

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PI, LQG ve  $H_{\infty}$  KONTROLÖRLER İLE UYDU ANTEN KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Mustafa TEKİN**

**Anabilim Dalı : Elektrik Elektronik Mühendisliği**

**Programı : Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği**

**EYLÜL 2010**



**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**PI, LQG ve  $H_{\infty}$  KONTROLÖRLER İLE ANTEN KONTROLÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Mustafa TEKİN  
(504071121)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : Ağustos 2010  
Tezin Savunulduğu Tarih : Eylül 2010**

**Tez Danışmanı : Doç.Dr. Mehmet Turan SÖYLEMEZ**

**Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. İbrahim EKSİN  
Yrd. Doç. Dr. Deniz Turgay ALTILAR**

**EYLÜL 2010**



## **ÖNSÖZ**

Bu tez çalışması boyunca bilgisi ve tecrübesiyle yardımlarını esirgemeyen kıymetli hocam Doç.Dr. Mehmet Turan Söylemez’e teşekkürü bir borç bilirim.

EYLÜL 2010

Mustafa Tekin

Tasarım Mühendisi



## İÇİNDEKİLER

### Sayfa

|                                                                                      |       |
|--------------------------------------------------------------------------------------|-------|
| ÖNSÖZ.....                                                                           | iv    |
| İÇİNDEKİLER .....                                                                    | vi    |
| KISALTMALAR .....                                                                    | viii  |
| TABLO LİSTESİ .....                                                                  | x     |
| ŞEKİL LİSTESİ.....                                                                   | xii   |
| ÖZET.....                                                                            | xvi   |
| SUMMARY .....                                                                        | xviii |
| 1. GİRİŞ .....                                                                       | 1     |
| 1.1 Tezin Amacı.....                                                                 | 1     |
| 1.2 Genel .....                                                                      | 1     |
| 1.3 Anten Kontrol Sistemi .....                                                      | 2     |
| 1.4 Referans Anten Modeli ve Özellikleri .....                                       | 5     |
| 1.5 Yüksek Dereceli Anten Modeli Durum-Uzay Denklemi.....                            | 7     |
| 2. PERFORMANS KRİTERLERİ VE TASARIM HEDEFLERİ.....                                   | 9     |
| 2.1 Genel .....                                                                      | 9     |
| 2.2 Performans Kriterleri .....                                                      | 9     |
| 2.3 Tasarım Hedefi.....                                                              | 11    |
| 2.4 Pareto-Optimal Çözümü .....                                                      | 11    |
| 2.5 Anten Takip Sistemi Fiziksel İsterleri .....                                     | 11    |
| 3. PI KONTROL .....                                                                  | 13    |
| 3.1 Genel .....                                                                      | 13    |
| 3.2 PI Kontrol Özellikleri .....                                                     | 13    |
| 3.3 PI Kapalı Çevrim Transfer Fonksiyonu .....                                       | 15    |
| 3.4 Oransal Kazanç Analizi .....                                                     | 15    |
| 3.5 İntegral Kazanç Analizi .....                                                    | 17    |
| 3.5.1 Kritik İntegral Kazancı.....                                                   | 17    |
| 3.5.2 Kritik Frekans .....                                                           | 18    |
| 3.6 PI Kontrolör Anten Ayar Yaklaşımı .....                                          | 19    |
| 3.7 PI Kontrolör ile Yüksek Dereceli Anten Modeli Kapalı Çevrim<br>Denklemleri ..... | 20    |
| 3.8 Performans Limiti .....                                                          | 22    |
| 3.9 PI Kontrolör Değerlendirmesi.....                                                | 23    |
| 4. LQG KONTROL .....                                                                 | 25    |
| 4.1 Genel .....                                                                      | 25    |
| 4.2 LQG Kontrolör Özellikleri .....                                                  | 25    |
| 4.3 LQG Kontrolör Tanımı .....                                                       | 25    |
| 4.4 LQG Kontrolör Takibi .....                                                       | 28    |
| 4.5 LQG Ağırlık Matrisi Seçimi .....                                                 | 30    |
| 4.6 Takip LQG Kontrolör Sistemi Kapalı Çevrim Denklemleri.....                       | 32    |
| 4.7 Gürültü Bastırım Özelliği ve Bant genişliği .....                                | 32    |

|           |                                                                                       |           |
|-----------|---------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| 4.8       | LQG ve PI Kontrolör Benzerlikleri .....                                               | 33        |
| 4.9       | LQG Kontrolör Değerlendirmesi .....                                                   | 36        |
| <b>5.</b> | <b><math>H_{\infty}</math> KONTROL .....</b>                                          | <b>37</b> |
| 5.1       | Genel .....                                                                           | 37        |
| 5.2       | $H_{\infty}$ Kontrolör Yapısı.....                                                    | 37        |
| 5.3       | $H_{\infty}$ Takip Kontrolör.....                                                     | 42        |
| 5.4       | $H_{\infty}$ Takip Kontrolör Kapalı Çevrim Sistemi Durum Denklemleri.....             | 42        |
| 5.5       | $H_{\infty}$ Kontrolör Değerlendirmesi .....                                          | 45        |
| <b>6.</b> | <b>PI KONTROLÖR / NOTCH FİLTRE TASARIMI .....</b>                                     | <b>47</b> |
| 6.1       | Notch Filtre Kavramı .....                                                            | 47        |
| 6.2       | Uygulama .....                                                                        | 47        |
| <b>7.</b> | <b>PI, PI+Notch, LQG, <math>H_{\infty}</math> KONTROLÖRLERİN KARŞILAŞTIRMASI ....</b> | <b>53</b> |
| 7.1       | Genel .....                                                                           | 53        |
| <b>8.</b> | <b>SONUÇ VE ÖNERİLER.....</b>                                                         | <b>59</b> |
|           | <b>KAYNAKLAR.....</b>                                                                 | <b>61</b> |
|           | <b>EKLER.....</b>                                                                     | <b>63</b> |
|           | EK A : M-FILE DOSYALARI .....                                                         | 63        |

## KISALTMALAR

|                             |                                            |
|-----------------------------|--------------------------------------------|
| $(A,B,C)$                   | :Plant durum-uzay üçlüsü                   |
| $(A_{lqg},B_{lqg},C_{lqg})$ | :LQG kontrolör durum-uzay gösterimi        |
| $A$                         | :Sistem matrisi                            |
| $B$                         | :Girdi matrisi                             |
| $B_1$                       | :Gürültü girişi matrisi                    |
| $B_2$                       | :Kontrol girişi matrisi                    |
| $C$                         | :Çıktı matrisi                             |
| $C_1$                       | :Performans çıkışı matrisi                 |
| $C_2$                       | :Ölçüm çıkışı matrisi                      |
| <b>CARE</b>                 | :Kontrolör cebirsel riccati denklemi       |
| $e, e_i$                    | :Hata, hata integrali                      |
| <b>FARE</b>                 | :Kestirici cebirsel riccati denklemi       |
| $G(s)$                      | :Plant transfer fonksiyonu                 |
| $H_\infty$                  | :H-sonsuz                                  |
| $J$                         | : Performans indeksi                       |
| $K(s)$                      | :Kontrolör transfer fonksiyonu             |
| $K_c$                       | :Kontrolör kazancı                         |
| $K_e$                       | :Kestirici kazancı                         |
| $k_i$                       | :İntegral kazanç katsayısı                 |
| $k_p$                       | :Oransal kazanç katsayısı                  |
| <b>LQG</b>                  | :Doğrusal kuadratik gauss                  |
| $m$                         | :Plant çıktı sayısı                        |
| <b>MIMO</b>                 | :Çok giriş, çok çıkışlı sistem             |
| $N$                         | :Sistem mertebesi                          |
| $p$                         | : $H_\infty$ kontrolör parametresi         |
| $P$                         | :Oransal                                   |
| $Q$                         | :Durum ağırlık matrisi                     |
| $r$                         | :Kontrol sistemi referans girişi           |
| $R$                         | :Giriş ağırlık matrisi                     |
| $s$                         | :Laplace değişkeni                         |
| $S_c$                       | :CARE çözümü                               |
| $S_e$                       | :FARE çözümü                               |
| $S_{\infty c}$              | :HCARE çözümü                              |
| $S_{\infty e}$              | :HFARE çözümü                              |
| <b>SISO</b>                 | :Tek giriş tek çıkışlı sistem              |
| $u$                         | :Kontrol sinyali                           |
| $w$                         | :Gürültü girişi                            |
| $x$                         | :Sistem Durumu                             |
| $x_e$                       | :Kestirilen durum                          |
| $x_i$                       | :i. durum değişkeni ( $i=1, 2, \dots, n$ ) |
| $y$                         | :Kapalı Çevrim Çıkışı                      |
| $z$                         | :Performans çıkışı                         |



## TABLO LİSTESİ

|                                                                                 | <u>Sayfa</u> |
|---------------------------------------------------------------------------------|--------------|
| Tablo 6.1 Notch Filtre Parametreleri .....                                      | 48           |
| Tablo 7.1 PI/PI+Notch/LQG/H <sub>∞</sub> performans_gözlem.m çıktıları .....    | 56           |
| Tablo 7.2 PI/PI+Notch/LQG/H <sub>∞</sub> Performans Karşılaştırma Tablosu ..... | 57           |



## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

|                                                                                                                                          |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 1.1 LEO Uydu Yörüngesi .....                                                                                                       | 2  |
| Şekil 1.2 Uydu Anten Takibi .....                                                                                                        | 3  |
| Şekil 1.3 Anten Kontrol Sistemi Blok Şeması .....                                                                                        | 3  |
| Şekil 1.4 Yatay ve Düşey Açılar .....                                                                                                    | 4  |
| Şekil 1.5 Anten Hız-Çevrim Kontrol Sistemi .....                                                                                         | 4  |
| Şekil 1.6 Anten Kontrol Sistemi Açık Çevrim (Hız-Çevrimi) / Kapalı Çevrim<br>(Pozisyon-Çevrimi) .....                                    | 5  |
| Şekil 1.7 Deep Space Network Anten, Goldstone, California .....                                                                          | 6  |
| Şekil 1.8 Yüksek Dereceli / İdeal Anten Transfer Fonksiyonu Genliği .....                                                                | 6  |
| Şekil 2.1 Yerleşme Zamanı - Aşım Gösterimi .....                                                                                         | 9  |
| Şekil 2.2 Bant Genişliği Gösterimi .....                                                                                                 | 10 |
| Şekil 2.3 Servo Hatası Gösterimi .....                                                                                                   | 11 |
| Şekil 3.1 a) Anten konum çevrimi; (b) PI kontrolör .....                                                                                 | 14 |
| Şekil 3.2 Anten (ideal) Kontrol Sistemi Simulink Blok Diyagramı .....                                                                    | 14 |
| Şekil 3.3 PI Kontrol için $T_{ra}$ , $T_{ry}$ , $T_{wa}$ , $T_{wy}$ Transfer Fonksiyonu Karakteristiği $k_i=0$ ;<br>$k_p=1, 4, 16$ ..... | 16 |
| Şekil 3.4 PI Kontrol için $T_{ra}$ , $T_{ry}$ , $T_{wa}$ , $T_{wy}$ Transfer Fonksiyonu Karakteristiği $k_p=16$ ;<br>$k_i=1,4,16$ .....  | 19 |
| Şekil 3.5 Yüksek Dereceli Anten Kontrol Sistemi Simulink Blok Diyagramı .....                                                            | 21 |
| Şekil 3.6 Pareto-Optimal Çözümü ile Optimum $k_p$ , $k_i$ Parametre Tayini; Yerleşme<br>Zamanı vs. %Aşım .....                           | 21 |
| Şekil 3.7 Kapalı Çevrim Çıkışı, $y$ ve Kontrol Sinyali, $u$ .....                                                                        | 22 |
| Şekil 3.8 Yüksek Dereceli Anten Modeli Adım Cevabı; $k_p=0.8, 1.6$ .....                                                                 | 23 |
| Şekil 4.1 LQG Kontrol Kapalı-Çevrim Sistemi; Anten $G$ , Kontrolör $K$ , Giriş $u$ ,<br>Kapalı Çevrim Çıkışı $y$ .....                   | 26 |
| Şekil 4.2 LQG Kontrol Kapalı Çevrim İçyapısı.....                                                                                        | 26 |
| Şekil 4.3 İntegral Kısım Eklenmiş LQG Takip Kontrolör .....                                                                              | 28 |
| Şekil 4.4 Anten Pozisyon Çevrimi (a), ve LQG Kontrolör (b) .....                                                                         | 29 |
| Şekil 4.5 Farklı LQG Ağırlık Matrisleri için Kapalı Çevrim Çıkışları, $q=0.04, 0.01,$<br>$0.1, 1, 4$ .....                               | 31 |
| Şekil 4.6 Farklı LQG Ağırlık Matrisleri için Kapalı Çevrim Sistemi Frekans<br>Cevapları, $q=0.04, 0.01, 0.1, 1, 4$ .....                 | 31 |
| Şekil 4.7 LQG Kontrol için $T_{ry}$ Transfer Fonksiyonu Genliği $k_i=0$ ; $k_p=1, 4, 16$ .....                                           | 33 |
| Şekil 4.8 LQG Kontrol için $T_{ry}$ Transfer Fonksiyonu Genliği $k_p=16$ ; $k_i=1, 4, 16$ .....                                          | 34 |
| Şekil 4.9 LQG Kontrol ile Anten Takip Bloğu .....                                                                                        | 34 |
| Şekil 4.10 Süreç Simulink Blok Diyagramı .....                                                                                           | 35 |
| Şekil 4.11 LQG Kontrolör Bloğu .....                                                                                                     | 35 |
| Şekil 4.12 Pareto-Optimal Çözümü ile Optimum $k_p$ , $k_i$ Parametre Tayini; Yerleşme<br>Zamanı vs. %Aşım .....                          | 35 |
| Şekil 4.13 LQG Sistemi Kapalı Çevrim, $y$ ve Kontrol Sinyali, $u$ .....                                                                  | 36 |
| Şekil 5.1 $H_\infty$ Kapalı Çevrim Sistemi Konfigürasyonu .....                                                                          | 37 |

|                                                                                                                           |    |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 5.2 $H_\infty$ Kapalı Çevrim Sistemi .....                                                                          | 40 |
| Şekil 5.3 $H_\infty$ Kapalı Çevrim Takip Sistemi Blok Diyagramı .....                                                     | 42 |
| Şekil 5.4 $H_\infty$ ile Anten Kontrol Takip Sistemi .....                                                                | 43 |
| Şekil 5.5 Süreç Bloğu.....                                                                                                | 43 |
| Şekil 5.6 $H_\infty$ Kontrolör Bloğu .....                                                                                | 44 |
| Şekil 5.7 Pareto-Optimal Çözümü ile Optimum $k_p$ , $k_i$ Parametre Tayini; Yerleşme<br>Zamanı vs. Aşım.....              | 44 |
| Şekil 5.8 Kapalı Çevrim Çıkışı, $y$ ve Kontrol Sinyali, $u$ .....                                                         | 45 |
| Şekil 6.1 Anten Modeli Transfer Fonksiyonu Bode Diyagramı .....                                                           | 47 |
| Şekil 6.2 SISO Design Tool Arayüzü Notch Filtre Çalışması .....                                                           | 48 |
| Şekil 6.3 PI Kontrolör +Notch Filtre ile Anten Kontrol Takip Sistemi .....                                                | 49 |
| Şekil 6.4 Pareto-Optimal Çözümü ile Optimum $k_p$ , $k_i$ Parametre Tayini; Yerleşme<br>Zamanı vs. Aşım.....              | 49 |
| Şekil 6.5 Kapalı Çevrim Çıkışı, $y$ ve Kontrol Sinyali, $u$ .....                                                         | 50 |
| Şekil 6.6 Notch Filtre Öncesi ve Sonrası Kapalı Çevrim Çıkışı, $y$ .....                                                  | 51 |
| Şekil 6.7 PI+Notch Kapalı Çevrim Sistemi Bode Diyagramı .....                                                             | 51 |
| Şekil 7.1 PI, PI+Notch, LQG ve $H_\infty$ Kontrolörlerin Adım Cevabı<br>Karşılaştırması Simulink Blok Diyagramı - 1 ..... | 54 |
| Şekil 7.2 PI, PI+Notch, LQG ve $H_\infty$ Kontrolörlerin Adım Cevabı<br>Karşılaştırması - 1.....                          | 54 |
| Şekil 7.3 PI, PI+Notch, LQG ve $H_\infty$ Kontrolörlerin Adım Cevabı<br>Karşılaştırması Simulink Blok Diyagramı - 2 ..... | 55 |
| Şekil 7.4 PI, PI+Notch, LQG ve $H_\infty$ Kontrolörlerin Adım Cevabı Karşılaştırması - 2<br>.....                         | 55 |
| Şekil 7.5 PI, LQG, $H_\infty$ Kapalı Çevrim Try transfer Fonksiyonları Bode<br>Diyagramları .....                         | 56 |





## PI, LQG ve $H_\infty$ KONTROLÖRLER İLE ANTEN KONTROLÜ

### ÖZET

Uydu yer istasyonlarında alçak yörünge (Low Earth Orbit- LEO) uydu takibinde ve farklı askeri uygulama alanlarında kullanılan antenlerin, çeşitli uygulamalar için farklı zaman aralıklarında, farklı yönlerde konumlandırılmaları gerekir. Hassasiyetin ve doğruluğun büyük ölçüde önemli olduğu bu işlem için klasik ve model tabanlı kontrol yöntemleri kullanılabilir. Uydu ile beklenen yüksek frekanslı haberleşme (Ka bant) daha düşük frekanslardaki haberleşmeye nazaran (X-bant) takip doğruluğu daha yüksek bir anten kontrol sistemini gerektirir.

Bu tez çalışmasının amacı, klasik PI (proportional-and integral) kontrolör ile modern LQG (Doğrusal Kuadratik Gauss) ve  $H_\infty$  kontrolörlerini Matlab/Simulink’de uydu anten kontrol sistemi için modelleyerek performanslarını gözlemlemektir. Ayrıca, notch filtresi ile PI kontrolörün hibridlenmesi sonucu elde edilen bir kontrolör de anten sistemine uygulanarak performansı diğer kontrol yöntemleriyle kıyaslanmıştır. Çalışmada PI, LQG ve  $H_\infty$  kontrolör özellikleri, performansları, kıyaslamalar ve parametre ayar yaklaşımı sunulmuştur. Anten sistemi matematiksel modeli ile, kontrolör tasarım ve gerçekleştirilmesi de bu çalışma kapsamındadır.

Simülasyonlar PI kontrolörün uygulama olarak kolay olduğunu; sabit ve güvenilir bir performans sergilediğini gösterir. Ancak, bu performans yüksek kazançlarda antende oluşan osilasyonlardan dolayı sınırlıdır. LQG ve  $H_\infty$  kontrolörler ise daha gelişmiş optimal takip kontrolörlerdir. Bu kontrolörlerin uygulanması ile takip doğruluğu bir adım daha ileri götürülmüş fakat anten donanımından dolayı sınırlanmıştır. Sonuçta hala anten takip doğruluğu yazılıma bağlı olarak sınırlı bir seviyeye kadar performans gösterdiği ve birçok faktörde iyileşme ile arttırılacağı belirtilmiştir.

Lineer kontrol durumları tanımlanarak ayrı ayrı dizayn edilen kontrolörlerin performanslarını anlamak için Matlab/Simulink’de simülasyon blokları kurularak tasarımların verimliliği ortaya konulmuştur.



## ANTENNA CONTROL WITH PI, LQG and $H_\infty$ CONTROLLERS

### SUMMARY

Ground station antennas for Low Earth Orbit (LEO) satellite tracking and military missions must be pointed in different directions at different time intervals for various applications. Classical and model-based control methods may be used for those processes where sensitivity and accuracy is very important. The desired high frequency communications with spacecraft (at Ka-band) require improved pointing precision over lower-frequency communications (at X-band).

The goal of this thesis is to use classical PI (proportional-and integral) and, modern LQG (Linear Quadratic Gaussian) and  $H_\infty$  controllers, designed via Matlab and Simulink, to manipulate overall antenna system performance. In addition, the performance of the controller, obtained as a result of hybridization of PI controller and notch filters, is compared with other control methods by being applied the antenna system. The properties, performances, comparisons, and tuning of the PI, LQG and  $H_\infty$  controllers are presented. The mathematical modeling of the antenna control system, and the design and implementation of the controllers are all presented within the context of this study.

Simulations show that PI controllers are easy to install and provide stable and reliable performance. However, this performance is limited due to oscillations of the antenna at high gains.  $H_\infty$  and LQG are more sophisticated optimal tracking controllers. The implementation of these controllers takes the pointing improvement one step further, but is restricted by hardware limitations. After all, antenna-tracking accuracy is still limited due to the software up to a level of performance that can be increased with improvement on many factors.

In order to understand the performance of linear control methods, Matlab/Simulink simulation blocks are used to understand the efficiency of different designs.





## 1. GİRİŞ

Uydu yer istasyonlarında alçak yörünge (Low Earth Orbit- LEO) uydu takibinde ve farklı askeri uygulama alanlarında kullanılan antenlerin, çeşitli uygulamalar için farklı zaman aralıklarında, farklı yönlerde konumlandırılmaları gerekir. Hassasiyetin ve doğruluğun büyük ölçüde önemli olduğu bu işlem için klasik ve model tabanlı kontrol yöntemleri kullanılabilir. Uydu ile beklenen yüksek frekanslı haberleşme (Ka bant) daha düşük frekanslardaki haberleşmeye nazaran (X-bant) takip doğruluğu daha yüksek bir anten kontrol sistemini gerektirir [1]. Bu tez çalışmasında, yer istasyonunda bulunan, LEO yörüngeye sahip uydu takibi yapan antenlerin kontrol sistemi tasarımı, uygulama kolaylığından karmaşıklığına doğru PI (proportional-and integral), LQG (Doğrusal Kuadratik Gauss) ve  $H_\infty$  kontrolörler kullanılarak gerçekleştirilecektir. 3-kontrol algoritması, temel prensipleri, takip (tracking) doğruluğu, sınırları ve anten takibine uygunluğu açısından irdelenip, kıyaslanmıştır.

Sonuçta PI kontrolörün sabit ve güvenilir fakat performans olarak sınırlı olduğu; LQG ve  $H_\infty$  kontrolörler uygulandığında ise belli bir seviye ye kadar daha gelişmiş bir takip doğruluğu elde edilebildiği gösterilmiştir. Ayrıca, anten takip doğruluğunun yazılıma bağlı olarak sınırlı bir seviyeye kadar performans gösterdiği ve birçok faktörde aynı anda iyileşme ile arttırılabileceği belirtilmiştir.

### 1.1 Tezin Amacı

Bu tez çalışmasında, durum uzay modeli bilinen bir uydu anten sisteminin, klasik ve modern kontrol yöntemleri ile tasarımları ele alınmış, modelleme sonucunda optimum kontrolör parametreleri bulunarak, kontrolör performansları kıyaslanmış, yapılan iyileştirmeler ile anten kontrol sistemleri ele alınmıştır.

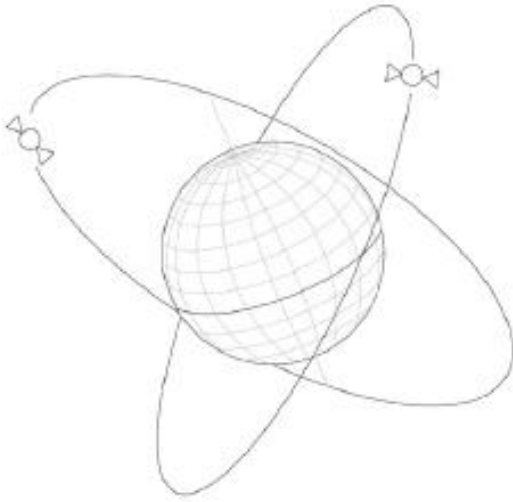
### 1.2 Genel

Endüstriyel uygulamalarda gerek lineer sistem teorisi temelli klasik (PI), gerekse modern (LQG,  $H_\infty$ ) kontrol yaklaşımları uzun bir zamandır kullanılmaktadır.

Sistemin performansı, zaman ve frekans tanım bölgelerindeki cevapları değerlendirilerek incelenmektedir. Kontrolör tasarımı sonucunda geri beslemeli kontrol sisteminin verimli ve sürekli olması, çıkış değişkenlerindeki hatanın en düşük düzeyde olması ve çeşitli çalışma aralıklarında ve şartlarında sistemin kararlı olması istenir. Fakat sistem parametrelerindeki değişmelere ve sistemdeki bazı belirsizliklere karşı özellikle çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemlerde kararlılık ve performans dayanıklılığı (robustness) istenen düzeyde elde edilememektedir. Bu tip sistemlerde istenen sonuca ulaşabilmek için optimizasyon gereklidir [2]

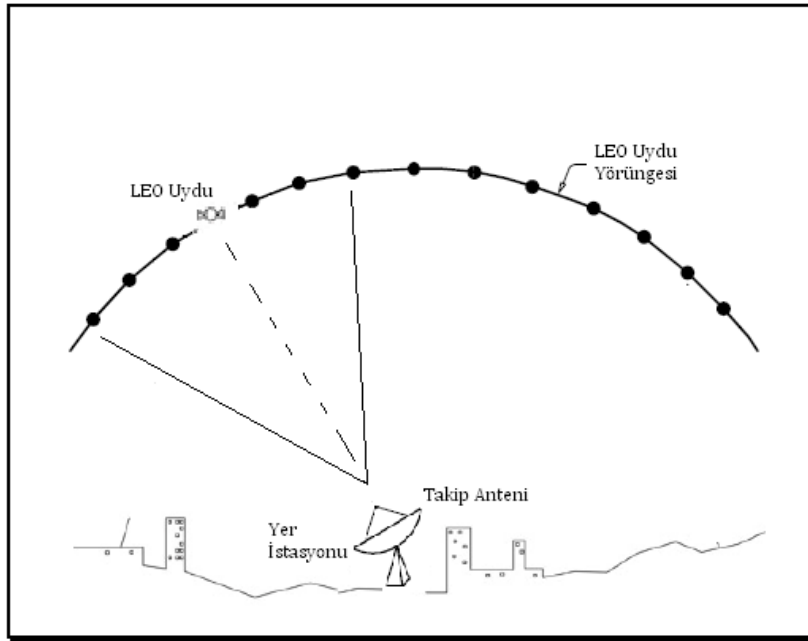
### 1.3 Anten Kontrol Sistemi

Takip antenlerinin kullanıldığı LEO uydular, genel olarak yeryüzünden 160-2000 km irtifada bulunan uydulardır.



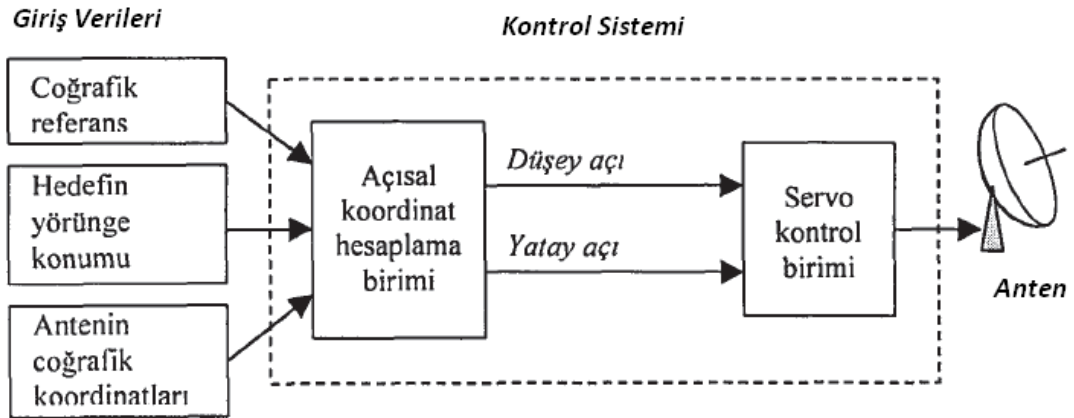
**Şekil 1.1** LEO Uydu Yörüngesi

LEO yörüngedeki uydular yer istasyonu ile devamlı olarak iletişim halinde olmayıp, iletişim konisine girdikleri anda uyduyu takip edecek anteni en uygun şekilde konumlandırmak gerekir. Şekil 1.2’de LEO uydu yörüngesi ve bu uyduyu yer istasyonunda takip eden anten kapsamını göstermektedir.



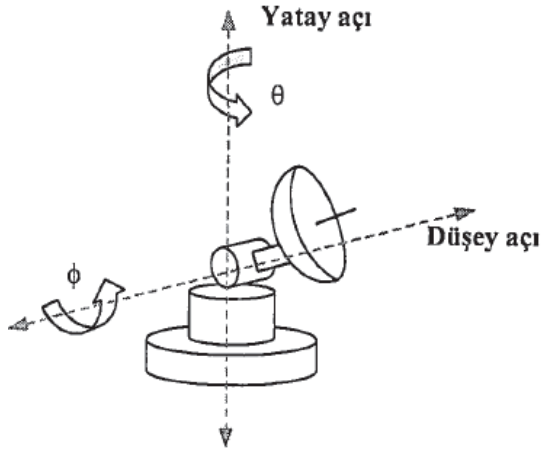
**Şekil 1.2** Uydu Anten Takibi

Anten kontrol sistemi; bağlı olduğu servo mekanizmasını giriş parametrelerini işleyip anteni yönlendireceği koordinat açılarını hesaplayarak, bu açılar ile anteni istenen konuma yönlendiren bir kontrol sistemi olarak tanımlanır.



**Şekil 1.3** Anten Kontrol Sistemi Blok Şeması

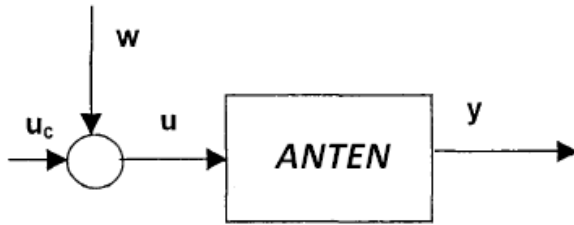
Anten kontrol sistemi Şekil 1.3’de görüldüğü gibi açısal koordinat hesaplama birimi, servo kontrol birimi ve antenden oluşur. Sistemde, giriş verileri olarak hedefin yörünge konumu (uydunun boylamı), antenin coğrafik koordinatları (antenin enlemi ve boylamı) ve coğrafik referans (genellikle pusula kuzeyi) kullanılır. Servo kontrol birimi ise açısal koordinat hesaplama biriminden gelen koordinat açılarını referans girişi olarak kullanan kapalı çevrim kontrol mekanizmasından oluşur.



**Şekil 1.4** Yatay ve Düşey Açılar

Çevrimdeki antenin o anki konumundan alınan geri besleme bilgisi, referans girişle birlikte kontrol algoritmasında işlenerek Şekil 1.4’de gösterilen antenin yatay ve düşey açılarını yönlendirecek kontrol sinyali üretilir.

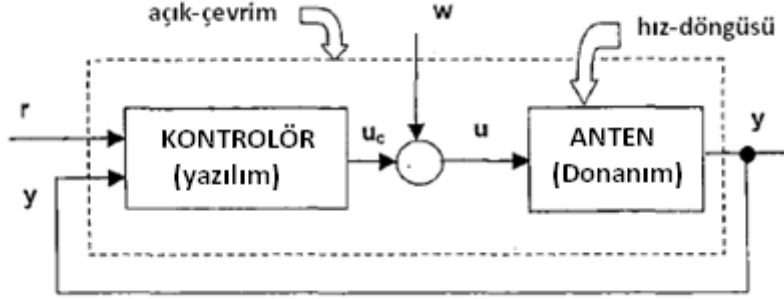
Anten kontrolü yatay ve düşey eksenleri olmak üzere 2-eksende yapılır. Sistem tanıma prosedürü ile bu 2-eksen modeli ayrı ayrı çıkarılmıştır. Çapraz giriş çıkışlar arasındaki kuplaj çok küçük olduğundan tez çalışması boyunca yatay ve düşey eksenler birbirlerinden bağımsız olarak ele alınmışlardır [5].



**Şekil 1.5** Anten Hız-Çevrim Kontrol Sistemi

Anten kontrol sistemi, açık çevrim (hız-çevrimi, hızın kontrol edildiği çevrim) sistemi ve kapalı çevrim (pozisyon-çevrimi, pozisyonun kontrol edildiği çevrim) sisteminden oluşur. Anten modeli (hız-çevrimi modeli olarak da bilinir) yapı ve sürücüler (motor, vites kutusu, yükseltici) içerir. Enkoder çıkışı,  $y$  [deg], hız giriş sinyali  $u$  [deg/s] değerinin sistem çıkışıdır (Şekil 1.6). Bu modelde rüzgar gürültüsü  $w$ , kontrol sinyaline ilave gürültüdür. Bu model hız-çevrim modelidir. Yatay ve düşey eksenler için ayrı ayrıdır. Kapalı çevrim sistemi blok diyagramı, anten ve geri beslemeden oluşan bir kontrolörden oluşur (Şekil 1.6).

Kontrolör gerçek pozisyon ile referans pozisyon arasındaki farka bakarak anteni yönlendiren bir bilgisayar yazılımından oluşur. İki giriş; enkoder pozisyonu  $y$  [deg], referans pozisyon  $r$  [deg]; bir çıkış; anten sürücü hız çıkışı  $u_c$  [deg/s] içerir.



**Şekil 1.6** Anten Kontrol Sistemi Açık Çevrim (Hız-Çevrimi) / Kapalı Çevrim (Pozisyon-Çevrimi)

Yatay ve düşey yöndeki anten hareketleri birbirleri ile ilişkilendirilmediğinden Şekil 1.5 ve Şekil 1.6 deki sistemler hem yatay hem de düşey kontrol sistemini temsil etmektedir.

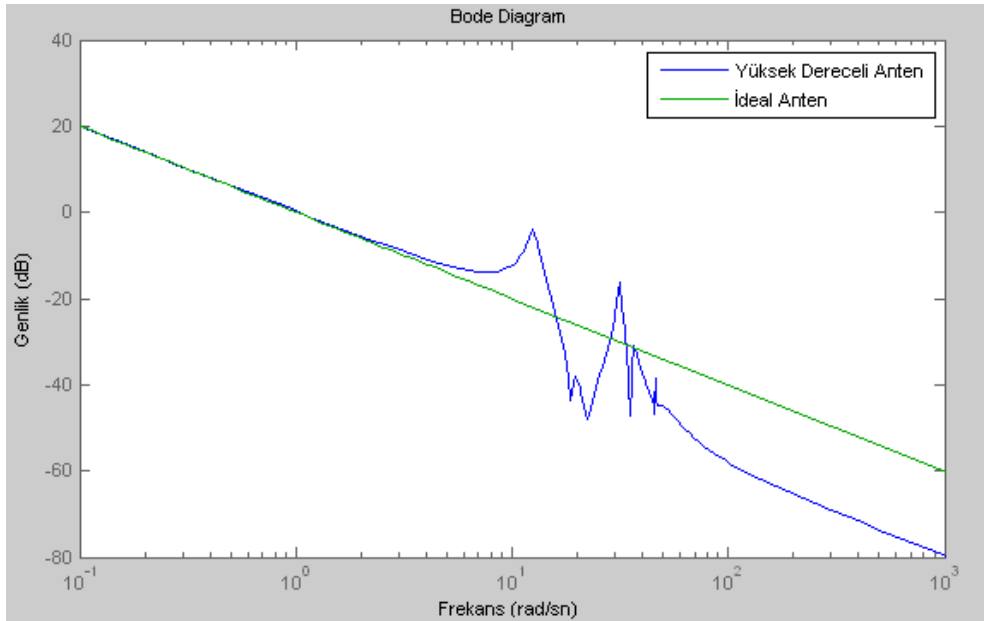
#### 1.4 Referans Anten Modeli ve Özellikleri

Tez çalışması boyunca işlenen anten kontrol sistemi ve parabolik anten modeli lineer olup, NASA'ya bağlı uzay gözlem biriminde (Nasa Jet Propulsion Laboratory) kullanılan Deep Space Network (DSN) antenlerden oluşmaktadır [5,7]. Gözlem birimi çalışma frekansları 8.5 GHz (X-band) and 32 GHz (Ka-band), çanak boyutları 34m (referans anten) ve 70m olan farklı sınıflarda antenlerden oluşmaktadır. Dünya üzerinde Goldstone (Amerika), Madrid (İspanya) ve Canberra'de (Avustralya) konumlanmış gözlem birimleri ile LEO dışındaki yörüngelerdeki uyduları da tüm yörünge boyunca takip edebilmektedirler. Saha testlerinde uygulanan sistem tanıma prosedürü ile durum-uzay nodeli elde edilmiştir (Ekler: Matlab Dosyaları). Örneklem frekansı 40 Hz olan beyaz gürültü sinyali, anten hız çevrimi girişine uygulanmış, sonuçta anten dinamikleri uyarılarak sistemim cevabı enkoder (kapalı çevrim) çıkışında gözlenmiştir. DSN takip anteninde, anten çanağı yatay veya düşey eksen boyunca uydu yönelimine bağlı olarak dairesel hareket yapar (Şekil 1.7).



**Şekil 1.7** Deep Space Network Anten, Goldstone, California

Sonuçta durum-uzay modeli çıkarılan anten modeli transfer fonksiyonu, düşük frekanslarda (1 Hz den az) baskınlık gösteren -20dB/deg eğimli -90 deg faz gösteren bir integral kısmı içerir.



**Şekil 1.8** Yüksek Dereceli / İdeal Anten Transfer Fonksiyonu Genliği



$$B = \begin{bmatrix} 1.004771 \\ -0.206772 \\ -0.0931441 \\ 0.048098 \\ 0.0518881 \\ 1.292428 \\ -0.024689 \\ 0.245969 \\ -0.234201 \\ 0.056769 \\ 0.540327 \\ -0.298787 \\ -0.329058 \\ -0.012976 \\ -0.038636 \\ -0.031413 \\ -0.115836 \\ 0.421496 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1.004771 & -0.204351 & 0.029024 & -0.042791 & -0.322601 & -0.545963 & -0.098547 & -0.070542 & 0.113774 \\ 0.030378 & 0.058073 & 0.294883 & 0.110847 & -0.109961 & -0.022496 & -0.009963 & 0.059871 & -0.198378 \end{bmatrix}$$

$$D=0;$$

## 2. PERFORMANS KRİTERLERİ VE TASARIM HEDEFLERİ

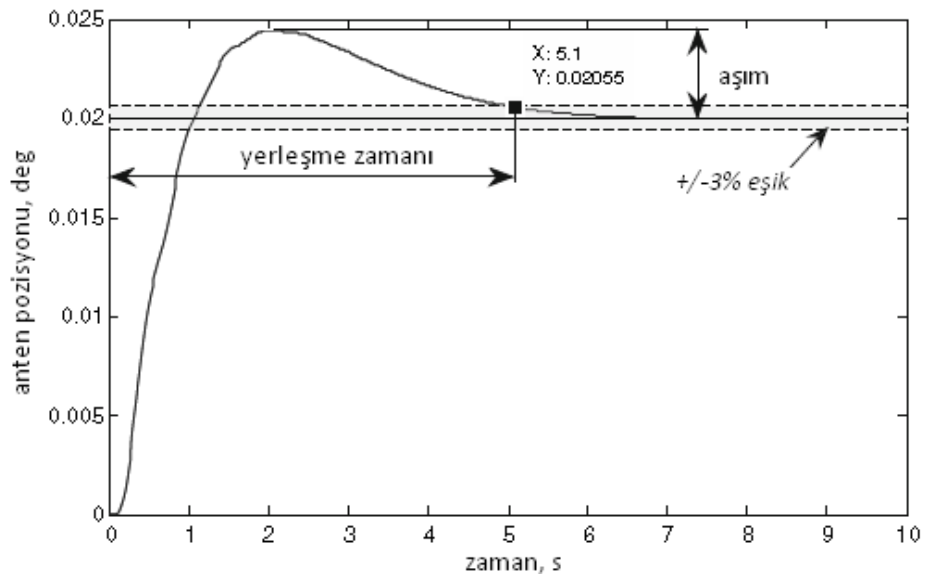
### 2.1 Genel

Anten kontrol sistemi performansının gürültülü bir ortamda (rüzgar vs.) gözlemlenebilmesi için ele alınması gereken öncelikli parametre anten servo hatasıdır. Yalnız bu hesaplama çok net olmadığından performans gözlemine faydası olacak diğer parametrelerde ele alınır.

### 2.2 Performans Kriterleri

- Birim Adım Tepkisine Karşı Yerleşme Zamanı

Yerleşme zamanı, anten enkoder çıkışının adım cevabına karşı sürekli hal değerinin  $\pm 3\%$  aralığında kalmaya başladığı zamanı olarak tanımlanır. Birim adım cevabına karşı 15s yerleşme zamanı Şekil 2.1’de verilmiştir. Yerleşme zamanı antenin komuta ve ne kadar hızlı sürede cevap verdiğini ve bant genişliğinin büyüklüğünü gösterir. Minimum yerleşme zamanı istenir.



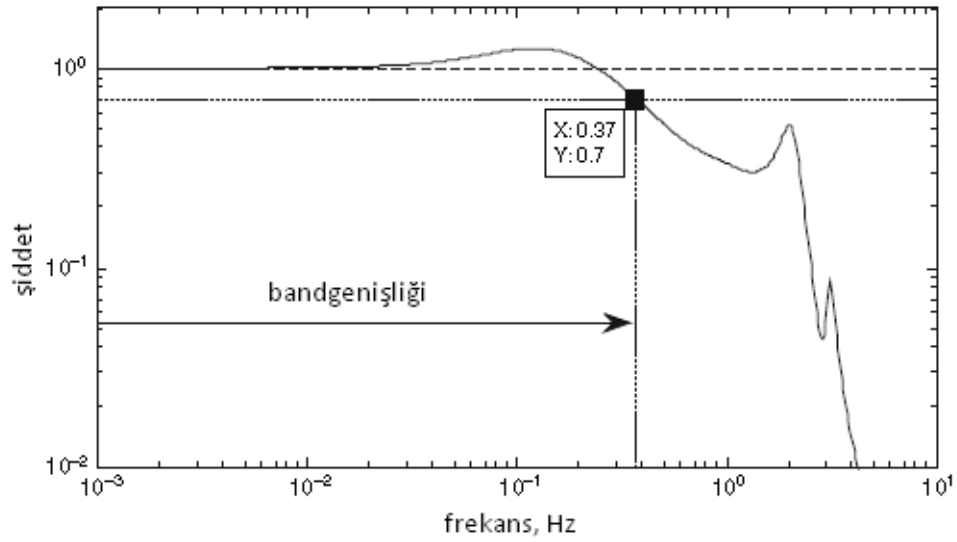
Şekil 2.1 Yerleşme Zamanı - Aşım Gösterimi

- Yüzde Aşım

Yüzde aşım maksimum enkoder çıkışı ve verilen girdi arasındaki değerin girdiye bir yüzdesidir. Şekil 2.1 de %18 aşım görülür. Hedef aşımı %20'nin altında tutmaktır.

- Kapalı Çevrim Transfer Fonksiyonunun Bant Genişliği (Hz)

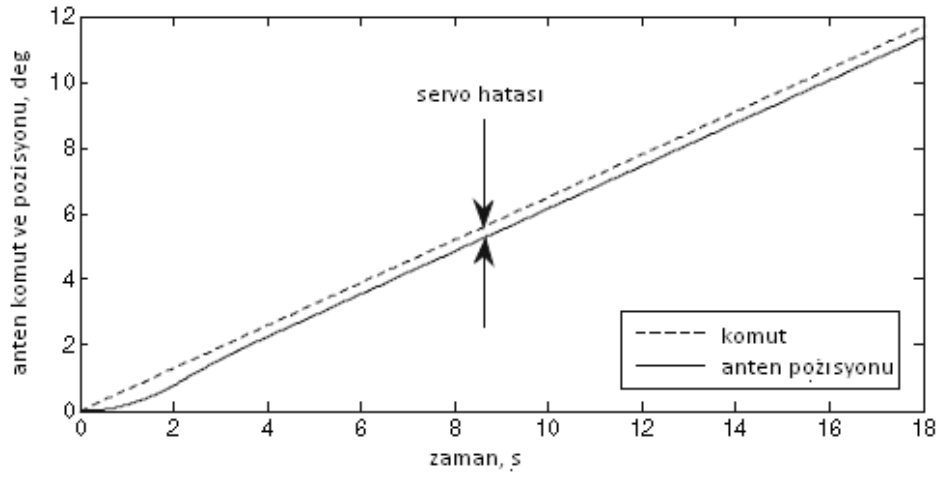
Bant genişliği frekans aralığında transfer fonksiyonu genliğin sıfır frekansındaki seviyesinden 3dB düştüğü frekans olarak tanımlanır (Şekil 2.2). Bant genişliği arttıkça anten daha hızlı ve kesin yönelim yapar, dolayısıyla hedef bant genişliğini maksimize etmektir.



**Şekil 2.2** Bant Genişliği Gösterimi

- Root-Means-Square (RMS) Servo Hatası (rüzgar gürültüsü altında) ( mdeg)

Referans girdi ile çıkış arasındaki farkın takip boyunca RMS değeridir (Şekil 2.3). Anten kontrolündeki en önemli parametredir.



**Şekil 2.3** Servo Hatası Gösterimi

### 2.3 Tasarım Hedefi

Bir uzay aracı veya uydu takibi boyunca ( tracking) anten performansı tam olarak irdelendiğinde, nihai anten servo performansı ölçüm kriteri RMS servo hatasıdır. Bu değer referans sinyale verilen değerden sapmaların ortalaması (mean) şeklinde çıkarılır. Bu değer gayet doğrusal olarak hesaplanabilir ama sonucun güvenilir olabilmesi için yeterli derecede kayıt alınması gerekir [3].

### 2.4 Pareto-Optimal Çözümü

Tez çalışması boyunca kullanılan kontrolör modellemelerinde kullanılan  $k_p$ ,  $k_i$  kazanç parametrelerinin tasarım doğruluğu ve kontrolör performansı açısından en uygun şekilde seçilmeleri gerekir. Bu nedenle optimum çözümü bulmak için pareto-optimal çözümlerin bulunması yöntemi kullanılmıştır. Pareto-optimal çözüm kümesi çıkarılırken performans kriterleri olarak yerleşme zamanı ve aşım seçilmiştir.

Elde edilen pareto-optimal kümeleri ekler kısmında verilmiş, yerleşme zamanı ve aşımı en düşük olan nokta referans alınarak modelleme sonuçları kıyaslanmıştır.

### 2.5 Anten Takip Sistemi Fiziksel İsterleri

Ka band da (32 GHz) çalışıp, uydu ile haberleşmede kullanılacak referans anten modeli için 2 arcsec takip doğruluğu gereksinimi vardır. Fiziksel boyutları bu denli büyük olan antenler için (34/70 metre çanak, Şekil 1.7) bu gereksinimleri sağlamak oldukça zorlayıcıdır.

Kontrolör, anten titreşimlerini yeterince bastırmalı, zorlayıcı anten yönelim gereksinimleri sistemi kararsız duruma düşürmeden karşılanmalıdır. Kullanılan kontrolör anten takip gereksinimlerini istenen seviyede yerine getirirken (anten servo hatası, gürültü bastırımı, takip doğruluğu vs.) anten sınırlar (ivmelenme ve hız limitleri) içerisinde kararlı bir şekilde çalışmalıdır.

Simülasyonlarda bu bölümde tanımlı tüm performans kriterlerine bakılmasına rağmen anten kontrol uygulamalarındaki önemleri sıralandığında yüksek hız, doğruluk ve haberleşme hattı kapasitesi gibi parametreler; modellemede yerleşme zamanı, rms servo hatası ve bandgenişliği ile gözlenmiş ve sonuç daha çok bu kritik parametreler üzerinden değerlendirilmiştir. Hedeflenen performans parametreleri şu şekildedir:

Yerleşme Zamanı: 2 sn ‘den az

Aşım:%5’dan az

Kararlı Hal Hatası: %1’dan az

RMS Servo Hatası:%25’dan az

### 3. PI KONTROL

#### 3.1 Genel

Son yıllarda PI kontrolörler artık anten kontrol uygulamalarında anten titreşimlerini yeterince bastıramadıklarından ve zorlayıcı anten yönelim gereksinimlerini karşılayamadıklarından eskisi kadar çok kullanılmamaktadırlar. Buna rağmen antendeki yardımcı yansıtıcı (subreflektor) gibi alt sistemler PI kontrolör ile yeterli derece kontrol edilebilirler.

PI kontrolör ile ilgili çalışmalar iki anten modeli için ele alınacaktır.

- İdeal anten modeli ile kapalı çevrim karakteristiği incelenecektir.
- Daha gerçekçi olan yüksek dereceli modeli ile sistem durumlarının değişimi değerlendirilecektir.

İdeal anten modeli, rezonans ve deformasyonu olmayan, kontrolörün sadece eylemsizlik kuvvetini yenmesiyle yönlenecek ideal bir anten olarak düşünülebilir.

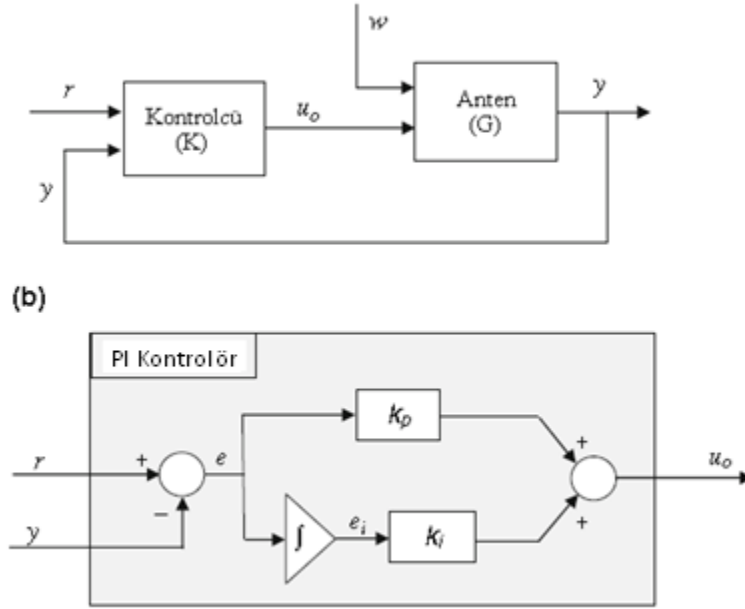
PI kontrolör ile ideal anten modeli kapalı çevrim analizine imkan verir. Bu analiz oransal ve integral kazançların anten kapalı çevrim sistemine etkisini ele alır. Buradan ideal anten modeli için PI kontrolör ayarı ve ideal anten modeli ile PI kontrolör kapalı çevrim denklemleri elde edilir. Sonrasında PI kontrolör performansı ve sınırları ele alınacaktır.

#### 3.2 PI Kontrol Özellikleri

Anten kontrol sistem blok diyagramı Şekil 3.1a’de verilmiştir. İdeal antenin kontrolü için Şekil 3.1b’deki gibi bir PI kontrolörü seçildi.

Yüksek dereceli anten modeli hız-çevrimi Şekil 1.5’de verildiği gibi yaklaşık olarak bir integratör gibi davranmasına rağmen, ideal anten modelinin hız-çevrimi tamamen bir integratördür.

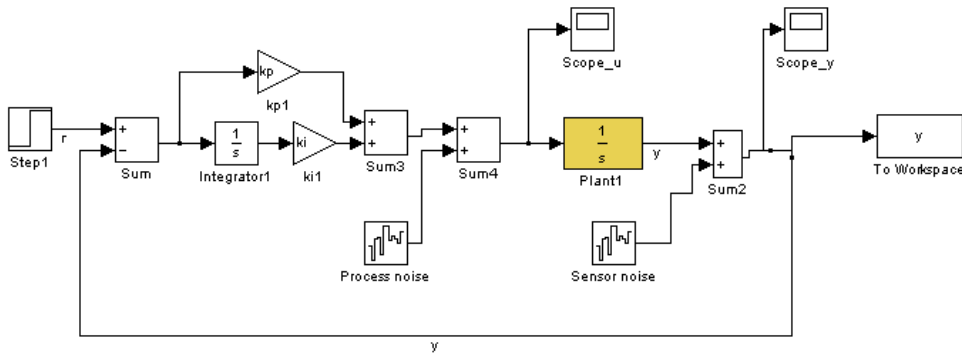
Tez çalışmasında kullanılan test saha sonuçlarından elde edilen yüksek dereceli anten modeli transfer fonksiyonu genliği düşük frekanslarda -20 dB/dec eğimle doğrusal olarak azalır, yüksek frekanslarda rezonans olarak bilinen esnek deformasyonlar gösterir [5].



Şekil 3.1 a) Anten konum çevrimi; (b) PI kontrolör

Şekil 3.1a kapalı kontrol çevriminde  $K$  kontrolör transfer fonksiyonunu,  $G$  anten transfer fonksiyonu temsil eder. Bir integrator gibi modellenen ideal anten ve PI konum kontrolörünün aşağıdaki gibi bir transfer fonksiyonu vardır:

$$G(s) = \frac{1}{s} \quad K = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.1)$$



Şekil 3.2 Anten (ideal) Kontrol Sistemi Simulink Blok Diyagramı

Burada PI kontrolörün oransal kazancı  $k_p$ , integral kazancı  $k_i$ ,  $r$  konum girişi,  $u_o$ , kontrolör çıkışı,  $w$  rüzgar gürültüsü,  $y$  anten açısız konumu ve  $e = r - y$  servo hatasıdır.

İdeal anten modeli ve PI kontrolör için Matlab/Simulink’de oluşturulan blok diyagramı verilmiştir.

### 3.3 PI Kapalı Çevrim Transfer Fonksiyonu

Şekil 3.1’deki parametrelerin yanında referans ivme değerinden de, anten konumu  $y$  ve referans ivme değeri  $a$  üzerinde, referans giriş  $r$  ve gürültü  $w$  etkisini görmek için faydalanılmıştır.

Bu şekilde aşağıdaki transfer fonksiyonları analiz edilmiştir:

- $T_{ry}$  –giriş değerinden acısal konum enkoderine;
- $T_{wy}$  –gürültüden enkodere;
- $T_{ra}$  – giriş değerinden ivmeye;
- $T_{wa}$  – gürültüden ivmeye;

Şekil 3.1 blok diyagramından aşağıdaki transfer fonksiyonları elde edilebilir.

$$T_{ry} = \frac{GK}{1+GK} \quad T_{wy} = \frac{G}{1+GK} \quad (3.2)$$

$$T_{ry} = \frac{sK}{1+KG} \quad T_{wy} = \frac{-sKG}{1+KG} \quad (3.3)$$

Transfer fonksiyonları açılırsa,

$$T_{ry} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad T_{wy} = \frac{s}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (3.4)$$

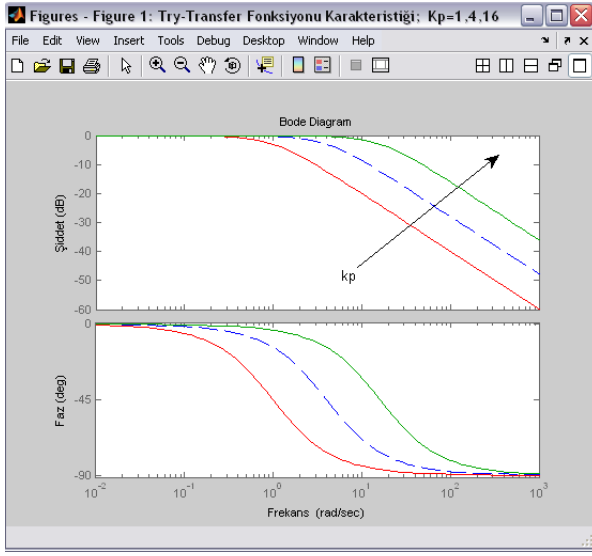
$$T_{ra} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad T_{wa} = \frac{-(k_p s + k_i)s}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (3.5)$$

### 3.4 Oransal Kazanç Analizi

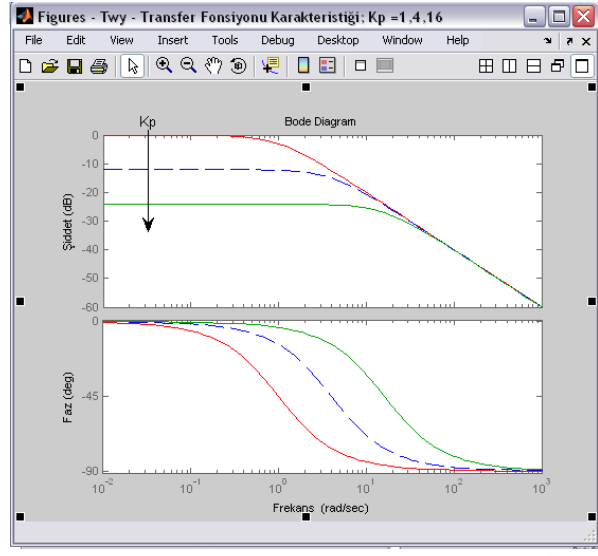
Kontrolör ayarına ilk önce oransal kazancın ayarlanması ile başlanmıştır. Bu amaçla  $k_i=0$  alınarak yukarıdaki denklemler toparlandığında şu ifadeler elde edilir;

$$T_{ry} = \frac{1}{\frac{1}{k_p}s + 1} \quad T_{wy} = \frac{\frac{1}{k_p}}{\frac{1}{k_p}s + 1} \quad (3.6)$$

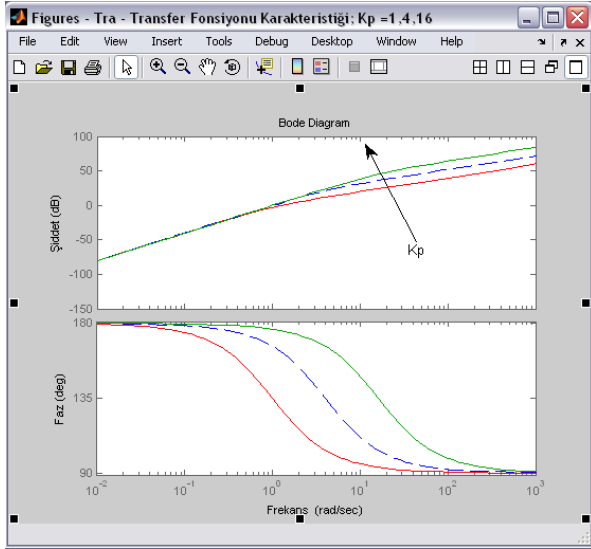
$$T_{ra} = \frac{s^2}{\frac{1}{k_p}s + 1} \quad T_{wa} = \frac{-s}{\frac{1}{k_p}s + 1} \quad (3.7)$$



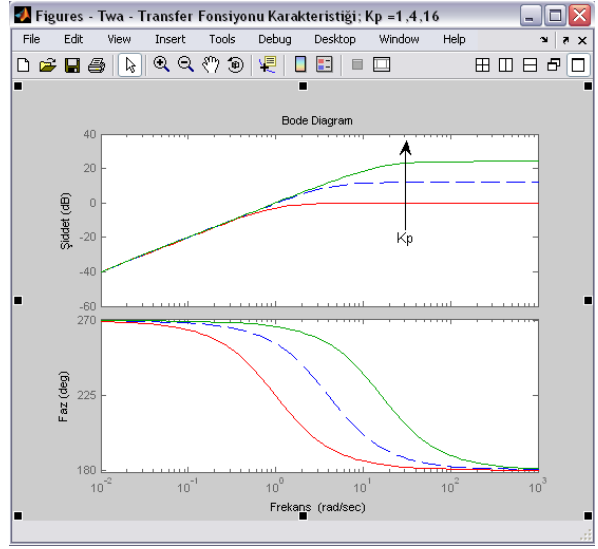
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 3.3 PI Kontrol için  $T_{ra}$ ,  $T_{ry}$ ,  $T_{wa}$ ,  $T_{wy}$  Transfer Fonksiyonu Karakteristiği  $k_i=0$ ;

$$k_p=1, 4, 16$$

Farklı  $k_p$  değerleri için  $T_{ra}$ ,  $T_{ry}$ ,  $T_{wa}$ ,  $T_{wy}$  transfer fonksiyonu genlikleri Şekil 3.3'de verilmiştir. Bu grafiklere bakıldığında oransal kazanç değerinin artması ile aşağıdaki değişimler gözlenir;

- $T_{ry}$  transfer fonksiyonu bant genişliğini artırır (referans girişten  $r$ , anten pozisyon çıkışına  $y$ , Şekil 3.3a)
- $T_{wy}$  anten gürültü bastırma transfer fonksiyonu genliğini azaltarak anten gürültü bastırma özelliği artırır (Şekil 3.3b).

- Referans giriş  $r$ 'nin anten ivmelenme değeri üzerindeki etkisi artırır. (İvmelenme transfer fonksiyonu  $T_{ra}$  genlik ve bant genişliğini artırır, Şekil 3.3c)
- Gürültü  $w$ 'nin anten ivmelenme değeri üzerindeki etkisi artırır (ivmelenme transfer fonksiyonu  $T_{wa}$  genlik ve bant genişliğini artırır, Şekil 3.3d)

$T_{ry}$  ve  $T_{wy}$  transfer fonksiyonlarında  $k_p$  artışına bağlı olarak anten performansındaki iyileşmeyi gözlerken,  $T_{ra}$  ve  $T_{wa}$  transfer fonksiyonları  $k_p$  artışına bağlı olarak yüksek frekanslarda anten ivme değeri gürültüden dolayı arttığı için potansiyel bir problem olarak gözükmemektedir.

Artan ivmelenme anten limit ivme değerini geçebileceği ve sistemin lineer olmayan rejime girebileceği anlamına gelmektedir; sonuç olarak performans kaybı ve sonunda kararlılık problemi görülecektir. Bu nedenle oransal kazanç  $k_p$ , limit bir ivme değerine kadar artırılabilir.

### 3.5 İntegral Kazanç Analizi

İntegral kazancın anten üzerindeki etkilerinden önce anten dinamikleri analiz edilmiş, iki kritik konu ele alınmıştır; kritik integral kazancı, kritik frekans.

#### 3.5.1 Kritik İntegral Kazancı

Kapalı çevrim sistemi üzerinde büyük integral kazanç değerlerinin düşük frekanslı osilasyonlara sebep olduğu bilinir.

3.4 ve 3.5'de tanımlı kapalı çevrim sistemindeki  $s_1$  ve  $s_2$  iki kutbu ele aldığımızda  $s^2 + k_p s + k_i$  polinomunun kökleri,

$$s_{1,2} = 0.5 (-k_p \pm \sqrt{k_p^2 - 4k_i}) \quad (3.8)$$

şeklinde ifade edilir.

Sistem kutupları gerçek olacağı  $k_p > 2\sqrt{k_i}$  durumda salınım olmaz.

Dolayısıyla,

$$k_{ic} = 0.25k_p^2 \quad (3.10)$$

integral kazancının üst limiti yani kritik integral kazancı olur.

### 3.5.2 Kritik Frekans

Kritik integral kazancı için denklem 3.4 ve 3.5 tanımlı transfer fonksiyonlarının paydaları şu şekildedir;

$$s^2 + k_p s + 0.25k_p^2 = (s + 0.5k_p)^2 \quad (3.11)$$

Frekansı da,

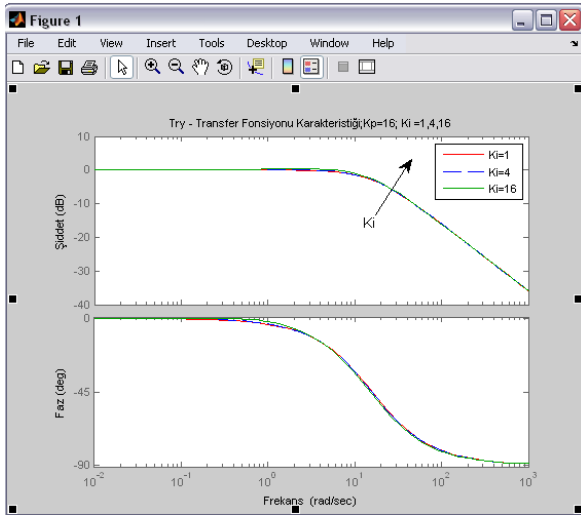
$$w_0 = 0.5k_p = \sqrt{k_i} \quad (3.12)$$

frekansında  $T_{ry}$  transfer fonksiyonu  $-40$  dB/dec düşer. Bu anten bant genişliğini belirten kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kritik frekansıdır.  $w_0$  değerinden belirgin bir şekilde düşük frekanslara düşük frekanslar, belirgin bir şekilde yüksek frekanslara yüksek frekanslar,  $w_0$  civarındaki frekanslara orta frekanslar denilir.

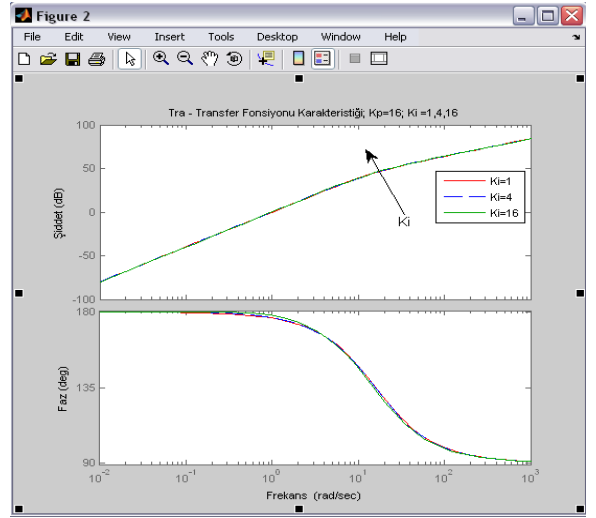
Transfer fonksiyonun integral kazancına nasıl bağlı olduğunu denklem 3.4 ve 3.5'deki düşük, alçak ve orta frekans değerlerine bakarak görebiliriz. Dikkat edilirse orta frekanslarda dört transfer fonksiyondaki değişimde minimum seviyededir (Şekil 3.4).

Ayrıca integral kazancı kritik integral kazancından oldukça düşüktür. Düşük ve yüksek frekanslarda transfer fonksiyonları karakteristiği aşağıda verilmiştir.

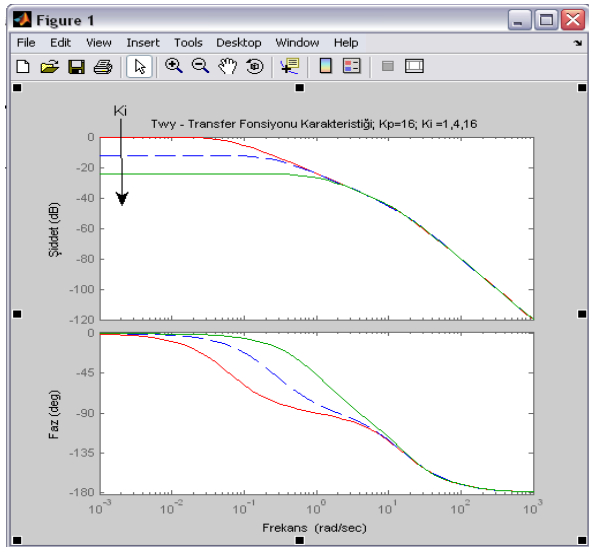
- $T_{ry}$  transfer fonksiyonu düşük frekanslarda Şekil 3.4'da görüldüğü gibi  $T_{ry} \cong 1$ , yüksek frekanslarda  $T_{ry} \cong \frac{k_p}{s}$ , olduğundan ki ye bağlı değildir.
- $T_{wy}$  transfer fonksiyonu düşük frekanslarda Şekil 3.4b'de görüldüğü gibi  $T_{wy} \cong \frac{s}{k_i}$  olup ki ile ters orantılı, yüksek frekanslarda  $T_{wy} \cong \frac{1}{s}$ , olup ki ile ilgili değildir.
- $T_{ra}$  transfer fonksiyonu düşük frekanslarda Şekil 3.4c'de görüldüğü gibi  $T_{ra} \cong s^2$ , yüksek frekanslarda  $T_{ra} \cong k_p s$  olduğundan ki ye bağlı değildir.
- $T_{wa}$  transfer fonksiyonu düşük frekanslarda Şekil 3.4d'de görüldüğü gibi  $T_{wa} \cong -s$ , yüksek frekanslarda  $T_{wa} \cong -k_p$  olduğundan ki ye bağlı değildir.



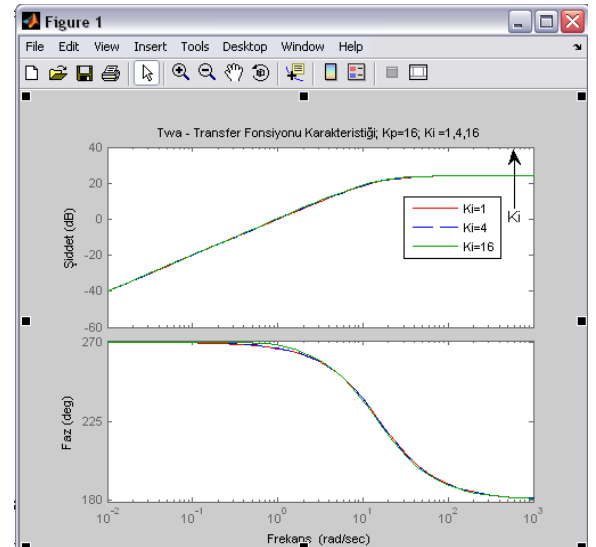
(a)



(b)



(c)



(d)

**Şekil 3.4** PI Kontrol için  $T_{ra}$ ,  $T_{ry}$ ,  $T_{wa}$ ,  $T_{wy}$  Transfer Fonksiyonu Karakteristiği  $k_p=16$ ;  $k_i=1,4,16$

Yukarıdaki çalışma integral kazancının sadece  $T_{wy}$  gürültü bastırım transfer fonksiyonu üzerinde etkisi olduğunu, bunun sadece düşük frekanslarda ortaya görüldüğünü göstermektedir.

### 3.6 PI Kontrolör Anten Ayar Yaklaşımı

PI kontrolör orantısal ve integral kazanç parametreleri şu şekilde ayarlanır;

- Oransal Kazanç Ayarı.  $k_p$  değeri belirlenen bir girdi ve beklenen bir gürültü seviyesi içerisinde anten ivme limit değerine kadar artırılır ve bu değer %75'i kabul kazanç değeri olarak alınır.
- İntegral Kazanç Ayarı.  $k_i$  değeri osilasyona veya beklenen çıkından belirgin bir sapma görünene kadar artırılır, bu durumların karşılaşıldığı değer %75'i kabul kazanç değeri olarak alınır. Bulunan değer kritik integral kazanç değerinden daha düşük değildir.

Özetle,  $k_p$  kazancı  $T_{ry}$  transfer fonksiyonu bant genişliğini belirler. Kazanç arttıkça bant genişliği artar. İdeal bir anten için  $k_p$  kazancı, anten limit ivme değeri tarafından belirlenir, çünkü  $k_p$  kazancı artırıldıkça anten ivmelenme değeri girdi ve gürültüden dolayı artar. (Şekil 3.4/c-d). Kazanç  $k_i$  düşük frekanslarda gürültü transfer fonksiyonu değerini artırır. Sistem için daha iyi bir gürültü bastırım karakteristiği elde etmek istersek bu değer artırılmalıdır. Fakat  $k_i$  değerinde anteni osilasyona sokmamak için kritik  $k_i$  değerini aşmamalıdır.

### 3.7 PI Kontrolör ile Yüksek Dereceli Anten Modeli Kapalı Çevrim

#### Denklemleri

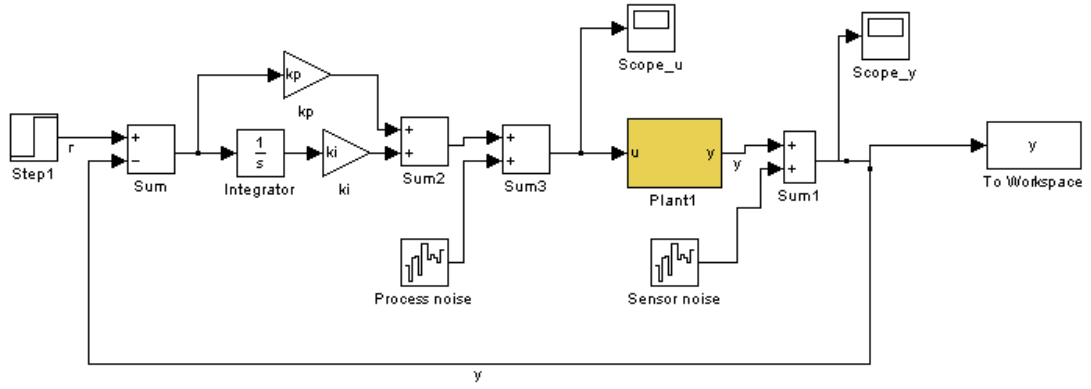
Hız çevrimi durum-uzay gösterimi (A, B, C) olan yüksek dereceli anten modelini ele aldığımızda, Şekil 3.1 sistemi için kapalı çevrim denklemleri,

$$\dot{x}_{cl} = A_{cl}x_{cl} + B_{cl}r + B_w w$$

$$y = C_{cl}x_{cl} \quad (3.13)$$

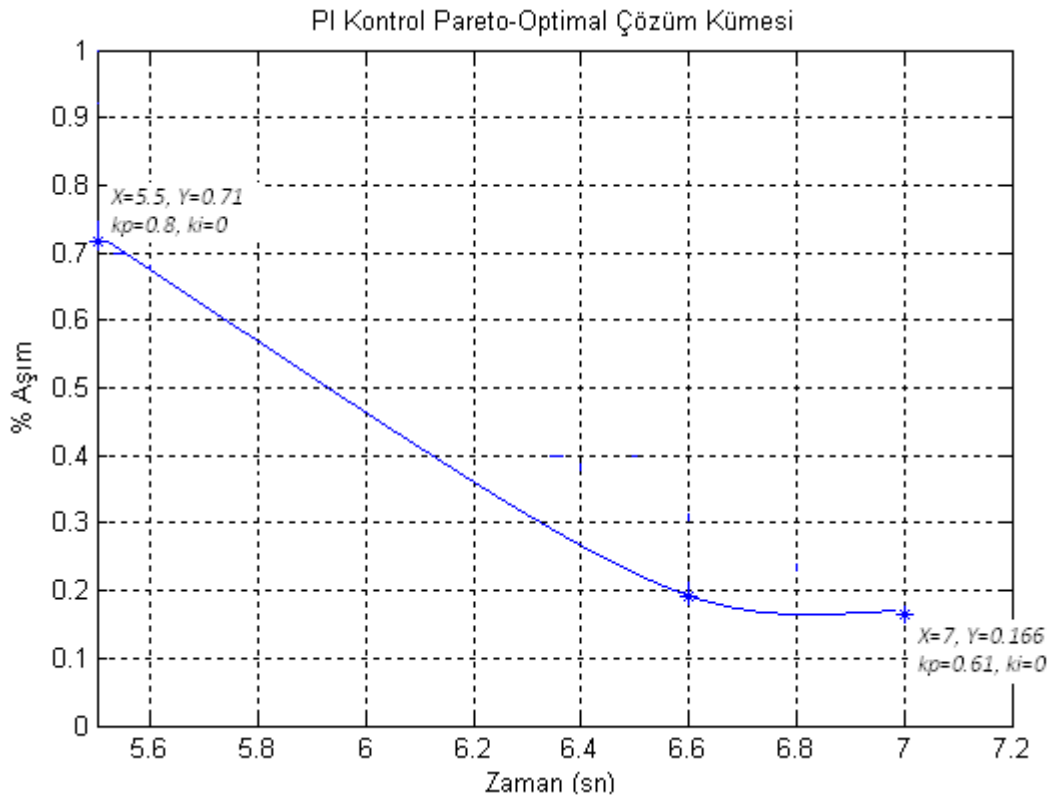
$$x_{cl} = \begin{Bmatrix} e_i \\ x \end{Bmatrix} \quad A_{cl} = \begin{bmatrix} 0 & -C \\ Bk_i A & -Bk_p C \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$B_{cl} = \begin{bmatrix} 1 \\ Bk_p \end{bmatrix} \quad B_w = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \quad C_{cl} = [0 \quad C] \quad (3.15)$$

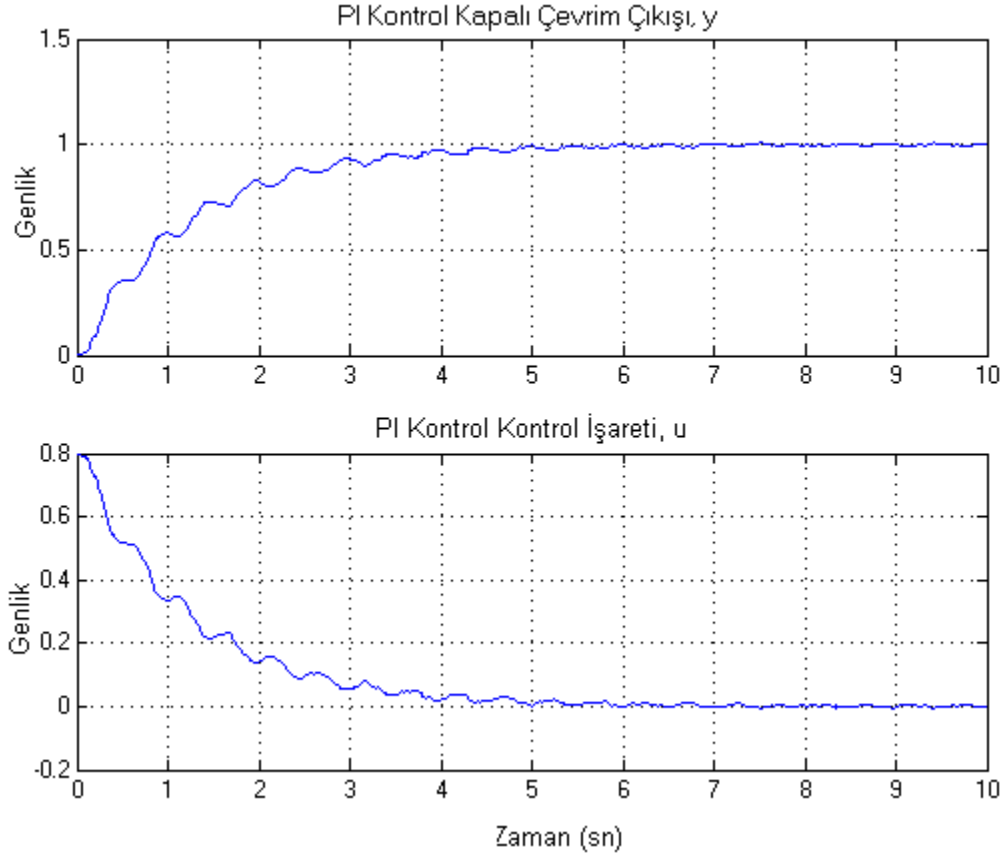


**Şekil 3.5** Yüksek Dereceli Anten Kontrol Sistemi Simulink Blok Diyagramı

Yüksek dereceli anten modeli ve PI kontrolör için Matlab/Simulink’de oluşturulan blok diyagramı Şekil 3.5’de, model için pareto-optimal çözüm kümesi Şekil 3.6’de ve enkoder çıkışı  $y$  ise Şekil 3.7’de verilmiştir. PI blok kontrolör parametreleri pareto-optimal çözümleri sonrası en küçük yerleşme zamanı referans alınarak  $k_p=0.8$ ,  $k_i=0$  olarak atanmıştır.



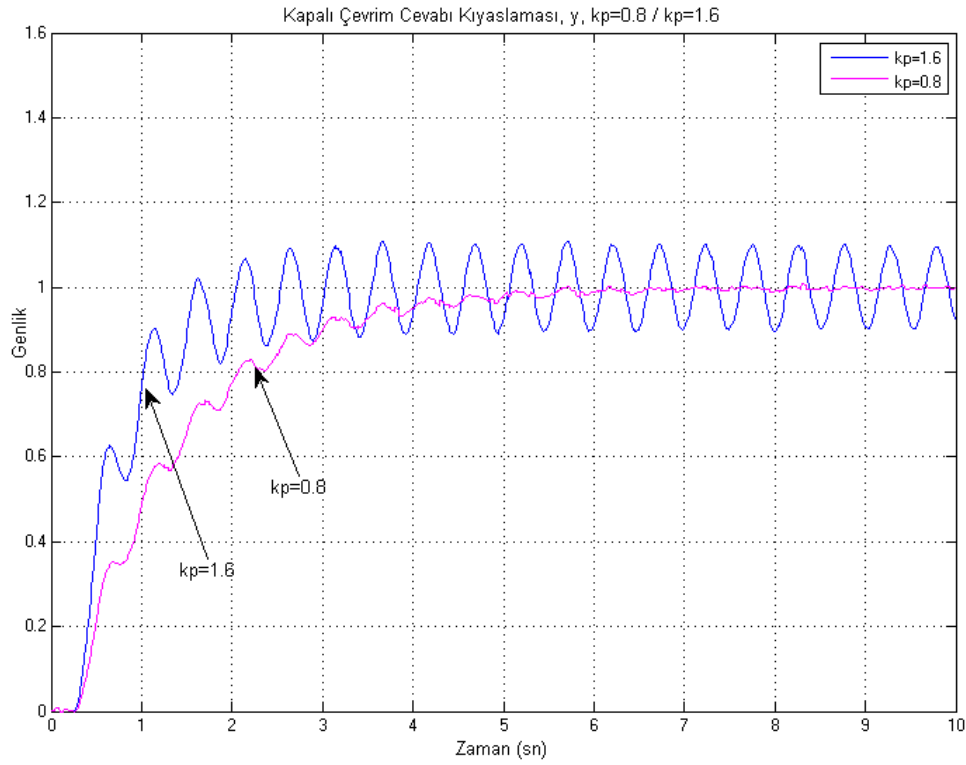
**Şekil 3.6** Pareto-Optimal Çözümü ile Optimum  $k_p$ ,  $k_i$  Parametre Tayini; Yerleşme Zamanı vs. %Aşım



Şekil 3.7 Kapalı Çevrim Çıkışı, y ve Kontrol Sinyali, u

### 3.8 Performans Limiti

Sonuçlardan görüldüğü gibi PI kontrolör performansı oransal ve integral kazançların artması ile gelişir. Yalnız yüksek dereceli modeli ile kazanç artırımı belli bir değere kadardır. Yüksek oransal kazançlar kararsızlığa götürür. Oransal kazanç değerini  $k_p=0,8$  alındığında kapalı çevrim sistemin adım girişine karşı cevabi Şekil 3.8’da verilmiştir. Bu şekilde aşım sıfır ve yerleşme zamanı 6s olarak görülmektedir.



**Şekil 3.8** Yüksek Dereceli Anten Modeli Adım Cevabı;  $k_p=0.8, 1.6$

Kazanç  $k_p$  1.6 değerine çıkartıldığında ise 2s yerleşme zamanı olmasına rağmen, sistem sönümlenmeyen gürültülerden dolayı (Şekil 3.8) karasız bir hal alır. Anten titreşimlerini kazanç değeri arttığında bastırabilen bir kontrolör anten yönelim doğruluğunu önemli bir derecede arttırılacaktır. Bu yüzden çalışmanın ileriki bölümlerinde model tabanlı kontrolörler ele alınacaktır.

### 3.9 PI Kontrolör Değerlendirmesi

PI kontrolör ile kurulan anten kontrol sisteminde band genişliği, sistem cevap süresi ve gürültü bastırım özelliği, antenin rezonansa girdiği belirli bir sınır seviyeye kadar oransal kazancın artması ile artıyor. Kazanç artırımı boyunca titreşimler hissedilir ve kontrol edilebilirse, performans daha iyileştirilebilir.

Verilen sistemdeki tek sensör enkoderdir. Enkoder ölçümlerinin Fourier dönüşümü alındığında sistemdeki titreşimler görülebilir. Dolayısıyla anten titreşimi enkoder çıkışlarından düzeltiler. Buda içinde kestirici ihtiva eden modern kontrolörler ile yapılabilir.



## **4. LQG KONTROL**

### **4.1 Genel**

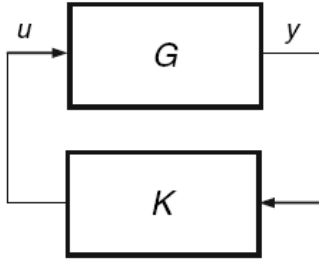
LQG kontrolörlerin endüstriyel anten uygulamaları ile ilgili birçok çalışma olmasına rağmen anten uygulama örneği oldukça azdır. LQG tasarım yöntemi hem çok girişli çok çıkışlı (MIMO); hem de tek girişli tek çıkışlı (SISO) sistemler için uygun olup, aynı zamanda frekansa bağlı ağırlık fonksiyonları sayesinde sistem değişkenlerinde çeşitli frekans değerleri için istenen dayanıklılığı (robustness) sağlamaktadır [6].

### **4.2 LQG Kontrolör Özellikleri**

LQG kontrolörler anten takip kontrolü için ayarlaması çokta kolay olmayan kontrolörlerdir. Kontrolör anten takip gereksinimlerini istenen seviyede yerine getirirken (anten servo hatası, gürültü bastırımı, takip doğruluğu vs.) anten sınırlar (ivmelenme ve hız limitleri) içersinde kararlı bir şekilde çalışmalıdır. Standart LQG kontrolör ayar adımlarını takip ederek LQG performans indeksini minimize eden bir optimal kontrolör bulunması durumunda optimum performan kriteri (J) içinde yer almayan sisteme ilişkin diğer performans isterlerinin sağlanmama olasılığı bulunmaktadır. Çünkü optimal yeterli demek değildir. Bilinmesi gereken her LQG kontrolör, bir performans indeksini minimize ettiği için optimal kontrolördür. Yalnız bu performans indeksi nadiren mühendislik problemi kıstaslarını tümüyle karşılar. Dolayısıyla LQG kontrol yöntemi efektif yapılmamış bir modellemede istenen performans gereksinimlerini karşılamayabilir.

### **4.3 LQG Kontrolör Tanımı**

Referans girişin sıfır alındığı, hız ve ivmelenme limitlerinin dahil edilmediği basitleştirilmiş anten LQG kontrolör blok diyagramı Şekil 4.1’de verilmiştir.



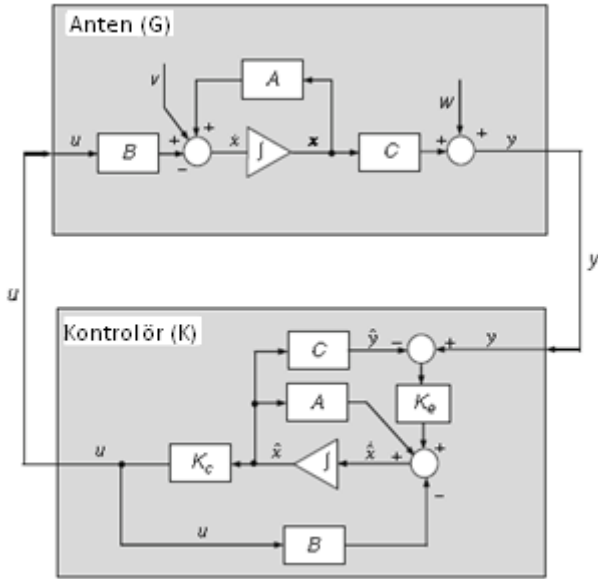
**Şekil 4.1** LQG Kontrol Kapalı-Çevrim Sistemi; Anten  $G$ , Kontrolör  $K$ , Giriş  $u$ , Kapalı Çevrim Çıkışı  $y$

Sistem anten ( $G$ ) ve kontrolörden ( $K$ ) oluşur. Anten çıkışı  $y$  enkoder ölçümü olup kontrol içinde bir giriştir. Kontrolör kısmı, çıkış  $y$  değerini kullanarak anteni süren  $u$  kontrol sinyalini oluşturur. Anten ve kontrolör içyapısı Şekil 4.2’de verilmiştir. Anten modeli aşağıdaki durum-uzay denklemleri ile ifade edilir:

$$\dot{x}_{cl} = Ax + Bu + v$$

$$y = Cx + w \quad (4.1)$$

Bu denklemde anten durum vektörü  $x$ ’dir. Anten modeline  $v$  ve  $w$  rastgele gürültüleri verilmiştir. Gürültü  $v$ ,  $V = E(vv^T)$  kovaryanslı proses gürültüsü, gürültü  $w$ ,  $W = E(ww^T)$  kovaryanslı ölçüm gürültüsü olarak adlandırılır. Her iki gürültüde birbirinden ayrık olarak ele alınır,  $E(vw^T) = 0$ . Burada  $E(.)$  beklenti operatörü olup ölçüm gürültüsü kovaryansının tek olduğu varsayılır,  $W = I$ .



**Şekil 4.2** LQG Kontrol Kapalı Çevrim İçyapısı

Kontrolör, anten çıkışı  $y$  değerini alıp işleyerek anteni sürececek  $u$  kontrol sinyalini oluşturur. Bu sinyal  $\hat{x}$  ile gösterilen anten beklenen durum sinyali oransal olup, durum ile kontrol sinyali  $u$  arasındaki kazanç kontrolör kazancıdır ( $K_c$ ). Modelde kontrolör gerçek durum sinyali  $x$  yerine, beklenen durum sinyali  $\hat{x}$  kullanır. Beklenen durum Şekil 4.2’de görüldüğü gibi kontrolörün bir parçası olan kestirici tarafında elde edilir. Şekil 4.2 blok diyagramından çıkarılan kestirici denklemi, şu şekildedir:

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K_e(y - C\hat{x}) \quad (4.2)$$

Anten modelini (A,B,C) tam olarak bildiğimizi varsayarsak beklenen durumun gerçek durumun, başlangıç (geçiş) dinamikleri hariç, aynısı olduğunu görürüz. Yukarıdaki denklemden kestiricinin hesaplanabilmesi için kestirici kazancının,  $K_e$  bulunması gerekir.

Kontrolör kazancı performans indeksini  $J$  minimize ederek bulunur.

$$J^2 = E\left(\int_0^\infty (x^T Q x + u^T R u) dt\right) \quad (4.3)$$

Yukarıdaki tanımlamada  $Q$  pozitif yarı kesin ağırlık matrisi,  $R$  ise pozitif skalerdir. Burada  $R = 1$  olarak alınır. Minimum  $J$  şu geri dönüşümden elde edilir;

$$u = -K_c \hat{x} \quad (4.4)$$

Kazanç  $K_c$ ,

$$K_c = B_o^T S_c \quad (4.5)$$

şeklinde bulunur ve  $S_c$  kontrolör Riccati denklemi (CARE) çözümüdür.

$$A^T S_c + S_c A - S_c B B^T S_c + Q = 0 \quad (4.6)$$

$K_c$  kontrolör kazancının yalnız ağırlık matrisi  $Q$  değerine bağlı olduğu (A ve B sabit) görülür.

Optimal kestirici kazancı şu şekilde verilir,

$$K_e = S_e C^T \quad (4.7)$$

Burada  $S_e$  kestirici (yada filtre) Riccati denklemi (FARE) çözümüdür.

$$A S_e + S_e A^T - S_e C^T C S_e + V = 0 \quad (4.8)$$

Denklem 4.2 ve Şekil 4.2'deki blok diyagram kullanılarak giriş  $y$  den çıkış  $u$  ya durum-uzay denklemleri türetilirse;

$$\dot{\hat{x}} = (A - BK_c - K_e C)\hat{x} + K_e y$$

$$u = -K_c \hat{x} \quad (4.9)$$

Buradan kontrolör durum-uzay gösterimi elde edilir;

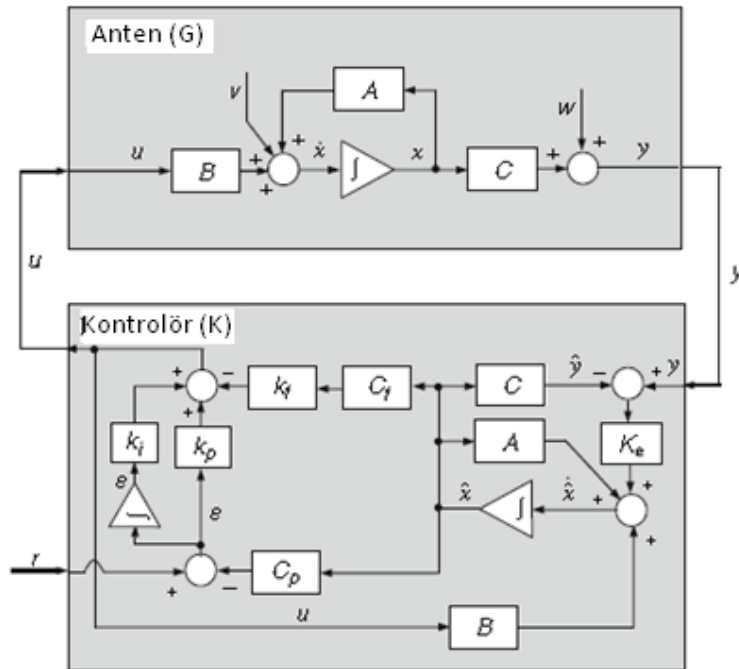
$$A_{lqg} = A - BK_c - K_e C$$

$$B_{lqg} = K_e$$

$$C_{lqg} = K_c \quad (4.10)$$

#### 4.4 LQG Kontrolör Takibi

Bu bölüme kadar LQG kontrolör, referans bir işaret ( $r$ ) olmaksızın tanıtılmıştır. Ancak gerçek durumda anten bir değişkeni takip etmeli ve kontrolör bu takipte sıfır kararlı hal hatası sağlamalıdır. Buda anten durum uzay modeline anten pozisyonunun integralini ekleyerek gerçekleşir.



Şekil 4.3 İntegral Kısım Eklenmiş LQG Takip Kontrolör

Takip LQG kontrolör kapalı çevrim sistem konfigürasyonu Şekil 4.3'de verilmiştir.

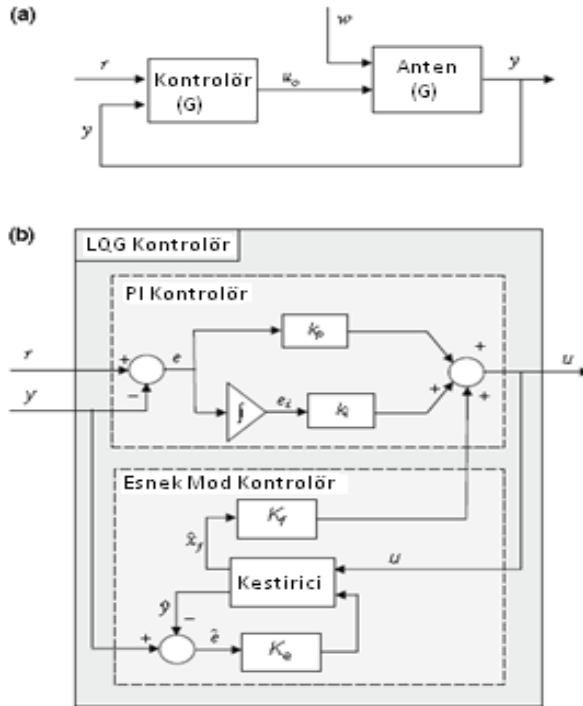
Şekilde (A,B,C) durum-uzay üçlüsü,  $x$  durum,  $\hat{x}$  beklenen durum,  $\hat{x}_f$  esnek kısmın beklenen durumu,  $r$  komut (giriş),  $u$  kontrol girişi,  $y$  çıkış,  $\hat{y}$  beklenen çıkış,  $e = r - \hat{y}$  servo hatası,  $e_i$  servo hatasının integrali,  $v$  proses gürültüsü,  $w$  ölçüm gürültüsü,  $V$  ve  $W$  da sırasıyla bu gürültülerin korelasyonlarıdır. Her iki  $v$  ve  $w$  gürültüsü ayıraktır,  $E(vw^T) = 0$ ,  $V = E(vv^T)$ ,  $W = E(ww^T) = I$ ,  $E(v) = 0$ ,  $E(w) = 0$ .

Gerçek  $x$  durumuna benzer bir şekilde beklenen durumda üç parametre içerir; beklenen anten pozisyonun (çıkışının) integrali  $y_i$ , beklenen pozisyon  $\hat{y}$ , beklenen esnek mod durumu  $\hat{x}_f$ ,

$$\hat{x} = \begin{Bmatrix} \hat{y}_i \\ \hat{y} \\ \hat{x}_f \end{Bmatrix} \quad (4.11)$$

Takip kontrolünde, kontrolör kararlılığını sağlamak için anten beklenen pozisyonu  $\hat{y}$ , anten servo hatası yerine  $e = r - y$ ; ve pozisyonun integrali servo hatasının integrali  $e_i = \int e dt$  yerine kullanılmıştır.

$$\hat{x} = \begin{Bmatrix} \hat{e}_i \\ \hat{e} \\ \hat{x}_f \end{Bmatrix} \quad (4.12)$$



Şekil 4.4 Anten Pozisyon Çevrimi (a), ve LQG Kontrolör (b)

LQG kontrolör ile anten pozisyon kontrolü Şekil 4.4a'da (PI kontrolör ile aynı yapı); LQG kontrolör yapısı Şekil 4.4b'de verilmiştir. LQG kontrolör yapısı bu şekilde gösterilebilir. Gösterimde kontrolör kazancı;  $k_p$  oransal kazanç ki integral kazancı ve  $K_f$  esnek mod kazancı olarak  $K_c = [K_i \ K_p \ K_f]$  şeklinde ayrılmıştır ve kontrol sinyali  $u = -K_i e_i - K_p e - K_f \hat{x}_f$  şeklinde verilmiştir.

Kontrolörünün bilinmeyen kısmı ise  $\hat{x}$  beklenen durumdur. Bu da 4.7'de tanımlı kestirici kazancı  $K_e$  kullanılarak,

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + K_e(y - C\hat{x}) \quad (4.13)$$

denklemi ile bulunur. Kontrolör kazancı  $K_c$  4.12'de tanımlı durumlara ayrılmıştır.

$$K_c = [k_i \ k_p \ K_f] \quad (4.14)$$

4.14 ve 4.12 denklemlerini, denklem 4.4'de yerine koyduğumuzda

$$u = -k_i e_i - k_p e - K_f \hat{x}_f \quad (4.15)$$

elde edilir.

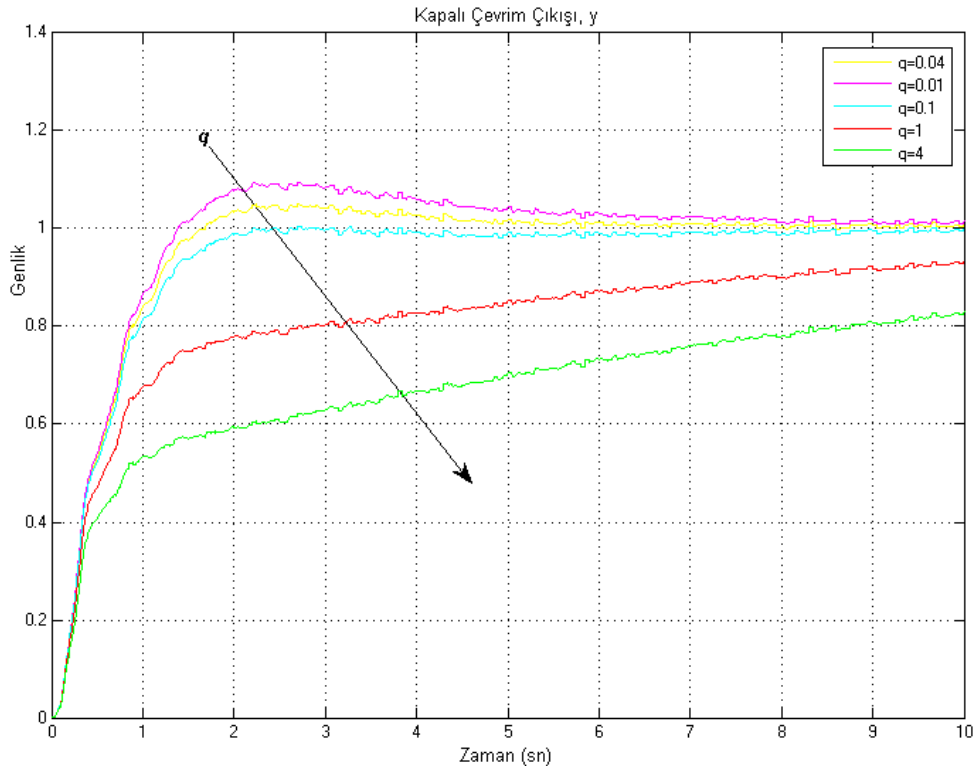
#### 4.5 LQG Ağırlık Matrisi Seçimi

LQG kontrol metodunda ( $H_\infty$  metodu içinde aynı) modelleme esnasında sistem değişkenlerinin çeşitli frekans değerleri için istenen dayanıklılığı sağlamak ve ortaya çıkan belirsizliklerin etkisini azaltmak için ağırlık fonksiyonları kullanılır. Bu değerlerin bulunması için çalışmada  $Q$  değerine farklı değerler atanıp sistemin cevapları incelenmiş, sonuçlar incelenerek en makul cevap içlerinden ayıklanmıştır. Sistem cevabında incelenen değerler, aşım ve yerleşme zamanıdır.

Ağırlık matrisi köşegenel bir matris olarak aşağıdaki durum ile bu sistem için seçilmiş ve performans analizi yapılmıştır.

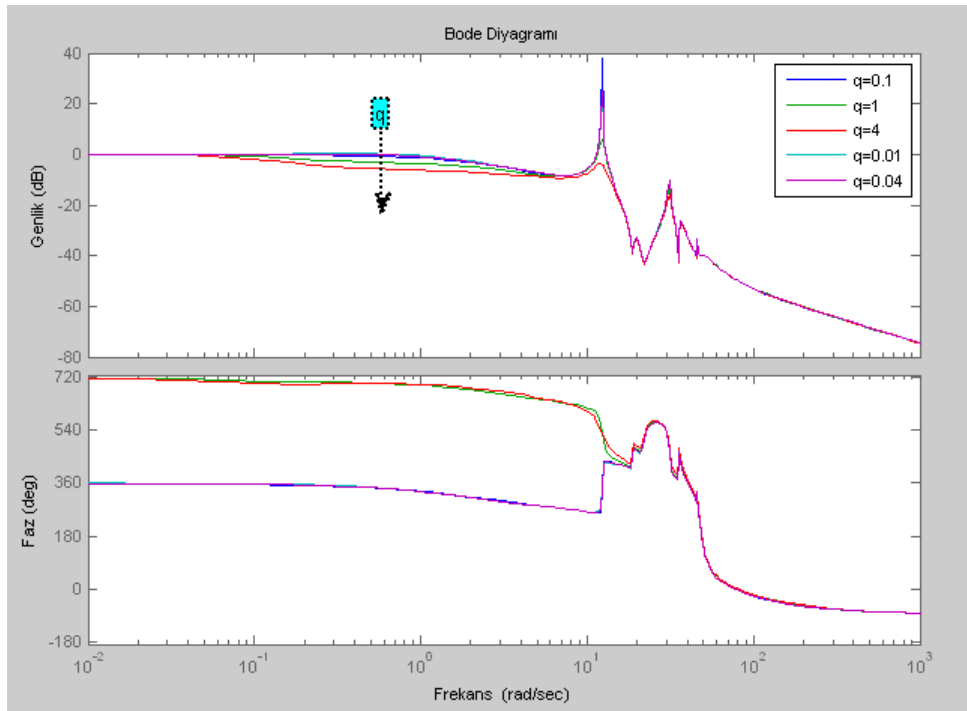
$$Q = \text{blkdiag}(q * \text{eye}(n_x)) \quad (4.16)$$

Sistemin enkoder çıkışlarından aşım vs. yerleşme zamanı performans kriterlerinin en iyi durumda olduğu durum farklı  $q$  değerleri için verilmiştir. Denklem 4.16'da tanımlı  $q$  parametresi, anlaşılabilirlik açısından yalnızca  $q = 0.04, 0.01, 1, 4$  değerleri için irdelenmiş, sonuçlar gösterilmiştir. Şekil 4.5'de görüldüğü gibi farklı  $q$  değerleri için enkoder çıkış değerindeki bozulma, aşım ve yerleşme zamanının da belirgindir.



**Şekil 4.5** Farklı LQG Ağırlık Matrisleri için Kapalı Çevrim Çıkışları,  $q=0.04, 0.01, 0.1, 1, 4$

Sistemin frekans tanım bilgesindeki cevabı Şekil 4.6’da gene farklı  $q$  değerleri için verilmiştir.



**Şekil 4.6** Farklı LQG Ağırlık Matrisleri için Kapalı Çevrim Sistemi Frekans Cevapları,  $q=0.04, 0.01, 0.1, 1, 4$

#### 4.6 Takip LQG Kontrolör Sistemi Kapalı Çevrim Denklemleri

Şekil 4.4’de verilen sistem için kapalı çevrim denklemleri aşağıda verilmiştir,

$$\begin{aligned}\dot{x}_{cl} &= A_{cl}x_{cl} + B_{cl}r + B_v v \\ y &= C_{cl}x_{cl} + w\end{aligned}\quad (4.17)$$

$$x_{cl} = \begin{Bmatrix} e_i \\ x \\ \hat{x} \end{Bmatrix}, \quad A_{cl} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -C \\ Bk_i & A & -Bk_pC - Bk_fC_f \\ Bk_i & K_eC & A - K_eC - Bk_pC - Bk_fC_f \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$B_{cl} = \begin{bmatrix} 1 \\ Bk_p \\ Bk_p \end{bmatrix} \quad B_v = \begin{bmatrix} 0 \\ I \\ 0 \end{bmatrix} \quad C_{cl} = [0 \quad C \quad 0] \quad (4.19)$$

#### 4.7 Gürültü Bastırım Özelliği ve Bant genişliği

Sonuçlardan anlaşılacağı gibi bir anten sistemin bant genişliğinin artırılması anten gürültü bastırım özelliğini de artırır. Bu da sonuçta daha düşük servo hatasına neden olur.

$T_{ry}$  ve gürültü transfer fonksiyonu  $T_{wy}$  şu şekildedir.

$$T_{ry} = \frac{GK}{1+GK} \quad T_{wy} = \frac{G}{1+GK} \quad (4.20)$$

Burada  $K$  kontrolör transfer fonksiyonu,  $G$  plant transfer fonksiyonudur.

Denklem toparlanırsa,

$$\begin{aligned}T_{ry} + \frac{T_{wy}}{G} &= 1, \\ T_{wy} &= G(1 - T_{ry})\end{aligned}\quad (4.21)$$

elde edilir.

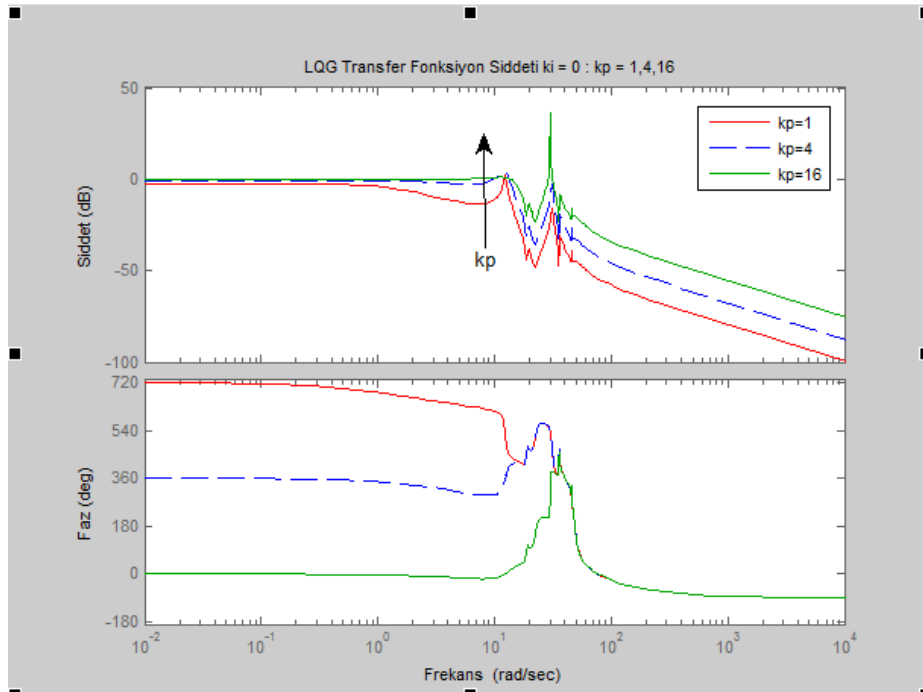
Burada  $T_{ry} \cong 1$  olduğu bant genişliği aralığında  $T_{wy} \cong 0$  gürültü hatası oldukça düşüktür. Bu nedenle bant genişliği gürültü spektrumunu kapsarsa anten RMS servo hatası oldukça küçülür. Buradan görüldüğü gibi  $T_{ry}$  bant genişliği antenin rezonans frekansları tarafından sınırlanır.

#### 4.8 LQG ve PI Kontrolör Benzerlikleri

PI kontrolör ve ideal anten modeli ile yapılan çalışmalar sonucunda kontrolörün  $k_p$  kazancının artırılması ile anten bant genişliği ve gürültü bastırım özelliklerinde iyileşme görüldü. Yüksek dereceli anten modelinde  $k_p$  kazancı artırıldığında antendeki yapısal titreşimler uyarılıp sistem kararsız bir hale geldiğinden  $k_p$  kazancı limit bir seviyeye kadar uygulanabildi. Bununla beraber içerisinde PI kısmı içeren LQG kontrolör ile yapılan çalışmalarda bu yüksek dereceli anten modelindeki gürültüsünün bastırıldığı görüldü. Bu durumda  $k_p$  kazancının artırılması sistemi kararsızlığa sürüklemedi ve yüksek dereceli anten modeli ideal anten gibi davrandı.

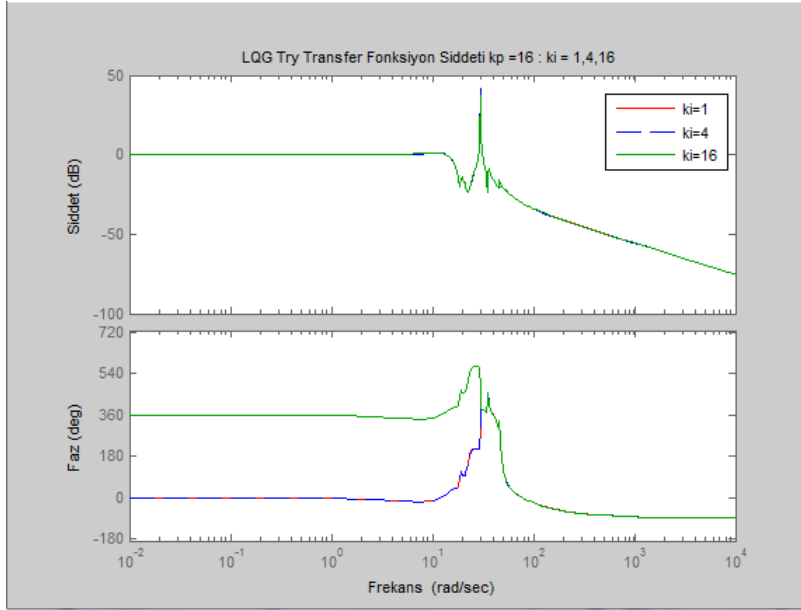
Yüksek dereceli anten modeline LQG kontrolör uygulandı. İlk olarak integral kazanç  $k_i$  değeri sıfır alındı ve oransal kazanç değeri  $k_p$ , 1, 4 ve 16 seviyelerine getirilerek anten  $T_{ry}$  transfer fonksiyonu grafiği Şekil 4.7’de gösterilmiştir.

Önceki çalışmalardaki grafiklerde bakılarak ideal anten PI kontrolör ile; yüksek dereceli anten LQG kontrolör modelleri kıyaslanabilir. Şekil 4.7’de görüldüğü gibi  $T_{ry}$  transfer fonksiyonu değeri  $k_p$  artırılmasına paralel olarak bant genişliğini arttırmıştır.



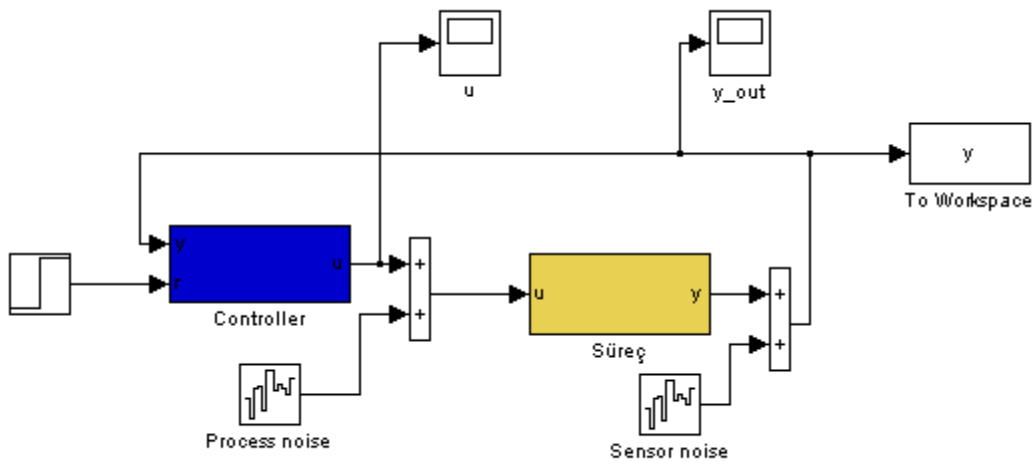
Şekil 4.7 LQG Kontrol için  $T_{ry}$  Transfer Fonksiyonu Genliği  $k_i=0$ ;  $k_p=1, 4, 16$

Daha sonra oransal kazanç değeri  $k_p$  16 olarak alınıp,  $T_{ry}$  transfer fonksiyonu grafiği Şekil 4.8'deki gibi çıkartıldı. Burada integral kazanç değeri  $k_i$ 'nin kapalı çevrim sisteminin bant genişliği üzerinde hiç bir etkisi olmadığı görüldü.

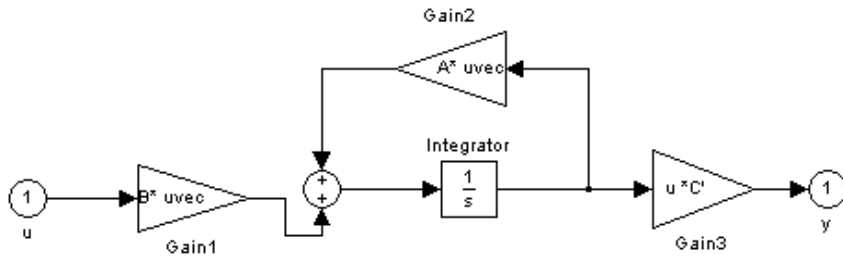


Şekil 4.8 LQG Kontrol için  $T_{ry}$  Transfer Fonksiyonu Genliği  $k_p=16$ ;  $k_i=1, 4, 16$

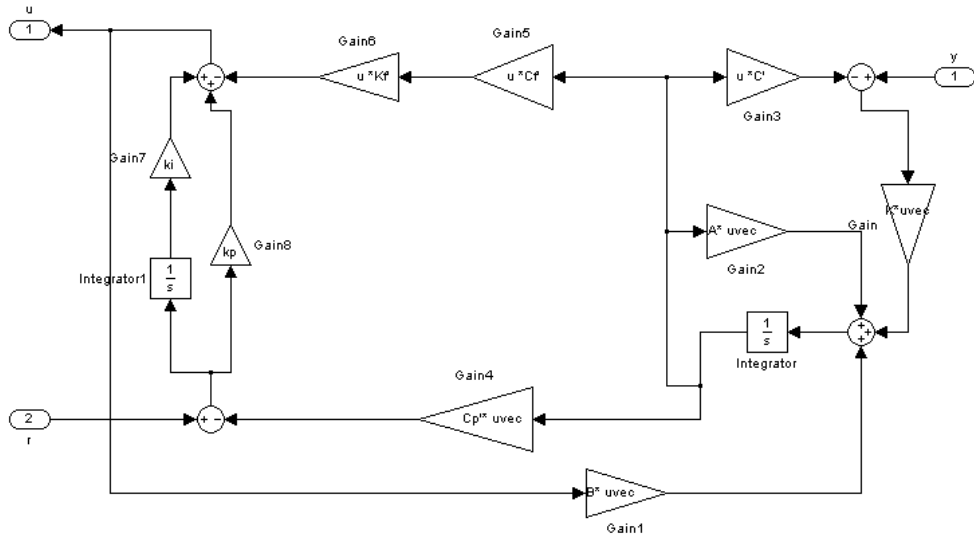
LQG kontrol için Matlab/Simulink'de oluşturulan blok diyagramı Şekil 4.9, Şekil 4.10, Şekil 4.11'de, model için pareto-optimal çözüm kümesi Şekil 4.12'de ve enkoder çıkışı  $y$  ise Şekil 4.13'de verilmiştir. PI blok kontrolör parametreleri pareto-optimal çözümleri sonrası en küçük yerleşme zamanı referans alınarak  $k_p=1.8$ ,  $k_i=0.4$  olarak atanmıştır.



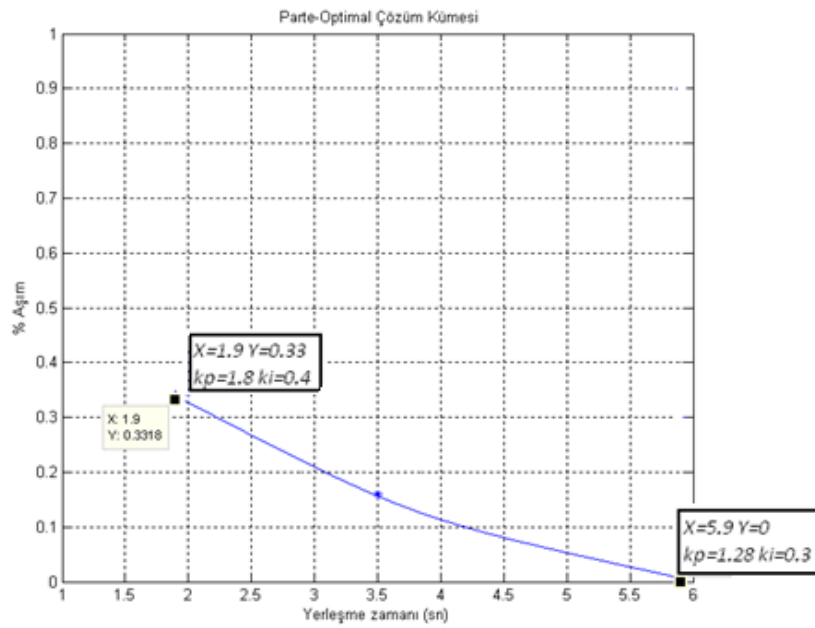
Şekil 4.9 LQG Kontrol ile Anten Takip Bloğu



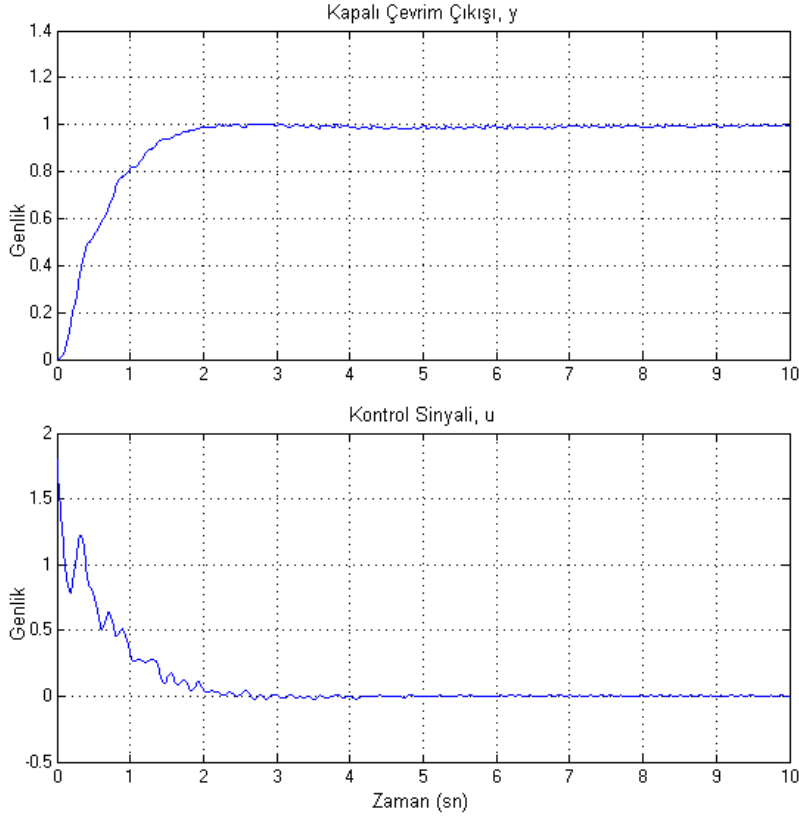
Şekil 4.10 Süreç Simulink Blok Diyagramı



Şekil 4.11 LQG Kontrolör Bloğu



Şekil 4.12 Pareto-Optimal Çözümü ile Optimum  $k_p$ ,  $k_i$  Parametre Tayini; Yerleşme Zamanı vs. %Aşım



**Şekil 4.13** LQG Sistemi Kapalı Çevrim, y ve Kontrol Sinyali, u

#### 4.9 LQG Kontrolör Değerlendirmesi

Analizlerden görüldüğü gibi gürültü bastırım karakteristiğinin iyileşmesi bant genişliğindeki artışa bağlıdır. Anten sisteminin rezonans frekansları, antenin gürültü bastırım karakteristiğini kısıtlar.

LQG kontrolör ile oluşturulan kapalı çevrim sisteminde oransal ve integral kazanç parametrelerin arttırılması, esnek mod kontrolör anten titreşimleri bastırdığı için, sistemi kararsız bir hale sokmaz. Bu durum sınırsız kazanç artırımını ile kararsızlığa düşmeyen bir sistem olarak algılanabilir. Ancak, böyle bir sistem her ne kadar karalı gibi görünse de sağlam değildir, parametrelerdeki küçük değişiklikler performanslı bir sistemi kolaylıkla kararsız hale getirebilir.

## 5. $H_\infty$ KONTROL

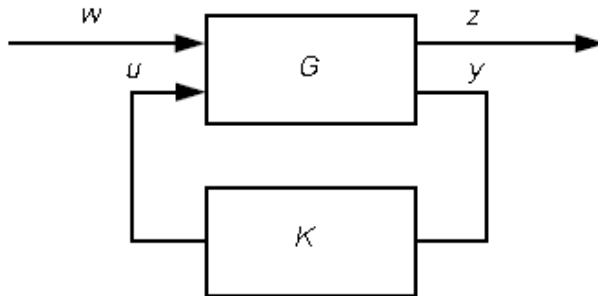
### 5.1 Genel

$H_\infty$  optimal kontrol gürültü ve bozucuların en kötü olduğu durumlarda bu gürültünün sistemdeki etkisini en küçüklemeyi hedefleyen bir kontrol yöntemidir.  $H_\infty$  kontrolörler birçok uygulamada genel olarak LQG kontrolörlerden daha iyi performans verir. Yapılar benzer olmasına rağmen parametre hesapları farklıdır. LQG kontrolör sistem  $H_2$  normunu minimize ederken (beyaz-gürültü girişine karşı RMS cevabı),  $H_\infty$  kontrolör algoritması sistem  $H_\infty$  normunu (SISO sistem için transfer fonksiyonun maksimum değeri) minimize eder [6].

Algoritma SISO sistemin transfer fonksiyonunun maksimum değeri olan  $H_\infty$  normunu minimize eder. Algoritmada kontrolör ( $u$ ) ve gürültü ( $w$ ) girişleri ile sistem çıkışı ( $y$ ) ve performans çıkışı ( $z$ ) birbirinden ayrıdır.

### 5.2 $H_\infty$ Kontrolör Yapısı

Kapalı çevrim sistemi Şekil 5.1’de görülmektedir. Burada  $G$  anten (plant) transfer fonksiyonu,  $K$  kontrolör transfer fonksiyonu,  $w$  dış kaynaklı gürültü,  $u$  giriş,  $z$  performans gözlemi yapılacak çıkış,  $y$  enkoder çıkışıdır.



**Şekil 5.1**  $H_\infty$  Kapalı Çevrim Sistemi Konfigürasyonu

Şekil 5.1’ de gösterilen genel sistem  $G(s)$  ve kontrolör  $K(s)$ ’ den oluşan kapalı çevrim sistemini düşünelim. Bu kapalı çevrim sistemde giriş ve çıkış değişkenleri arasındaki transfer fonksiyonları  $G_{ij}(s)$  şeklinde ifade edilirse,

$$\begin{pmatrix} z(s) \\ y(s) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{13}(s) & G_{14}(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w(s) \\ u(s) \end{pmatrix}$$

$$u(s) = K(s)y(s) \quad (5.1)$$

şeklinde gösterilir. Burada  $w$  ;  $m_1$  boyutlu gürültüyü,  $u$  ;  $m_2$  boyutlu kontrol girişini,  $z$ ;  $p_1$  boyutlu kontrol edilen değişkeni,  $y$  ;  $p_2$  boyutlu ölçülen değişkeni gösterir.

Genel sistem  $G(s)$  ve kontrolör  $K(s)$  ayrı ayrı  $(p_1 + p_2) * (m_1 + m_2)$  ve  $(m_2 + p_2)$  boyutlarında transfer fonksiyonlarıdır.

Sistemin durum-uzay denklemleri şu şekildedir;

$$\dot{x} = Ax + B_1w + B_2u$$

$$z = C_1x + D_{12}u$$

$$y = C_2x + D_{21}w \quad (5.2)$$

Burada  $A, B_1, B_2, C_1, C_2, D_{11}, D_{12}, D_{21}, D_{22}$  sabit matrisleri göstermektedir. Denklem (5.2), transfer fonksiyonu  $G(s)$ 'nin durum uzayı denklemi,

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

şeklinde gösterilir. Bu durumda her bir bloğun elemanı  $G_{ij}(s)$ 'si aşağıdaki şekilde gösterilir.

$$G_{ij}(s) = \begin{bmatrix} A & B_j \\ C_i & B_{ij} \end{bmatrix} = C_i(sI - A)^{-1}B_j + D_{ij} \quad (5.4)$$

Burada kabuller şu şekildedir,

A1:  $(A, B_2)$  kontrol edilebilir (controllable),  $(A, C_2)$  gözlemlenebilir (observable) olmalı.

A2:  $\text{rank } D_{12} = m_2$  (full rank)

A3: Tüm reel  $\omega$  frekans değerlerinde  $\text{rank} \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{11} \end{bmatrix} = n + m_2$  (full rank)

A4:  $\text{rank } D_{21} = p_2$  (full rank)

A5: Tüm reel  $\omega$  frekans değerlerinde  $\text{rank} \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} = n + p_2$  (full rank)

A6:  $D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix}$   $D_{21} = \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix}$

$$\begin{aligned}
A7: D_{22} &= 0 \\
A8: D_{12}^T [C_1 \quad D_{12}] &= [0 \quad I] \\
D_{21} [B_1^T \quad D_{21}^T] &= [0 \quad I]
\end{aligned} \tag{5.5}$$

Verilen kabullerin içinde A6 ve A7 şartları olmazsa olmaz şartlardır.  $H_\infty$  kontrolör problemi kapalı çevrim transfer fonksiyonu  $w$ 'den  $z$ 'ye  $G_{wz}$   $H_\infty$  normunu minimize eden uygun bir  $K$  kontrolörünü bulmaktır ki,

$$\|G_{wz}(K)\|_\infty \tag{5.6}$$

değeri minimum olsun.

Burada dikkat edilmesi gereken LQG kontrolörü  $y$  ve  $u$ 'ya bağlı iken  $H_\infty$  kontrolörü  $w$  ve  $z$ 'e bağlıdır.

$\|G_{wz}\|_\infty < p$  olduğu aşağıda tanımlı dört koşulu sağlayan en küçük  $p$  değerini sağlayan uygun bir kontrolör varlığı çözümden çıkar.

1.  $S_{\infty c} \geq 0$  ifadesi için aşağıdaki  $H_\infty$  kontrolör cebirsel Ricatti denkleminin çözümü (MATLAB komutu: hcare),

$$S_{\infty c} A + A^T S_{\infty c} + C_1^T C_1 - S_{\infty c} (B_2 B_2^T - p^{-2} B_1 B_1^T S_{\infty c}) = 0 \tag{5.7}$$

2.  $S_{\infty e} \geq 0$  ifadesi için  $H_\infty$  kestirici cebirsel Ricatti denkleminin çözümü (MATLAB komutu: hfare)

$$S_{\infty e} A^T + A S_{\infty e} + B_1 B_1^T - S_{\infty e} (C_2^T C_2 - p^{-2} C_1^T B_1 B_1^T S_{\infty e}) = 0 \tag{5.8}$$

3.  $\Omega_{\max}(S_{\infty c} S_{\infty e}) < p^2$  (5.9)

burada  $\Omega_{\max}(X)$ ,  $X$ 'in max özdeğeridir.

4. Hamilton Matrisi

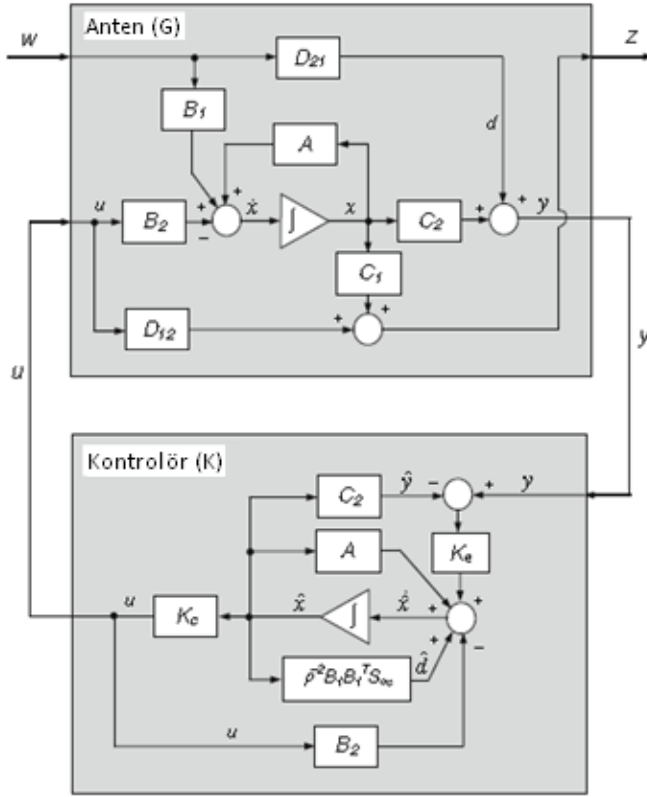
$$\begin{bmatrix} A & p^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1^T C_1 & -A^T \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A^T & p^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T C_2 \\ -B_1 B_1^T & -A \end{bmatrix} \tag{5.10}$$

jw-eksenin de özdeğeri yok.

Yukarıdaki durumların sağlanması ile oluşan optimal kapalı çevrim sistemi Şekil 5.2'de verilmiş, giriş  $y$ 'den çıkış  $u$ 'ya kontrolör durum-uzay denklemleri aynı blok diyagramından çıkartılmıştır.

$$\begin{aligned}\hat{\dot{x}} &= (A + p^{-2}B_1B_1^TS_{\infty c} - B_2K_c - K_eC_2)\hat{x} + K_e y \\ u &= -K_c\hat{x}\end{aligned}\quad (5.11)$$



**Şekil 5.2**  $H_{\infty}$  Kapalı Çevrim Sistemi

Kapalı çevrim sistemindeki  $B_2$ ,  $C_2$  parametreleri yerine anten durum-uzay modelindeki  $B$  ve  $C$  alınmıştır.  $B_1$  değeri  $\dot{x}$  beklenen duruma, gürültü  $w$  çarpımı ile bir girdi olup çalışma boyunca bu parametre,

$$B_1 = 0.001 \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

olarak seçilmiştir. z performans parametresi tayininde kullanılacak  $C_1$  matrisi ise

$$C_1 = [ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 ]$$

şeklinde tayin edilmiştir.  $B_1$  ve  $C_1$  parametrelerinin  $H_\infty$  kazançlarına bir etkisinin olmadığı kazanç denklemlerinden görülür.

Yukarıdaki denklemlerden çıkarılan  $H_\infty$  durum-uzay gösterimi  $(A_\infty, B_\infty, C_\infty)$  şu şekildedir,

$$A_\infty = A + p^{-2} B_1 B_1^T S_{\infty c} - B_2 K_c - K_e C_2$$

$$B_\infty = K_e$$

$$C_\infty = -K_c \tag{5.12}$$

$$K_c = B_2^T S_{\infty c} \tag{5.13}$$

$$K_e = S_0 S_{\infty e} C_2^T$$

$$S_0 = (I - p^{-2} S_{\infty e} S_{\infty c})^{-1} \tag{5.14}$$

$K_c$  kontrolör kazancı,  $K_e$  kestirici kazancı olarak adlandırılır. Kontrolörün derecesi genelleştirilmiş sistemin (G) derecesi ile aynıdır. Dikkat edilirse  $H_\infty$  çözümü LQG çözümüne benzerdir. Yalnız  $H_\infty$  kazanç ( $K_c$ ,  $K_e$ ) hesaplarında  $S_0$  parametresi de kullanılır.

### 5.3 $H_\infty$ Takip Kontrolör

Anten sistemi takip (tracking) görevini kararlı hal hatasını sıfırda tutmaya çalışarak yerine getireceğinden kontrolör kısmına integrator eklenmiş adım girişli  $H_\infty$  optimum kapalı çevrim takip sistemi ve bu blok diyagramdan çıkartılmış kontrolör durum uzay denklemleri aşağıda verilmiştir.

### 5.4 $H_\infty$ Takip Kontrolör Kapalı Çevrim Sistemi Durum Denklemleri

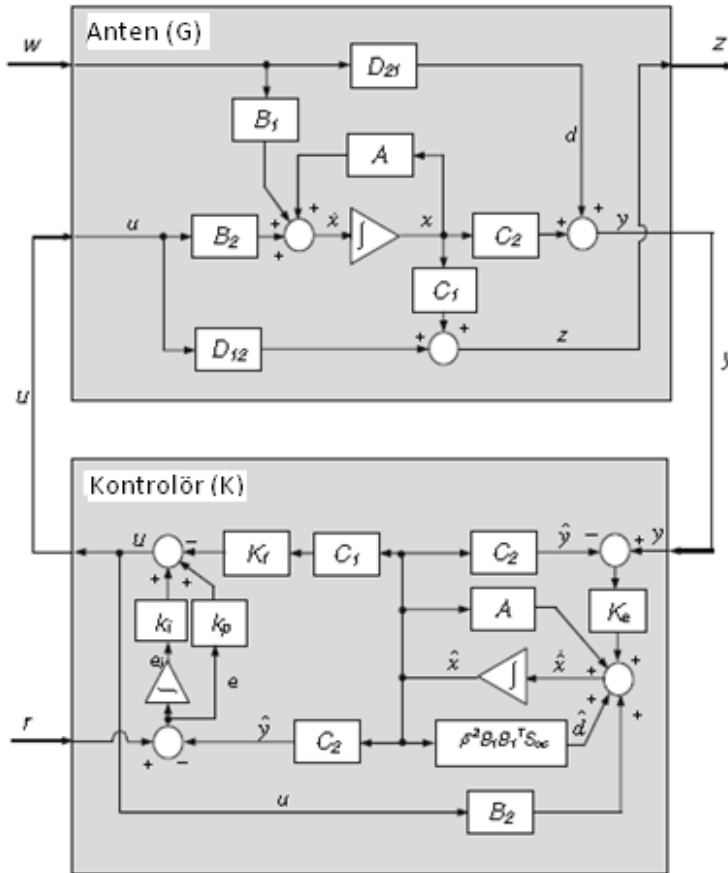
Şekil 5.3’de tanımlı kontrolör için kapalı çevrim denklemleri şu şekildedir;

$$\dot{x}_{cl} = A_{cl}x_{cl} + B_{cl}r + B_w w$$

$$y = C_{cl}x_{cl} + D_{21}w$$

$$z = C_1x + D_{12}u \quad (5.15)$$

$$x_{cl} = \begin{Bmatrix} e_i \\ x \\ \hat{x} \end{Bmatrix}, \quad (5.16)$$

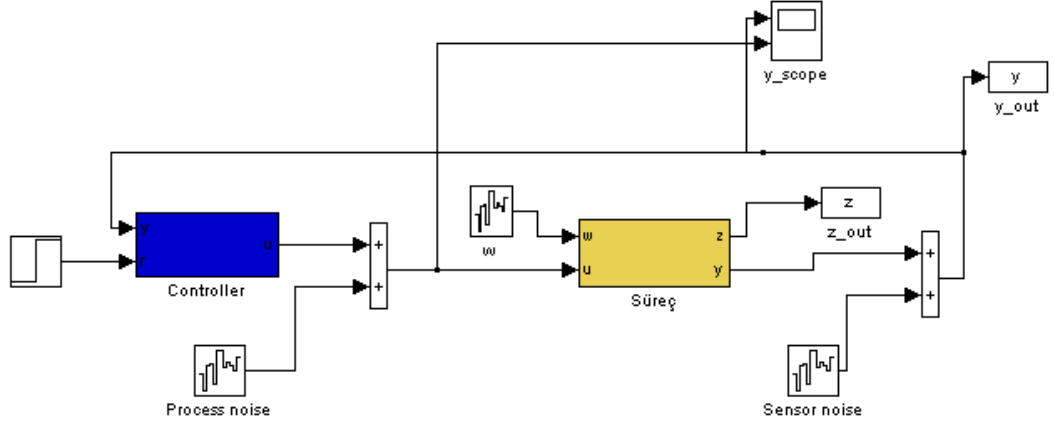


Şekil 5.3  $H_\infty$  Kapalı Çevrim Takip Sistemi Blok Diyagramı

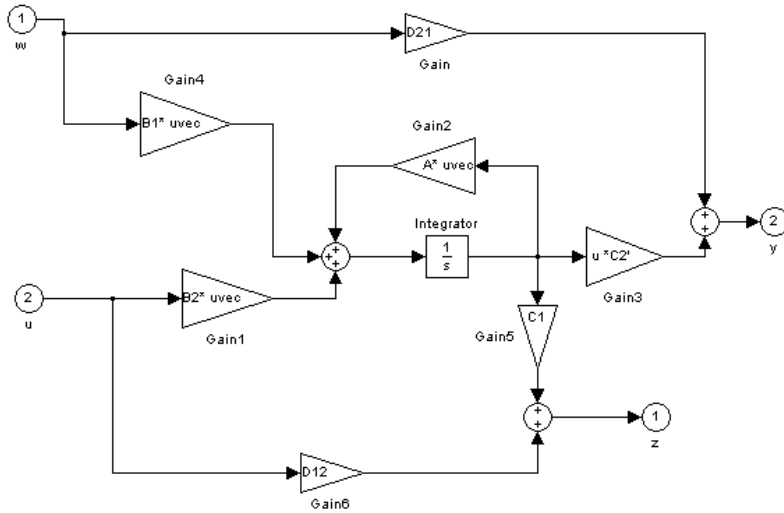
$$A_{cl} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -C_2 \\ B_2 k_i & A & -B_2 k_p C_2 - B_2 K_f C_1 \\ B_2 k_i & K_e C_2 & A - K_e C_2 - B_2 k_p C_2 - B_2 K_f C_1 + p^{-2} B_1 B_1^T S_{\infty c} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

$$B_{cl} = \begin{bmatrix} 1 \\ B_2 k_p \\ B_2 k_p \end{bmatrix} \quad B_w = \begin{bmatrix} 0 \\ B_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C_{cl} = [0 \quad C_p \quad 0] \quad (5.18)$$

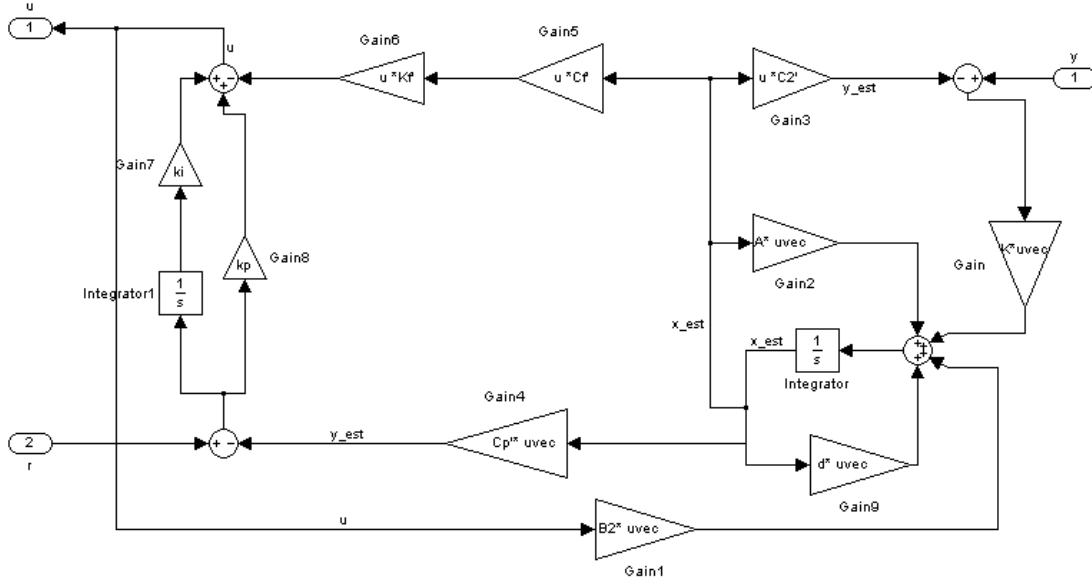
$H_{\infty}$  kontrol için Matlab/Simulink’de oluşturulan blok diyagramı Şekil 5.4, Şekil 5.5, Şekil 5.6’da, model için pareto-optimal çözüm kümesi Şekil 5.7’de ve enkoder çıkışı  $y$  ise Şekil 5.8’de verilmiştir. PI blok kontrolör parametreleri pareto-optimal çözümleri sonrası en küçük yerleşme zamanı referans alınarak  $k_p=3.4$ ,  $k_i=1.9$  olarak atanmıştır.



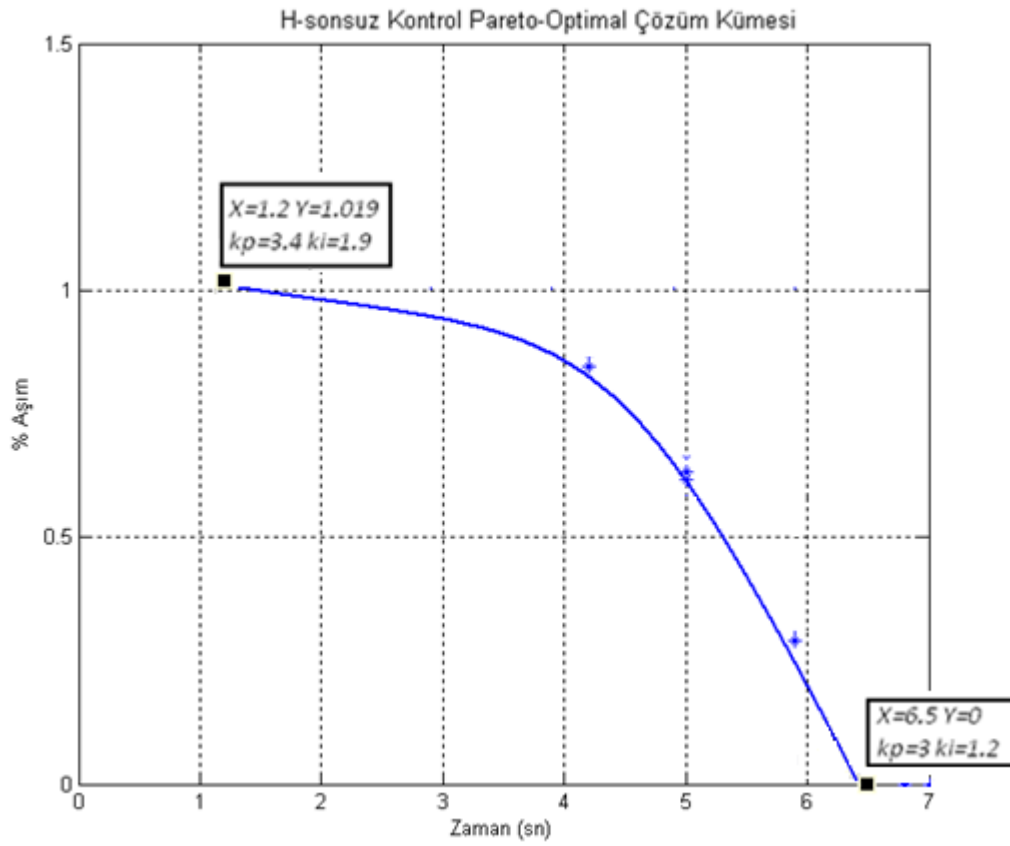
Şekil 5.4  $H_{\infty}$  ile Anten Kontrol Takip Sistemi



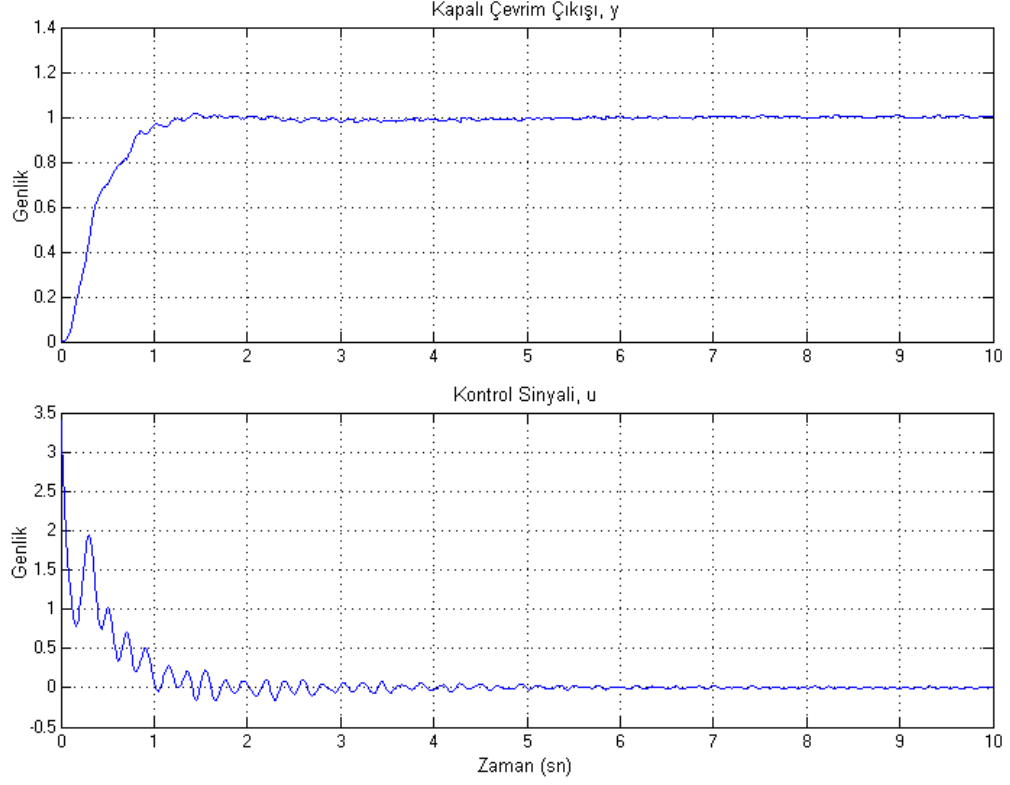
Şekil 5.5 Süreç Bloğu



Şekil 5.6  $H_\infty$  Kontrolör Bloğu



Şekil 5.7 Pareto-Optimal Çözümü ile Optimum  $k_p$ ,  $k_i$  Parametre Tayini; Yerleşme Zamanı vs. Aşım



**Şekil 5.8** Kapalı Çevrim Çıkışı,  $y$  ve Kontrol Sinyali,  $u$

### 5.5 $H_\infty$ Kontrolör Değerlendirmesi

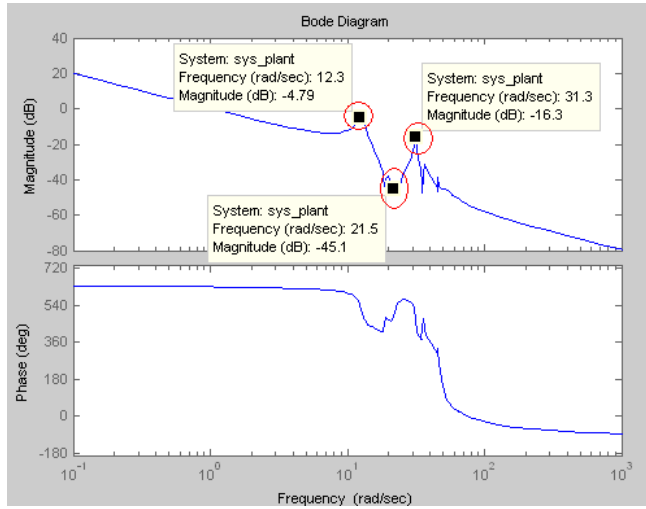
$H_\infty$  ile modelleme sonucunda 0.15s yerleşme zamanı, % 1.06'lık düşük aşım ve 1.3s tepe zamanı elde edilmiştir. Sonuçlar belirgin bir şekilde  $H_\infty$  kontrolörünün, LQG kontrolör performansından daha iyi olduğunu gösterir. Ancak simülasyon sonuçları yüksek kazançlı  $H_\infty$  kontrolör uygulamasının, anteni süren hız-çevrimi giriş sinyali  $u$  üzerindeki ivmelenme limitinden dolayı zor olduğunu gösteriyor.



## 6. PI KONTROLÖR / NOTCH FİLTRE TASARIMI

### 6.1 Notch Filtre Kavramı

Çalışma boyunca kullanılan yüksek dereceli anten modelinin bode diyagramına bakıldığında modelinin (Şekil 1.8) düşük frekanslarda (1 mHz altı) ideal anten gibi davranıp (20db/dec eğim), yüksek frekanslarda deformasyon (rezonans) gösterdiği görülmüştür. Bu nedenle bu frekanslarda Notch filtre kullanılarak iyileşme sağlandığı gösterilecektir. Notch filtreler kısaca bandpass filtrelerin yaptığı işin tam tersinin yapıp; yüksek ve düşük frekanslı sinyallerin geçmesine izin verirken, orta frekansları filtreler.



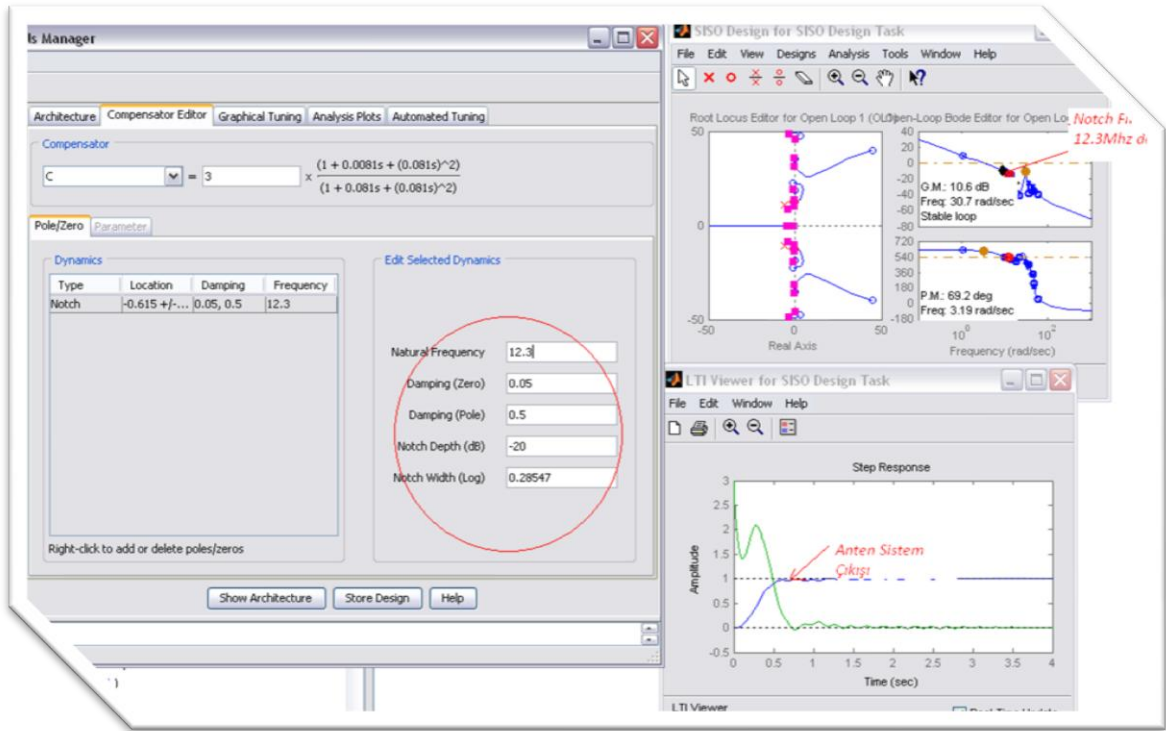
Şekil 6.1 Anten Modeli Transfer Fonksiyonu Bode Diyagramı

### 6.2 Uygulama

Anten sisteminde 12.3 mHz de gördüğümüz rezonansa bir Notch filtresi, Matlab SISO Design Tool kullanılarak eklenmiş, Tablo 6.1’de Notch filtre parametreleri verilmiştir.

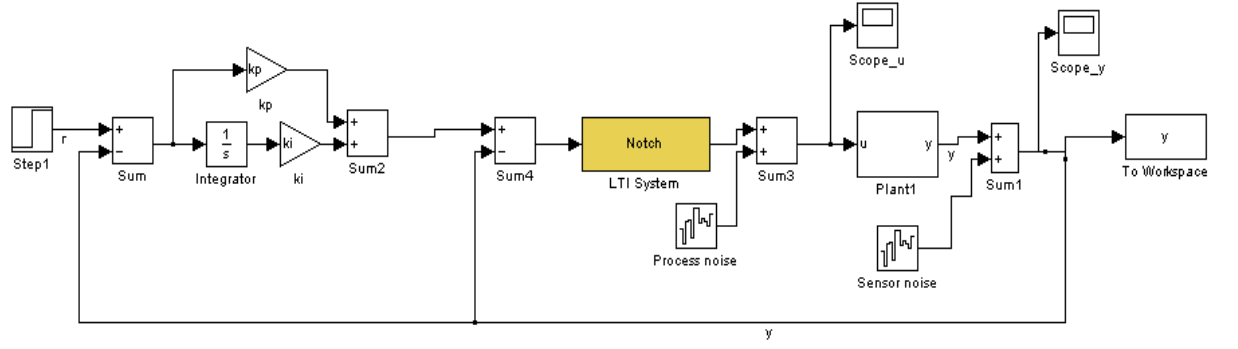
|                                  |
|----------------------------------|
| Eklenen Notch Filtre Özellikleri |
| Doğal Frekans: 12.3mHz           |
| Sıfır: 0.05                      |
| Kutup: 0.5                       |
| Notch Derinliği: -20 db          |
| Notch Genişliği: 0.28547 log     |

**Tablo 6.1** Notch Filtre Parametreleri

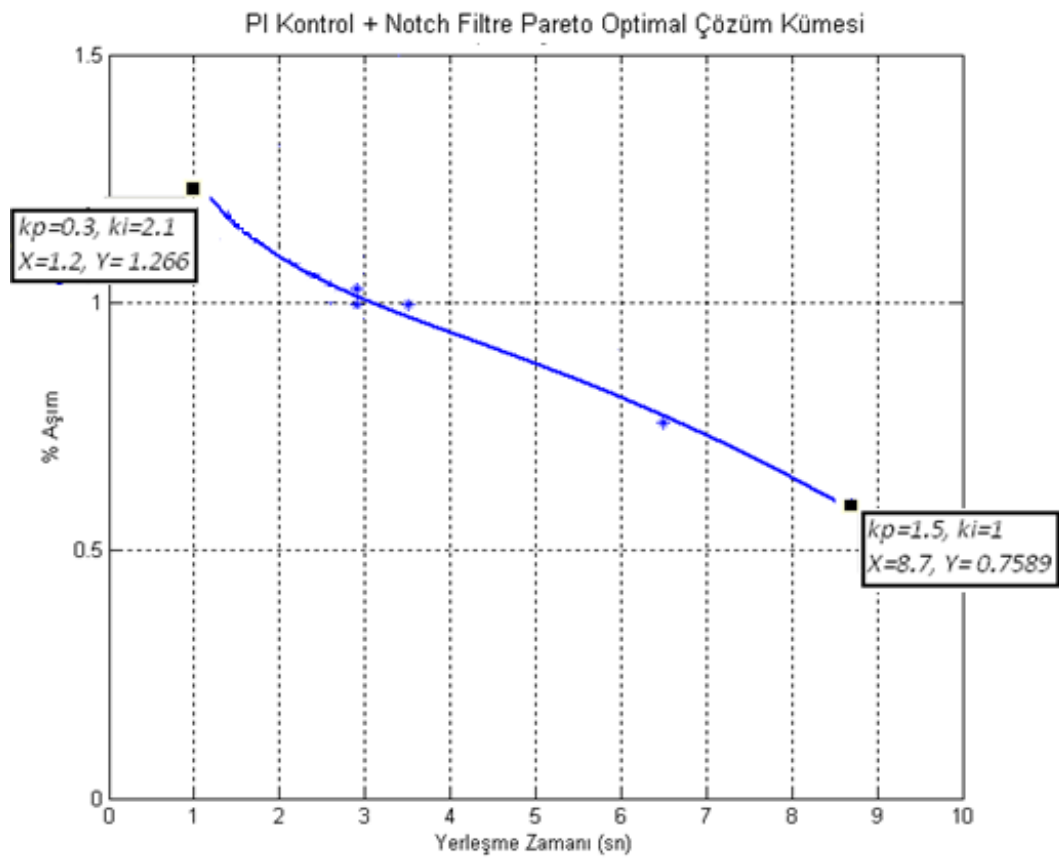


**Şekil 6.2** SISO Design Tool Arayüzü Notch Filtre Çalışması

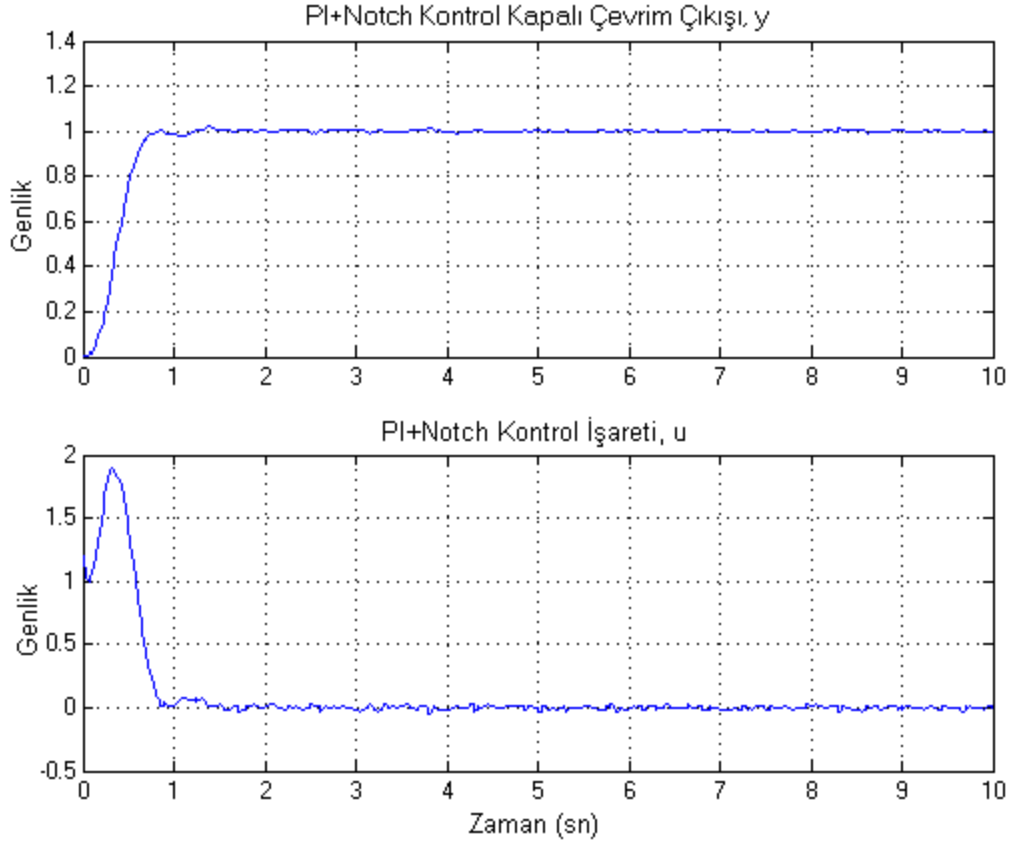
PI kontrolör ve Notch filtre çözümü için Matlab/Simulink’de oluşturulan blok diyagramı Şekil 6.3, model için pareto-optimal çözüm kümesi Şekil 6.4’de ve enkoder çıkışı y ise Şekil 6.5’de verilmiştir. PI blok kontrolör parametreleri pareto-optimal çözümleri sonrası en küçük yerleşme zamanı referans alınarak  $k_p=0.3$ ,  $k_i=2.1$  olarak atanmıştır.



Şekil 6.3 PI Kontrolör +Notch Filtre ile Anten Kontrol Takip Sistemi

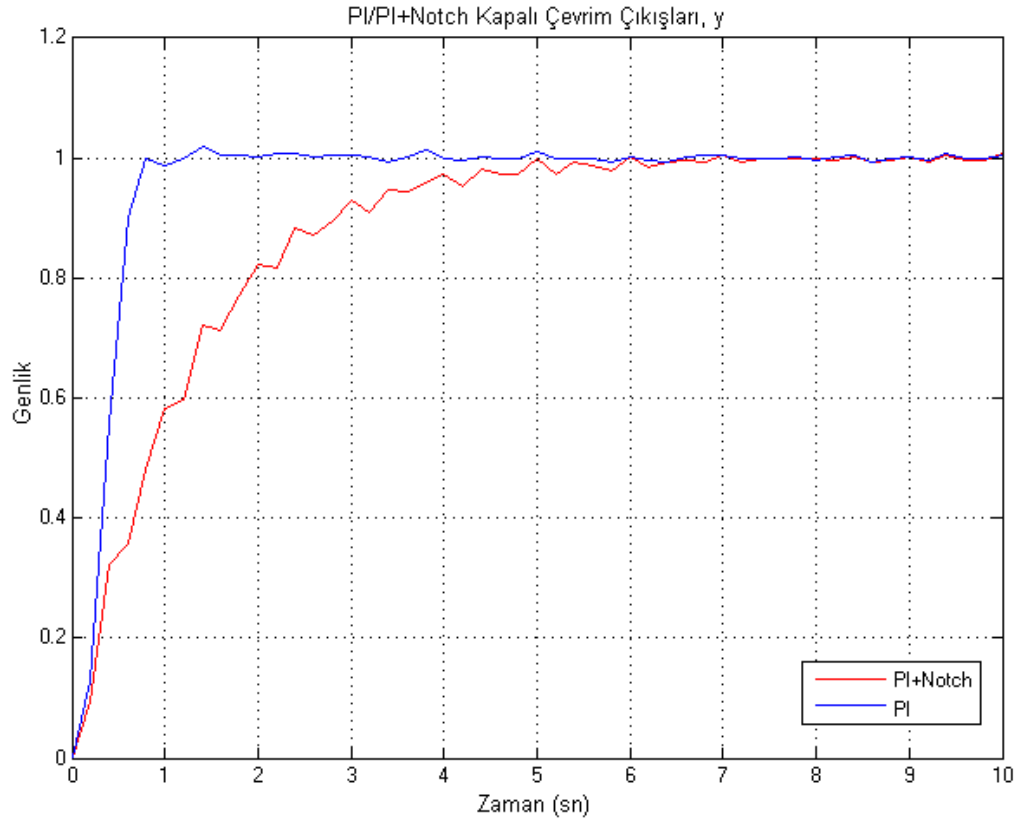


Şekil 6.4 Pareto-Optimal Çözümü ile Optimum  $k_p$ ,  $k_i$  Parametre Tayini; Yerleşme Zamanı vs. Aşım

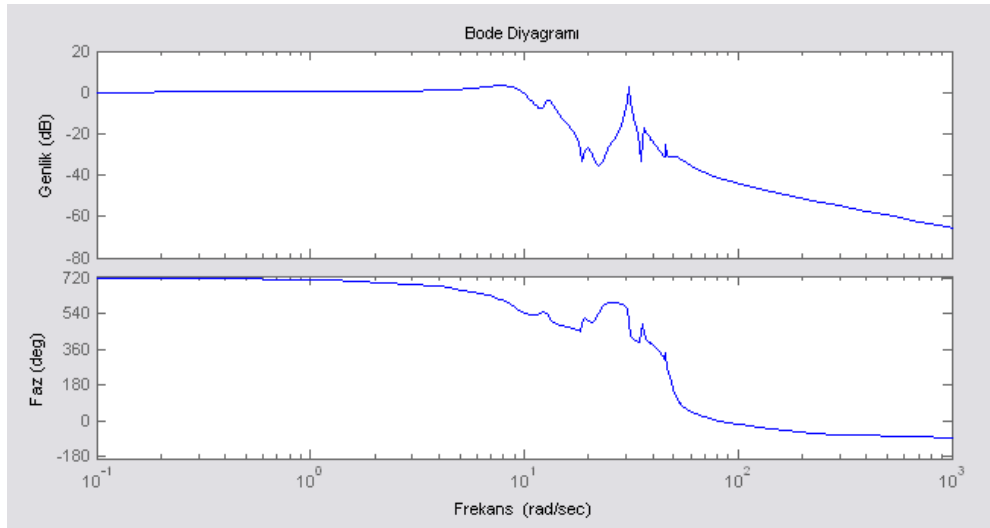


**Şekil 6.5** Kapalı Çevrim Çıkışı, y ve Kontrol Sinyali, u

Şekil 6.6’de Bölüm 3’de yüksek dereceli anten modeli için kurulan PI kontrol enkoder çıkışı ve PI+Notch Filtre çözümü enkoder çıkışı eğrileri vermiştir. PI kontrolöre eklenen Notch filtre etkisi yerleşme zamanlarında baskın bir şekilde görülmektedir. Şekil 6.7’de ise PI+Notch kontrolör sistemi transfer fonksiyonu bode diyagramı verilmiştir.



**Şekil 6.6** Notch Filtre Öncesi ve Sonrası Kapalı Çevrim Çıkışı, y



**Şekil 6.7** PI+Notch Kapalı Çevrim Sistemi Bode Diyagramı



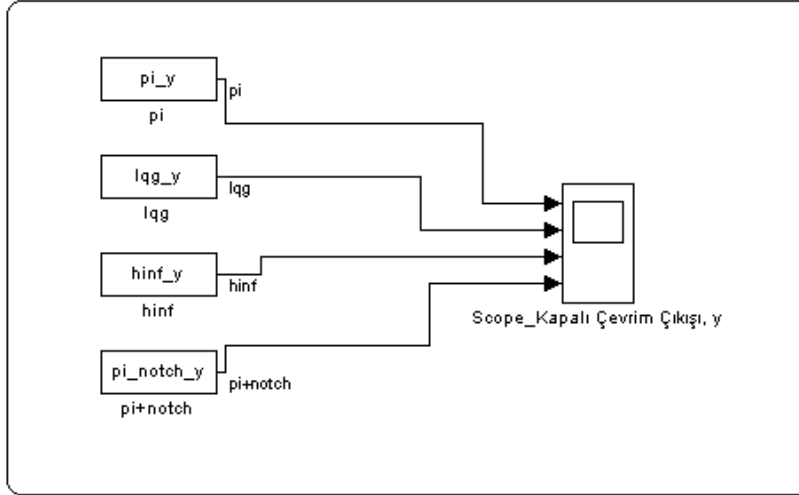
## 7. PI, PI+Notch, LQG, $H_\infty$ KONTROLÖRLERİN KARŞILAŞTIRMASI

### 7.1 Genel

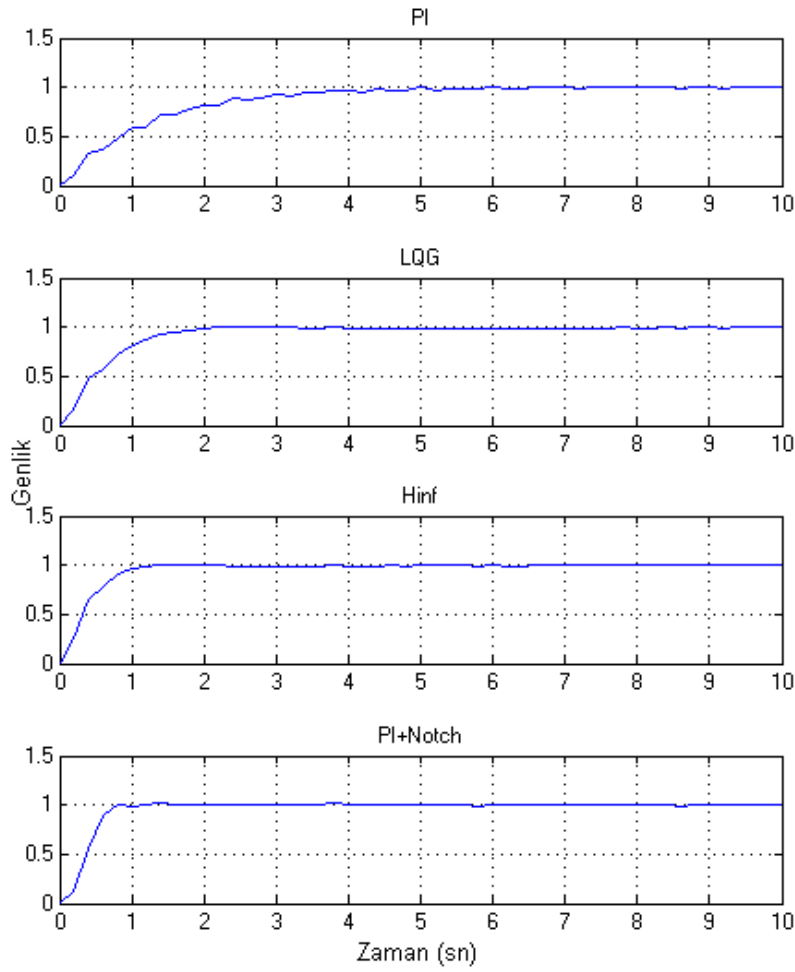
Kontrolör performansının gözlemlenebileceği genel bir performans\_gözlem.m dosyası üzerinden sonuçlar karşılaştırılmıştır. Modellemede deneme yanılma yöntemiyle en uygun  $k_p$ ,  $k_i$  katsayıları ve gürültüler verilerek çıkış sinyali ve kapalı çevrim transfer fonksiyonu üzerinden aşağıdaki performans parametreleri hesaplandı.

|   |                                          |
|---|------------------------------------------|
| % | t_tepe - tepe zamanı                     |
| % | t_yukselme - yükselme zamanı (10% - 90%) |
| % | t_yerlesme - yerleşme zamanı (2%)        |
| % | ess - yüzde kararlı hal hatası           |
| % | Y_asim - yüzde aşım                      |
| % | Bw - bant genişliği                      |
| % | rms_error - % rms hatası                 |

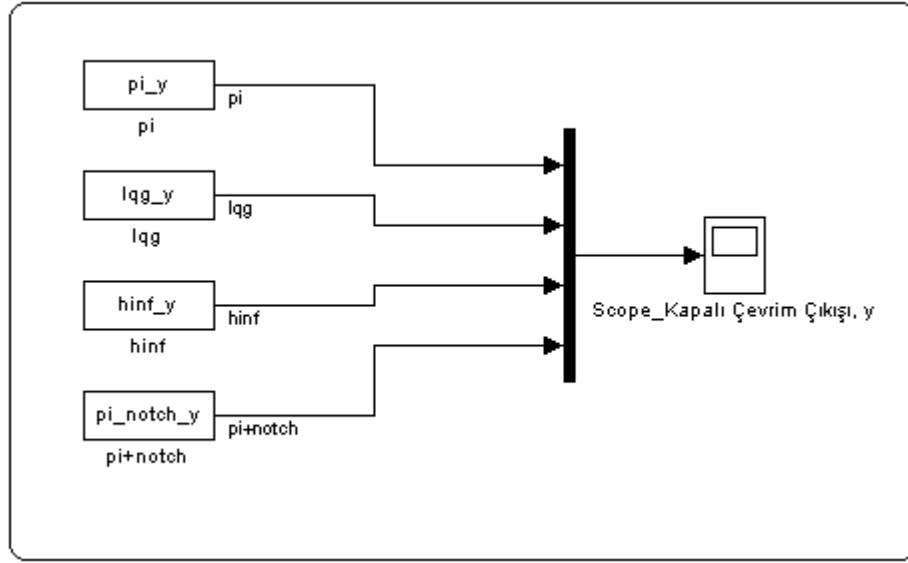
Sistem modelleme çalışmaları sonucunda PI, PI+Notch, LQG ve  $H_\infty$  kontrolörleri performans karşılaştırması bu kısımda verilmiştir. Şekil 7.1’de her bir kontrolör için anten kontrol sistemi enkoder çıkışları bir arada verilmiştir. Tablo 7.1 ve 7.2’deki parametreler, Şekil 7.1 enkoder çıkışlardan ve o kontrolör ile kurulan kapalı çevrim denklemlerinden bulunmuştur. Yalnız Şekil 7.1’de gerçek zaman aralığı değil ölçeklenmiş zaman aralığındadır, bu sebeple zaman olarak gerçekçi sonuçlar değil ama genlik olarak gerçek değerleri yansıtmaktadır. Referans ölçüm sonuçları Tablo 7.1 ve 7.2’de verilmiştir.



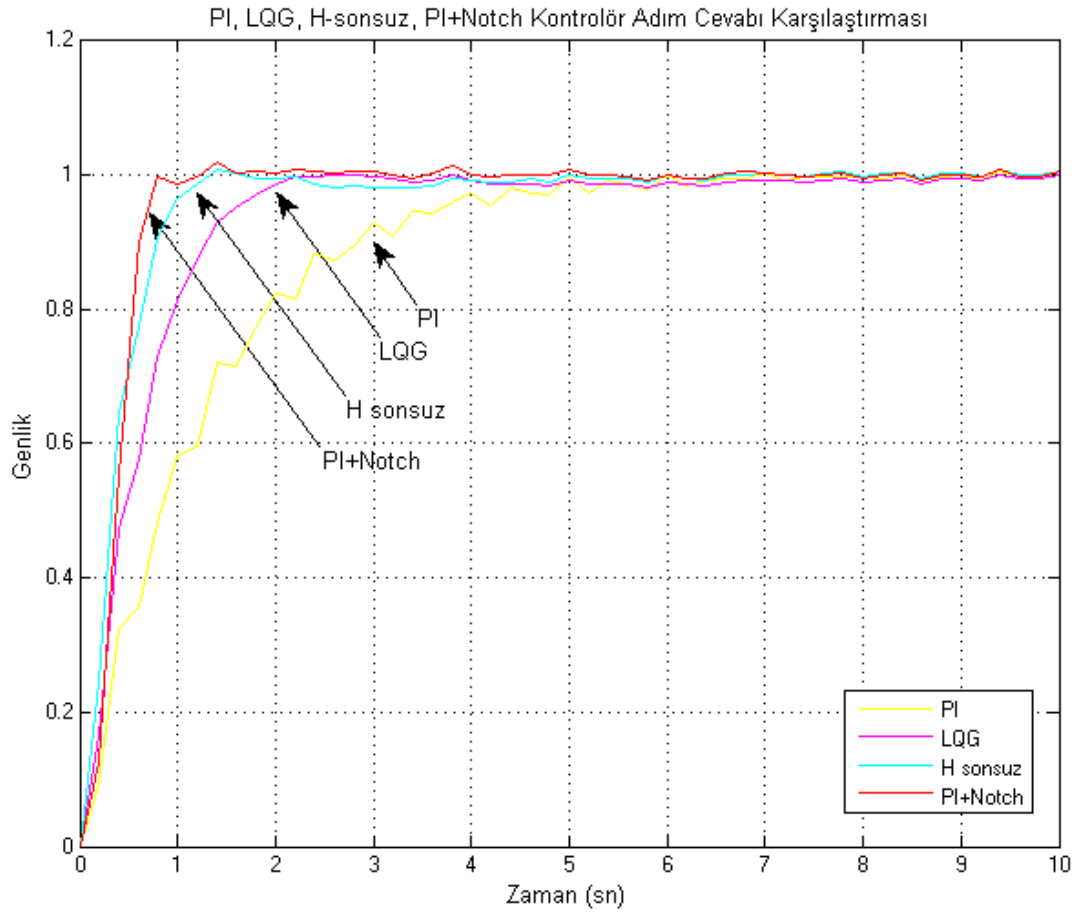
**Şekil 7.1** PI, PI+Notch, LQG ve  $H_\infty$  Kontrolörlerin Adım Cevabı Karşılaştırması Simulink Blok Diyagramı - 1



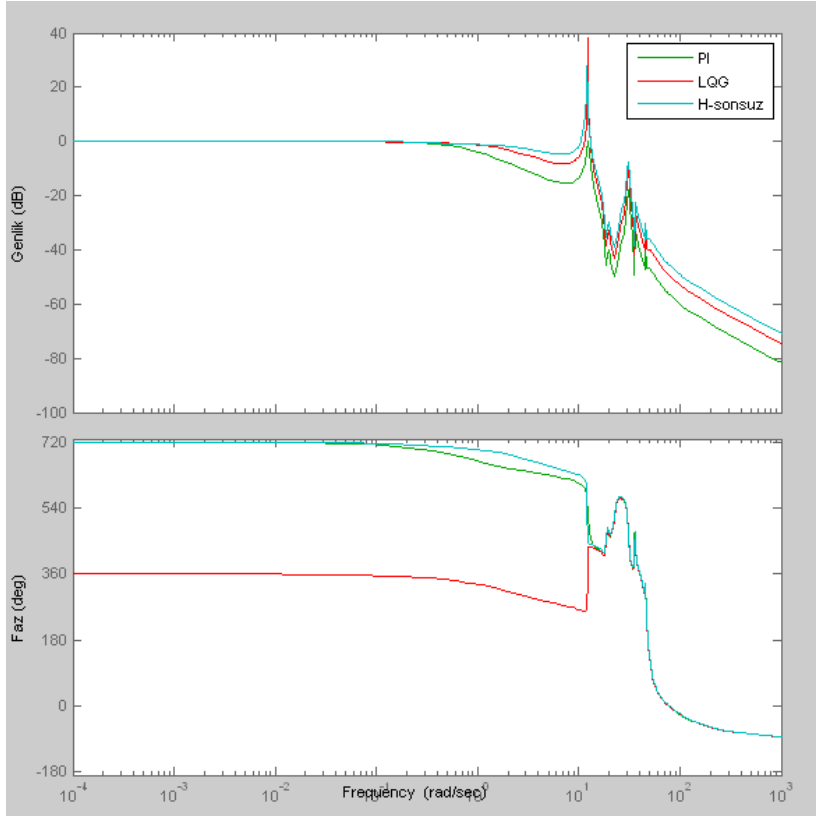
**Şekil 7.2** PI, PI+Notch, LQG ve  $H_\infty$  Kontrolörlerin Adım Cevabı Karşılaştırması - 1



**Şekil 7.3** PI, PI+Notch, LQG ve  $H^\infty$  Kontrolörlerin Adım Cevabı Karşılaştırması Simulink Blok Diyagramı - 2



**Şekil 7.4** PI, PI+Notch, LQG ve  $H^\infty$  Kontrolörlerin Adım Cevabı Karşılaştırması - 2



**Şekil 7.5** PI, LQG,  $H_\infty$  Kapalı Çevrim Try transfer Fonksiyonları Bode Diyagramları

| <b><u>PI</u></b>    | <b><u>PI+Notch</u></b> |
|---------------------|------------------------|
| Y_asim = 0.7165     | Y_asim = 1.266         |
| t_tepe = 8.3000     | t_tepe = 3.8           |
| t_yukselme = 2.6000 | t_yukselme = 0.6       |
| t_yerlesme = 5.5000 | t_yerlesme = 1.2       |
| ess = 0.3269        | ess = 0.4400           |
| Bw = 0.8327         | Bw = 2.37              |
| rms_error = 29.6029 | rms_error = 19.76      |
| <b><u>LQG</u></b>   | <b><u>H-sonsuz</u></b> |
| Y_asim = 0.3390     | Y_asim = 1.0186        |
| t_tepe = 2.700      | t_tepe = 8.3           |
| t_yukselme = 1.200  | t_yukselme = 0.600     |
| t_yerlesme = 1.9005 | t_yerlesme = 1.200     |
| ess = 0.1782        | ess = 0.7031           |
| Bw = 1.9142         | Bw = 4.6028            |
| rms_error = 20.2895 | rms_error = 17.6968    |

**Tablo 7.1** PI/PI+Notch/LQG/ $H_\infty$  performans\_gözlem.m çıktıları

| Kontrolörler | Servo RMS Hatası %<br>mdeg | Yüzde Aşım % | Yerleşme Zamanı sn | Yükselme Zamanı sn | Tepe Zamanı tpeaksn | Band genişliği |
|--------------|----------------------------|--------------|--------------------|--------------------|---------------------|----------------|
| PI           | 29,6                       | 0,72         | 5,5                | 2,6                | 8,3                 | 0,83           |
| PI+Notch     | 19,76                      | 1,266        | 1,2                | 0,6                | 3,8                 | 2,37           |
| LQG          | 20,28                      | 0,33         | 1,9                | 1,2                | 0,4                 | 1,92           |
| $H_\infty$   | 17,69                      | 1,0186       | 1,2                | 0,6                | 1,3                 | 4,6            |

**Tablo 7.2** PI/PI+Notch/LQG/ $H_\infty$  Performans Karşılaştırma Tablosu

Tez çalışması boyunca durum-uzay modeli referans alınan yüksek dereceli anten modeli için  $H_\infty$ , LQG, PI, PI+Notch kontrolör çözümleri yapılmış ve bu kontrolörlerin performansları kıyaslanmıştır. Tasarlanan kontrolörler antene yatay ve düşey açıda hareket veren servo birimlerini ayrı ayrı sürmektedir. Bu yüzden 2-eksende kurulan SISO modeller (tek- giriş-tek-çıkış) her bir eksen için ayrı ayrı düşünülmüştür.

Anten ve kontrolörden oluşan sistemlere basamak girişi uygulanmış, kapalı çevrim çıkışları (y) bir matlab m-file dosyası ile işlenerek performans analiz yapılmıştır. Sistemlerin Bode diyagramlarına bakıldığında performansta artım daha net irdelenebilir. Şekil 7.2'deki çizimden bant genişliklerine bakıldığında  $H_\infty$  kontrolörü için 4,6 Hz, LQG kontrolörü için 1,92 Hz, PI+Notch kontrolör için 2,67 Hz ve PI kontrolörü için 0,83 Hz değerleri görülür.

Özetle,  $H_\infty$  kontrolör ile yaklaşımı ile anten performansı da iyileştirilmiştir. Örneğin  $H_\infty$  kapalı-çevrim bant genişliği LQG ve PI ya göre daha iyi bir durumdadır. Dahada önemlisi RMS servo takip hatalarının gürültü bastırım özelliği de  $H_\infty$  kontrolör ile en iyi durumdadır. Kontrolör tasarımıdaki iyileşme  $H_\infty$  için doğru parametrelerin verilmesi ile sağlanır. Bunun yanında klasik PI kontrolör ve notch filtre çözümü ile rezonansa girilen tek frekans noktasındaki gürültü bastırımıyla da modern kontrolörlere yakın performanslar gözlemlenmiştir.

Burada kurulan  $H_\infty$  tasarımı LQG kontrolör yapısının hemen hemen aynısı olup parametre hesabında bazı değişiklikler barındırmaktadır. Dolayısıyla  $H_\infty$  kontrolör sisteme önceki yapının (LQG) yazılım ve donanım yapısında çok değişiklik yapmadan (parametre hesaplama yöntemi hariç) uygulanabilir.



## 8. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada LEO yörüngedeki uyduların takibinde kullanılan antenlerin klasik ve modern kontrolörler ile kontrolü anlatılmıştır. Durum-uzay modeli bilinen anten modeli için kontrol sistemi performans kriterleri, pareto optimum çözümü ve tasarım hedefleri Bölüm 2’de tanımlanmıştır. Bölüm 3’de bu sistem için PI kontrolör tasarımı incelenmiştir. Oransal ve integral kazanç değişimine bağlı olarak sistem karakteristiği farklı transfer fonksiyonları üzerinden incelenmiş, kazanç limiti tanımlanmıştır. Bölüm 4’de LQG kontrolör, Bölüm 5’de de  $H_\infty$  kontrolör modelleri için kontrolör özellikleri, performansları ve matematiksel modellemesi açık ve kapalı çevrim için anlatılmış; sistem parametre hesaplamaları ve kapalı çevrim denklemleri çıkartılarak Matlab/Simulink ortamında modellemeler kurulmuştur. Optimal LQG ve  $H_\infty$  kontrol teorilerinin kapalı devre kontrol sisteminde, çeşitli kontrol fonksiyonlarını yerine getirebilmesi açısından ağırlık fonksiyonları sistemi daha karmaşık duruma sokmaması için mümkün olduğu kadar basit seçilmiş ve anten modeline uygulanmıştır. Bölüm 6’da PI kontrolör kısmına Matlab SISO Design Tool kullanılarak belirli frekanslarda Notch filtre eklenip sonuçlar kıyaslanmıştır.

Sonuç olarak LQG kontrolör PI kontrolöre kıyasla, tepki zamanı, aşım, yerleşme zamanı, band genişliği, takip hassasiyeti, takip hatası konularında belirgin bir şekilde daha iyi bir performansa sahiptir. PI+Notch filtre tasarımı da düşük yerleşme zamanı ve rms servo hata oranı ile LQG kontrolörden benzetimlerde daha iyi neticeler vermiştir. Uygulamadaki kolaylığı ve performansı göz önüne alındığında notch filtre çözümünün ne kadar uygun olabileceği görülmüştür. Modellemeler sonucunda ayrıca PI kontrolör kazançlarının ve LQG ağırlık fonksiyonlarının anten kapalı çevrimi üzerinde ne şekilde etkili olduğu ve sınır seviyeleri verilmiştir.  $H_\infty$  kontrolör ile anten performansı bir adım daha ileri götürülmüş, fakat bazı donanımsal nedenlerden dolayı sınırlanmıştır.  $H_\infty$  kapalı-çevrim bant genişliği PI+Notch, LQG ve PI ya göre daha iyi bir durumdadır. Daha da önemlisi RMS servo takip hatalarının gürültü bastırma özelliği de  $H_\infty$  kontrolör ile en iyi durumdadır. Kurulan  $H_\infty$  tasarımı LQG kontrolör yapısının hemen hemen aynısı olup parametre hesabında bazı değişiklikler

barındırmaktadır. Dolayısıyla  $H_\infty$  kontrolör, sisteme önceki yapının (LQG) yazılım ve donanım yapısında çok değişiklik yapmadan (parametre hesaplama yöntemi hariç) uygulanabilir. Yalnız LQG'den  $H_\infty$  kontrolörünü iyileşme (ya da daha dayanıklı bir LQG kontrolöre) sadece algoritmada bir değişikliği değil, motor ve vites kutusu gibi anten kontrol ünitelerinin de daha kuvvetlileri ile değiştirmeyi ve bazı yapısal değişiklikleri gerektirir. Sonuçta uydu uygulamalarında zayıf uydu sinyallerini yüksek hassasiyetle takip, kolay uygulama ve yüksek gürültü dayanımı gibi temel gereksinimler için uygulanan kontrolörün performansı kadar; donanımsal olarak maliyeti yüksek ve performanslı bir anten seçimi de son derece önem arz edip, uygulamada beklentileri mümkün kılar.

## KAYNAKLAR

- [1] **Gawronski W, Mellstrom JA.** 1994. Antenna Servo Design for Tracking Low-Earth-Orbit Satellites. AIAA J. Guidance, Control Dynamics, 17(6):1179–1184.
- [2] **Peter S. Maybeck,** 1982. Stochastic models, estimation and control, Volume 3
- [3] **P. Albertos Pérez, Antonio Sala,** 2004. Multivariable control systems: an engineering approach
- [4] **E. Zitzler, M. Laumanns and L. Thiele,** 2001. "SPEA2: Improving the Strength Pareto Evolutionary Algorithm for Multiobjective Optimization", Evolutionary Methods for Design, Optimization and Control with Application to Industrial Problems, Proceedings of the UROGEN2001 Conference, pp.95-100.
- [5] **Gawronski W.** (2004). Advanced Structural Dynamics and Active Control of Structures. Springer, New York.
- [6] **Suresh M. Joshi,** 2003. Control systems synthesis for a large flexible space antenna. Old Dominion University Research Foundation, NASA Langley Research Center, M/S 161, Hampton, VA 23665, U.S.A.
- [7] **Levy R** (1996) Structural Engineering of Microwave Antennas. IEEE Press, New York.
- [8] **Biernson G.** (1990). Optimal Radar Tracking Systems. Wiley, New York.
- [9] **Kitsuregawa T.** (1990). Advanced Technology in Satellite Communication Antennas: Electrical and Mechanical Design. Artech House, Boston.
- [10] **Nise NS** (1995) Control System Engineering. The Benjamin/Cummings Publishing Company, Redwood City, CA.
- [11] **Ogata, K.,** Modern Control Engineering, Üçüncü Baskı, Prentice-Hall Inc., ABD (1997).
- [12] **Kuo, B. C.** (1999). Otomatik Kontrol Sistemleri, Çeviren ve Uyarlayan: Prof. Dr. Atilla Bir, Literatür Yayıncılık, Yedinci Basım, İstanbul, Türkiye
- [13] **Zhou, K., Doyle, J. C.** (1998). Essentials of Robust Control, Prentice-Hall Inc., ABD



## EKLER

### EK A : M-FILE DOSYALARI

%-----PI KONTROL SİSTEM PARAMETRELERİ-----%

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PI ile Anten Takibi - Kontrolör Parametreleri Tayini%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear

A1= [ 0 0;0 -1.104067];
A2= [-0.348280 10.099752 ; -10.099752 -0.348280];
A3= [-0.645922 12.561336 ; -12.561336 -0.645922];
A4= [-0.459336 13.660350 ; -13.660350 -0.459336];
A5= [-0.934874 18.937362 ; -18.937362 -0.934874];
A6= [-0.580288 31.331331 ; -31.331331 -0.580288];
A7= [-0.842839 36.140547 ; -36.140547 -0.842839];
A8= [-0.073544 45.862202 ; -45.862202 -0.073544];
A9= [-3.569534 48.508185 ; -48.508185 -3.569534];

O = [0 0;0 0];

A = [A1 O O O O O O O;O A2 O O O O O O;O O A3 O O O O O ;O O O A4 O O O O O;
      O O O O A5 O O O O;O O O O A6 O O O;O O O O O O A7 O O;O O O O O O O A8 O;
      O O O O O O O O A9];

B=[1.004771; -0.206772; -0.093144; 0.048098; 0.051888; 1.292428; -0.024689;
   0.245969; -0.234201;
   0.056769; 0.540327; -0.298787; -0.329058; -0.012976; -0.038636; -0.031413; -
   0.115836; 0.421496];

C1=[ 1.004771 -0.204351 0.029024 -0.042791 -0.322601 -0.545963];
C2=[-0.098547 -0.070542 0.113774 0.030378 0.058073 0.294883];
C3=[ 0.110847 -0.109961 -0.022496 -0.009963 0.059871 -0.198378];

C= [C1 C2 C3];

D=0;

% Anten (plant) durum-uzay modeli
sys_plant = ss(A,B,C,D);

% Modelleme Belirsizliği
uncertainty = 1e-2;
deltaA = random('Normal',0,uncertainty,18,18);
deltaB = random('Normal',0,uncertainty,18,1);
deltaC = random('Normal',0,uncertainty,1,18);
AA=A+deltaA;
BB=B+deltaB;
CC=C+deltaC;

% Optimum PI parametreleri
kp=0.8;
ki=0;

% Kapalı Çevrim Denklemleri
Acl=[0 -C;B*ki A-B*kp*C];
Bcl=[1;B*kp];
Ccl= [0 C];
Dcl=0;
syscl_PI = ss(Acl,Bcl,Ccl,D);
```

```

sim('pi_control_esnek_anten.mdl')
[Y_asim,t_tepe,t_yukselme,t_yerlesme,ess,Bw,rms_error] =
performans_gozlem(Scopeout.time,y,syscl_PI)

% Optimum kp,ki parametre tayini

index=1;
for i=0:0.1:10
    for j=0:0.1:10
        kp=i;
        ki=j;
        sim('pi_control_esnek_anten.mdl')
        [Y_asim,t_tepe,t_yukselme,t_yerlesme,ess,Bw,rms_error] =
performans_gozlem(Scopeout.time,y,syscl_PI);
        if ((t_yerlesme < 100) && (Y_asim<100))
            xx(index) = t_yerlesme;
            yy(index) = Y_asim;
            index=index+1;
            if(t_yerlesme< 5.7)&&(t_yerlesme > 5.4)&& (Y_asim<1)
                ki,kp
            end
        end
    end
end
plot(xx,yy, '*')

```

## %-----PI KONTROL ORANSAL/İNTEGRAL KAZANÇ ANALİZİ-----%

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PI Kontrol Oransal/Integral Kazanç Analizii%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Oransal Kazanç Analizi
Ki=0;

Kp=1;
Try1 = tf([Kp Ki],[1 Kp Ki]);
Kp=4;
Try2 = tf([Kp Ki],[1 Kp Ki]);
Kp=16;
Try3 = tf([Kp Ki],[1 Kp Ki]);

figure
bode(Try1,'r',Try2,'b--',Try3, 'g-')
%-----
Kp=1;
Tra1 = tf([Kp Ki 0 0],[1 Kp Ki]);
Kp=4;
Tra2 = tf([Kp Ki 0 0],[1 Kp Ki]);
Kp=16;
Tra3 = tf([Kp Ki 0 0],[1 Kp Ki]);

figure
bode(Tra1,'r',Tra2,'b--',Tra3, 'g-')
%-----
Kp=1;
Twy1 = tf(1,[1 Kp Ki]);
Kp=4;
Twy2 = tf(1,[1 Kp Ki]);
Kp=16;
Twy3 = tf(1,[1 Kp Ki]);

figure
bode(Twy1,'r',Twy2,'b--',Twy3, 'g-')
%-----
Kp=1;
Twa1 = tf([-Kp -Ki 0],[1 Kp Ki]);
Kp=4;
Twa2 = tf([-Kp -Ki 0],[1 Kp Ki]);
Kp=16;
Twa3 = tf([-Kp -Ki 0],[1 Kp Ki]);

```

```

figure
bode(Twa1,'r',Twa2,'b--',Twa3,'g-')

%-----
%-----
%-----

%İntegral Kazanç Analizi

Kp=16;

Ki=1;
Try1 = tf([Kp Ki],[1 Kp Ki]);
Ki=4;
Try2 = tf([Kp Ki],[1 Kp Ki]);
Ki=16;
Try3 = tf([Kp Ki],[1 Kp Ki]);

figure
bode(Try1,'r',Try2,'b--',Try3,'g-')
%-----
Ki=1;
Tra1 = tf([Kp Ki 0 0],[1 Kp Ki]);
Ki=4;
Tra2 = tf([Kp Ki 0 0],[1 Kp Ki]);
Ki=16;
Tra3 = tf([Kp Ki 0 0],[1 Kp Ki]);

figure
bode(Tra1,'r',Tra2,'b--',Tra3,'g-')
%-----
Ki=1;
Twy1 = tf(1,[1 Kp Ki]);
Ki=4;
Twy2 = tf(1,[1 Kp Ki]);
Ki=16;
Twy3 = tf(1,[1 Kp Ki]);

figure
bode(Twy1,'r',Twy2,'b--',Twy3,'g-')
%-----
Ki=1;
Twa1 = tf([-Kp -Ki 0],[1 Kp Ki]);
Ki=4;
Twa2 = tf([-Kp -Ki 0],[1 Kp Ki]);
Ki=16;
Twa3 = tf([-Kp -Ki 0],[1 Kp Ki]);

figure
bode(Twa1,'r',Twa2,'b--',Twa3,'g-')

```

## %-----LQG KONTROL SİSTEM PARAMETRELERİ-----%

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% LQG ile Anten Kontrolü - Kontrolör Parametreleri Tayini%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```
clear all, clc,close all
```

```
% Sistem Matrisi
```

```

A1= [ 0 0;0 -1.104067];
A2= [-0.348280 10.099752 ;-10.099752 -0.348280];
A3= [-0.645922 12.561336 ;-12.561336 -0.645922];
A4= [-0.459336 13.660350 ;-13.660350 -0.459336];
A5= [-0.934874 18.937362 ;-18.937362 -0.934874];
A6= [-0.580288 31.331331 ;-31.331331 -0.580288];
A7= [-0.842839 36.140547 ;-36.140547 -0.842839];
A8= [-0.073544 45.862202 ;-45.862202 -0.073544];

```

```

A9= [-3.569534 48.508185 ; -48.508185 -3.569534];

O = [0 0; 0 0];

A = [A1 0 0 0 0 0 0 0 0; O A2 0 0 0 0 0 0 0; O O A3 0 0 0 0 0 0 ; O O O A4 0 0 0 0 0;
      0 0 0 0 A5 0 0 0 0; O 0 0 0 0 A6 0 0 0; O 0 0 0 0 0 A7 0 0; O 0 0 0 0 0 0 A8 0;
      0 0 0 0 0 0 0 0 A9];

B = [1.004771; -0.206772; -0.093144; 0.048098; 0.051888; 1.292428; -0.024689;
      0.245969; -0.234201;
      0.056769; 0.540327; -0.298787; -0.329058; -0.012976; -0.038636; -0.031413; -
      0.115836; 0.421496];

C1=[ 1.004771 -0.204351 0.029024 -0.042791 -0.322601 -0.545963];
C2=[-0.098547 -0.070542 0.113774 0.030378 0.058073 0.294883];
C3=[ 0.110847 -0.109961 -0.022496 -0.009963 0.059871 -0.198378];

C= [C1 C2 C3];

D=0;
uncertainty = 1e-2;

deltaA = random('Normal',0,uncertainty,18,18);
deltaB = random('Normal',0,uncertainty,18,1);
deltaC = random('Normal',0,uncertainty,1,18);
AA=A+deltaA;
BB=B+deltaB;
CC=C+deltaC;

sys_plant = ss(A,B,C,D);

[num,den]=ss2tf(A,B,C,D);
tf(num,den);

%step(sys_plant);
%rlocus(sys_plant);
%bode(sys_plant);

kp=1.8;
ki=0.4;

Cf=eye(18,18);
Cp=ones(18,1);

nx = 18;
ny = 1;

Q = blkdiag(0.1*eye(nx)); % Ağırılık matrisi

R=1;
N=0;

% LQR:
Kf = lqr(A,B,Q,R,N); % Optimal kazanç matrix

Qn = 1;
Rn = 0.7;

[kest,Ke,P] = kalman(sys_plant,Qn,Rn);

O18 = zeros(1,18);

% Kapalı Çevrim Denklemleri:

Acl=[0 O18 -C; B*ki A -B*kp*C-B*Kf*Cf; B*ki Ke*C A-Ke*C-B*kp*C-B*Kf*Cf];
Bcl=[1; B*kp; B*kp];
Ccl= [0 C 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
Dcl=0;

syscl_LQG = ss(Acl,Bcl,Ccl,Dcl);

%figure
%bode(syscl_LQG);
%rlocus(syscl_LQG);

kp=1.8;
ki=0.4;

```

```

sim('lqq_control2.mdl')
[Y_asim,t_tepe,t_yukselme,t_yerlesme,ess,Bw,rms_error] =
performans_gozlem(Scopeout.time,y,syscl_LQG)

index=1;
for i=0:0.1:3
    for j=0:0.1:3
        kp=i;
        ki=j;
        sim('lqq_control2.mdl')
        [Y_asim,t_tepe,t_yukselme,t_yerlesme,ess,Bw,rms_error] =
performans_gozlem(Scopeout.time,y,syscl_LQG);
        if ((t_yerlesme < 100) && (Y_asim<100))
            xx(index) = t_yerlesme;
            yy(index) = Y_asim;
            index=index+1;
            if(t_yerlesme< 2)&&(t_yerlesme > 1.8)&& (Y_asim<1.5)
                ki,kp
            end
        end
    end
end
end
plot(xx,yy, 'r')

```

## %----- H<sub>∞</sub> KONTROL SİSTEM PARAMETRELERİ-----%

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Hinf ile Anten Takibi - Kontrolör Parametreleri Tayini%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clear all, clc,close all

% Sistem Matrisi

A1= [ 0 0;0 -1.104067];
A2= [-0.348280 10.099752 ;-10.099752 -0.348280];
A3= [-0.645922 12.561336 ;-12.561336 -0.645922];
A4= [-0.459336 13.660350 ;-13.660350 -0.459336];
A5= [-0.934874 18.937362 ;-18.937362 -0.934874];
A6= [-0.580288 31.331331 ;-31.331331 -0.580288];
A7= [-0.842839 36.140547 ;-36.140547 -0.842839];
A8= [-0.073544 45.862202 ;-45.862202 -0.073544];
A9= [-3.569534 48.508185 ;-48.508185 -3.569534];

O = [0 0;0 0];

A = [A1 O O O O O O O;O A2 O O O O O O;O O A3 O O O O O;O O O A4 O O O O;
O O O O A5 O O O O;O O O O O A6 O O O;O O O O O O A7 O O;O O O O O O O A8 O;
O O O O O O O O A9];

B2=[1.004771; -0.206772; -0.093144; 0.048098; 0.051888; 1.292428; -0.024689;
0.245969; -0.234201;
0.056769; 0.540327; -0.298787; -0.329058; -0.012976; -0.038636; -0.031413; -
0.115836; 0.421496];

Cx=[ 1.004771 -0.204351 0.029024 -0.042791 -0.322601 -0.545963];
Cy=[-0.098547 -0.070542 0.113774 0.030378 0.058073 0.294883];
Cz=[ 0.110847 -0.109961 -0.022496 -0.009963 0.059871 -0.198378];

C2= [Cx Cy Cz];

B1=ones(18,1)*0.001;

C1=ones(1,18);

D11=0;
D12=1;
D21=1;
D22=0;
D=[D11 D12;D21 D22];

B=[B1 B2];
C=[C1;C2];

```

```

P = ss(A,B,C,D,'inputname',{'w' 'u'},'outputname',{'z' 'y'});
%[K,CL,GAM,INFO]=hinfsyn(P,1,1,0,1,0.01);
%size(P);
%sys = feedback(P,K,2,2,+1);
%step(sys)

p=0.6;
I=eye(18);
R =eye(2);
Sc = care(A,B,C1'*C1,R);
Se = care(A,B,B1*B1',R);
So=(I-p^(-2)*Se*Sc)';

d=p^(-2)*B1*B1'*Sc;

Ke=So*Se*C2';
Kf=B2'*Sc;

e=2.71828;

%The closed-loop system architecture is shown in Fig. 1, where P is the transfer
function of a plant, K
%is the transfer function of a controller, w is the exogenous input (commands and
disturbances), u is the
%actuator input, z is the regulated output (at which performance is evaluated), and y
is the sensed output

uncertainty = 1e-2;

deltaA = random('Normal',0,uncertainty,18,18);
deltaB = random('Normal',0,uncertainty,18,2);
deltaC = random('Normal',0,uncertainty,2,18);

AA=A+deltaA;
BB=B+deltaB;
CC=C+deltaC;

sys_plant = ss(A,B2,C2,0);

ki=1.7;
kp=2.8;

Cf=eye(18,18);
Cp=ones(18,1);

O18 = zeros(1,18);

% Kapalı Çevrim Denklemleri:

Acl=[0 O18 -C2;B2*ki A -B2*kp*C2-B2*Kf*Cf;B2*ki Ke*C2 A-Ke*C2-B2*kp*C2-B2*Kf*Cf];
Bcl=[1;B2*kp;B2*kp];
Ccl= [0 C2 O18];
Dcl=0;

syscl_Hinf = ss(Acl,Bcl,Ccl,Dcl);

%figure
%bode(syscl_Hinf);
%rlocus(syscl_Hinf);

ki=1.7;
kp=2.8;

sim('Hinf_control3.mdl')
[Y_asim,t_tepe,t_yukselme,t_yerlesme,ess,Bw,rms_error] =
performans_gozlem(Scopeout.time,y,syscl_Hinf)

plot(y1);
hold
plot(y2(1,:));
plot(y3(1,:));

index=1;
for i=0:0.1:10
    for j=0:0.1:10

```

```

        kp=i;
        ki=j;
        sim('Hinf_control3.mdl')
        [Y_asim,t_tepe,t_yukselme,t_yerlesme,ess,Bw,rms_error] =
performans_gozlem(Scopeout.time,y,syscl_Hinf);
        if ((t_yerlesme < 100) && (Y_asim<100))
            xx(index) = t_yerlesme;
            yy(index) = Y_asim;
            index=index+1;
            if(t_yerlesme<0.16)&&(t_yerlesme > 0.14)&& (Y_asim<0.4)
                ki,kp
            end
        end
    end
end
plot(xx,yy, '*')

```

## %----- PI+NOTCH KONTROL PARAMETRELERİ-----%

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PI+Notch ile Anten Takibi - Kontrolör Parametreleri Tayini%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

clear

A1= [ 0 0;0 -1.104067];
A2= [-0.348280 10.099752 ;-10.099752 -0.348280];
A3= [-0.645922 12.561336 ;-12.561336 -0.645922];
A4= [-0.459336 13.660350 ;-13.660350 -0.459336];
A5= [-0.934874 18.937362 ;-18.937362 -0.934874];
A6= [-0.580288 31.331331 ;-31.331331 -0.580288];
A7= [-0.842839 36.140547 ;-36.140547 -0.842839];
A8= [-0.073544 45.862202 ;-45.862202 -0.073544];
A9= [-3.569534 48.508185 ;-48.508185 -3.569534];

O = [0 0;0 0];

A = [A1 O O O O O O O;O A2 O O O O O O;O O A3 O O O O O;O O O A4 O O O O O;
      O O O O A5 O O O O;O O O O O A6 O O O;O O O O O O A7 O O;O O O O O O O A8 O;
      O O O O O O O O A9];

B = [1.004771; -0.206772; -0.093144; 0.048098; 0.051888; 1.292428; -0.024689;
      0.245969; -0.234201;
      0.056769; 0.540327; -0.298787; -0.329058; -0.012976; -0.038636; -0.031413; -
      0.115836; 0.421496];

C1=[ 1.004771 -0.204351 0.029024 -0.042791 -0.322601 -0.545963];
C2=[-0.098547 -0.070542 0.113774 0.030378 0.058073 0.294883];
C3=[ 0.110847 -0.109961 -0.022496 -0.009963 0.059871 -0.198378];

C= [C1 C2 C3];

D=0;

uncertainty = 1e-2;

deltaA = random('Normal',0,uncertainty,18,18);
deltaB = random('Normal',0,uncertainty,18,1);
deltaC = random('Normal',0,uncertainty,1,18);
AA=A+deltaA;
BB=B+deltaB;
CC=C+deltaC;

sys_plant = ss(A,B,C,D);

ki=2.7;
kp=0.4;

Acl=[0 -C;B*ki A-B*kp*C];
Bcl=[1;B*kp];
Ccl= [0 C];
Dcl=0;
syscl_PI = ss(Acl,Bcl,Ccl,D);

```

```

%Notch Filtre Ekleme
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Doğal Frekans: 12.3mHz
%Sıfır: 0.05
%Kutup: 0.5
%Notch Derinliği: -20 db
%Notch Genişliği: 0.28547 log

T = tf([0.082^2 0.0082 1],[0.082^2 0.082 1]);
Notch=T*3;

index=1;
for i=0:0.1:3
    for j=1:0.1:3
        kp=i;
        ki=j;
        sim('Notch_system_PI.mdl')
        [Y_asim,t_tepe,t_yukselme,t_yerlesme,ess,Bw,rms_error] =
performans_gozlem(Scopeout.time,y,syscl_PI);
        if ((t_yerlesme < 100) && (Y_asim<100))
            xx(index) = t_yerlesme;
            yy(index) = Y_asim;
            index=index+1;
            if(t_yerlesme< 0.19)&& (Y_asim<1.3)
                ki,kp
            end
        end
    end
end
end
plot(xx,yy, '*')

```

## %----- PERFORMANS GÖZLEM PARAMETRELERİ-----%

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% %performans_gozlem.m %
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function [Y_asim,t_tepe,t_yukselme,t_yerlesme,ess,Bw,rms_error] =
performans_gozlem(t,y,sys_cl)

%           SISO çıkışı y, ve kapalı çevrim sisteminin trasnfer fonksiyonuna sys_cl
bakılarak, performans
%           parametreleri çıkarılmıştır.

%Girişler: t - zaman vektörü
%           y - adım cevabı çıkışı

%Çıkışlar: Y_asim - yüzde aşım
%           t_tepe - tepe zamanı
%           t_yukselme - yükselme zamanı (10% - 90%)
%           t_yerlesme - yerleşme zmanı (2%)
%           ess - yüzde kararlı hal hatası
%           Bw - band genişliği
%           rms_error - %rms hatası

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Y_asim - yüzde aşım & t_tepe - tepe zamanı
[maxy,it_tepe] = max(y);
t_tepe = t(it_tepe);
Y_asim = 100*(maxy - 1);

if Y_asim < 0
    Y_asim = 0;
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%t_yukselme - yükselme zamanı (10% - 90%)
n10 = max(find(y(1:it_tepe)<=0.1));
n90 = max(find(y(1:it_tepe)<= 0.9));
t_yukselme = t(n90) - t(n10);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%t_yerlesme - yerleşme zmanı (2%)
is = max(find(abs(y - ones(size(y)))/1>0.02));
if is < length(y)
    t_yerlesme = t(is + 1);
else

```

```

    t_yerlesme = t(end);
end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%ess - yüzde kararlı hal hatası
ess = abs(100*(y(length(y)) - 1));
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%Bw - band genişliği
Bw = bandwidth(sys_cl);
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%rms_error - %rms hatası
rms_error=(sqrt(mean((y-1).^2)))*10

```



## **ÖZGEÇMİŞ**

**Ad Soyad: Mustafa Tekin**

**Doğum Yeri ve Tarihi: 26.03.1982**

**Adres: ODTU Teknokent Yerleşkesi TAI-B Binası ANKARA**

**Lisans Üniversite: Bahçeşehir Üniversitesi**