t)+\tilde{k}_{21}r(t)+\tilde{k}_{31}\right]+\frac{k_{31}^*G_m(s)}{k_{21}^*}+\frac{D(s)\bar{y}(t)}{kpN(s)}\frac{1}{k_{21}^*}G_m(s)$$

$$y-y_m=\frac{1}{k_{21}^*}G_m(s)\left[\tilde{k}_{11}y(t)+\tilde{k}_{21}r(t)+\tilde{k}_{31}\right]+\frac{1}{k_{21}^*}G_m\left[k_{31}^*+\frac{D(s)\bar{y}(t)}{kpN(s)}\right] \quad \textbf{(5.25)}$$

Bu denklemde, k_{31}^* ve k_{21}^* değerlerini yerlerine yazarsak, çıkış hata sinyali $e(t)$,

$$e(t)=\frac{1}{k_{21}^*}G_m(s)\left[\tilde{k}_{11}y(t)+\tilde{k}_{21}r(t)+\tilde{k}_{31}\right] \quad \textbf{(5.26)}$$

olarak elde edilir. Görüldüğü gibi denklem (5.26), denklem (4.16) ile verilen hata dinamiği ile benzer yapıdadır buradaki tek fark, denklem(5.26) ile verilen hata dinamiğinin sistemin durumları yerine çıkış bilgisini içermesidir. Dolayısıyla benzer şekilde aşağıdaki tanımlamalar yapılabilir.

$$\phi(t)=\theta(t)-\theta^*$$

$$\theta(t)=\left[k_{11}\ \ k_{21}\ \ k_{31}\right]^T$$

$$\theta^*(t)=\left[k_{11}^*\ \ k_{21}^*\ \ k_{31}^*\right]^T$$

$$w(t)=\left[y^T\ \ r^T\ \ 1\right]^T$$

burada, $\theta(t)$, nominal kontrolör parametrelerinin ($\theta^*(t)$) uyarlanmış değerleridir. Denklem (5.26) ile verilen çıkış hatası ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$e(t)=G_m(s)\frac{1}{k_{21}^*}[\phi^T(t)w(t)] \quad \textbf{(5.27)}$$

Yukarıdaki hata denklemi bir önceki bölümde elde edilen hata denklemi ile aynı yapıdadır. Dolayısıyla kontrol parametrelerini ayarlayan uyarlama kurallarını ortaya koyabilmek için, benzer arttırılmış hata vektöründen $,\varepsilon_1(t),$ ve yardımcı hata sinyalinden, $e_2(t)$, yararlanabiliriz. Yine bir önceki bölümde verilen aşamalar izlenirse uyarlama kuralları aynı şekilde aşağıdaki gibi seçilebilir.

$$\begin{aligned}\dot{\phi} &= -\frac{\mathrm{sgn}[k_{21}^*]\Gamma_1\zeta(t)\varepsilon(t)}{1+\zeta^T(t)\zeta(t)} \\ \dot{\psi} &= -\frac{\gamma\varepsilon_1(t)e_2(t)}{1+\zeta^T(t)\zeta(t)}\end{aligned} \qquad \textbf{(5.28)}$$

ve yine bu uyarlama kurallarının geçerli olabilmesi için, benzer şekilde $\mathrm{sign}(k_{21}^*) = \mathrm{sign}(CA^{n^*-1}\sum_{j\neq j_1,\ldots j_p} bj)$ eşitliğinin, $\forall p \in \{0,1,...,m-1\}$ için sağlanması gerekmektedir. Yine bir önceki bölümde gösterildiği üzere, bu uyarlama kuralları kapalı çevrim sinyallerinin sınırlılığını ve model çıkışlarının asimptotik olarak izlenmesini garanti altına almaktadır.

5.4 Sonuç

Bu bölümde, dinamik parametreleri genlikçe sınırlı fakat belirsiz lineer sistemlerin eyleyici arızalarının, asimptotik model çıkış izlemesini sağlayacak, çıkış geri beslemeli uyarlamalı kontrolör tasarlanarak kompanze edebileceği gösterilmiştir. Bu amaçla ilk önce, tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek nominal kontrol parametreleri elde edilmiş ve daha sonra bu belirsizlik ve arızaların bilinmemesi durumunda, tam model çıkış izlemesini gerçekleştirecek uyarlama kuralları, bir önceki bölümde yapılan çalışmalar referans alınarak benzer şekilde elde edilmiş ve yine aynı şekilde uyarlamalı sistemin tüm sinyallerinin genlikçe sınırlı kaldığı ve hatanın zamanla asimptotik olarak sıfıra gittiği ifade edilmiştir. Bu uyarlama kuralları ile kurulan uyarlamalı kontrol sisteminin performansı, altıncı bölümde yapılan ilgili benzetim çalışmalarından da açıkça gözlemlenebilmektedir.

6. MATLAB BENZETİM ÇALIŞMALARI

6.1 Giriş

Bu bölümde uçak eksen takımları ve eksen takımları arasındaki geçiş matrislerine kısaca değinilmiş ve bir uçağın temel kontrol yüzeylerine ilişkin tanımlar verildikten sonra belirli bir çalışma bölgesinde lineerleştirilmiş dinamik yanlamsal ve boylamsal modelli Boeing 747 ve 737 tipi uçağın çeşitli kontrol yüzeylerine ilişkin eyleyici arızalarının kompanze edilmesine yönelik benzetimler, MATLAB/Simulink ortamında, diğer bölümlerde elde edilen uyarlama kurallarının etkinliğini ve performansını görebilmek için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir.

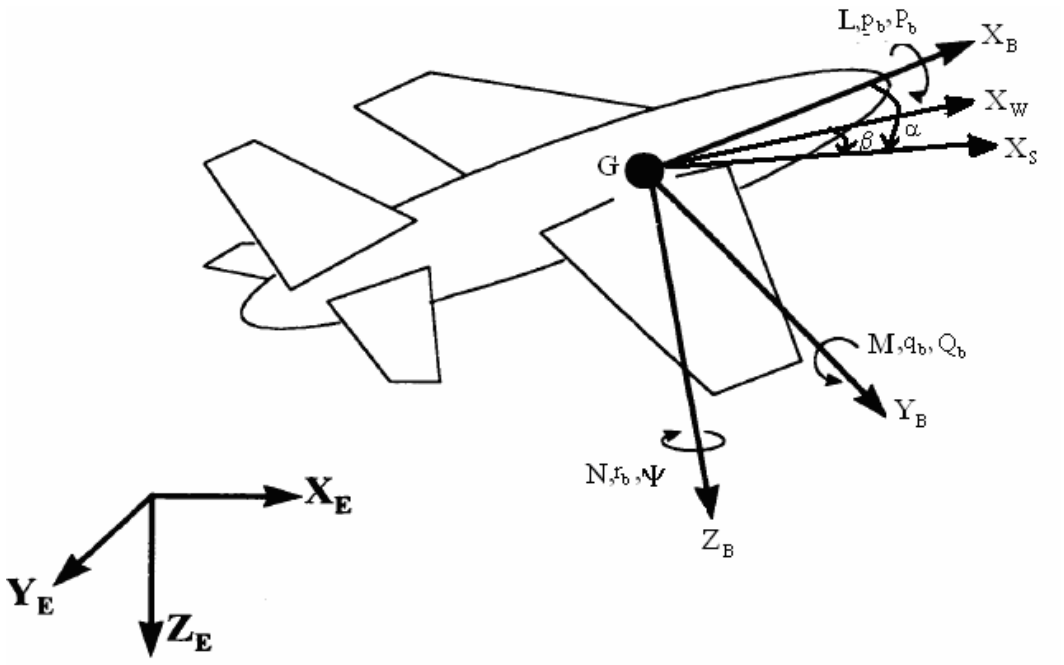
6.2 Uçak Eksen Takımları

Uçaklar dinamik hareketlerinin belirlenmesi için katı cisim (rigid body) olarak kabul edilirler. Yani uçak üzerindeki her noktanın birbirine göre konumunun uzayda her zaman sabit olduğu varsayılır. Uçağın matematiksel modelinin elde edilebilmesi için uygun bir eksen takımı tanımlanmalıdır. Eksen takımları orijinlerine göre sınıflandırılırlar. Orijinleri uçağın ağırlık merkezinde olan eksen takımları; gövde eksen takımı, kararlılık eksen takımı ve rüzgar eksen takımı olarak, orijini dünyanın merkezinde olan eksen takımı; yer eksen takımı olarak adlandırılır. Bu tez çalışmasında gövde eksen takımı referans alınarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilecektir.

6.2.1 Gövde eksen takımı

Gövde eksen takımında orijin uçağın ağırlık merkezidir. Şekil 6.1'de gövde eksen takımı gösterilmektedir. X_B ekseni uçağın burnunu, Y_B sağ kanadı ve Z_B aşağıyı gösterir. Hücum açısı α ve yana kayma açısı β, X_B eksenine göre tanımlanır.

Uçağın üzerinde bir eksen takımı referans alındığında hareket denklemlerindeki atalet momenti terimleri sabit olur **(McLean, 1990).**



Şekil 6.1 : Gövde eksen takımları

Burada, p_b yalpa, q_b yunuslama ve r_b sapma açısal hızlarını göstermektedir. P_b, Q_b ve Ψ sırasıyla yalpa, yunuslama ve sapma Euler açılarını göstermektedir. Gövde eksen takımında kuvvetler Euler açılarının bileşenleridir ve Euler açıları gövde eksen takımı ile yer eksen takımı arasındaki dönüşümü sağlar. L, M, N aerodinamik momentlerdir.

6.2.2 Kararlılık eksen takımı

Kararlılık eksen takımının X_S ekseni ile gövde eksen takımının X_B ekseni arasındaki pozitif açı, hücum açısı α olup gövde eksen takımından kararlılık eksen takımına dönüşüm

$$\begin{bmatrix} X_S \\ Y_S \\ Z_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha & 0 & \sin\alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\alpha & 0 & \cos\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_B \\ Y_B \\ Z_B \end{bmatrix} \qquad \textbf{(6.1)}$$

şeklinde olur **(Stevens ve Lewis, 1992)**.

6.2.3 Rüzgar eksen takımı

Rüzgar eksen takımının X_w ekseni ile kararlılık eksen takımının X_S ekseni arasındaki pozitif açı, yana kayma açısı β olup kararlılık eksen takımından rüzgar eksen takımına dönüşüm

$$\begin{bmatrix} X_W \\ Y_W \\ Z_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\beta & \sin\beta & 0 \\ -\sin\beta & \cos\beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_S \\ Y_S \\ Z_S \end{bmatrix}$$

(6.1)

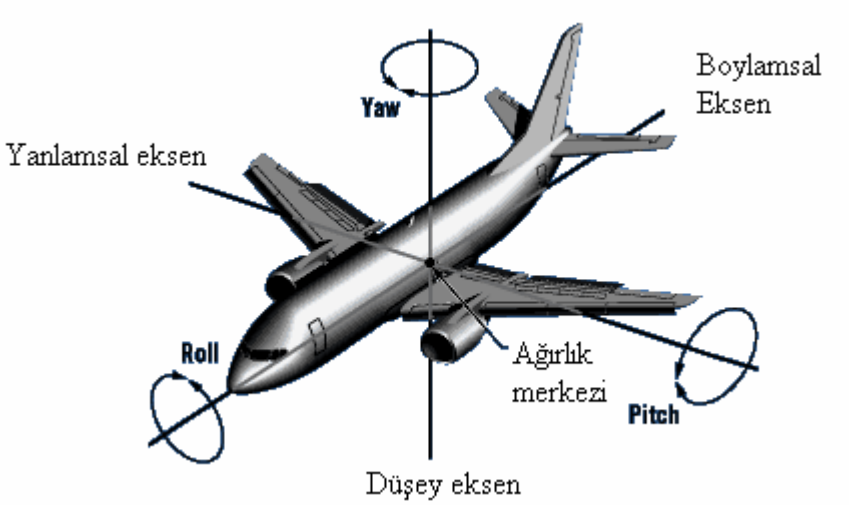
şeklinde olur **(Stevens ve Lewis, 1992)**.

6.2.3 Yer eksen takımı

Yer eksen takımında orijinin dünyanın merkezinde olduğu kabul edilir. X_E kuzeyi, Y_E doğuyu, Z_E aşağıyı gösterir. Yer eksen takımı yer çekiminden kaynaklanan etkilerin, yatay uzaklığın, irtifanın ve uçağın yöneliminin belirlenmesinde referans alınır.

6.3 Uçak Hareket Eksenleri ve Kontrol Yüzeyleri

Bir uçağın etrafında hareket ettiği üç eksen vardır ve bu üç eksende birer hayali hat olup, uçağın ağırlık merkezinden geçerler. Uçuş durumunda olan bir uçak, durumunu değiştirdiğinde bu eksenlerden birinin veya birden fazlasının etrafında hareket eder. Uçak, hareket eksenlerinin kesiştiği ağırlık merkezi etrafında dengede olup tüm hareketler şekil 6.2'de görüldüğü üzere ağırlık merkezi etrafında meydana gelir.

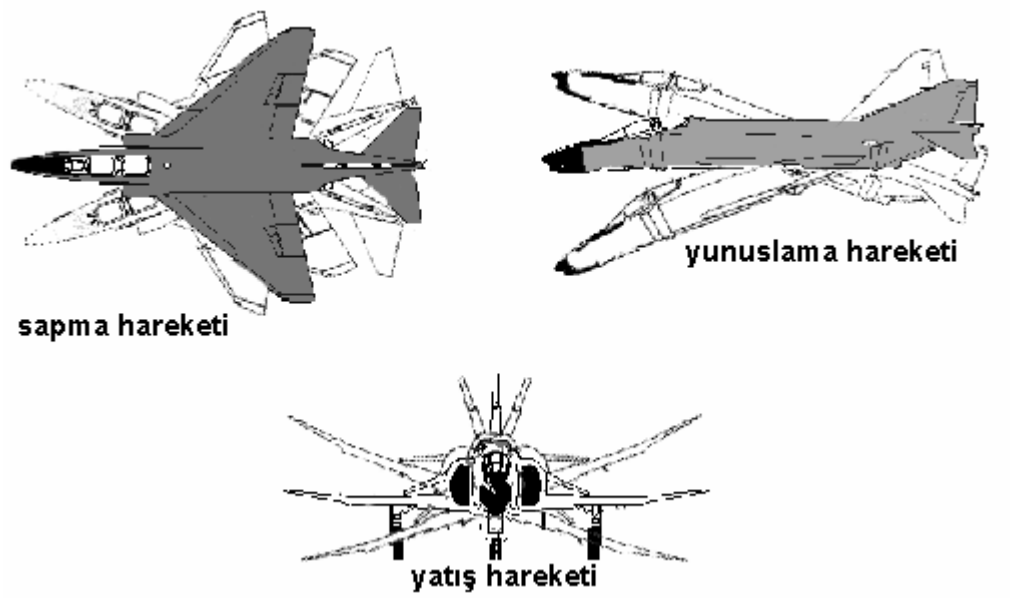


Şekil 6.2 : Uçak hareket eksenleri

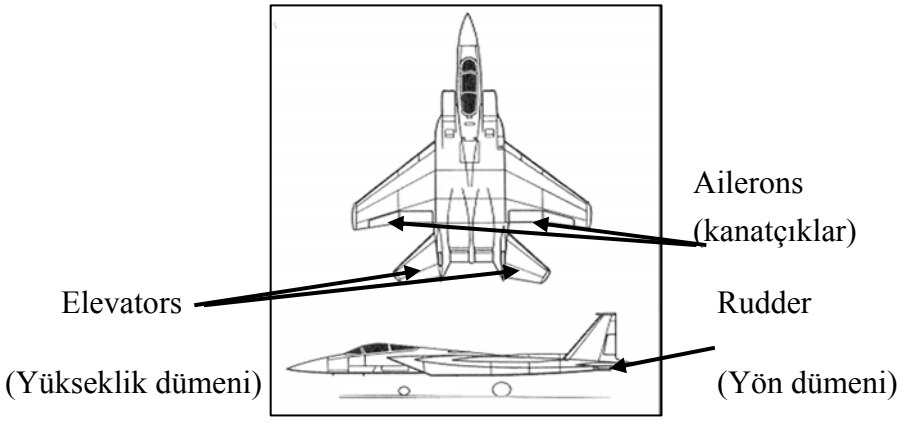
Boylamsal eksen (longitudinal axis), bir uçağın ağırlık merkezinden geçen, burnundan kuyruğuna uzanan eksendir. Uçağın boyuna ekseni etrafında yaptığı harekete yatış (roll) hareketi denir. Uçağın bu eksen etrafındaki hareketleri kanatçık, (aileron) veya spoiler ile kontrol edilir.

Yanlamsal eksen (lateral axis) bir uçağın ağırlık merkezinden geçerek bir kanat ucundan diğer kanat ucuna doğru uzanan eksendir. Bir uçağın bu eksen etrafında yaptığı harekete yunuslama (pitch) denir. Uçağın bu eksen etrafında yaptığı yunuslama hareketi, irtifa dümeni (elevatör) ve hareketli yatay stabilize (stabilizer) tarafından kontrol edilir.

Düşey eksen (vertical axis) bir uçağın ağırlık merkezinden geçerek gövde üst kısmından gövde alt kısmına uzanan eksendir. Bir uçağın düşey eksen etrafında yaptığı harekete sapma (yaw) hareketi denir. Uçağın düşey eksen etrafındaki hareketi istikamet dümeni (rudder) tarafından sağlanır. Uçağın uçuş esnasında bu üç eksen etrafında yaptığı hareketler şekil 6.3 de ve birincil kontrol yüzeyleri şekil 6.4 de görülmektedir.



Şekil 6.3 : Uçağın eksenler etrafındaki hareketleri



Şekil 6.4 : Birincil kontrol yüzeyleri

6.4 MRAK Sisteminin Eyleyici Arızaları İçeren Boeing 737-747 Tipi Uçaklara Uygulanması

6.4.1 Örnek 1 – Durum geri beslemeli durum kontrolü

Sistem dinamik matrislerinin **NASA (2000)** verildiği, Boeing 737 tipi bir uçağın belli bir çalışma noktasında lineerleştirilmiş dinamik boylamsal modeli aşağıdaki gibidir.

$$\dot{x}(t) = A\,x(t) + B\,u(t)\ ,\quad B = [b_1, b_2, b_3, b_4]$$

Durum vektörü, $x(t) = [U_b \; V_b \; q_b \; Q_b]^T$ olup U_b ve V_b uçağın ağırlık merkezinin sırasıyla ileri ve dikey yöndeki hızları. q_b yunuslama açısal hızı (pitch rate), Q_b yunuslama açısıdır(pitch angle). $u(t) = [u_1 \; u_2 \; u_3 \; u_4] = [\delta_t \; \delta_s \; \delta_e \; \delta_{ssp}]^T$ sistem giriş vektörü olup δ_t motor itki girişi, δ_s stabilizer pozisyon girişi, δ_e elevator pozisyon girişi ve δ_{ssp} spoiler pozisyon girişidir. Boylamsal hareketli bir uçağın elevatör yüzeyi birincil derecede önemli bir kontrol yüzeyi olup arızalanması durumunda çok ciddi kazalara yol açabilmektedir. Bu benzetim çalışmasında elevatör giriş sinyalinin, δ_e, bilinmeyen herhangi bir zamanda herhangi bir sınırlı değere ulaşıp kitlendiğini ve uyarlama sürecinden etkilenmediği varsayılmaktadır. Uyarlamalı sistemden beklenen amaç diğer kontrol girişleri ile elevator pozisyon arızasının kompanze edilerek model durum izlemesinin sağlanmasıdır. Böyle bir arıza durumu ise aşağıdaki gibi düşünülebilir.

$$\delta_e = -15^o \;, \quad t \geq 30(sn)$$

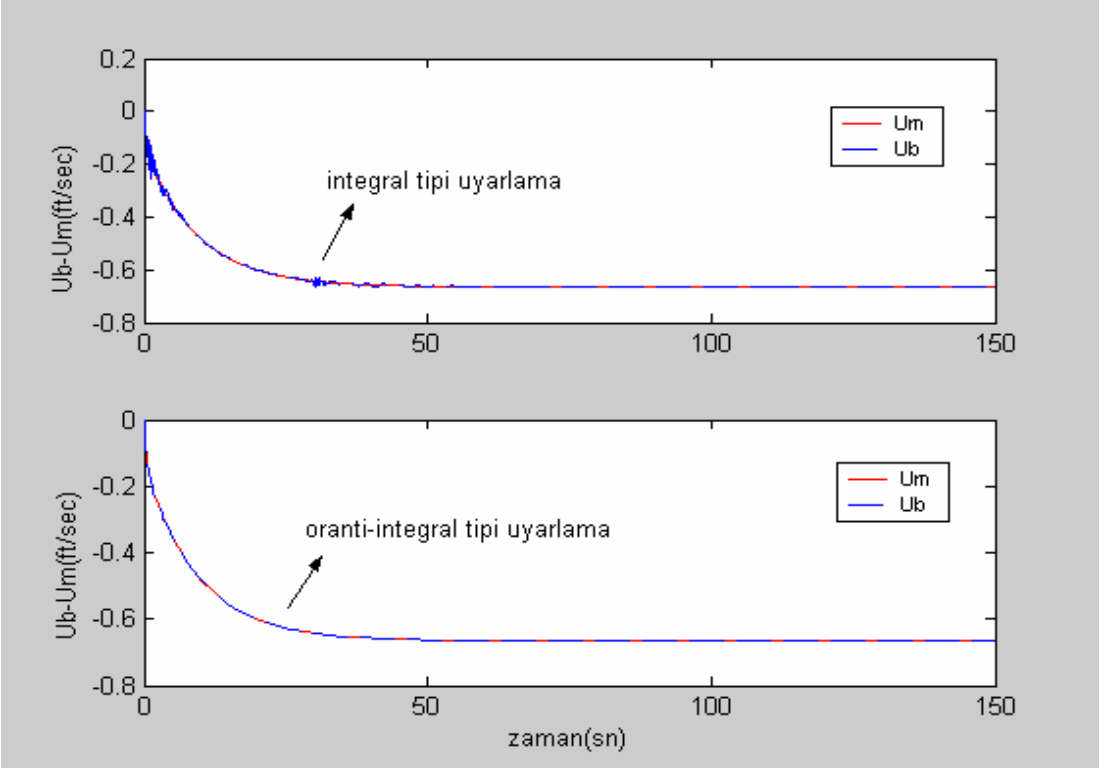
Referans modelin dinamik matrisi A_m, LQR(lineer quadratic regulator) yöntemi ile istenilen uçuş performansını verecek şekilde aşağıdaki gibi bulunabilir. Referans modelin giriş matrisi B_m ise sistemin giriş vektörü b_3 ile aynı olacak şekilde aşağıdaki gibi olsun.

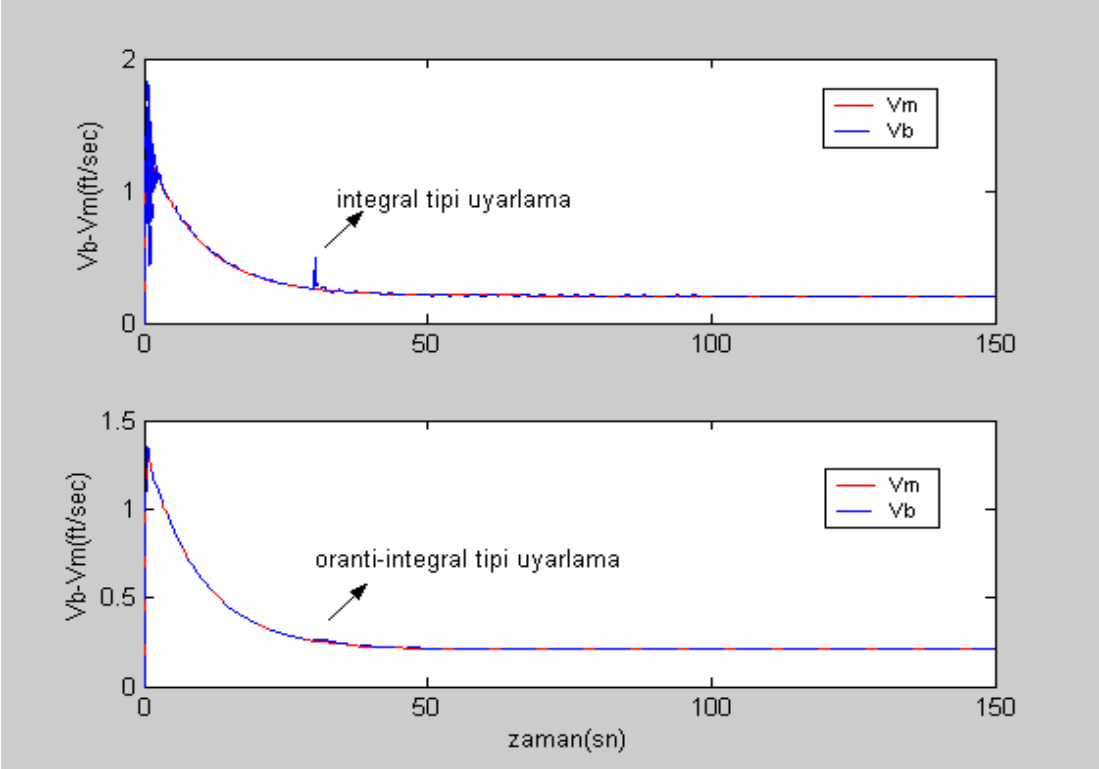
$$\dot{x}_m(t) = A_m \, x(t) + B_m \, r(t) \qquad x_m(t) = [U_m \; V_m \; q_m \; Q_m]^T$$

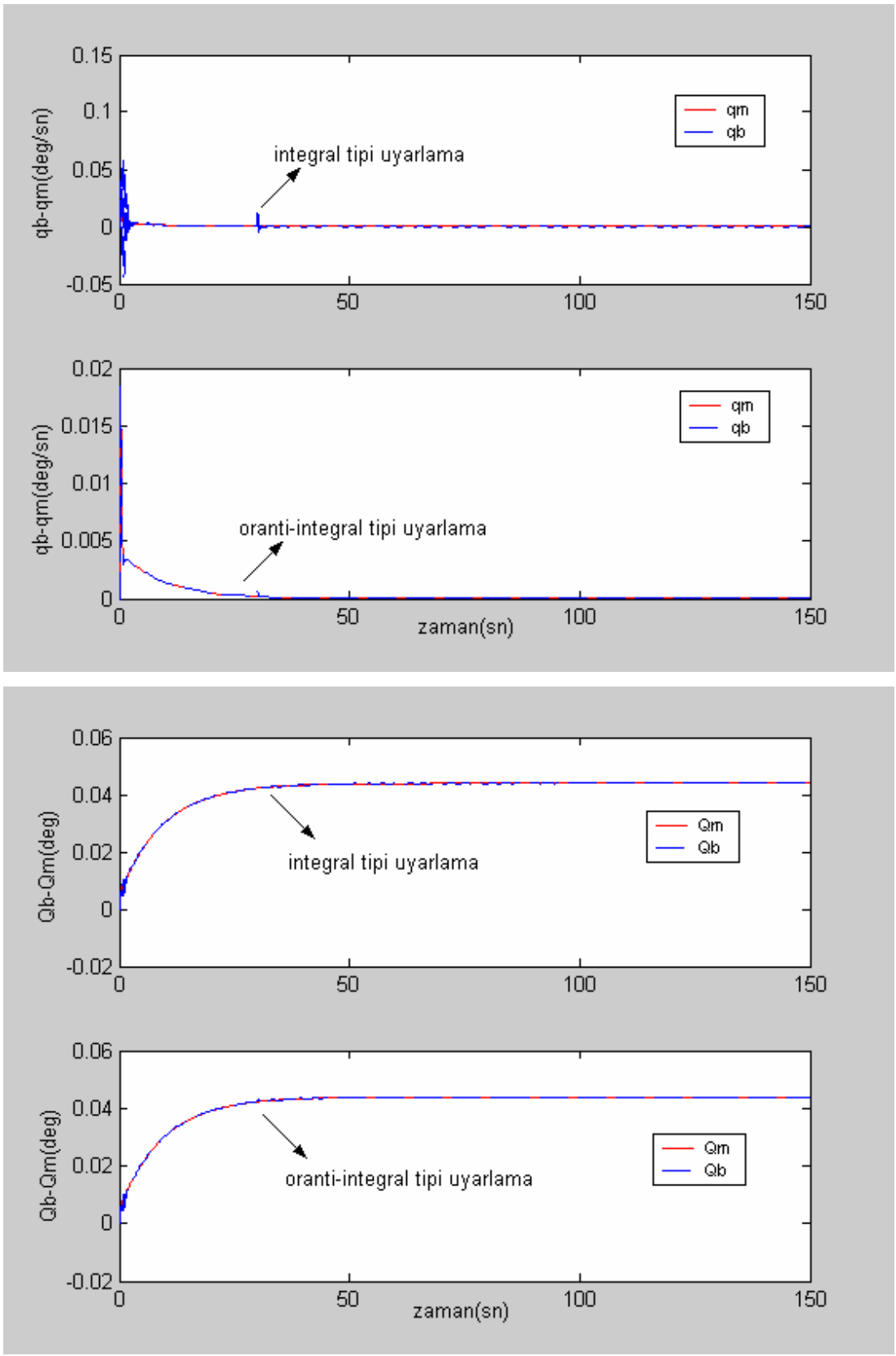
$$A_m = \begin{bmatrix} -1.2302 & 0.0109 & -12.4652 & -16.2144 \\ 0.0619 & -1.8213 & 167.8552 & -32.7606 \\ 0.0195 & -0.1299 & -7.0107 & -4.3201 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 \end{bmatrix} \qquad B_m = \begin{bmatrix} 0.0109 \\ -0.1858 \\ -0.0230 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Referans girişi basamak fonksiyonu olup $r(t) = -10$, pozitif matrisler $\Gamma_1 = 0.5I_4$, $\Gamma_2 = 0.01I_4$, $\Gamma_3 = I_4$, $N_1 = 10^2 I_4$, $N_2 = 20$, $Q = 10I_4$ ve durum başlangıç değerleri

$x(0) = x_m(0) = 0$ olmak üzere MATLAB programında benzetim çalışmasını yapacak olursak sistem ve model durum grafikleri şekil 6.5 de ki gibi elde edilmektedir.

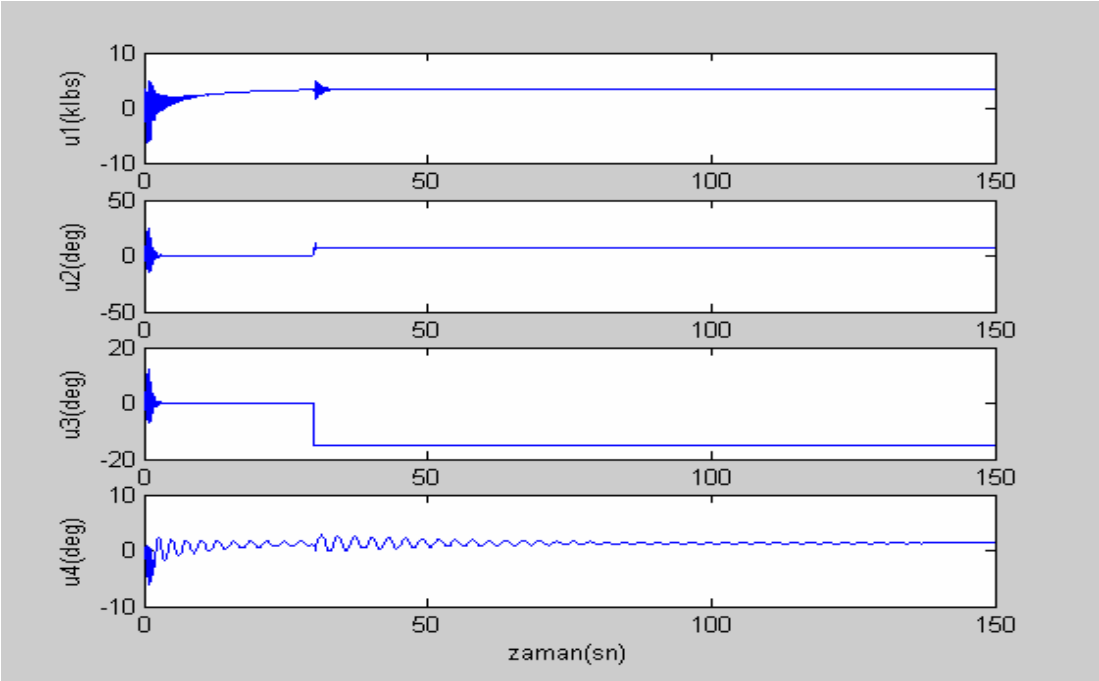




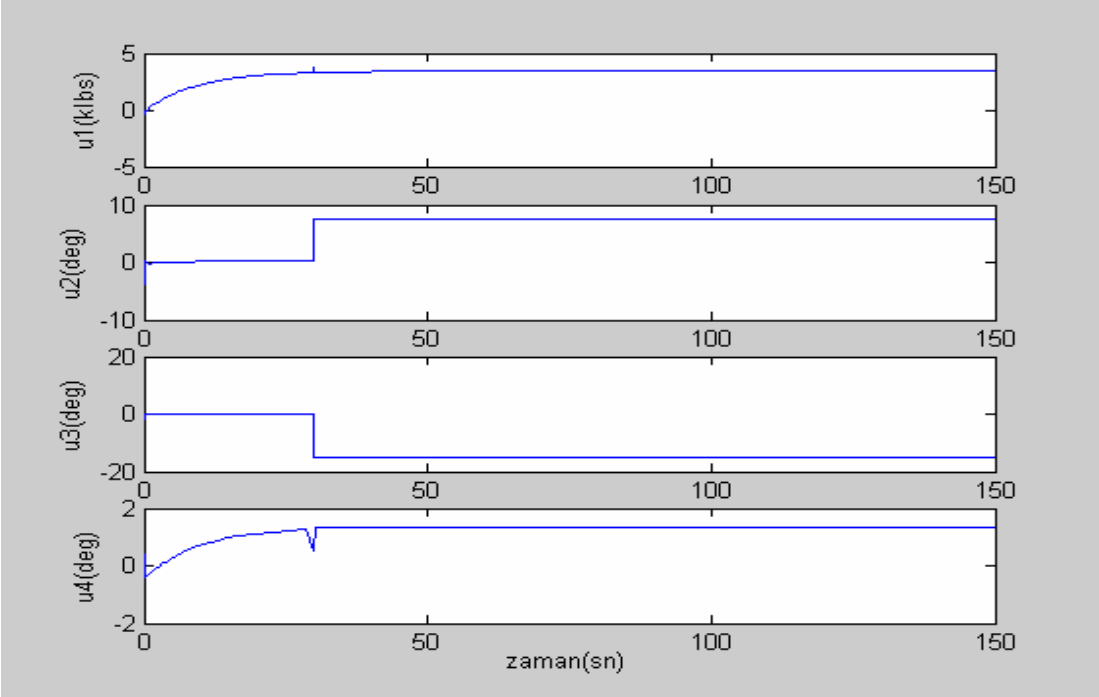


Şekil 6.5 : Uyarlamalı kontrol sisteminin durum grafikleri

İntegral tipi uyarlama kuralları ile oluşturulan uyarlamalı sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri şekil 6.6 de ve orantı-integral tipi uyarlama kuralları ile oluşturulan uyarlamalı sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişimi şekil 6.7 de ayrıca görülmektedir.

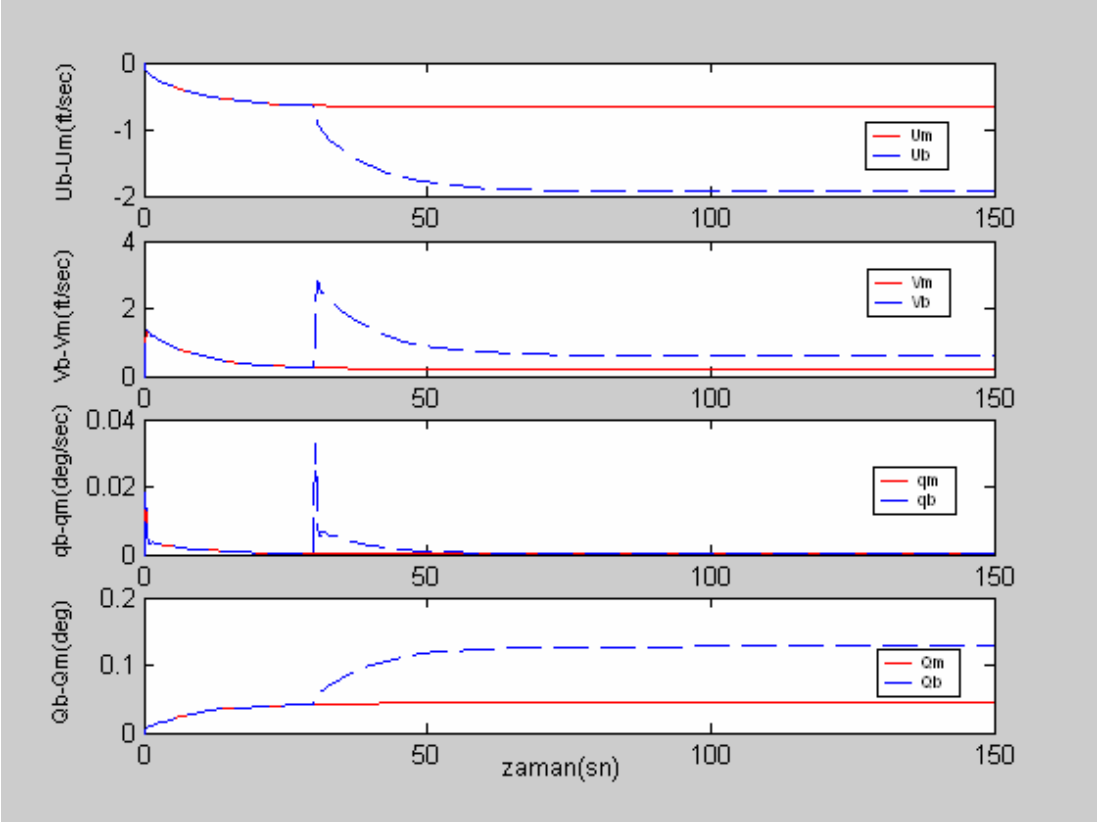


Şekil 6.6 : İntegral tipi uyarlama kuralları ile kurulan sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri



Şekil 6.7 : Orantı-İntegral tipi uyarlama kuralları ile kurulan sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri

Şekil 6.8 de ise kontrol parametrelerinin uyarlanmadığı ve sabit olarak kaldığı nominal kontrolör ile kurulan sistemin durumlarının, referans model durumları ile karşılaştırıldığı grafikler görülmektedir.



Şekil 6.8 : Nominal Kontrolör ile kurulan sistemin durum grafikleri

6.4.2 Örnek 2 – Durum geri beslemeli durum kontrolü

Sistem dinamik matrislerinin **Bryson (1994)** verildiği, Boeing 747 tipi bir uçağın belli bir çalışma noktasında lineerleştirilmiş dinamik boylamsal modeli aşağıdaki gibidir.

$$\dot{x}(t) = A\,x(t) + B\,u(t) - Dw(t)\ ,\quad B = [b_1\ \ b_2]$$

Durum vektörü, $x(t) = [U_b\ V_b\ q_b\ Q_b]^T$, genlikçe sınırlı arıza giriş vektörü $w(t) = [U_w\ \ V_w\ ]^T$ ve bozucu girişin ağırlık matrisi D dir **(Bryson, 1994).** U_b ve V_b uçağın ağırlık merkezinin sırasıyla ileri ve dikey yöndeki hızları, U_w ve V_w rüzgardan kaynaklanan bozucu girişler olup bu benzetim çalışmasında ortalama

değeri 0 olan Gauss dağılımlı bir gürültü olarak düşünülmüştür ve yapısal değişmezlik şartları korunmaktadır. q_b yunuslama açısal hızı (pitch rate), Q_b yunuslama açısıdır(pitch angle). $u(t) = [\delta_e \;\; \delta_t]^T$ sistem giriş vektörü olup δ_t motor itki girişi ve δ_e elevator yüzeyi pozisyon girişidir. Uçakta yedeklemenin sağlanabilmesi ve arızanın bu yedek kontrol yüzeyleriyle kompanze edilebilmesi için sistemde $b_3 = 0.02b_1$, $b_4 = 0.03b_1$, $u(t) = [u_1 \;\; u_2 \;\; u_3 \;\; u_4] = [\delta_e \;\; \delta_t \;\; \delta_{e1} \;\; \delta_{e2}]^T$ olacak şekilde iki tane daha elevatör yüzeyi olduğunu varsayabiliriz. Bu benzetim çalışmasında elevatör giriş sinyalinin, δ_e, bilinmeyen herhangi bir zamanda herhangi bir sınırlı değere ulaşıp kitlendiğini ve uyarlama sürecinden etkilenmediği varsayılmaktadır. Böyle bir arıza durumu ise aşağıdaki gibi düşünülebilir.

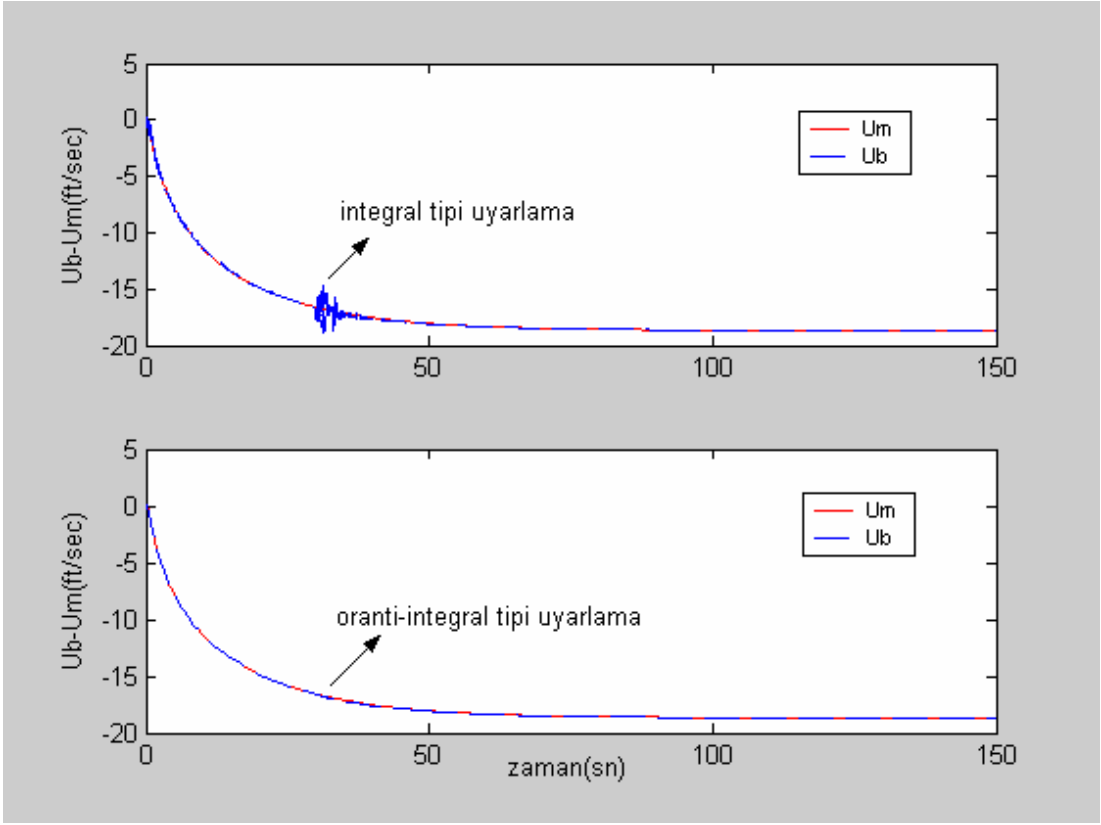
$$\delta_e = -15\text{crad}(1\text{crad} = 0.01\text{rad} \approx 0.57^o), t \geq 30(\text{sn})$$

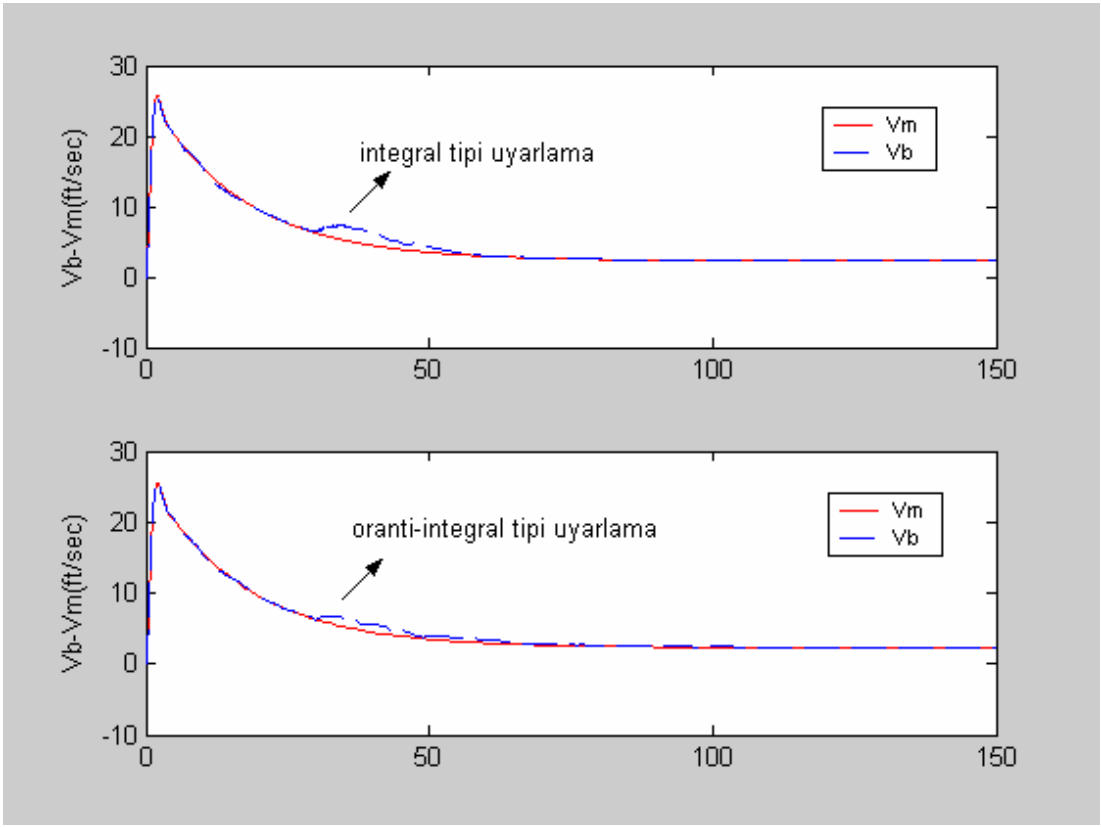
Uyarlamalı sistemden beklenen amaç, yedek kontrol girişlerinin uyarlanarak elevator pozisyon arızasının ve genlikçe sınırlı dış bozucuların etkisinin kompanze edilerek model durum izlemesinin sağlanmasıdır. Referans modelin dinamik matrisi A_m, LQR(lineer quadratic regulator) yöntemi ile istenilen uçuş performansını verecek şekilde bulunabilir. Referans modelin giriş matrisi B_m ise sistemin giriş vektörü b_1 ile aynı olacak şekilde aşağıdaki gibi olsun.

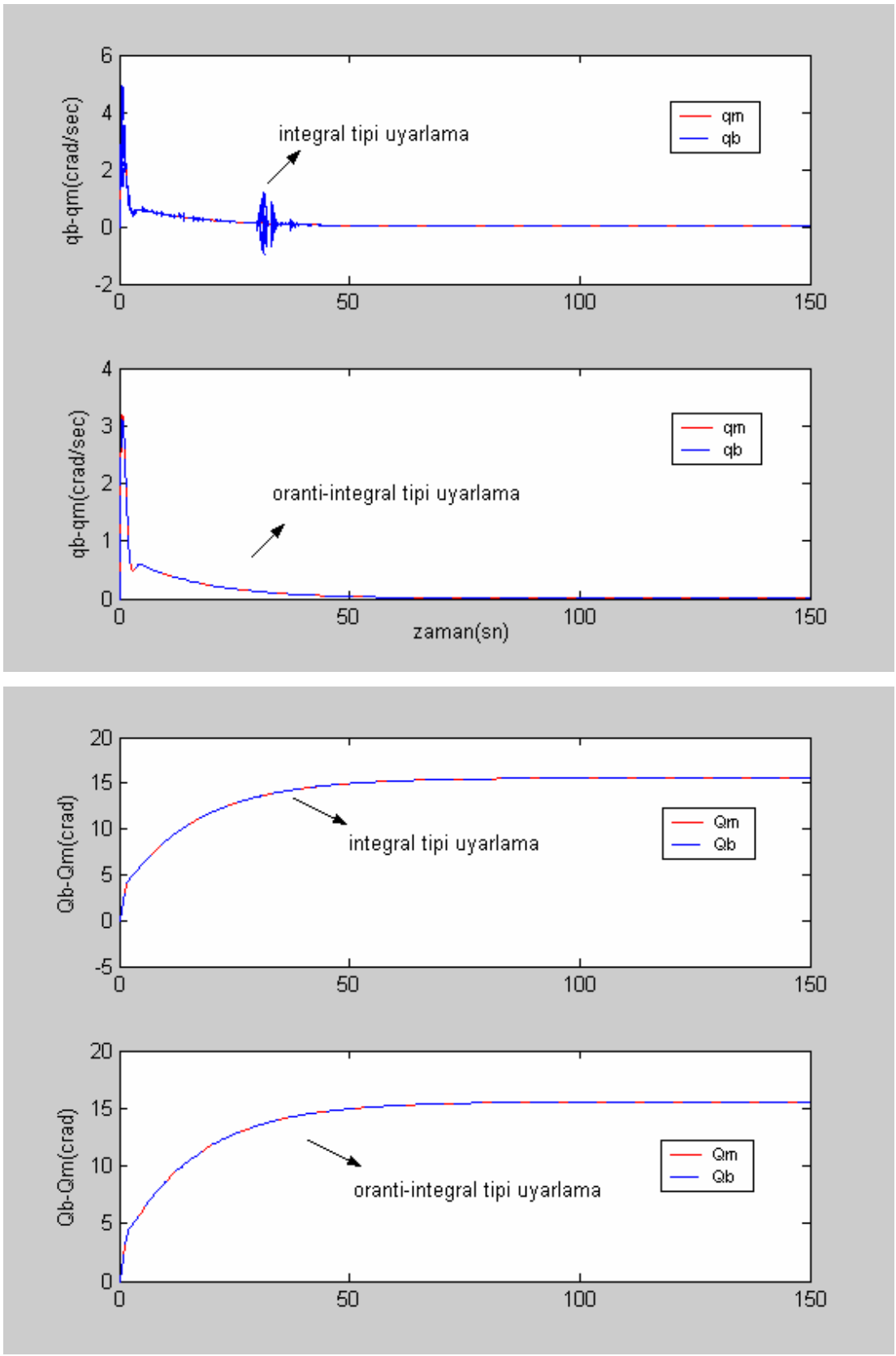
$$\dot{x}(t) = A_m\, x(t) + B_m\, r(t) \quad x_m(t) = \left[U_m \; V_m \; q_m \; Q_m\right]^T$$

$$A_m = \begin{bmatrix} -0.2775 & -0.0396 & -0.4655 & -0.3204 \\ -0.0317 & -0.3377 & 7.5401 & -0.1036 \\ 0.0008 & -0.2886 & -2.1221 & -0.6728 \\ 0 & 0 & 1.0000 & 0 \end{bmatrix} \qquad B_m = \begin{bmatrix} 0.0100 \\ -0.1800 \\ -1.1160 \\ 0 \end{bmatrix}$$

Referans girişi basamak fonksiyonu olup $r(t) = -10$, pozitif matrisler $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_3 = 0.01\,I_4$ $N_1 = I_4$, $N_2 = 1$, $Q = 10I_4$ ve durum başlangıç değerleri $x(0) = x_m(0) = 0$ olmak üzere MATLAB programında benzetim çalışmasını yapacak olursak sistem ve model durum grafikleri şekil 6.9 da ki gibi elde edilmektedir.

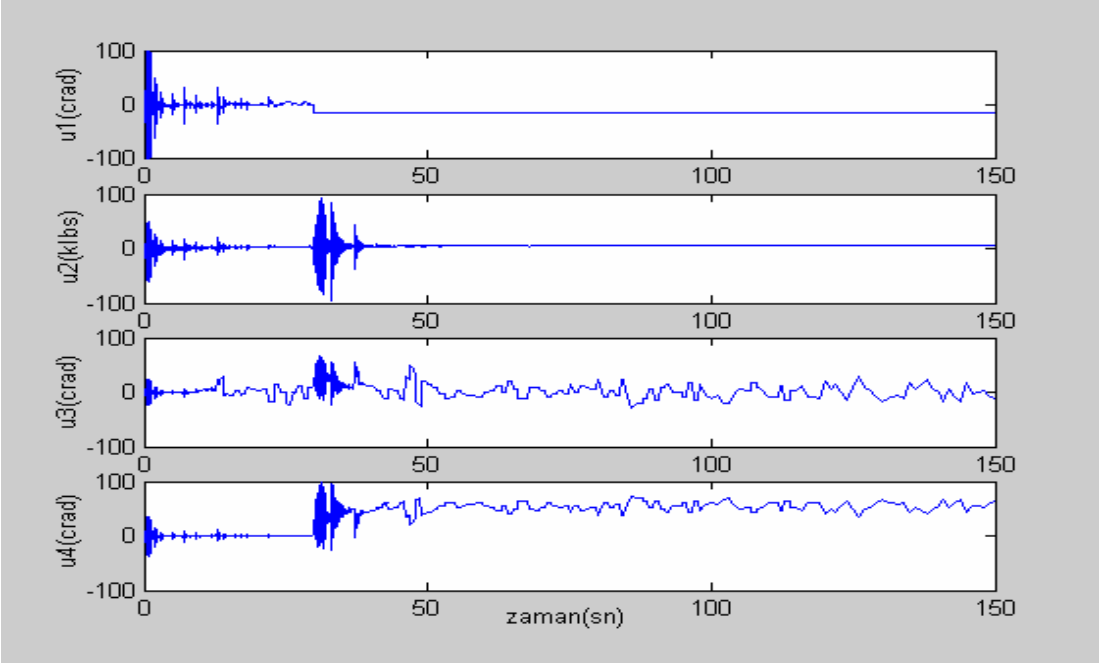

Ub-Um(ft/sec)
integral tipi uyarlama
Um
Ub
oranti-integral tipi uyarlama
zaman(sn)


Vb-Vm(ft/sec)
integral tipi uyarlama
Vm
Vb
oranti-integral tipi uyarlama

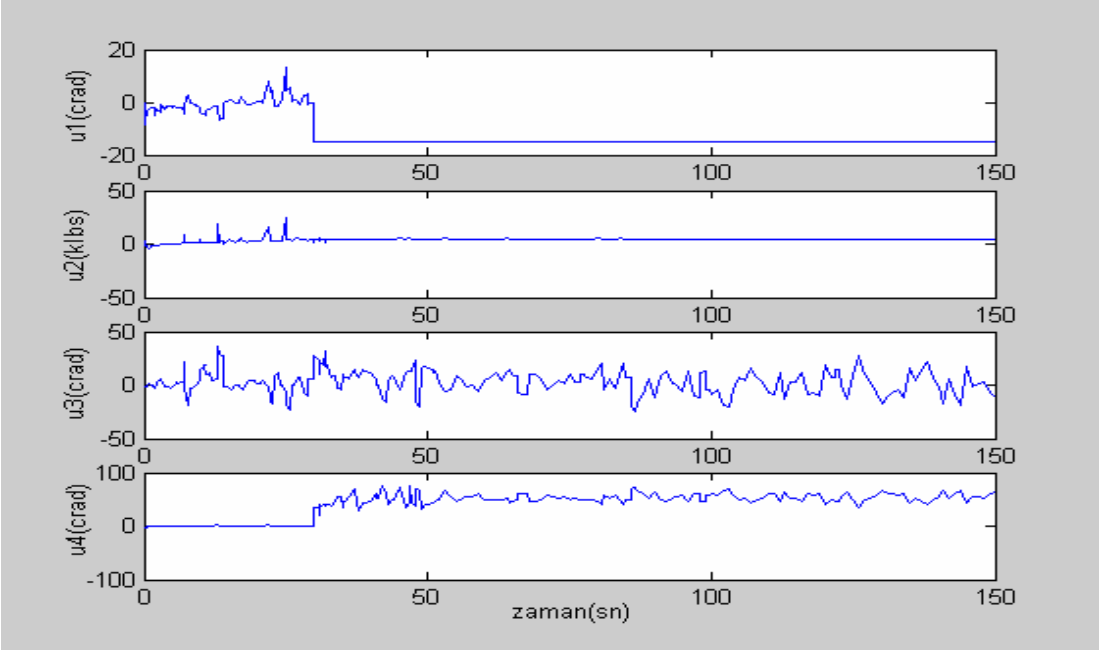


Şekil 6.9 : Uyarlamalı kontrol sisteminin durum grafikleri

İntegral tipi uyarlama kuralları ile oluşturulan uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri şekil 6.10 da ve orantı-integral tipi uyarlama kuralları ile oluşturulan uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişimi şekil 6.11 de ayrıca görülmektedir.

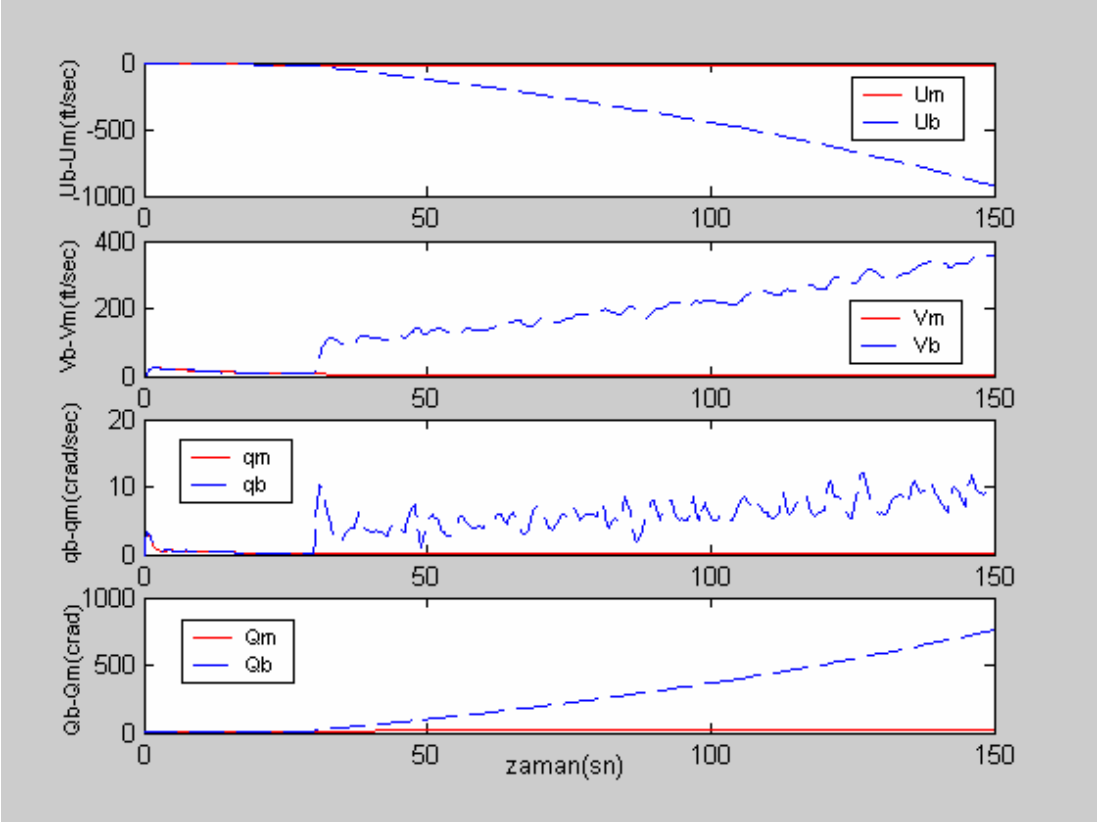


Şekil 6.10 : İntegral tipi uyarlama kuralları ile kurulan sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri



Şekil 6.11 : Orantı-İntegral tipi uyarlama kuralları ile kurulan sistemin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri

Şekil 6.12 de ise kontrol parametrelerinin uyarlanmadığı ve sabit olarak kaldığı nominal kontrolör ile kurulan sistemin durumlarının, referans model durumları ile karşılaştırıldığı grafikler görülmektedir.



Şekil 6.12 : Nominal Kontrolör ile kurulan sistemin durum grafikleri

6.4.3 Örnek 3 – Durum geri beslemeli çıkış kontrolü

Sistem dinamik matrislerinin **Franklin ve diğ. (1994)** verildiği, Boeing 747 tipi bir uçağın belli bir çalışma noktasında lineerleştirilmiş dinamik yanlamsal modeli aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A\,x(t) + B\,u(t) \\ y &= Cx(t) \end{aligned}, \quad B = [b_1] \;,\; C = [0\ 1\ 0\ 0]$$

Durum vektörü, $x(t) = [\beta \;\; r_b \;\; p_b \;\; P_b]^T$ olup β yana kayma açısı (sideslip), r_b sapma açısal hızı (yaw rate), p_b yuvarlanma açısal hızı (roll rate), P_b yalpa açısıdır (roll angle). Bu takdirde çıkış sinyali sapma açısal hızı r_b dir. $u(t) = [\delta_r]$ sistem giriş vektörü olup δ_r dümen (rudder) pozisyon girişidir. Uçakta yedeklemenin

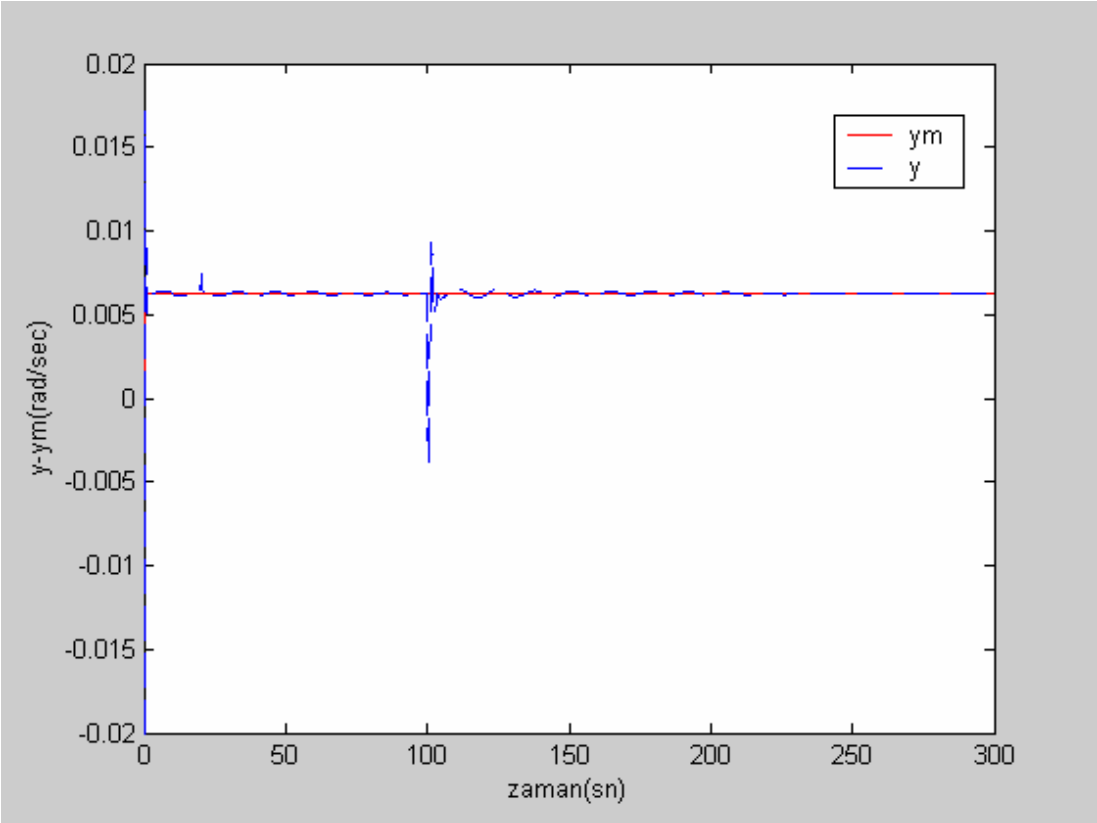
sağlanabilmesi ve arızanın bu yedek kontrol yüzeyleriyle kompanze edilebilmesi için sistemde b_1 vektörüyle yaklaşık olarak paralel b_2 ve b_3 vektörlerini de dahil ederek $u(t) = [u_1 \;\; u_2 \;\; u_3]^T = [\delta_r \;\; \delta_{r1} \;\; \delta_{r2}]^T$ olacak şekilde iki tane daha dümen (rudder) pozisyon girişi olduğunu varsayabiliriz. Bu benzetim çalışmasında rudder giriş sinyallerinden, δ_{r1} ve δ_{r2} nin bilinmeyen herhangi bir zamanda herhangi bir sınırlı değere ulaşıp kitlendiğini ve uyarlama sürecinden etkilenmediği varsayılmaktadır. Böyle bir arıza durumu ise aşağıdaki gibi düşünülebilir

$$\delta_{r1} = -0.035\text{rad} \;, t \geq 20(\text{sn}) \text{ ve } \delta_{r2} = 0.087\text{rad} \;, \; t \geq 100(\text{sn})$$

Durum geri beslemeli uyarlamalı sistemden beklenen amaç diğer rudder kontrol girişi ile iki tane rudder pozisyon giriş arızasının kompanze edilerek model çıkış izlemesinin sağlanmasıdır. Referans modelin transfer fonksiyonu ise kesin pozitif reel bir fonksiyon olarak aşağıdaki gibi secilebilir.

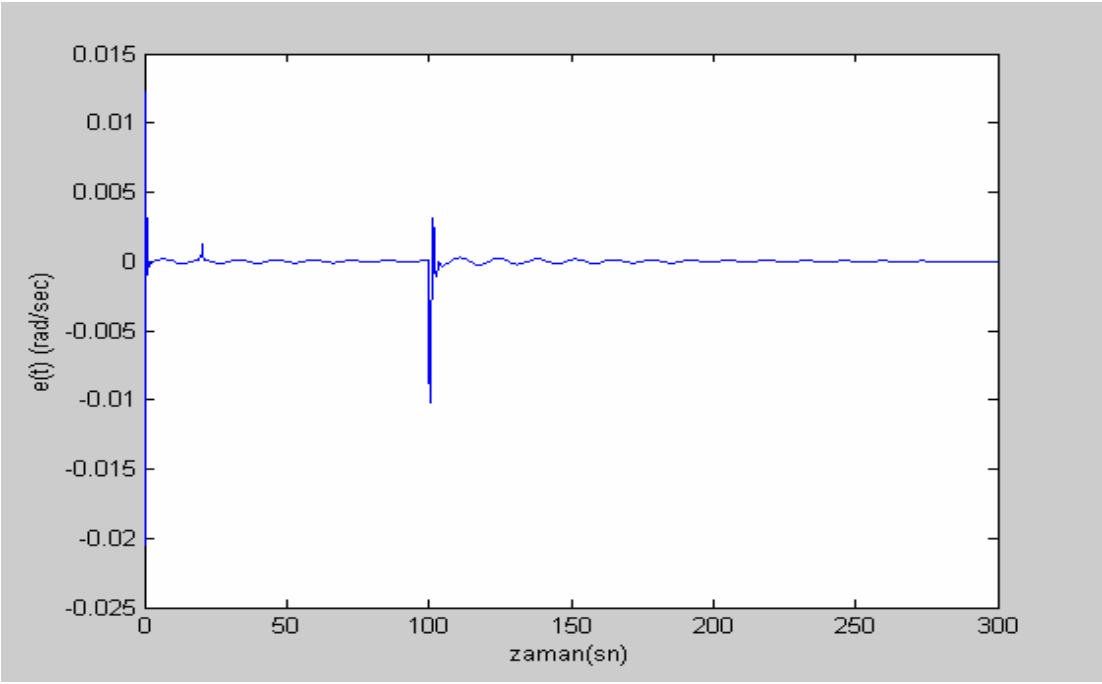
$$G_m(s) = \frac{1}{s+4}$$

Referans girişi basamak fonksiyonu olup $r(t) = 0.025$, pozitif matris $\Gamma_1 = 10^3 I_{6\times 6}$, ve pozitif sabit $\gamma = 1$, ve durum başlangıç değerleri $x(0) = [0 \;\; -0.02 \;\; 0 \;\; 0]$ olmak üzere MATLAB programında benzetim çalışmasını yapacak olursak sistem ve model çıkış sinyali grafiği şekil 6.13 de ki gibi elde edilmektedir.



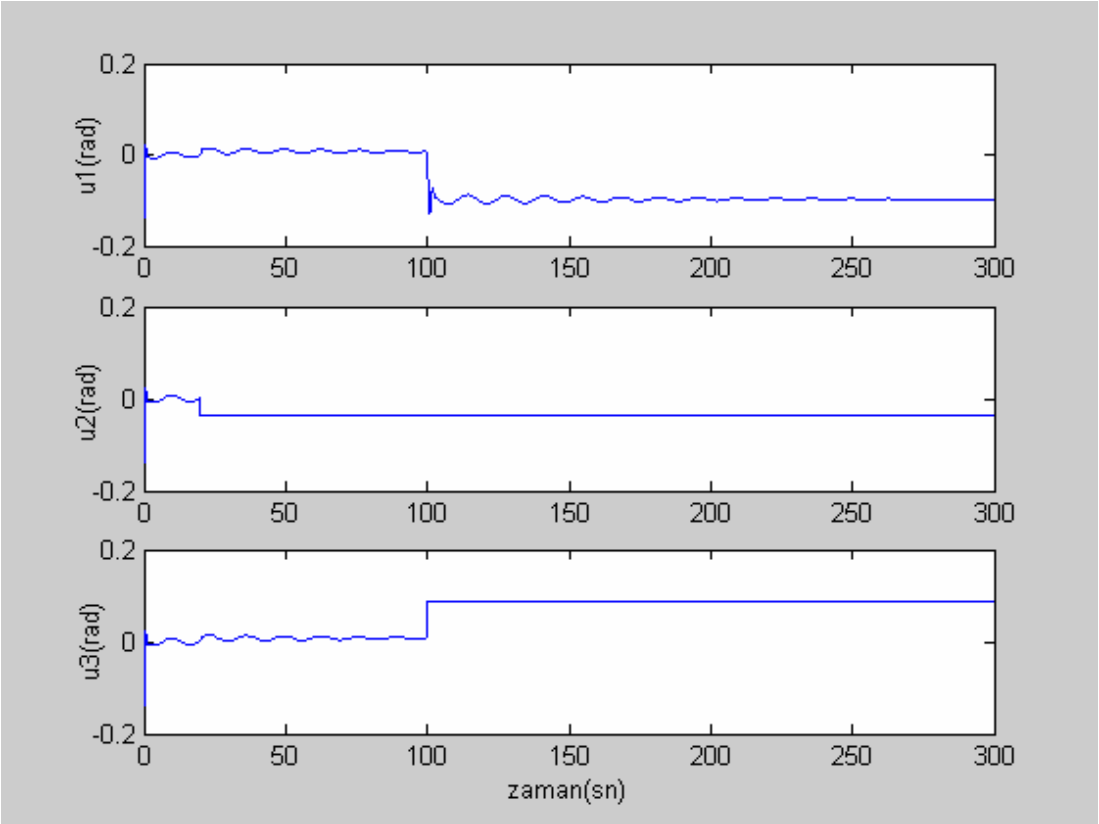
Şekil 6.13 : Uyarlamalı kontrol sisteminin çıkış sinyal grafiği

Referans model ile sistem arasındaki hata dinamiği ise şekil 6.14 deki gibi değişmektedir.



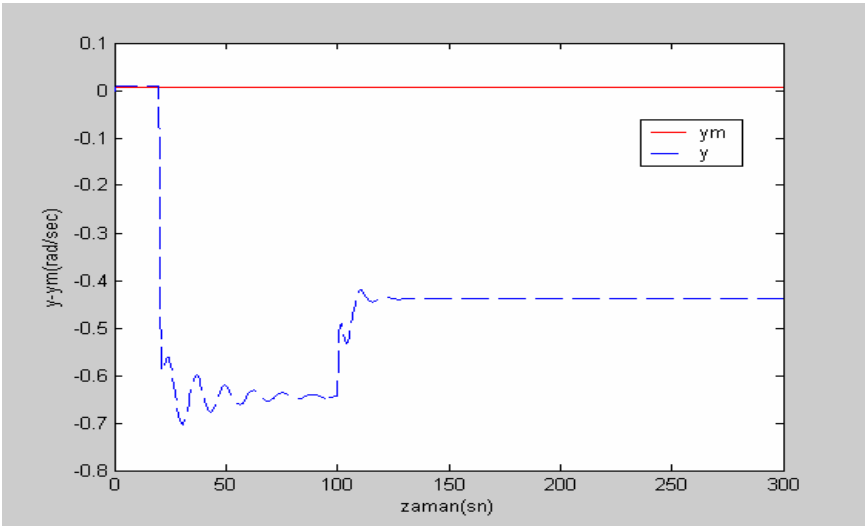
Şekil 6.14 : Uyarlamalı kontrol sisteminin hata çıkış diyagramı

Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri ise şekil 6.15 de görülmektedir.



Şekil 6.15 : Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri

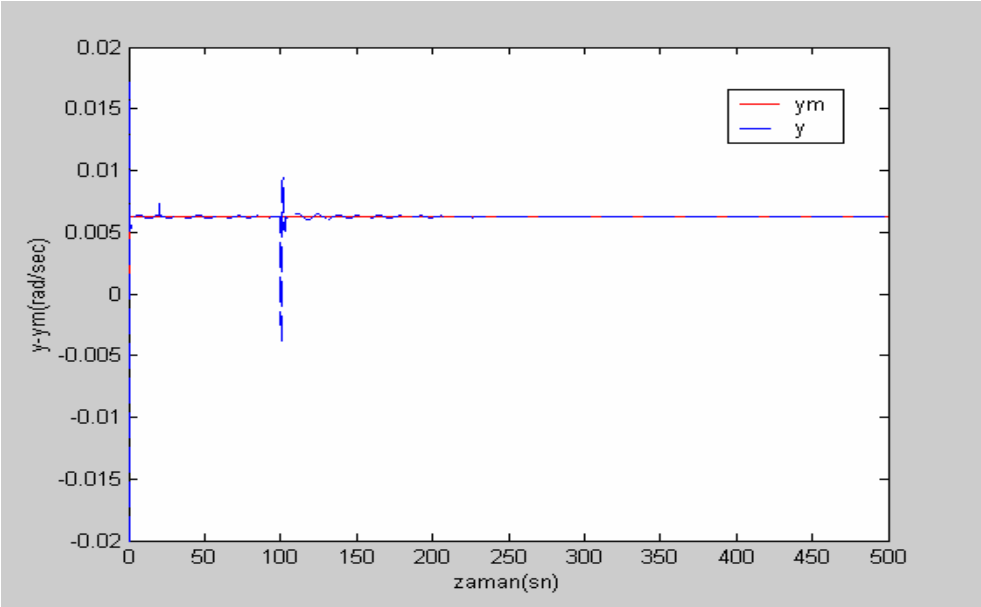
Şekil 6.16 da ise nominal kontrolör ile kurulan sistem çıkışının, referans model çıkışı ile karşılaştırıldığı grafik görülmektedir.



Şekil 6.16 : Nominal Kontrolör ile kurulan sistemin çıkış grafiği

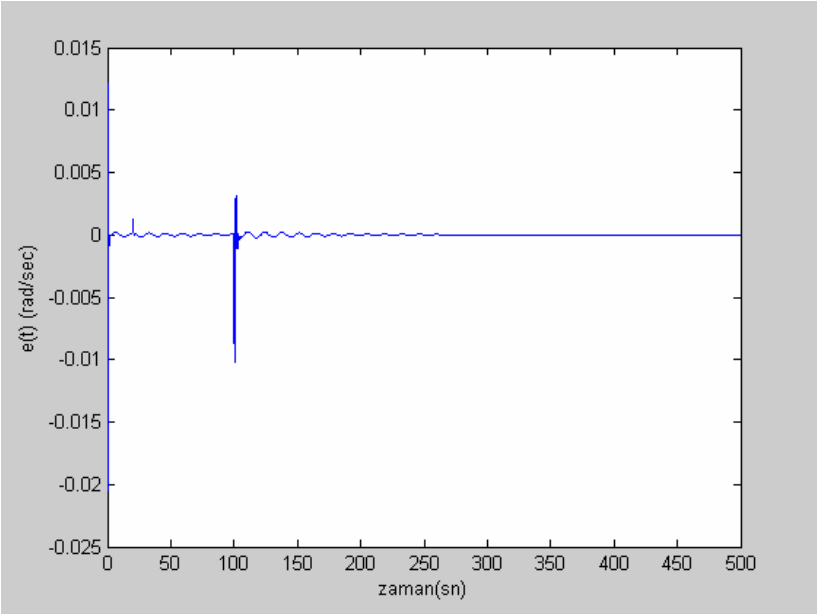
6.4.4 Örnek 4 – Çıkış geri beslemeli çıkış kontrolü

Örnek 3 de incelenen sistemi, arıza durumunu ve başlangıç koşullarını aynen ele alıp MATLAB programında benzetim çalışmasını yapacak olursak sistem ve model çıkış grafiği şekil 6.17 de ki gibi elde edilmektedir.



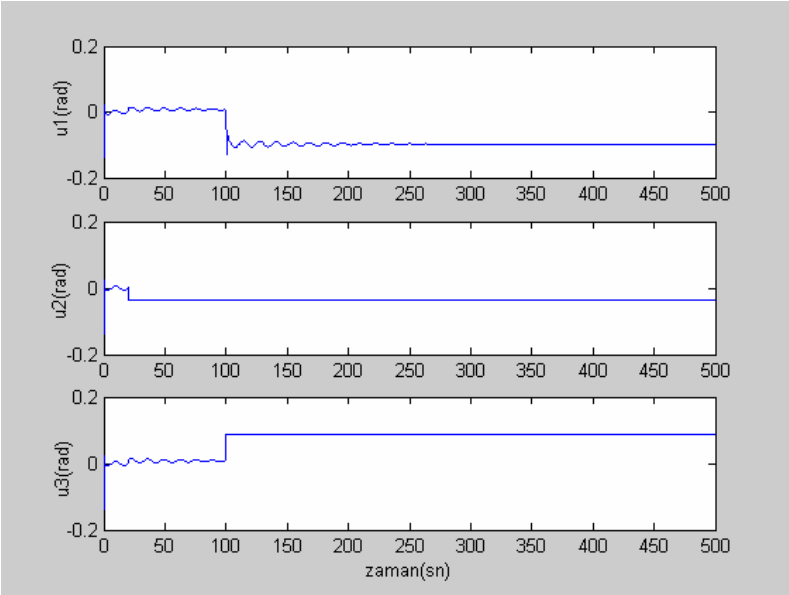
Şekil 6.17 : Uyarlamalı kontrol sisteminin çıkış grafiği

Referans model ile sistem arasındaki hata dinamiği ise şekil 6.18 deki gibi değişmektedir.



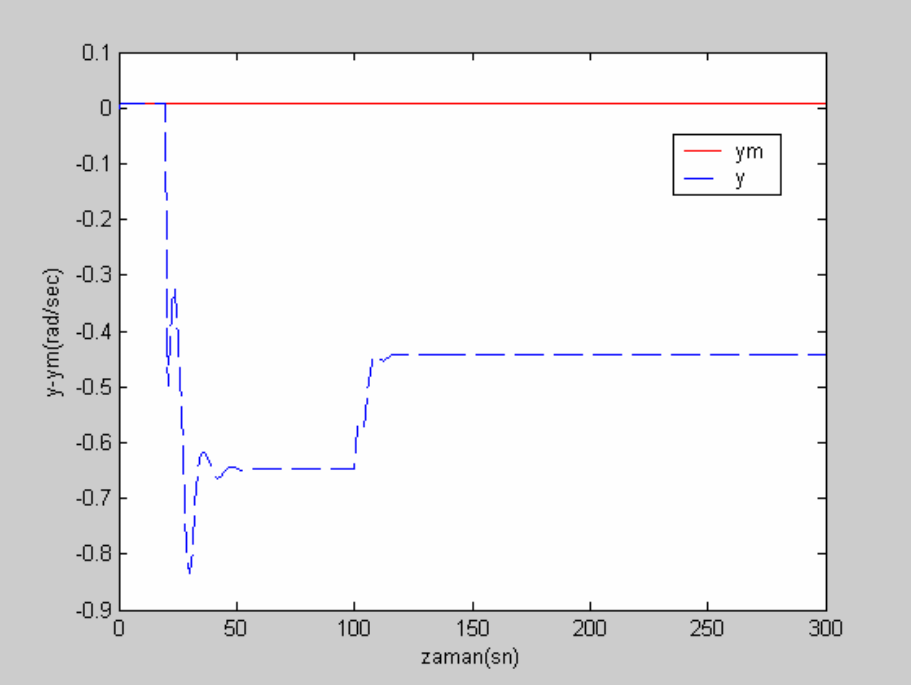
Şekil 6.18: Uyarlamalı kontrol sisteminin hata çıkış diyagramı

Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri ise şekil 6.19 da görülmektedir.



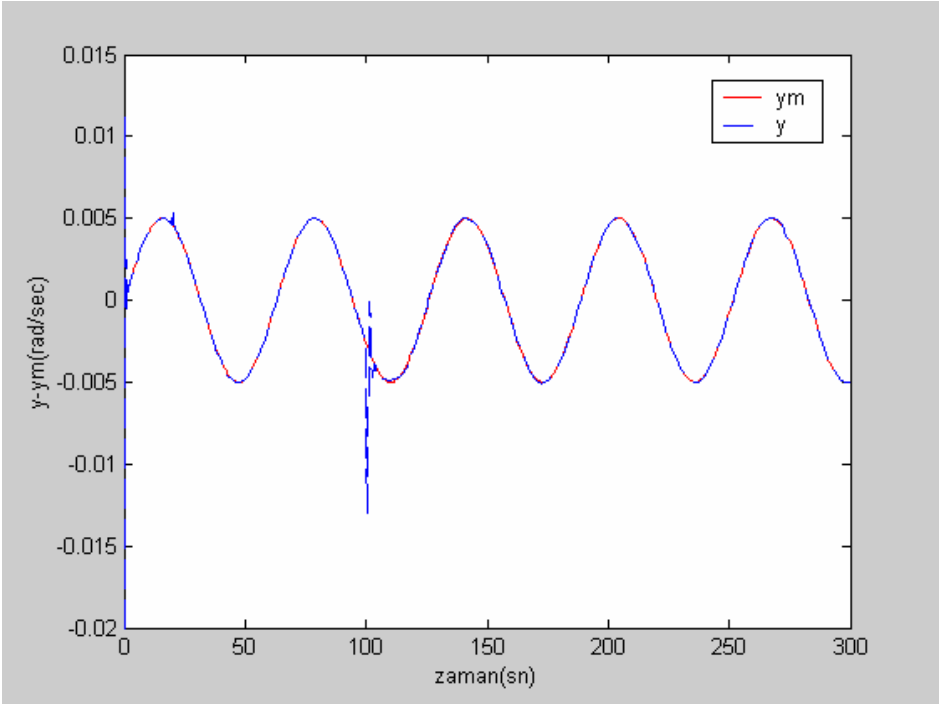
Şekil 6.19 : Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri

Şekil 6.20 de ise nominal kontrolör ile kurulan sistem çıkışının, referans model çıkışı ile karşılaştırıldığı grafik görülmektedir.



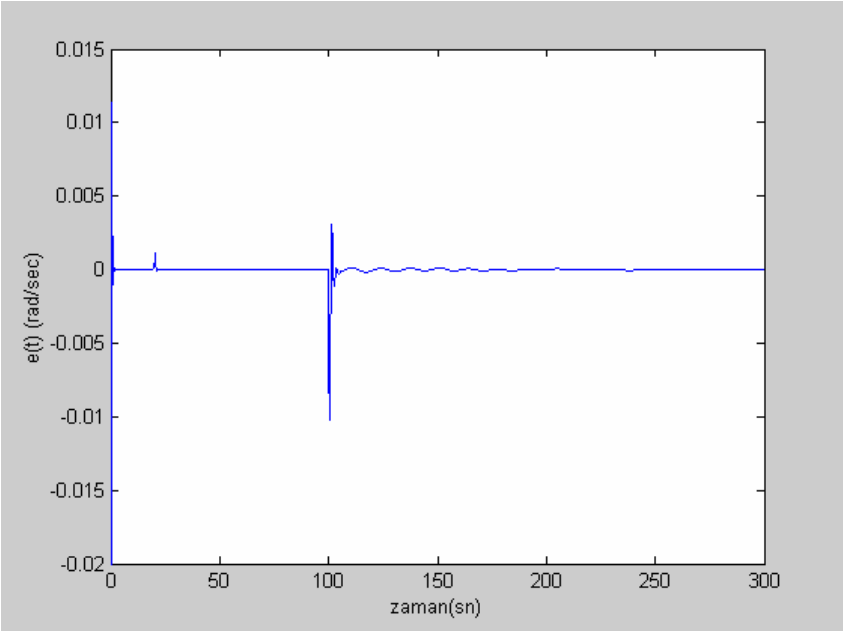
Şekil 6.20 : Nominal Kontrolör ile kurulan sistemin çıkış grafiği

Aynı örneği referans giriş sinyalini $r(t) = 0.02\sin(0.1\,t)$ alarak gerçekleştirirsek sistem ve model çıkış grafiği şekil 6.21 de ki gibi elde edilmektedir.



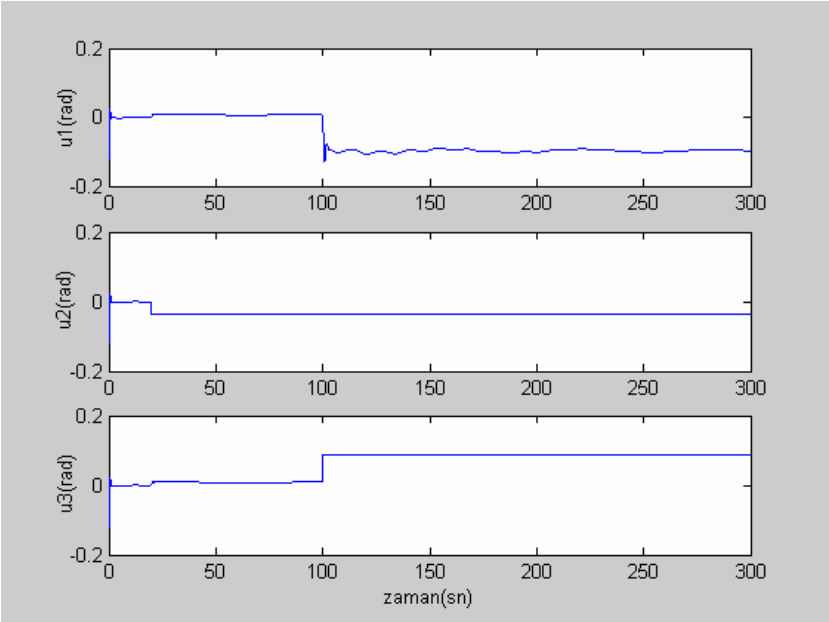
Şekil 6.21 : Uyarlamalı kontrol sisteminin çıkış grafiği

Referans model ile sistem arasındaki hata dinamiği ise şekil 6.22 deki gibi değişmektedir.



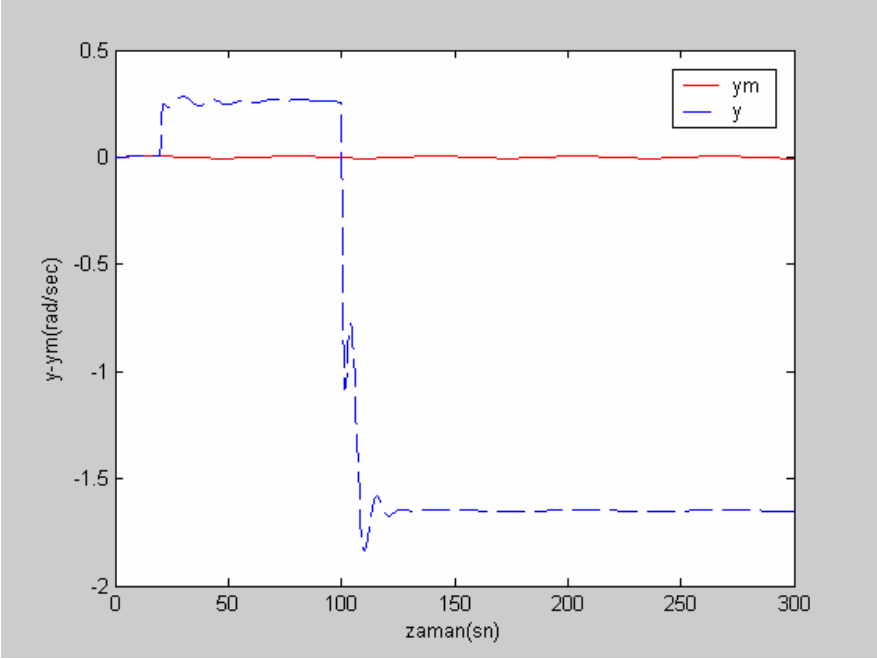
Şekil 6.22: Uyarlamalı kontrol sisteminin hata çıkış diyagramı

Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri ise şekil 6.23 de görülmektedir.



Şekil 6.23 : Uyarlamalı kontrol sisteminin kontrol giriş sinyallerinin değişim grafikleri

Şekil 6.24 de ise nominal kontrolör ile kurulan sistem çıkışının, referans model çıkışı ile karşılaştırıldığı grafik görülmektedir.



Şekil 6.24 : Nominal Kontrolör ile kurulan sistemin çıkış grafiği

7. SONUÇLAR

Bu çalışma, eyleyici arızaları ve dinamik parametreleri belirsizlikler içeren kontrol sistemlerinde, model referans uyarlamalı kontrolör tasarımı ile asimptotik model durum ve çıkış izlemesinin gerçeklenmesi üzerine yapılmış ve benzetim çalışmaları ile elde ettiğimiz tasarımın başarımı test edilmiştir. Tüm bu çalışmalardan görülmektedir ki;

Sadece integral tipi uyarlama kuralları yerine orantı-integral tipi uyarlama kuralları ile uyarlanan sistem, eyleyici arızalarının hatta genlikçe sınırlı dış bozucuların da etkisini daha iyi kompanze edebilmekte ve model durum izlemesini daha iyi bir performansla gerçekleştirebilmektedir.

Tüm sistem durumlarının kontrol edilmek istenmediği hatta sistem durumlarının ölçülemediği, eyleyici arızaları ve parametre belirsizlikleri içeren dinamik sistemlerde, durum ve çıkış geri beslemeli model referans uyarlamalı kontrolör tasarımı ile asimptotik model çıkış izlemesi başarı ile gerçekleştirilmiştir.

Nominal kontrolör eyleyici arızalarının ve dış bozucuların meydana getirdiği etkilere duyarsız kalmakta bu ise sistemi kararsızlığa götürmektedir.

Uyarlamalı kontrol sistemi, eyleyici arızalarını kompanze edebilmek için sistemde yedeklenmiş eyleyicilere gereksinim duymaktadır ve elde edilen uyarlama kuralları ile uyarlanan sistemde durum ve çıkış hatası asimptotik olarak sıfıra gitmekte ve parametre hataları da belli sınırlar içerisinde kalmaktadır.

Bu çalışmadan yola çıkarak, daha farklı arıza tipleri içeren (sensör arızası, v.s.) çok giriş ve çok çıkışlı sistemler içinde arıza anında oluşan geçici rejimlerin daha kısa sürede kompanze edilerek daha hızlı bir uyarlama mekanizmasının tasarlanması ileri ki çalışmaların da birer hedefi olacaktır.

KAYNAKLAR

Alcorta, E.G., ve Frank, P.M., 1997. Deterministic Nonlinear Observer-Based Approaches to Fault Diagnosis: A Survey, *Control Engineering Practice,* Vol. 5, 5, 663-700.

Aström, K.J., ve Wittenmark, B., 1995. Adaptive Control, *Addison-Wesley Publishing Company,* USA.

Brune, O., 1931. Synthesis of a Finite Two Terminal Network whose Driving-Point Impedance is a Prescribed Function of Frequency, *Journal of Mathematics and Physics,* Vol. 10, 191-236.

Bryson, E., 1994. Control of Spacecraft and Aircraft, *Princeton University Press.*

Bodson, M., ve Groszkiewicz, J.E., 1997. Multivariable Adaptive Algorithms for Reconfigurable Flight Control, *IEEE Trans. Contr. Systems*, March 1997, Vol. 5, 2, 217-229.

Boskovic, J.D., ve Mehra, R.K., 2001. An Adaptive Scheme for Compensation of Loss of Effectiveness of Flight Control Effectors, *Proceed.of the 40.th IEEE Conf. On Decision and Control,* December 2001, Vol.3, 2448-245.

Boskovic, J.D., ve Mehra, R.K., 1999. Stable Multiple Model Adaptive Flight Control for Accommodation for a Large Class of Control Effector Failures, *Proceed.of the ACC.,* June 1999, Vol. 3, 1920-1924.

Boskovic, J.D., Yu, S.H. ve Mehra, R.K., 1998. A Stable Scheme for Automatic Control Reconfigurable Flight Control, *IEEE Trans. Contrl. Systems Tech.,* March 1998, Vol. 5, 217-229.

Chen, S., ve Tao, G., 2003. Adaptive Actuator Failure Compensation for Nonminimum Phase Systems, *IEEE Trans. Automat. Contr.,* June 2003, Vol. 1, 527-532.

Chen, S., Tao, G., ve Joshi, S.M., 2004. Adaptive Actuator Failure Compensation Designs for Linear Systems, *International Journal of Control., Automation and Systems,* March 2004, Vol.2, 1,1-14.

Demetriou, M.A., ve Polycarpou, M.M., 1998. Incipient Fault Diagnosis of Dynamical Systems Using Online Approximators, *IEEE Trans. Automat. Contr.,* November 1998, Vol. 43, 11, 1612-1617.

Franklin, G.F., Powell, J.F., ve Naeini, A.E., 1994. Feedback Control of Dynamic Systems, 3rd ed. *Addison-Wesley*., p. 686.

Gürleyen, F., 1999. Adaptif Kontrol Ders Notları, İTÜ.

Gürleyen, F., Gökce, K., Tekin, Ö.A., 2006a. State Tracking of Uncertain Dynamic Systems with Actuator Failures Using Model Based Adaptive Control, *SICE-ICASE International Joint Conference*, Bexco, Busan, Korea, Oct. 18-21, 2006.

Gürleyen, F., Gökce, K., Tekin, Ö.A., 2006b. Eyleyici Arızaları ve Parametre Belirsizlikleri İçeren Uçuş Kontrol Sistemlerinin Model Referans Uyarlamalı Kontrol Yaklaşımı ile Durum İzleme Kontrolü, *1.Ulusal Havacılık ve Uzay Konferansı*, ODTÜ, Ankara, Eylül 21-23, 2006-069.

Gürleyen, F., 2006c. Reduced Order Dynamic Assignment for State Feedback Control and State Estimation Design by SVD of the Projections, *SICE-ICASE International Joint Conference*, Bexco, Busan, Korea, Oct. 18-21, 2006.

Hahn, W., 1967. Stability of Motion, New York, *Springer-Verlag*.

Idan, M., Johnson, M., ve Calise, A.J., 2001. Intelligent Aerodynamic/Propulsion Flight Control for Flight Safety: A Nonlinear Adaptive Approach, *Proceedings of the American Control Conference,* Arlington, June 25-27, 2918-2923.

Kabore, P., ve Wang, H., 1999. On the Design of Fault Diagnosis Filters and Fault Tolerant Control, *Proceedings of the American Control Conference,* San Diego, California, June 1999, 622-626.

Kalman, R.E., ve Bertram, J.E., 1960. Control Systems Analysis and Design via the 'second method' of Lyapunov, *Journal of Basic Engineering*, June 1960, Vol. 82, 371-392.

Narendra, K.S., ve Annaswamy A.M., 1989. Stable Adaptive Systems, *Prentice-Hall, Inc.*

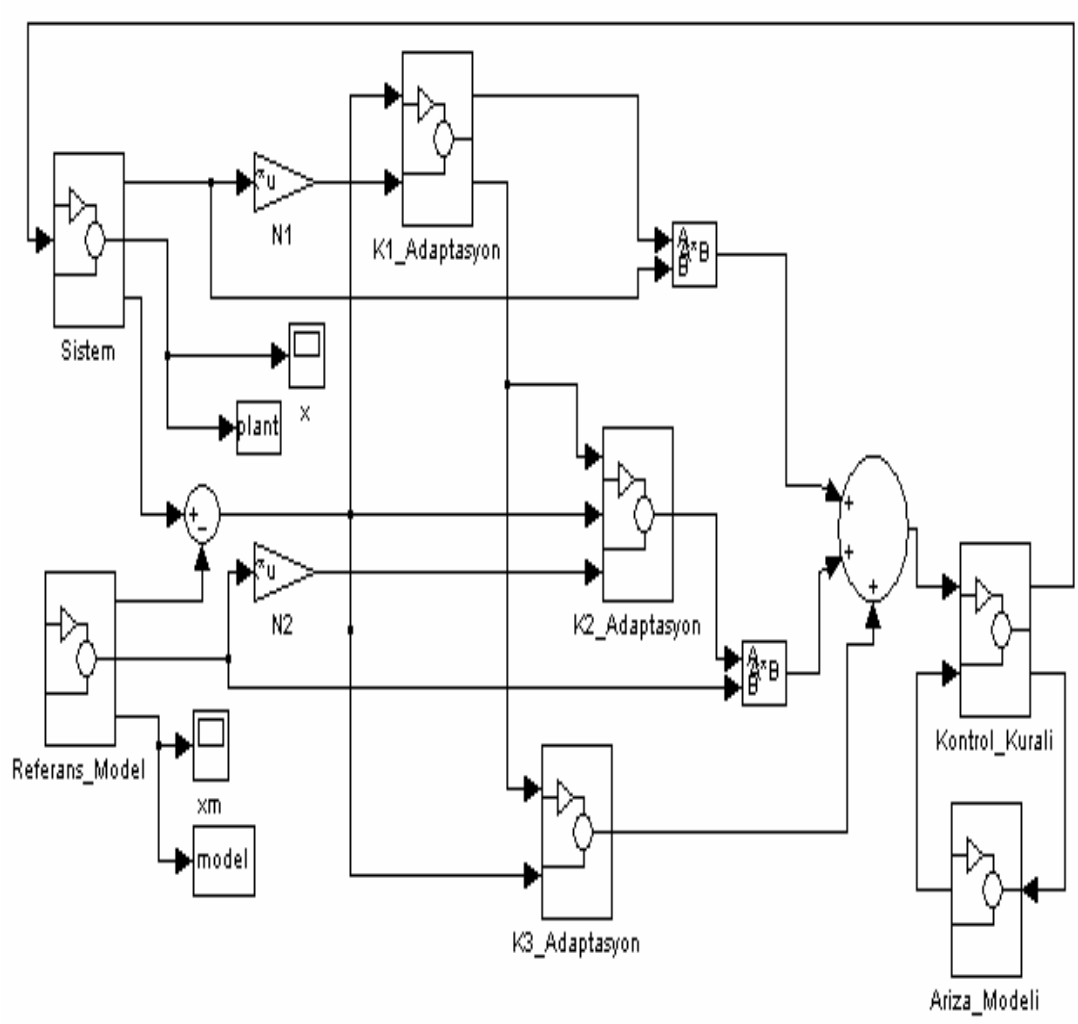
Narendra, K.S., ve Lin, Y.H., 1980. Design of Stable Model Reference Adaptive Controllers, *In Applications of Adaptive Control,* New York: Academic Press, 69-130.

Nasa, 2000. Linearized Dynamic Models of Boeing 737-100 Transport Aircraft, Langley Research Center.

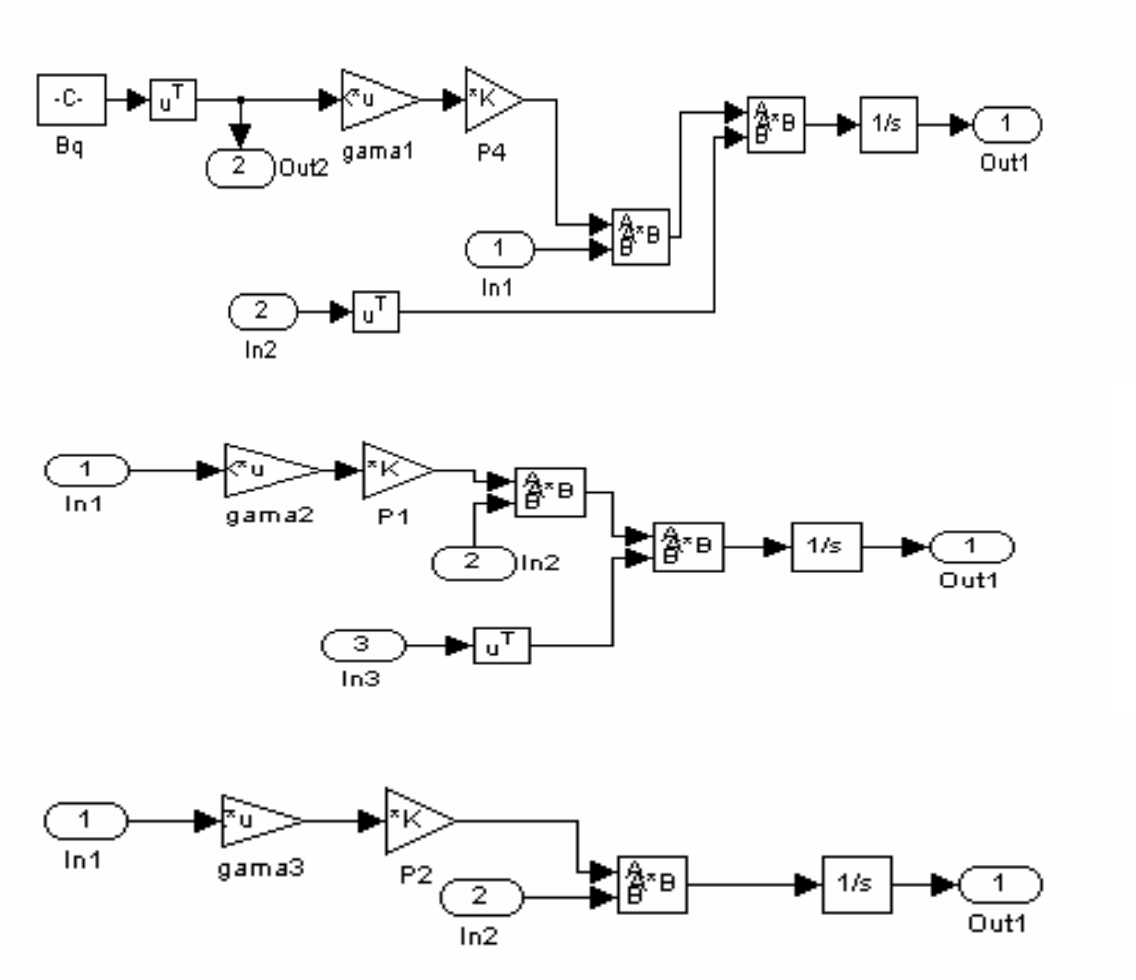
McLean, 1990. Flight Control Sytems, 17-21.

Stevens ve Lewis, 1992. Aircraft Control and Simulation, *John Wiley and Sons.,* New York, 63, 81-82, 203-204.

EK.1

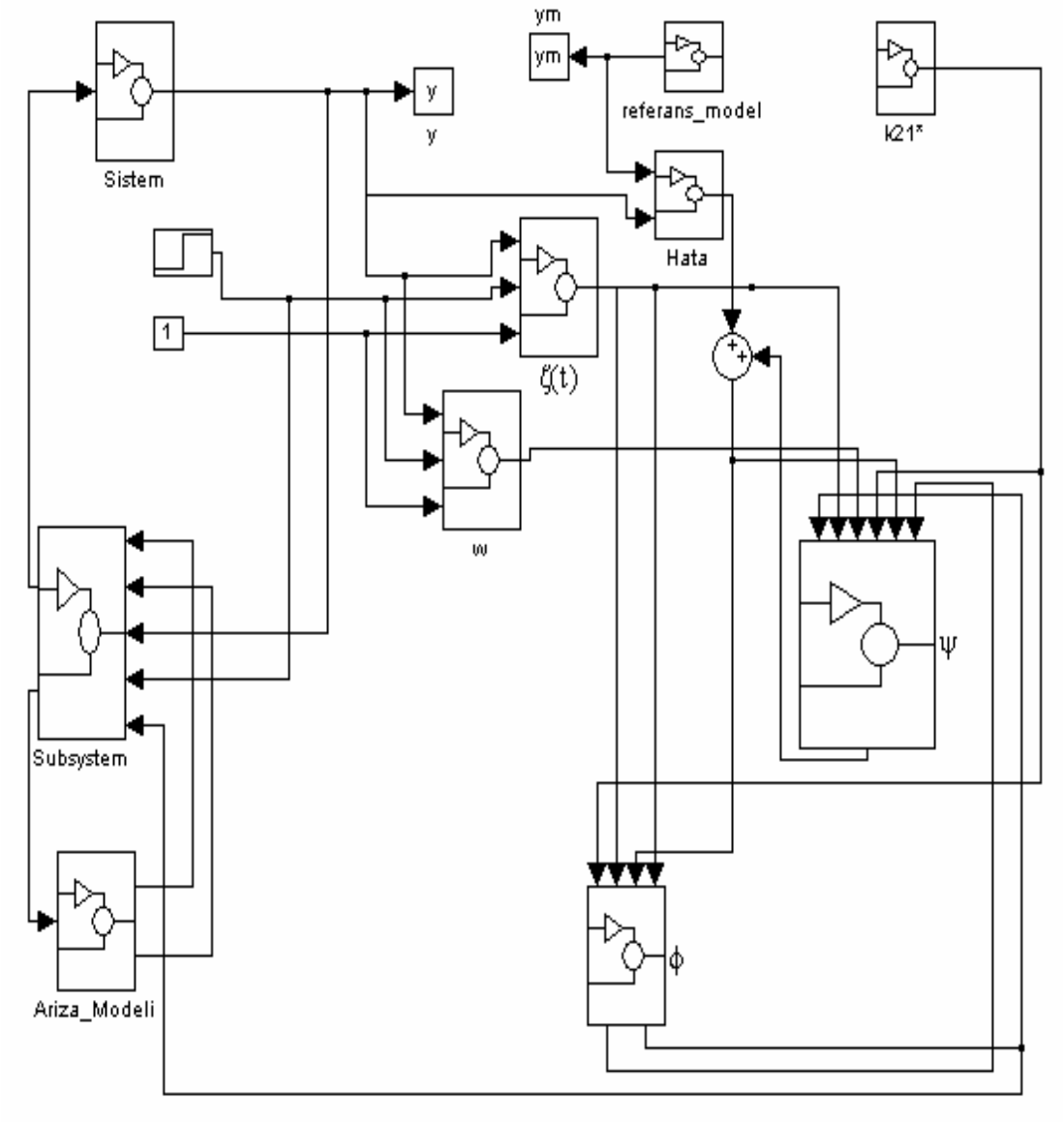


Şekil E.1 : Model durum izlemeli MRUS'in genel blok diyagramı

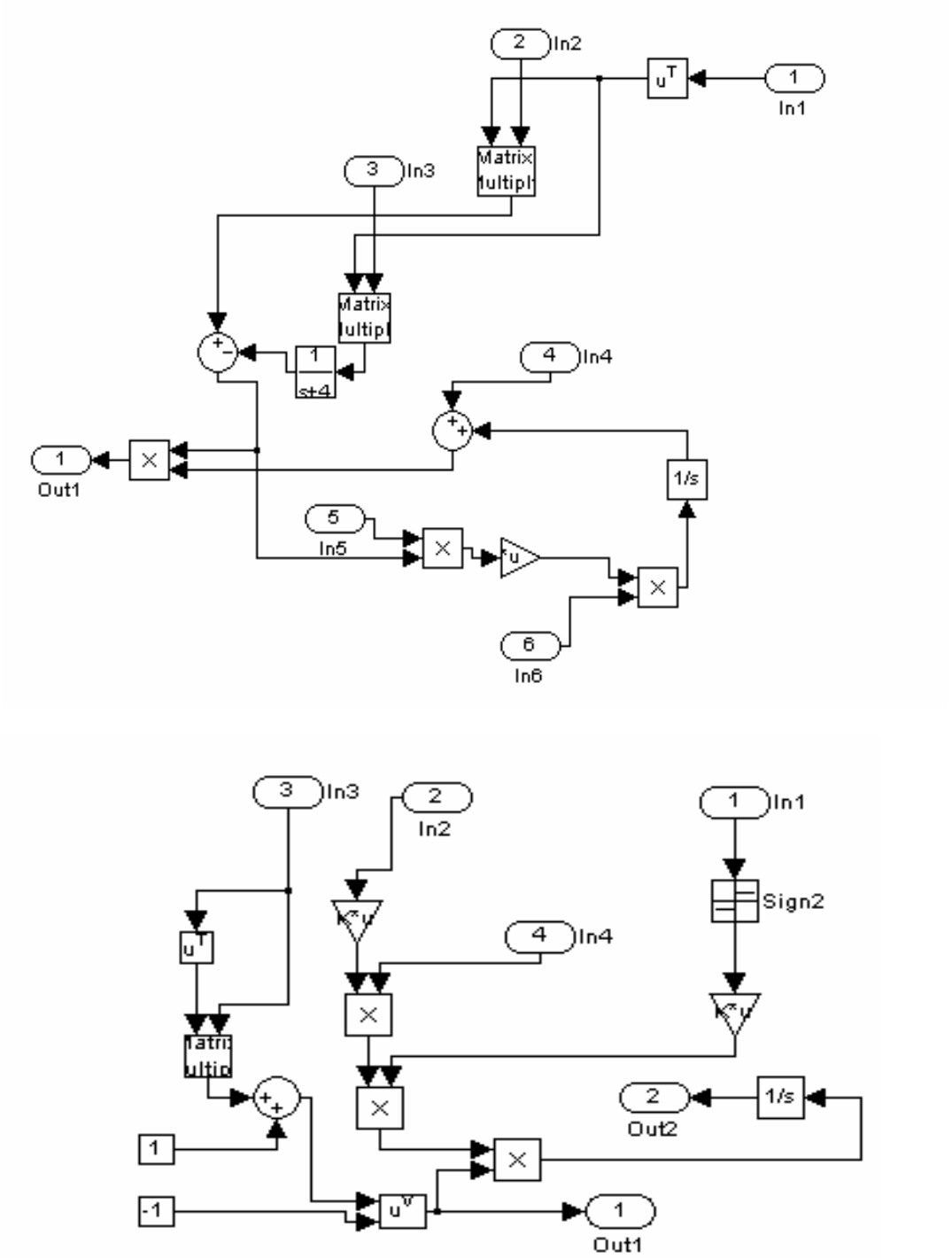


Şekil E.2 : Model durum izlemeli MRUS'in kontrol parametrelerinin uyarlandığı alt blok diyagramları

EK.2



Şekil E.3 : Model çıkış izlemeli MRUS'in genel blok diyagramı



Şekil E.4 : Model durum izlemeli MRUS'in kontrol parametrelerinin uyarlandığı alt blok diyagramları

ÖZGEÇMİŞ

Kürşad Gökce 1980 yılında Çankırı'da doğdu. İlk öğrenimini Güneş İlkokulu'nda, orta ve lise öğrenimini Çankırı Anadolu Lisesi'nde tamamladı. 1998 yılında Yıldız Teknik Üniversitesinde İngilizce hazırlığı bitirdikten sonra 1999-2003 yılları arasında Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümünde eğitimini tamamlayarak Elektrik Mühendisi ünvanını aldı. Aynı yıl İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programında yüksek lisans eğitimine başladı ve halen yüksek lisans öğrencisi olarak eğitimine devam etmektedir.