

**T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İKİ SERBESTLİK DERECELİ HELİKOPTER İÇİN KALMAN  
FİLTRESİ TABANLI DURUM/MODEL PARAMETRE TAHMİNİ  
VE DAYANIKLI DENETLEYİCİ TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ**

**İbrahim MUCUK**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Elektrik Mühendisliği Bilim Dalı**

**SUBAT 2025**



**T.C.  
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İKİ SERBESTLİK DERECELİ HELİKOPTER İÇİN KALMAN  
FİLTRESİ TABANLI DURUM/MODEL PARAMETRE TAHMİNİ  
VE DAYANIKLI DENETLEYİCİ TASARIMI**

**DOKTORA TEZİ**

**İbrahim MUCUK**

**Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Elektrik Mühendisliği Bilim Dalı**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR**

**ŞUBAT 2025**



İbrahim Mucuk tarafından hazırlanan “İki Serbestlik Dereceli Helikopter İçin Kalman Filtresi Tabanlı Durum/Model Parametre Tahmini ve Dayanıkl Denetleyici Tasarımı” adlı tez çalışması 28.02.2025 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği/oy çokluğu ile Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Mühendisliği Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

### Tez Jürisi

**Jüri Başkanı :** **Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR** .....

Sakarya Üniversitesi

**Jüri Üyesi :** **Prof. Dr. Recep KOZAN** .....

Sakarya Üniversitesi

**Jüri Üyesi :** **Dr. Öğr. Üyesi Burhan BARAKLI** .....

Sakarya Üniversitesi

**Jüri Üyesi :** **Prof. Dr. Ali Fuat BOZ** .....

Sakarya Uygulamalı Bilimler Üniversitesi

**Jüri Üyesi :** **Prof. Dr. Yaşar BECERİKLİ** .....

Kocaeli Üniversitesi



## **ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ**

Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliğine ve Yükseköğretim Kurumları Bilimsel Araştırma ve Yayın Etiği Yönergesine uygun olarak hazırlamış olduğum “İki Serbestlik Dereceli Helikopter İçin Kalman Filtresi Tabanlı Durum/Model Parametre Tahmini ve Dayanıklı Denetleyici Tasarımı ” başlıklı tezin bana ait, özgün bir çalışma olduğunu; çalışmamın tüm aşamalarında yukarıda belirtilen yönetmelik ve yönergeye uygun davrandığımı, tezin içerdiği yenilik ve sonuçları başka bir yerden almadığımı, tezde kullandığım eserleri usulüne göre kaynak olarak gösterdiğimi, bu tezi başka bir bilim kuruluna akademik amaç ve unvan almak amacıyla vermediğimi ve 20.04.2016 tarihli Resmi Gazete’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince Sakarya Üniversitesi’nin abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Enstitü tarafından belirlenmiş ölçütlere uygun rapor alındığını, çalışmamla ilgili yaptığım bu beyana aykırı bir durumun ortaya çıkması halinde doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi beyan ederim.

(...../...../20.....).

(imza)

İbrahim MUCUK





*Eşime ...*



## TEŞEKKÜR

Tez süresince ve akademik araştırmalarımnda beni yönlendiren, tecrübesi ile bana yol gösteren danışman hocam Prof. Dr. Ayhan ÖZDEMİR'e, tez izleme sınavlarında çalışmalarımı değerlendiren Prof. Dr. Recep KOZAN ve Dr. Öğr. Üyesi Burhan BARAKLI hocalarıma, manevi desteklerini sürekli hissettiren mesai arkadaşım Ar. Gör. Selim İLHAN ve tüm mesai arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Bana her anlamda destek olan ve varlığıyla bana güç veren sevgili eşim Merve Hanım ERTİLAV MUCUK'a sonsuz teşekkürlerimi sunuyorum. Kendisi, bu süreçte gösterdiği sabır, anlayış ve teşvikle en büyük dayanağım olmuştur.

Eğitim hayatım boyunca her türlü maddi ve manevi desteklerini esirgemeyen, beni sürekli olarak teşvik eden aileme teşekkürlerimi sunarım.

2211-C Yurt İçi Öncelikli Alanlar Doktora Burs Programı kapsamında sağladığı destekten ötürü TÜBİTAK Bilim İnsani Destekleme Daire Başkanlığı birimine teşekkür ederim.

İbrahim MUCUK



## İÇİNDEKİLER

|                                                                                                               | <u>Sayfa</u> |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------|
| <b>ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ .....</b>                                                      | <b>v</b>     |
| <b>TEŞEKKÜR .....</b>                                                                                         | <b>ix</b>    |
| <b>İÇİNDEKİLER .....</b>                                                                                      | <b>xi</b>    |
| <b>KISALTMALAR .....</b>                                                                                      | <b>xiii</b>  |
| <b>SİMGELER .....</b>                                                                                         | <b>xv</b>    |
| <b>TABLO LİSTESİ .....</b>                                                                                    | <b>xvii</b>  |
| <b>ŞEKİL LİSTESİ .....</b>                                                                                    | <b>xix</b>   |
| <b>ÖZET.....</b>                                                                                              | <b>xxiii</b> |
| <b>SUMMARY .....</b>                                                                                          | <b>xxv</b>   |
| <b>1. GİRİŞ .....</b>                                                                                         | <b>1</b>     |
| 1.1. Yapılmış Çalışmalar .....                                                                                | 2            |
| 1.2. Tezin Amacı ve Hedefleri .....                                                                           | 4            |
| 1.3. Tezin Katkıları.....                                                                                     | 5            |
| 1.4. Tezin Düzeni .....                                                                                       | 6            |
| <b>2. SİSTEM MODELLEMESİ.....</b>                                                                             | <b>7</b>     |
| 2.1. Giriş .....                                                                                              | 7            |
| 2.2. TRMS Platformu .....                                                                                     | 9            |
| 2.3. TRMS Sisteminin Modellenmesi .....                                                                       | 11           |
| 2.3.1. TRMS 2 dof model.....                                                                                  | 12           |
| 2.3.2. 1 dof yatay düzlem modeli .....                                                                        | 21           |
| 2.3.3. 1 dof dikey düzlem modeli.....                                                                         | 22           |
| <b>3. OFFLİNE PARAMETRE TAHMİNİ.....</b>                                                                      | <b>23</b>    |
| 3.1. Giriş .....                                                                                              | 23           |
| 3.2. Optimizasyon Problemi.....                                                                               | 24           |
| 3.3. Sezgisel Algortimalar .....                                                                              | 25           |
| 3.3.1. Parçacık sürü optimizasyonu.....                                                                       | 25           |
| 3.3.2. Yapay arı kolonisi .....                                                                               | 28           |
| 3.4. 1 DOF Yatay Eksen Model Parametrelerin Elde Edilmesi ve Optimizasyon Yöntemlerin Karşılaştırılması ..... | 29           |
| 3.5. 1 DOF Dikey Eksen Model Parametrelerin Elde Edilmesi.....                                                | 38           |
| 3.6. 2 DOF Model PSO Sonuçları.....                                                                           | 41           |
| 3.7. Çıkarımlar ve Öneriler.....                                                                              | 44           |
| <b>4. DURUM GÖZLEYİCİ TASARIMI.....</b>                                                                       | <b>45</b>    |
| 4.1. Giriş .....                                                                                              | 45           |
| 4.2. Kalman Filtreler .....                                                                                   | 47           |
| 4.2.1. Arttırılmış Kalman fitre.....                                                                          | 47           |
| 4.2.2. Kokusuz Kalman filtre .....                                                                            | 48           |
| 4.2.3. Cubature Kalman filtre.....                                                                            | 49           |
| 4.2.4. Kompleks adım arttırılmış Kalman filtre .....                                                          | 51           |
| 4.2.5. Sonlu fark arttırılmış Kalman fitre .....                                                              | 53           |
| 4.3. 1 DOF Yatay Eksen Sisteminde CS-EKF ve Standart EKF Performans Karşılaştırması.....                      | 53           |

|                                                                                                     |            |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 4.4. 2 DOF TRMS’de CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF durum tahmin performanslarının karşılaştırılması..... | 58         |
| 4.5. Çıkarımlar ve Öneriler.....                                                                    | 65         |
| <b>5. BİRLEŞİK TAHMİN YÖNTEMİNDE KALMAN TABANLI ALGORİTMALARIN PERFORMANSLARI.....</b>              | <b>67</b>  |
| 5.1. Giriş.....                                                                                     | 67         |
| 5.2. Birleşik Tahmin.....                                                                           | 68         |
| 5.3. TRMS 2 DOF Birleşik Tahmin Simülasyon Sonuçları.....                                           | 69         |
| 5.4. TRMS 2 DOF Birleşik Tahmin Deneysel Sonuçlar.....                                              | 72         |
| 5.5. Çıkarımlar ve Öneriler.....                                                                    | 76         |
| <b>6. MODEL REFERANS KAYAN KİP KONTROLÖR.....</b>                                                   | <b>77</b>  |
| 6.1. Giriş.....                                                                                     | 77         |
| 6.2. Ayrık Zaman Model Referans Kayan Kip Kontrolör.....                                            | 79         |
| 6.3. 1 DOF Yatay Eksen Model için MRSMC Tasarımı ve Sonuçları.....                                  | 82         |
| 6.4. 1 DOF Dikey Eksen Model için MRSMC Tasarımı ve Sonuçları.....                                  | 91         |
| 6.5. 2 DOF TRMS için MRSMC Tasarımı ve Sonuçları.....                                               | 100        |
| 6.6. Çıkarımlar ve Öneriler.....                                                                    | 109        |
| <b>7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....</b>                                                                 | <b>111</b> |
| 7.1. Sonuçlar.....                                                                                  | 111        |
| 7.2. Öneriler.....                                                                                  | 112        |
| <b>KAYNAKLAR.....</b>                                                                               | <b>113</b> |
| <b>ÖZGEÇMİŞ.....</b>                                                                                | <b>127</b> |

## **KISALTMALAR**

|               |                                                                           |
|---------------|---------------------------------------------------------------------------|
| <b>ABC</b>    | : Artificial Bee Colony (Yapay arı kolonisi)                              |
| <b>CKF</b>    | : Cubature Kalman Filter (Küpleme kalman filtre)                          |
| <b>CS</b>     | : Complex Step (Kompleks adım)                                            |
| <b>DOF</b>    | : Degrees of Freedom (Serbestlik derecesi)                                |
| <b>EKF</b>    | : Extended Kalman Filter (Arttırılmış kalman filtre)                      |
| <b>FD</b>     | : Finite Difference (Sonlu fark)                                          |
| <b>MR-SMC</b> | : Model Reference Sliding Mode Control (Model referans kayan kip kontrol) |
| <b>PSO</b>    | : Particle Swarm Optimization (Parçacık Sürü Optimizasyonu)               |
| <b>SMC</b>    | : Sliding Mode Control (Kayan kip kontrol)                                |
| <b>TRMS</b>   | : Twin Rotor MIMO System (Çift pervaneli çok giriş çok çıkış sistem)      |
| <b>UKF</b>    | : Unscented Kalman Filter (Kokusuz kalman filtre)                         |



## SİMGELER

|               |                                                                 |
|---------------|-----------------------------------------------------------------|
| $B_{mv/mh}$   | : Ana/ Kuyruk motorun viskoz sürtünme katsayısı [ $kg\ m^2/s$ ] |
| $g$           | : Yerçekimi ivmesi [ $m/s^2$ ]                                  |
| $h$           | : Bağlantı çubuğunun uzunluğu [m]                               |
| $J_1$         | : Serbest çubuğun atalet momenti [ $kg\ m^2$ ]                  |
| $J_2$         | : Denge çubuğunun atalet momenti [ $kg\ m^2$ ]                  |
| $J_3$         | : Bağlantı çubuğunun atalet momenti [ $kg\ m^2$ ]               |
| $K_{av/ah}$   | : Sabit                                                         |
| $K_{bv/bh}$   | : Sabit                                                         |
| $k_{vf/vfh}$  | : Viskoz sürtünme katsayısı                                     |
| $k_{cfv/cfh}$ | : Coloumb sürtünme katsayısı                                    |
| $k_m$         | : Ana pervane reaksiyon torku katsayısı                         |
| $k_t$         | : Kuyruk pervanesi reaksiyon torku katsayısı                    |
| $k_g$         | : Gyroskopik katsayı                                            |
| $k_{chp/chn}$ | : Kablo tork katsayıları [Nm/rad]                               |
| $k_{fvp/fvn}$ | : Ana pervane moment katsayısı                                  |
| $k_{fhp/fhn}$ | : Kuyruk pervanesi moment katsayısı                             |
| $k_1$         | : Ana arayüz devresi kazancı                                    |
| $k_2$         | : Kuyruk arayüz devresi kazancı                                 |
| $L$           | : Lagrange                                                      |
| $l_m$         | : Ana çubuğun uzunluğu[m]                                       |
| $l_t$         | : Kuyruk çubuğu uzunluğu [m]                                    |
| $l_{T1}$      | : Serbest çubuğun ağırlık merkezi [m]                           |
| $l_{T2}$      | : Denge çubuğunun ağırlık merkezi [m]                           |
| $m_{T1}$      | : Serbest çubuğun toplam kütlesi [kg]                           |
| $m_{T2}$      | : Denge çubuğunun toplam kütlesi [kg]                           |
| $R_{av/ah}$   | : Ana/ Kuyruk motoru armatür direnci [ $\Omega$ ]               |
| $u_1$         | : Ana güç devresi girişi [volt]                                 |
| $u_2$         | : Kuyruk güç devresi girişi [volt]                              |
| $V$           | : Potansiyel enerjilerin toplamı                                |

|             |                                                |
|-------------|------------------------------------------------|
| $V_m$       | : Ana motor terminal gerilimi [volt]           |
| $V_t$       | : Kuyruk motoru terminal gerilimi [volt]       |
| $T_{ym/yt}$ | : Ana/Kuyruk pervanelerinin yük momenti [Nm]   |
| $T$         | : Kinetik enerjilerin toplamı                  |
| $\alpha_v$  | : Dikey düzlem ile serbest çubuğun açısı [rad] |
| $\alpha_h$  | : Yatay düzlem ile serbest çubuğun açısı [rad] |
| $w_m$       | : Ana motor açısal hızı [rad/s]                |
| $w_t$       | : Kuyruk motoru açısal hızı [rad/s]            |
| $\Omega_v$  | : Yatay düzlem açısal hız [rad/s]              |
| $\Omega_h$  | : Dikey düzlem açısal hız [rad/s]              |



## TABLO LİSTESİ

### Sayfa

|                                                                                        |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------|----|
| <b>Tablo 3.1.</b> PSO algoritması sözde kodu [90].....                                 | 27 |
| <b>Tablo 3.2.</b> ABC algoritması sözde kodu [90].....                                 | 28 |
| <b>Tablo 3.3.</b> Kullanılan optimizasyon yöntemlerinin karşılaştırmalı başarımı. .... | 34 |
| <b>Tablo 4.1.</b> CS-EKF ve EKF algoritmalarının hesaplama süreleri .....              | 55 |
| <b>Tablo 4.2.</b> CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin hesap süreleri .....                  | 60 |
| <b>Tablo 4.3.</b> CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin tahmin hatalarının RMS değeri....     | 60 |
| <b>Tablo 5.1.</b> Simülasyon tahmin hatalarının RMS değerleri.....                     | 72 |
| <b>Tablo 5.2.</b> Gerçek zaman parametre tahmin hatalarının RMS değerleri.....         | 73 |



## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa

|                                                                                                        |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 2.1. TRMS Sistemi. ....                                                                          | 9  |
| Şekil 2.2. TRMS önden görünümü (a), TRMS üstten görünümü (b). ....                                     | 10 |
| Şekil 2.3. Deney seti şematik diyagramı. ....                                                          | 11 |
| Şekil 2.4. Simulink fonksiyonları. ....                                                                | 11 |
| Şekil 2.5. TRMS alt sistemleri. ....                                                                   | 12 |
| Şekil 2.6. Ana DC motor eşdeğer devresi. ....                                                          | 13 |
| Şekil 2.7. TRMS. ....                                                                                  | 14 |
| Şekil 2.8. TRMS önden görünüşü $\alpha h = 0$ (a), TRMS üstten görünüşü (b). ....                      | 15 |
| Şekil 3.1. PSO ve ABC tabanlı parametre kestirimi optimizasyon şeması. ....                            | 25 |
| Şekil 3.2. Sürü komşuluk topolojileri: yıldız (solda), halka (sağda)[87]. ....                         | 26 |
| Şekil 3.3. İlk değer ile model ve gerçek sistem çıkışları. ....                                        | 30 |
| Şekil 3.4. Algoritmaların iterasyonlar boyunca maliyet fonksiyonu değerleri. ....                      | 31 |
| Şekil 3.5. Parametreleri optimizasyon ile kestirilen model çıkışı ve gerçek zaman çıkışı. ....         | 32 |
| Şekil 3.6. Sistem parametrelerinin popülasyon ortalama ve en iyi değerleri değişimi (Gbest-PSO). ....  | 32 |
| Şekil 3.7. Sistem parametrelerinin popülasyon ortalama ve en iyi değerleri değişimi (Lbest-PSO). ....  | 33 |
| Şekil 3.8. Sistem parametrelerinin popülasyon ortalama ve en iyi değerleri değişimi (ABC). ....        | 33 |
| Şekil 3.9. Çoklu sinüs girişi için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                           | 35 |
| Şekil 3.10. Çoklu sinüs girişi için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                          | 35 |
| Şekil 3.11. Negatif sinüs girişi için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                        | 35 |
| Şekil 3.12. Pozitif sinüs girişi için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                        | 36 |
| Şekil 3.13. Basamak giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                               | 36 |
| Şekil 3.14. Negatif kare dalga giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                    | 36 |
| Şekil 3.15. Pozitif kare dalga giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                    | 37 |
| Şekil 3.16. Negatif testere dalga giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                 | 37 |
| Şekil 3.17. Pozitif testere dalga giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması. ....                 | 37 |
| Şekil 3.18. Çoklu sinüs girişi için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması. ....                          | 38 |
| Şekil 3.19. Çoklu sinüs girişi için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması. ....                          | 38 |
| Şekil 3.20. Pozitif testere dalga giriş için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması. ....                 | 39 |
| Şekil 3.21. Negatif testere dalga giriş için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması. ....                 | 39 |
| Şekil 3.22. Negatif kare dalga giriş için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması. ....                    | 39 |
| Şekil 3.23. Pozitif kare dalga giriş için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması. ....                    | 40 |
| Şekil 3.24. Pozitif sinüs girişi için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması. ....                        | 40 |
| Şekil 3.25. Negatif sinüs girişi için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması. ....                        | 40 |
| Şekil 3.26. $u_1$ multi sinüs ve $u_2$ negatif kare dalga girişleri için 2 DOF model doğrulaması. .... | 41 |
| Şekil 3.27. $u_1$ pozitif sinüs ve $u_2$ negatif sinüs girişleri için 2 DOF model doğrulaması. ....    | 41 |

|                                                                                                                                   |    |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| Şekil 3.28. $u_1$ negatif sinüs ve $u_2$ pozitif sinüs girişleri için 2 DOF model doğrulaması.                                    | 42 |
| Şekil 3.29. $u_1 = 0$ ve $u_2$ pozitif testere girişleri için 2 DOF model doğrulaması. ...                                        | 42 |
| Şekil 3.30. $u_1 = 0$ ve $u_2$ pozitif kare girişleri için 2 DOF model doğrulaması. ....                                          | 42 |
| Şekil 3.31. $u_1 = 0$ ve $u_2$ pozitif sinüs girişleri için 2 DOF model doğrulaması. ....                                         | 43 |
| Şekil 3.32. $u_1$ pozitif kare ve $u_2 = 0$ girişleri için 2 DOF model doğrulaması. ....                                          | 43 |
| Şekil 3.33. $u_1$ pozitif sinüs ve $u_2 = 0$ girişleri için 2 DOF model doğrulaması. ....                                         | 43 |
| Şekil 3.34. $u_1$ multi sinüs ve $u_2 = 0$ girişleri için 2 DOF model doğrulaması. ....                                           | 44 |
| Şekil 4.1. CS-EKF akış şeması (a), FD-EKF akış şeması (b). ....                                                                   | 52 |
| Şekil 4.2. 1 DOF yatay eksen durum tahmini simülasyon şeması. ....                                                                | 54 |
| Şekil 4.3. CS-EKF ve EKF algoritmalarının simülasyon ortamında durum tahmin performansı. ....                                     | 55 |
| Şekil 4.4. CS-EKF ve EKF algoritmalarının simülasyon ortamında durum tahmin performansı. ....                                     | 56 |
| Şekil 4.5. Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen deneylerinin giriş işareti. ....                                                        | 57 |
| Şekil 4.6. Gerçek zaman CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar. ....                                                                   | 57 |
| Şekil 4.7. Gerçek zaman standart EKF'nin tahmin ettiği durumlar. ....                                                             | 58 |
| Şekil 4.8. 2 DOF TRMS Kalman filtreleri simülasyon şematik diyagramı. ....                                                        | 59 |
| Şekil 4.9. CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF algoritmalarının simülasyon tahmin performansı. ....                                        | 61 |
| Şekil 4.10. CS-EKF ve FD-EKF'nin küçük adım boyutunda tahmin performansı. ...                                                     | 62 |
| Şekil 4.11. Gerçek zaman 2 DOF TRMS deneylerinin giriş işaretleri. ....                                                           | 63 |
| Şekil 4.12. Gerçek zaman CS-EKF'nin tahmin ettiği 2 DOF TRMS durumları. ....                                                      | 63 |
| Şekil 4.13. Gerçek zaman FD-EKF'nin tahmin ettiği 2 DOF TRMS durumları. ....                                                      | 64 |
| Şekil 4.14. Gerçek zaman UKF'nin tahmin ettiği 2 DOF TRMS durumları. ....                                                         | 64 |
| Şekil 4.15. Gerçek zaman CKF'nin tahmin ettiği 2 DOF TRMS durumları. ....                                                         | 65 |
| Şekil 5.1. Birleşik tahmin simülasyon şematik diyagramı. ....                                                                     | 70 |
| Şekil 5.2. Kalman tabanlı algoritmaların simülasyon ortamında birleştirilmiş tahmin yönteminde parametre tahmin performansı. .... | 70 |
| Şekil 5.3. Kalman tabanlı algoritmaların simülasyon ortamında birleştirilmiş tahmin yönteminde durum tahmin performansı. ....     | 71 |
| Şekil 5.4. Güç devrelerinin giriş çıkış ilişkileri. ....                                                                          | 73 |
| Şekil 5.5. CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yönteminde parametre tahmin performansı. ....              | 74 |
| Şekil 5.6. CS-EKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yönteminde durum tahminleri. ....                                              | 74 |
| Şekil 5.7. FD-EKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yöntemi durum tahminleri. ...                                                  | 75 |
| Şekil 5.8. UKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yönteminde durum tahminleri. ...                                                  | 75 |
| Şekil 5.9. CKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yönteminde durum tahminleri. ...                                                  | 76 |
| Şekil 6.1. Ayrık zaman model referans kayan kip kontrolör blok diyagramı. ....                                                    | 82 |
| Şekil 6.2. TRMS yatay eksen MR-SMC blok diyagramı. ....                                                                           | 84 |
| Şekil 6.3. TRMS 1 DOF yatay eksen MR-SMC simulink devresi. ....                                                                   | 84 |
| Şekil 6.4. Simülasyon ortamında 1 DOF yatay eksen MR-SMC basamak giriş cevabı. ....                                               | 85 |
| Şekil 6.5. Basamak giriş için yatay eksen model ve CS-EKF durumları. ....                                                         | 86 |
| Şekil 6.6. Simülasyon ortamında 1 DOF yatay eksen MR-SMC kare dalga referans cevabı. ....                                         | 86 |
| Şekil 6.7. Simülasyon ortamında 1 DOF yatay eksen MR-SMC referans giriş cevabı. ....                                              | 87 |

|                                                                                                                             |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>Şekil 6.8.</b> Simülasyon ortamında 1 DOF yatay eksen MR-SMC testere referans cevabı.                                    | 87  |
| <b>Şekil 6.9.</b> MATLAB TRMS toolbox kullanılarak önerilen MR-SMC'nin gerçek zaman 1 DOF yatay eksen sisteme uygulanması   | 88  |
| <b>Şekil 6.10.</b> Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen MR-SMC basamak giriş cevabı.                                              | 89  |
| <b>Şekil 6.11.</b> Gerçek zaman basamak giriş için 1 DOF yatay eksen CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar.                     | 89  |
| <b>Şekil 6.12.</b> Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen MR-SMC basamak referans cevabı.                                           | 90  |
| <b>Şekil 6.13.</b> Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen MR-SMC sinüs referans cevabı.                                             | 90  |
| <b>Şekil 6.14.</b> Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen MR-SMC testere referans cevabı.                                           | 91  |
| <b>Şekil 6.15.</b> TRMS 1 DOF dikey eksen MR-SMC simulink devresi.                                                          | 93  |
| <b>Şekil 6.16.</b> Simülasyon ortamında 1 DOF dikey eksen MR-SMC basamak referans cevabı.                                   | 94  |
| <b>Şekil 6.17.</b> Basamak giriş için dikey eksen model ve CS-EKF durumları.                                                | 94  |
| <b>Şekil 6.18.</b> Simülasyon ortamında 1 DOF dikey eksen MR-SMC kare dalga referans cevabı.                                | 95  |
| <b>Şekil 6.19.</b> Simülasyon ortamında 1 DOF dikey eksen MR-SMC sinüs referans cevabı.                                     | 95  |
| <b>Şekil 6.20.</b> Simülasyon ortamında 1 DOF dikey eksen MR-SMC testere referans cevabı.                                   | 96  |
| <b>Şekil 6.21.</b> Gerçek zaman dikey eksen sistemin belirsizliği.                                                          | 96  |
| <b>Şekil 6.22.</b> MATLAB TRMS toolbox kullanılarak önerilen MR-SMC'nin gerçek zaman 1 DOF dikey eksen sisteme uygulanması. | 97  |
| <b>Şekil 6.23.</b> Gerçek zaman 1 DOF dikey eksen MR-SMC basamak referans cevabı.                                           | 98  |
| <b>Şekil 6.24.</b> Gerçek zaman basamak giriş için 1 DOF dikey eksen CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar.                     | 98  |
| <b>Şekil 6.25.</b> Gerçek zaman 1 DOF dikey eksen MR-SMC kare dalga referans cevabı.                                        | 99  |
| <b>Şekil 6.26.</b> Gerçek zaman 1 DOF dikey eksen MR-SMC sinüs referans cevabı.                                             | 99  |
| <b>Şekil 6.27.</b> Gerçek zaman 1 DOF dikey eksen MR-SMC testere dalga referans cevabı.                                     | 100 |
| <b>Şekil 6.28.</b> TRMS 2 DOF MR-SMC blok diyagramı.                                                                        | 100 |
| <b>Şekil 6.29.</b> TRMS 2 DOF sistem için MR-SMC simulink devresi.                                                          | 101 |
| <b>Şekil 6.30.</b> Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC basamak referanslar ve bozucu cevabı.                         | 102 |
| <b>Şekil 6.31.</b> Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin ve CS-EKF'nin durumları.                                             | 102 |
| <b>Şekil 6.32.</b> Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC basamak referanslar için cevabı.                              | 103 |
| <b>Şekil 6.33.</b> Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC kare referanslar için cevabı.                                 | 103 |
| <b>Şekil 6.34.</b> Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC kare ve sinüs referanslar için cevabı.                        | 104 |
| <b>Şekil 6.35.</b> Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC sinüs referanslar için cevabı.                                | 104 |
| <b>Şekil 6.36.</b> Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC testere referanslar için cevabı.                              | 105 |
| <b>Şekil 6.37.</b> MATLAB TRMS toolbox kullanılarak önerilen MR-SMC'nin gerçek zaman 2 DOF sisteme uygulanması.             | 105 |
| <b>Şekil 6.38.</b> Açık çevrim 2 DOF sistemde kuplaj etkisi.                                                                | 106 |

|                                                                                            |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| <b>Şekil 6.39.</b> Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC basamak referanslar için cevabı.       | 107 |
| <b>Şekil 6.40.</b> Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC kare dalga referanslar için cevabı.    | 107 |
| <b>Şekil 6.41.</b> Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC kare ve sinüs referanslar için cevabı. | 108 |
| <b>Şekil 6.42.</b> Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC sinüs referanslar için cevabı.         | 108 |
| <b>Şekil 6.43.</b> Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC testere referanslar için cevabı.       | 109 |



# **İKİ SERBESTLİK DERECELİ HELİKOPTER İÇİN KALMAN FİLTRESİ TABANLI DURUM/MODEL PARAMETRE TAHMİNİ VE DAYANIKLI DENETLEYİCİ TASARIMI**

## **ÖZET**

Bu tez çalışması helikopterle benzer aerodinamik yapıya sahip olan çift pervaneli çok girişli çok çıkışlı (TRMS) sistem için nonlineerliklere, model belirsizliklerine, bozucu etkilere dayanıklı ayrık zaman model referans kayan kip kontrolörün (MR-SMC) gerçek zaman deneylerde uygulanmasını sunmaktadır. TRMS sistemi nonlineer olması, çok girişli çok çıkışlı yapısı, model belirsizleri barındırması, belirgin kuplaj etkisine sahip olması, tüm durumlarının ölçülmemesi gibi özellikleri ile kontrol uygulamaları için önemli zorluklara sahiptir. TRMS sisteminin dinamik denklemleri Lagrangian yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. TRMS'nin ölçülmeyen durumları Kalman tabanlı yöntemlerle tahmin edilmiş ve Kalman tabanlı yöntemlerin performansları karşılaştırılmıştır. Ayrıca, Kalman tabanlı yöntemlerin hem durum hem de parametre tahminini aynı anda yaptığı birleşik tahmin performansları karşılaştırılmıştır. Son olarak, MR-SMC performansı simülasyon ve gerçek zaman çalışmalarıyla TRMS sistemi üzerinde incelenmiştir.

Modelleme aşamasında TRMS sistemi elektrik sistemleri ve mekanik sistemler olarak ayrılmış ve mekanik kısmın dinamik denklemleri Lagrangian yaklaşımı kullanılarak elde edilmiştir. Elde edilen modelde hava sürtünmesi, atalet momenti gibi bilinmeyen parametreler, gerçek sistem çıkışı ve model çıkışı arasındaki hata sezgisel optimizasyon yöntemleri ile minimize edilerek offline tahmin edilmiştir. Bu bölümde parçacık sürü optimizasyonu (PSO) ve yapay arı kolonisi (ABC) yöntemlerinin parametre tahmin performansları karşılaştırılmıştır.

TRMS sisteminin durumlarının tahmin edilmesi için kompleks adım arttırılmış Kalman filtre (CS-EKF), sonlu fark arttırılmış Kalman filtre (FD-EKF), kokusuz Kalman filtre (UKF) ve küpleme kalman filtre (CKF) tasarımları gerçekleştirilmiş ve hesap yükü, uygulama kolaylığı açısından karşılaştırılmıştır. TRMS modelinin karmaşıklığı ve Jacobian matrisin kısmi olarak elde edilme zorluğu bulunduğu için standart artırılmış Kalman filtrenin (EKF) TRMS sistemine uygulanma zorluğu bulunmaktadır. CS-EKF'de Jacobian matris sayısal türev alma yöntemi olan kompleks adım türev yöntemi ile hesaplanmakta ve EKF'nin sisteme uygulanmasını kolaylaştırmaktadır. Ayrıca TRMS sisteminde bulunan, çalışma bölgesine göre değişen parametreler birleşik tahmin yöntemi kullanılarak Kalman tabanlı algoritmalarla online tahmin edilmiş ve Kalman tabanlı algoritmaların, parametreleri tahmin etme hızı ve doğruluğu açısından karşılaştırılmıştır.

Kontrolör tasarım aşamasında TRMS kuplaj etkileri bozucu kabul edilmiş ve TRMS yatay eksen sistem ve TRMS dikey eksen sistem olmak üzere ikiye ayrılmıştır. Her iki sisteme MR-SMC kontrolör tasarımları gerçekleştirilmiştir. Kontrolör tasarımı direk ayrık zaman tabanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Kayan Kip Kontrolörde (SMC) oluşan sürekli hal hatası hata dinamiğine eklenen integratör sayesinde giderilmiştir. Hata dinamiğine eklenen integratör bozucu ve kuplaj etkilerinin giderilmesine katkı

sağlamıştır. TRMS 1 DOF yatay eksen, TRMS dikey eksen ve TRMS 2 DOF sistemlerde yapılan simülasyon ve gerçek zaman deneylerde MR-SMC'nin modeldeki belirsizliklere ve sistemin nonlineerliklerine karşı dayanıklı olduğu, bozcu etkilerini ve kuplaj etkilerini giderdiği görülmektedir.



# **KALMAN FILTER BASED STATE/MODEL PARAMETER ESTIMATION AND ROBUST CONTROLLER DESIGN FOR TWO DEGREE OF FREEDOM HELICOPTER**

## **SUMMARY**

This thesis presents the implementation of a discrete-time model reference sliding mode controller (MR-SMC) robust to nonlinearity, model uncertainties and disturbances for twin rotor multiple-input multiple-output system (TRMS) with a similar aerodynamic structure to a helicopter in real time experiments. The TRMS system has significant challenges for control applications due to its nonlinearity, multi-input multi-output structure, model uncertainties, significant coupling effect, and the fact that not all states are measured. The dynamic equations of the TRMS system are obtained using the Lagrangian method. The unmeasured states of TRMS are estimated by Kalman-based methods and the performances of Kalman-based methods are compared. In addition, the joint estimation performances of the Kalman-based methods, where state and parameter estimations are made simultaneously, are compared. Finally, the performance of MR-SMC is analysed by simulation and real time studies on the TRMS system.

TRMS is a two-degree-of-freedom mechatronic system that can move in horizontal and vertical planes. The system consists of a free beam, a tower, and a balance beam perpendicular to the free beam. The balance beam is placed to stabilize the system, and the behaviour of the system can be changed by changing the position of the weight on it. The free beam is positioned on the tower so that it can move on the horizontal and vertical axis. There are two motors, two propellers, and two protectors at each end of the free beam, perpendicular to each other. The terminal inputs of the motors are the inputs of the system, and the angles between the free beam and the horizontal/vertical axes are the outputs of the system. TRMS has a striking resemblance to a helicopter, although it has fewer degrees of freedom. The thrust generated by the helicopter's propellers is adjusted by changing the angles of the propeller blades. In the TRMS, the propellers have a fixed propeller angle, and the thrust is adjusted by the rotational speed of the propellers. The change in propeller speeds causes the total angular momentum of the TRMS system to change and has a more coupling effect than the helicopter due to the conservation of angular momentum. Therefore, TRMS can be considered a complex aircraft. The purpose of control in the TRMS is to move the angles of the free beam with both the horizontal and vertical axis to the desired positions as quickly and accurately as possible. The new control approaches implemented in the TRMS can be extended to helicopters and other related aerodynamic systems.

Mathematical models are defined as a set of equations that represent the dynamics of a system as accurately or as possible. A system can be modeled using many different modeling methods and therefore can have many mathematical models depending on the method used. The success of the modeling expressing the dynamics of the system in control system designs significantly affects the success of the control system to be

designed. In the modeling, the TRMS system is separated into electrical and mechanical systems and the dynamic equations of the mechanical system are obtained using the Lagrangian approach.

System identification is an integral part of system modeling because it increases the accuracy of the mathematical model of a system by using the input and output of a system. Models can be obtained by using only the input and output without knowing the physical model of the system. In this method, called the black box approach, the model structure of the system is lost. When the system is expressed with differential equations obtained using physical laws, the model may contain parameters that cannot be measured or calculated. In such a model, unknown parameters can be estimated by using the input and output quantities of the system and the accuracy of the model can be increased. In this method, called the grey box modeling approach, both the dynamic information of the system is not lost, and the model accuracy of the system is increased with optimization methods. The optimization problem that occurs in system identification has many difficulties such as nonlinearity, multidimensionality, discontinuity and heuristic algorithms provide effective results in solving this optimization problem. In the TRMS model, unknown parameters such as air friction and moment of inertia are estimated offline by minimizing the error between the real system output and the model output using heuristic optimization methods. The parameter estimation performances of particle swarm optimization (PSO) and artificial bee colony (ABC) methods are compared.

Since not all states of the TRMS system are measured, a state observer design is required to apply control methods such as sliding mode control, model predictive control and linear quadratic regulator to the TRMS system. In order to estimate the states of the TRMS system, complex-step extended Kalman filter (CS-EKF), finite difference extended Kalman filter (FD-EKF), unscented Kalman filter (UKF) and cubature Kalman filter (CKF) are implemented and compared in terms of computational load and ease of application. Due to the complexity of the TRMS model and the difficulty of obtaining the Jacobian matrix partially, it is difficult to apply the extended Kalman filter (EKF) to the TRMS system. In CS-EKF, the Jacobian matrix is calculated by the complex-step derivative method, which is a numerical differentiation method, and it facilitates the application of EKF to the TRMS. The results show that CS-EKF and UKF have high estimation accuracy, but CS-EKF offers significant advantages in terms of implementation compared to UKF and CKF. Moreover, CS-EKF requires almost one third less computational time than UKF and CKF. The results show that CS-EKF outperforms FD-EKF at small values of step  $h$ .

In addition, the parameters in the TRMS, which vary according to the operating point, are estimated online with Kalman-based algorithms using the joint estimation method and Kalman based algorithms are compared in terms of speed and accuracy in estimating parameters. In the comparisons made in the simulation where there is no model uncertainty and disturbance effects, it is seen that CS-EKF and FD-EKF estimated the parameters faster and more accurately than UKF and CKF. It was seen that in UKF and CKF algorithms, when  $Q$  and  $R$  matrices were not selected carefully, they went into instability and diverged from the real states. Despite the model uncertainty and disturbance effects in real-time applications, although CS-EKF, FD-EKF and CKF showed good performance in state and parameter estimation, UKF algorithm also diverged in estimating the outputs and states.

Sliding mode controllers (SMC) are widely used in the control of TRMS system because SMC can eliminate the model uncertainties, excessive nonlinearity, coupling effects etc. found in TRMS system. In the controller design, TRMS coupling effects are accepted as disturbing and divided into two as TRMS horizontal axis system and TRMS vertical axis system. MR-SMC controller designs are designed for both systems. Controller design is realized as direct discrete time based. Steady state error occurring in SMC was eliminated by the integrator added to the error dynamics. The integrator added to the error dynamics contribute to the elimination of disturbing and coupling effects. In the simulation and real-time experiments conducted in TRMS 1 DOF horizontal axis, TRMS 1 DOF vertical axis and TRMS 2 DOF systems, despite the uncertainties, external disturbances and nonlinearities in the system, the MR-SMC controller proves its reference signal tracking performance. The steady-state error occurring in the standard SMC is eliminated by the integrator added to the error dynamics. Although the TRMS system is an extremely nonlinear system, the controller response to the step reference signal in different regions as if it is a linear system. Despite the model uncertainty in the vertical axis system, the controller ensured that the vertical axis system followed the reference at the specified performance. The apparent coupling effect in the TRMS 2 DOF system was eliminated by the controllers, and it could be applied to the real-time system without the need for a decoupler design.



## 1. GİRİŞ

İnsansız hava araçları, kumanda istasyonları tarafından yönlendirilen veya otonom bir şekilde görevleri gerçekleştirebilen robotik araçlardır. İnsansız hava araçları fiziksel veya teknolojik altyapının olmadığı bölgelerde bile görev yapabilmekte ve riskli görevleri etkin, maliyeti düşük bir şekilde gerçekleştirmektedir [1]. Navigasyon sistemlerinin, kompozit malzemelerin, güç sistemlerinin, hesap gücü yüksek mikrodenetleyicilerin ve kontrol yöntemlerinin gelişmesiyle, insansız araçların kullanım alanlarının genişlediğine ve kullanıldıkları alanlarda çeşitli dönüşümlere sebep olduğuna şahitlik etmekteyiz [2]. Başlangıçta insansız hava araçları yalnızca askeri uygulamalar için kullanılsa da günümüzde gelişen teknolojiye paralel olarak insansız sistemlerin farklı alanlarda kullanımı oldukça yaygınlaşmıştır. İnsansız hava araçları askeri görevlerde, sinema sektöründe, tarım, meteorolojik veri toplama, arama/kurtarma faaliyetleri gibi birçok farklı alanda kullanılmaktadır [3]–[5]. Bu sistemlerin performanslarının daha iyi yapılabilmesi için yeni geliştirilen kontrol yöntemlerinin ve teknolojilerin bu sistemlere entegre edilmesi önemlidir.

Çift rotorlu çok girişli çok çıkışlı sistem (TRMS) uçmasa da sistemin doğrusal olmaması, ana ve kuyruk rotorlarının arasında kuplaj etkilerinin bulunması gibi özellikleri ile daha az serbestlik derecesine sahip olsa da, helikopterle çarpıcı bir benzerliğe sahiptir. Helikopterin pervanelerinin üretmiş olduğu itme gücü, pervane kanatlarının açıları değiştirilerek ayarlanmaktadır. TRMS sisteminde ise pervaneler sabit açıya sahiptir ve itme gücü pervanelerin dönme hızları ile ayarlanmaktadır. Pervane hızlarının sürekli değişmesi, TRMS sisteminin toplam açısal momentinin değişmesine ve açısal momentumun korunmasından dolayı helikoptere göre daha belirgin bir kuplaj etkisine sahip olmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle, TRMS karmaşık bir hava aracı olarak kabul edilebilir. TRMS sisteminde kontrolün amacı serbest çubuğun hem yatay eksen hem de dikey eksen ile yapmış olduğu açıları istenen konumlara mümkün olduğunca hızlı ve doğru bir şekilde hareket ettirmektir. TRMS sisteminin tüm durumları fiziksel olarak ölçülmemektedir ve model belirsizlikleri içeren bir yapıya sahiptir. Sistemin bu özellikleri, modelleme, kontrolör tasarımı ve uygulamada önemli zorluklar ortaya çıkarmaktadır. TRMS sisteminde uygulanan yeni

kontrol yaklaşımları helikopterlere ve diğer ilgili aerodinamik sistemlere genişletilebilir.

### 1.1. Yapılmış Çalışmalar

Hava araçları için yeni kontrol teknikleri tasarlanırken, gerçek platformun dinamiklerini karşılayan matematiksel modellerin geliştirilmesi, kontrolör performansı için önemlidir. Bu aşamada amaç, yüksek doğruluklu karmaşık denklemler elde etmek değildir. Buradaki asıl amaç, kontrol kurallarının türetilmesini kolaylaştıran ve aynı zamanda gerçek sistemin davranışını barındıran, basit ve yönetilebilir modeller türetmektir. [6]'da küçük ölçekli bir helikopter sisteminin Newtonian, Lagrangian ve Kane modelleme yaklaşımları ile elde edilen modelleri karşılaştırılmıştır. [7]–[9] çalışmalarında farklı tiplerde hava araçlarının modelleri Lagrangian yaklaşımını ile elde edilmiştir. Lagrangian yaklaşımı hava araçlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. TRMS sistemi için yapılan modelleme çalışmalarında Newtonian [10], Lagrangian[11] ve bağ grafiği [12] yaklaşımları kullanılarak sistemin dinamiklerinin elde edildiği çalışmalar bulunmaktadır. Lagrangian yaklaşımı kullanılarak elde edilen modelde kuplaj etkisine neden olan sistem dinamiklerinin daha detaylı elde edildiği görülmüştür. [13]'te TRMS nonlinear denklemleri zamanla değişen lineer sistem (LPV) olarak dönüştürülmüştür. [14]–[17] çalışmalarında, TRMS sistemi gerçek zaman sistemin giriş çıkış verileri kullanılarak, siyah kutu yaklaşımı ile modellenmiştir. Siyah kutu yaklaşımında TRMS dinamiklerinin kaybedildiği ve geliştirilen modelin sadece çalışma bölgesi için geçerli olduğu görülmektedir. [18], [19] çalışmalarında, TRMS nonlinear denklemlerindeki bilinmeyen parametreler için model ile gerçek zamanlı çıkışlar arasındaki hata sezgisel algoritmalar kullanılarak minimize edilmiş ve modelin kalitesi artırılmıştır

Hava araçlarında durum tahmini, ölçüm sistemlerinde arızalar ve hatalar yaşayabileceğinden, kilit öneme sahiptir. Bu nedenle durum tahmin yöntemleri, güvenli, otonom ve insansız uçuşlar için kontrol algoritmalarında kullanılan en önemli değişkenlerin tahminlerini sağlamaktadır [20]. [21]–[24] çalışmalarında, hava araçları için tasarlanan farklı durum gözleyicilerin detayları verilmektedir. TRMS sisteminde tüm durumlar ölçülmediğinden durum gözleyici tasarımı, durumlara bağlı kontrolörlerin gerçek zaman uygulanmasında önemli bir aşamayı oluşturmaktadır. [25], [26]'da UKF durum gözleyicisi model öngörülü kontrol (MPC) yönteminin

TRMS'ye gerçek zamanda uygulanabilmesi için kullanılmıştır. [27]–[29]'da TRMS sisteminin durumları, EKF ile tahmin edilmiştir. Bu çalışmalarda, EKF'nin tasarımında kullanılan TRMS modeli verilmemiştir. [30]'da Chebyshev sinir ağı gözleyicisi, gerçek zamanda TRMS'ye uygulanmıştır. [31]'de Chebyshev sinir ağı gözleyicisinin, kayan kip gözleyicinin ve lokal durum gözleyici yöntemlerinin performansları gerçek zaman deneylerle karşılaştırılmıştır. [32]'de arttırılmış durum gözleyici, TRMS durumlarının tahmini için kullanılmıştır.

Aerodinamik parametrelerin tahmini, havacılık sistemi tasarımının önemli bir parçasıdır. Hesaplama gücündeki son gelişmeler, adaptif kontrol, sistem sağlığı izleme ve hata toleranslı kontrol gibi çeşitli uygulamalarda, online parametre tahmini tekniklerinin kullanılmasına olanak sağlamıştır [33]. [34]'te quadrotorun atalet parametreleri, EKF tabanlı gözleyici ile gerçek zaman deneylerde online tahmin edilmiştir. TRMS'nin adaptif kontrolör ile kontrol edildiği çalışmalarda [27], [29], [35]–[39], sistemin değişen parametreleri online olarak tahin edilmiştir.

[40] ve [41] TRMS'de kuplaj etkisini gidermek için dekoplatör tasarımları gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalarda lineer modeller kullanılmış ve tasarlanan dekoplatörlerin performansları sınırlı çalışma bölgesi için incelenmiştir.

Çok sayıda kontrolör yaklaşımı TRMS'nin çıkış büyüklüklerini kontrol etmek için kullanılmış ve kontrolörlerin performansları test edilmiştir [42]. [43]'de TRMS kontrolör katsayıları, optimizasyon ile elde edilen sürekli zaman kesir dereceli PID kontrolör ile kontrol edilmiştir. [44]'de PID kontrolörün üretmiş olduğu kontrol işaretinin ileri besleme yöntemi ile desteklendiği kontrolör, TRMS sisteminin kontrolü için kullanılmıştır. [45]'te, sürekli zaman PID kontrolör ve bulanık mantık yönteminin birleştirildiği hibrit kontrolör ile TRMS kontrol edilmiştir. [46]'da TRMS, kesir dereceli tip 2 bulanık mantık PID kontrolör ile kontrol edilmiştir. [47]–[49] çalışmalarında kesir dereceli PID kontrolör katsayıları, online optimizasyon ile hesaplanmış ve TRMS sistemine uygulanmıştır. [50]'de Paralel dağıtılmış bulanık LQR kontrolörü, TRMS'yi kontrol etmek için tasarlanmıştır. [26], [51], [52]'de TRMS sisteminin kontrolü model belirsizliklerine ve bozucu etkilere dayanıklı kaskat kontrolör tasarımları gerçekleştirilmiştir.  $H_2$  ve  $H_\infty$  kontrolörleri, [53]–[56] çalışmalarında TRMS sistemine uygulanmıştır. [27], [57], [58] çalışmalarında, model öngörülü kontrol (MPC) yöntemi TRMS'ye uygulanmıştır. [59]–[65] çalışmalarında, adaptif yöntemler kullanılarak TRMS sistemi kontrol edilmiştir. TRMS sisteminin geri

adım (backstepping) yöntemi [66]–[69] ile kontrol edildiği çalışmalar bulunmaktadır. Aktif bozucu reddetme kontrol (active disturbance rejection control) yöntemi [70], [71] çalışmalarında TRMS sistemine uygulanmıştır.

Kayan kip kontrolör tabanlı yöntemler kullanılarak, TRMS sistemi yaygın olarak kontrol edilmiştir. TRMS kontrolü için kayan kip kontrolör tabanlı yöntemler kullanılan çalışmalar, Bölüm 6.1’de detaylı olarak verilmiştir.

## **1.2. Tezin Amacı ve Hedefleri**

İnsansız hava araçlarının kullanıldıkları alanlarda değişimlere sebep olması ve kullanımının yaygınlaşması ile aerodinamik sistemlerin kontrolü ilgi duyulan bir alan olmuştur. TRMS gibi doğrusal olmayan, kuplaj etkisi ve model belirsizliği bulunan, çok girişli çok çıkışlı bir sistem olan, helikoptere benzerlik gösteren ve aerodinamik sistemlerin dinamiğini barındıran bir sistemin, kontrol zorluklarını göz önüne alarak istenen performanslarda çalışmasını sağlamak bu tezin motivasyon kaynağını oluşturmaktadır. Bu tezin nihayi amacı, TRMS sistemindeki nonlineerliklere ve model belirsizliklerine dayanıklı, kuplaj etkisini ve dış bozucu etkileri giderebilecek bir kontrolör tasarımı gerçekleştirmektir. Bu amacı gerçekleştirebilmek için yapılması gerekenler aşağıda listelenmiştir.

Model tabanlı kontrol yöntemlerinde modellemenin doğruluğu kontrolör performansını doğrudan etkilemektedir. Bu nedenle Lagrangian yöntemi kullanılarak TRMS sisteminin dinamik denklemleri elde edilecektir.

TRMS’nin modelinde fiziksel olarak ölçülemeyen hava sürtünmesi, atalet momentleri gibi parametreler bulunmaktadır. Elde edilen modelin gerçek zaman sistemin dinamiklerini yakalayabilmesi için bu parametrelerin tahmin edilmesi gerekmektedir. Gerçek zaman sistemin giriş çıkış verileri kullanılarak fiziksel olarak ölçülemeyen parametreler, PSO sezgisel optimizasyon yöntemi ile offline olarak tahmin edilecektir.

TRMS sisteminde sadece çıkış büyüklükleri ölçülmektedir. Durum bilgisine ihtiyaç duyan kontrolörlerin TRMS sistemine uygulanabilmesi için durum gözleyici tasarımının gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Kalman tabanlı gözleyiciler nonlineer sistemler için yaygın olarak kullanılmaktadır. TRMS sistem durumlarını tahmin etmede, Jacobian matris hesabının kompleks adım yöntemi kullanılarak yapılan CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF performansları karşılaştırılacaktır.

TRMS sisteminde, çalışma bölgesine göre değişen parametreler bulunmaktadır. Bu parametrelerin online tahmini hem modelin kalitesi arttırmakta hem de adaptif kontrol uygulamalarında bu değişen parametreler kullanılmaktadır. Birleşik tahmin yöntemi ile hem sistem durumları hem de parametreler aynı ayna kestirilebilmektedir. Kalman tabanlı yöntemlerin birleşik tahmin performansları karşılaştırılacaktır.

Model referans kayan kip kontrolör (MR-SMC), model belirsizliklerine, nonlineerliklere dayanaklı yapısı ile bilinmektedir. Bu tezin amaçlarından bir diğeri, ayrık zaman MR-SMC yönteminin TRMS'ye gerçek zaman olarak uygulanmasıdır. Önerilen yöntemin diğr mekanik ve aerodinamik sistemlerdeki kontrol problemlerine genişletilebileceği öngörülmektedir.

### 1.3. Tezin Katkıları

Bu tezde temel olarak model belirsizliklerine ve nonlineerliklere dayanıklı, kuplaj ve bozucu etkileri giderebilen ayrık zaman MR-SMC, gerçek zaman TRMS sistemine uygulanmıştır. Hata dinamiğine eklenen integral sayesinde, sürekli hal hatasının oluşması engellenmiş, kontrolörün bozuculara ve kuplaj etkisine karşı dayanıklılığı artırılmıştır.

MR-SMC'nin TRMS sistemine uygulanabilmesi için durum gözleyici tasarımı gerekmektedir. TRMS sisteminin durumlarının tahmini için Kalman tabanlı algoritmaların performansları karşılaştırılmıştır. Standart EKF'nin, geliştirilen detaylı modelin karmaşık denklemleri ve aşırı nonlineer yapısı nedeniyle Jacobian matris hesabının zor olmasında dolayı uygulama zorluğu bulunmaktadır. UKF, CKF gibi Jacobian matris hesabı gerektirmeyen yöntemlerde ise çok boyutlu matris tersi karesi gibi hesaplamalarının fazla olması hesap yükünü arttırmaktadır. Bir yenilik olarak, TRMS sistem durumları, standart EKF'nin Jacobian matris hesabı için sayısal türev alma yöntemi olan kompleks adım yönteminin kullanıldığı CS-EKF ile tahmin edilmiştir. Kompleks adım türev yaklaşımı ile kısmi türev alma zorluğu ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca, CS-EKF'nin performansı, bir başka sayısal türev yöntemi olan sonlu fark türev yöntemini kullanarak Jacobian matris hesabı yapan FD-EKF ile karşılaştırılmıştır.

TRMS sisteminde online parametre tahmini için birleşik tahmin yöntemi yaygın olarak kullanılmaktadır. TRMS sisteminde Kalman tabanlı algoritmalar durum tahmini için yaygın olarak kullanılsa da parametre tahmini için performansları incelenmemiştir.

Literatüre katkı olarak, birleşik tahmin yönteminde simülasyon ve gerçek zaman deneylerle, Kalman tabanlı algoritmaların model parametresi tahmin performansları karşılaştırılmıştır.

#### **1.4. Tezin Düzeni**

Bölüm 2’de, Lagrangian yöntemi kullanılarak TRMS 2 DOF, 1 DOF yatay eksen ve 1 DOF dikey eksen dinamik denklemleri sunulmuştur. TRMS sisteminin detayları ve TRMS deney seti tanıtılmıştır.

Bölüm 3’te, TRMS sisteminin ölçülemeyen parametreleri, offline olarak tahmin edilmiştir. PSO ve ABC sezgisel optimizasyon yöntemlerinin performansları, 1 DOF yatay eksen model parametrelerinin elde edilmesi probleminde karşılaştırılmıştır. TRMS 1 DOF dikey eksen ve 2 DOF sistem parametreleri, PSO ile tahmin edilmiş ve gerçek zaman sistemin davranışı ile karşılaştırılmıştır.

Bölüm 4’te, TRMS’nin ölçülmeyen durumlarını tahmin etmek için Kalman tabanlı durum gözleyicilerin performansları karşılaştırılmaktadır. CS-EKF ve standart EKF karşılaştırması için 1 DOF yatay eksen sistem kullanılmıştır. TRMS 2 DOF sistem durumları CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF ile tahmin edilmiştir. Filtrelerin simülasyon ve gerçek zaman performansları verilmiştir.

Bölüm 5’te, TRMS’nin çalışma bölgesine göre değişen parametreleri online olarak tahmin edilmiştir. Yapılan simülasyon ve gerçek zaman deneyler ile Kalman tabanlı algoritmaların birleşik tahmin performansları karşılaştırılmıştır.

Bölüm 6’da, TRMS sistemindeki kuplaj etkileri bozucu olarak kabul edilmiş ve her bir alt sistem için MR-SMC tasarımları gerçekleştirilmiştir. Simülasyon ve gerçek zaman deneylerle kontrolörün performansı, 1 DOF yatay eksen, 1 DOF dikey eksen ve TRMS 2 DOF sistemleri için değerlendirilmiştir.

Bölüm 7’de, tezde elde edilen çıkarımlar ve gelecekteki çalışmalar tartışılmıştır.

## 2. SİSTEM MODELLEMESİ

### 2.1. Giriş

Bu bölümde, sistemin tanıtılması ve matematiksel modelinin elde edilmesi amaçlanmaktadır. Matematiksel model, sistemin dinamiklerini doğru veya olabildiğince iyi bir şekilde temsil eden bir dizi denklem olarak tanımlanır. Bir sistem birçok farklı modelleme yöntemi kullanılarak modellenenebildiği için, kullanılan yöntemle ilgili olarak birçok matematiksel modele sahip olabilir. Kontrol sistemi tasarımlarında yapılan modellemenin sistemin dinamiklerini ifade edebilme başarısı, tasarlanacak olan kontrol sisteminin başarısını önemli ölçüde etkilemektedir [72]. Matematiksel bir model elde ederken, modelin basitliği ve doğruluğu arasında bir tercih yapılmalıdır. Makul ölçüde basitleştirilmiş bir matematiksel model elde edilirken, sistemin bazı doğal fiziksel özellikleri göz ardı edilebilir.

TRMS, Feedback Instrument Ltd. tarafından kontrol deneyleri için geliştirilmiş, helikopter ile benzer dinamiklere sahip bir laboratuvar deney setidir. TRMS sistemin yüksek derecede nonlineerliği, iki eksen arasındaki kuplaj etkisi, bazı durumlarının ölçülmüyor olması, parametre belirsizlikleri içeren bir yapıya sahip olması, sistemi ileri kontrol uygulamaları için uygun bir deney seti yapmakta ve hava araçları için geliştirilen farklı kontrol yöntemlerinin hava araçlarına uygunluğunu test etmek için kullanılmaktadır. Bu nedenle, sistem için tasarlanan kontrolör performanslarının iyi olması için sistemin dinamik modelinin doğru geliştirilmesi gerekmektedir. TRMS sisteminin modellenmesi için farklı modelleme yaklaşımlarıyla yapılan çalışmalar bulunmaktadır.

Feedback Instruments Ltd. tarafından sağlanan basitleştirilmiş Newtonian modeli [73] sistemin dinamiklerini kısmi olarak yakalayabilmektedir. [10]'de, Rahideh ve Shaheed üretici firmanın vermiş olduğu Newtonian modeli geliştirmiş ve Euler-Lagrange yaklaşımıyla türetilen yeni bir model sunmuştur. Ayrıca aynı çalışmada modellerin yanıtları gerçek TRMS ile karşılaştırılmıştır. DC motor ve aerodinamik kuvvetleri ayrı olarak modellemişlerdir. Lagrangian modelin Newtonian modele göre kısmi olarak daha iyi olduğu tespit edilmiştir. [74]'te TRMS sistem modellemesi Lagrangian

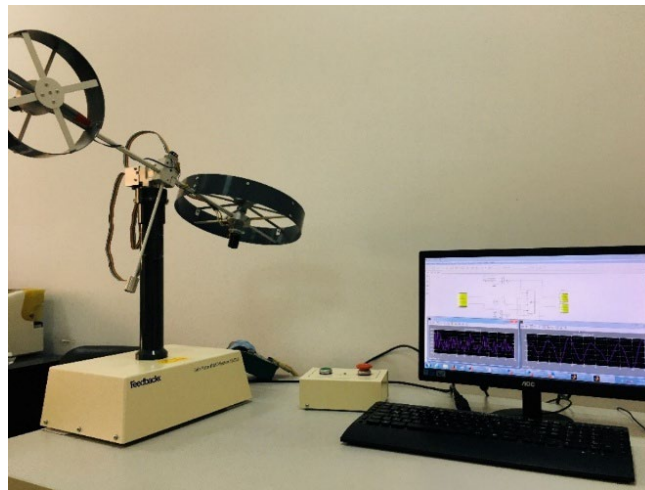
yaklaşımı kullanılarak elde edilmiştir. Tastemirov ve arkadaşları sistemin mekanik/elektrik bölümlerini ayırmadan sistemi bir bütün olarak ele almıştır ve pervanelerin üretmiş oldukları itme torklarının yanında reaksiyon torklarında modele dahil edilmiştir. Geliştirilen model, farklı genlik ve frekanslara sahip çeşitli kare dalga giriş sinyalleri altında yapılan deneylerle doğrulanmıştır. TRMS sisteminin detaylı olarak modellendiği bir başka çalışmada, sistem modeli bağ grafiği (Bond Graph) modelleme yaklaşımı kullanılarak elde edilmiştir [12]. Aerodinamik itme kuvvetleri, sürüklenme kuvvetleri, viskoz sönümlenme kuvvetleri ve kablodan kaynaklanan doğrusal olmayan burkulma momenti, geliştirilen TRMS modelinde dikkate alınmıştır. Aynı girişler için model yanıtları ile gerçek zaman sistem karşılaştırılmış ve model iyi bir uyum içinde olduğu gözlemlenmiştir. [75]'de TRMS sisteminin nonlinear dinamik denklemleri, yarı doğrusal zamanla değişen modele dönüştürülmüştür. Bu çalışmada sistem için lineer zamanla değişen durum gözleyici ve durum geri beslemeli kontrolör tasarlanmıştır. [16]'da TRMS sisteminin Levenberg–Marquardt (LM) ve gradient descent (GD) yöntemleri ile yapay zekâ tabanlı 1 DOF modeli elde edilmiş ve analitik yöntemlerle elde edilmiş modellerle karşılaştırılmıştır. Eğitim verileri aralığı içindeki modellerde yapay sinir ağı modeli analitik modele göre daha iyi sonuç vermiş olsa da farklı giriş işaretlerinde analitik modelin daha başarılı olduğu görülmüştür. [76]'da TRMS sistemi girişine bant sınırlı titreşim girdileri (chirp inputs) uygulanmış ve sisteme ait lineer modeller elde edilmiştir. Ayrıca sistemin lineer çalıştığı bölgeler belirlenmiştir.

TRMS için yapılan modelleme çalışmaları, analitik modellerin siyah kutu modellerine göre daha avantajlı olduğunu ortaya koymaktadır. Siyah kutu modeller, yalnızca sistemin giriş-çıkış davranışını anlamayı hedeflerken, analitik modeller, sistemin fiziksel ve matematiksel dinamiklerini daha derinlemesine açıklayarak, sistemin dinamiklerini daha iyi karşılayabilmektedir. Analitik modelleri kendi içinde karşılaştıracak olursak, Newtonian yaklaşımının uygulanması için parametreleri kolayca elde edilemeyen çeşitli kuvvetlerin, atalet momentlerinin hesaba katılmasını gerektirirken Lagrangian yaklaşımında ise enerji denklemleri kullanılarak sistemin dinamik denklemleri daha detaylı şekilde elde edilmektedir. Yapılan literatür incelemesi ve simülasyon çalışmalarının sonuçları göz önüne alındığında Lagrangian yöntemi ile elde edilen modelin sistem dinamiklerini diğer yöntemlerle elde edilen modellere göre daha detaylı ifade ettiği görülmüştür.

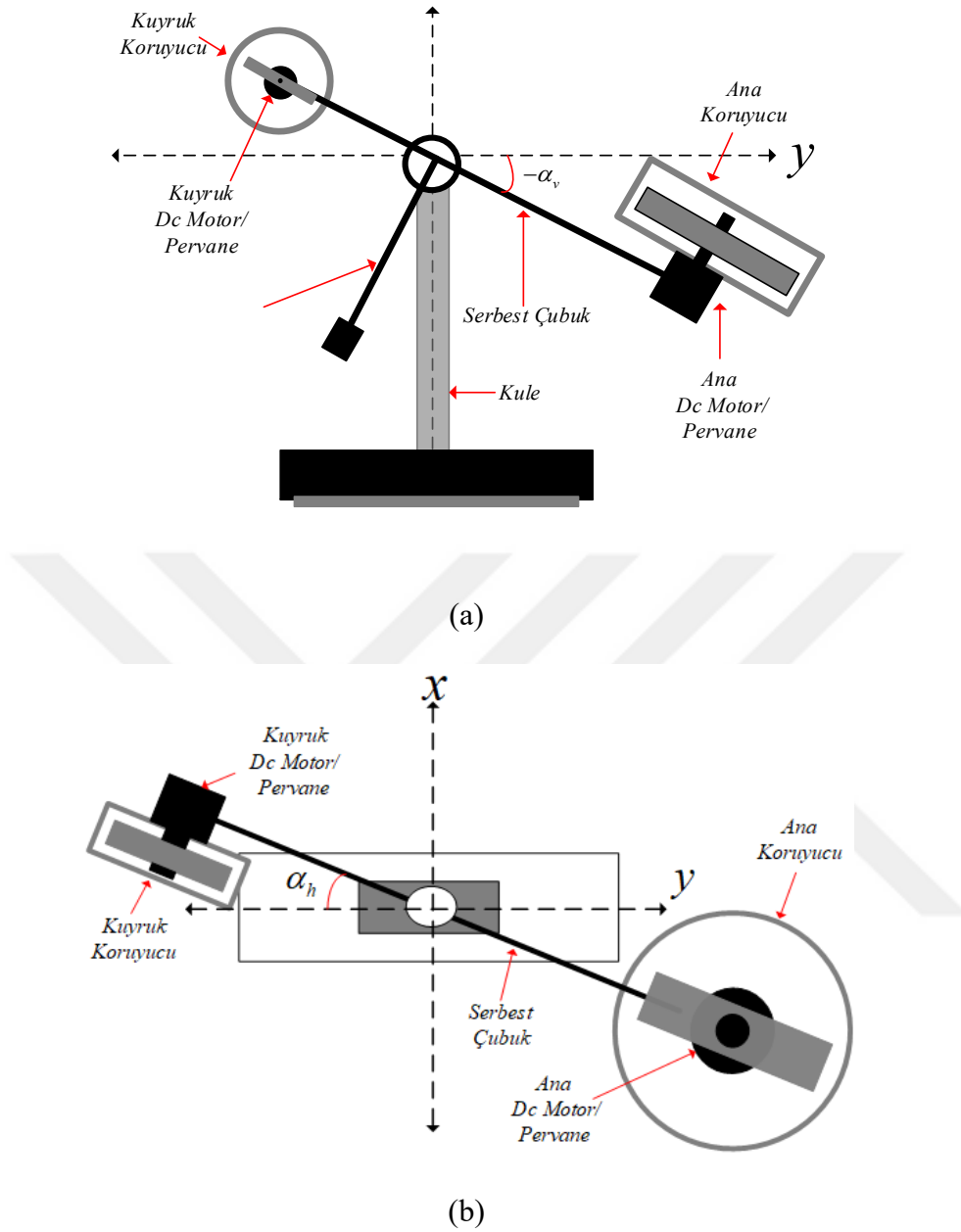
Bu bölümde, TRMS sisteminin genel tanımını yapılmaktadır. Lagrangian yaklaşımı kullanılarak elde edilen TRMS'nin dinamik denklemlerinin verilmesinin yanında donanım ve yazılım yönleri de açıklanmıştır.

## 2.2. TRMS Platformu

Şekil 2.1 ile gösterilen TRMS sistemi yatay ve dikey düzlemlerde hareket edebilen, iki serbestlik dereceli mekatronik bir sistemdir. Sistem, serbest çubuk, kule ve serbest çubuğa dik olan denge çubuğunda oluşmaktadır. Denge çubuğu sistemi kararlı hale getirmek için koyulmuştur ve üzerinde bulunan ağırlığın konumu değiştirilerek sistemin davranışı değiştirilebilir. Serbest çubuk, yatay ve dikey eksen üzerinde hareket edebilecek şekilde kule üzerine konumlandırılmıştır. Serbest çubuğun her iki ucunda birbirine dik olacak şekilde iki adet motor, iki adet pervane ve iki adet koruyucu bulunmaktadır. Motorların terminal girişleri sistemin girişleri, serbest çubuğun yatay ve dikey eksen ile arasındaki açılar sistemin çıkışlarıdır ve HEDS 9100 Encoder ile ölçülmektedir. Sistemin önden ve üstten şematik diyagramı Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Serbest çubuğun konumu pervanelerin hızı değiştirilerek kontrol edilmektedir. Pervanelerin dönmesiyle oluşan açısal momentum değişikliklerinde, açısal momentumun korunabilmesi için TRMS kendi eksenini etrafında dönmektedir ve iki eksen arasında kuplaj etkisi oluşturmaktadır. Hareket düzlemleri arasındaki bu kuplajlar sistemin modellemesini ve kontrolünü zorlaştırmaktadır. TRMS sistemi 2 DOF olsa da kule üzerinde bulunan vidalar yardımı ile sistemin yatay veya dikey eksenindeki hareketleri kısıtlanabilmektedir ve sistem 1 DOF olarak da kullanılabilmektedir.

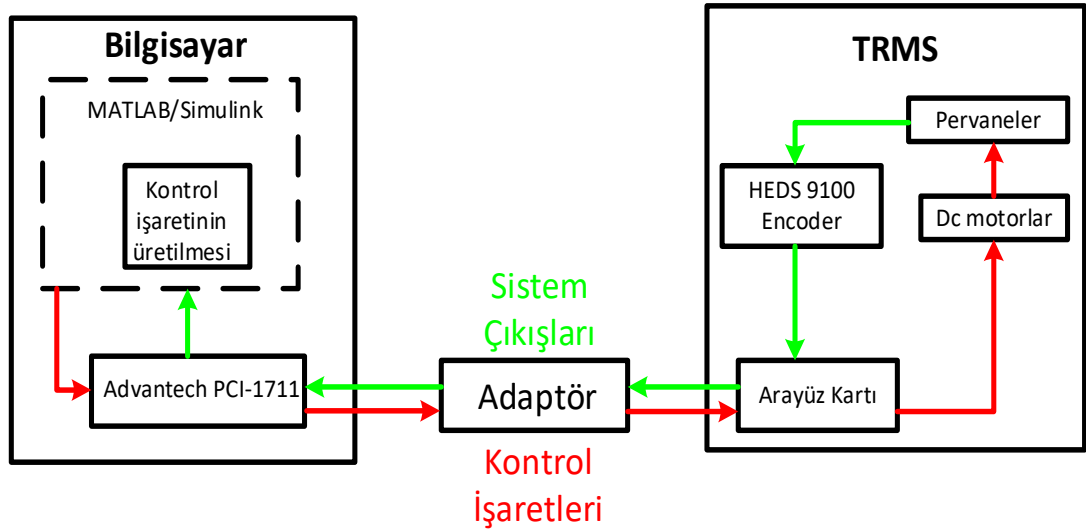


Şekil 2.1. TRMS Sistemi.

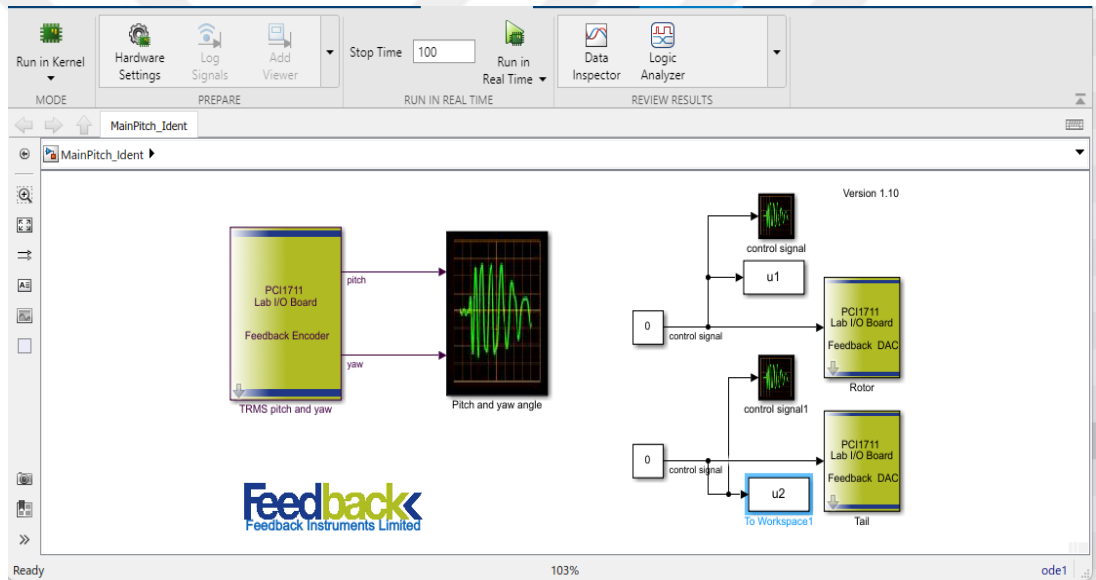


**Şekil 2.2.** TRMS önden görünümü (a), TRMS üstten görünümü (b).

TRMS sistemi Adventech PCI-1711 veri toplama kartı ile bilgisayara bağlanmaktadır. Veri toplama kartı Matlab/Simulink ortamında üretilen kontrol işaretlerini motorlara, sensörlerden aldığı açı bilgileri bilgisayara iletmektedir. TRMS deney setine ait şematik diyagram Şekil 2.3'te verilmiştir. MATLAB/Simulink toolbox, tasarımcıya geliştirmiş olduğu kontrol yöntemlerini kolay bir şekilde uygulama fırsatı sunar ve PID kontrolör, durum-uzay kontrolör gibi örnek kontrol algoritmaları bulunmaktadır. Sistem çıkışlarının okunduğu, kontrol işaretlerinin TRMS'ye gönderildiği Simulink fonksiyonları Şekil 2.4 ile verilmiştir.



Şekil 2.3. Deney seti şematik diyagramı.



Şekil 2.4. Simulink fonksiyonları.

### 2.3. TRMS Sisteminin Modellenmesi

Şekil 2.5'te gösterildiği gibi TRMS sistemi elektriksel ve mekanik elemanlardan oluşmaktadır. Sistemin modellenmesinde elektriksel ve mekanik bölümler ayrı olarak ele alınacaktır. TRMS sisteminin durumları ve girişleri denklem 2.1 ile verilmiştir.

$$x = [w_m \quad w_t \quad \Omega_v \quad \Omega_h \quad \alpha_v \quad \alpha_h]'$$
 (2.1a)

$$u = [u_1 \quad u_2]'$$
 (2.1b)

$w_m$  : Ana motor açısal hızı ( $rad/s$ )

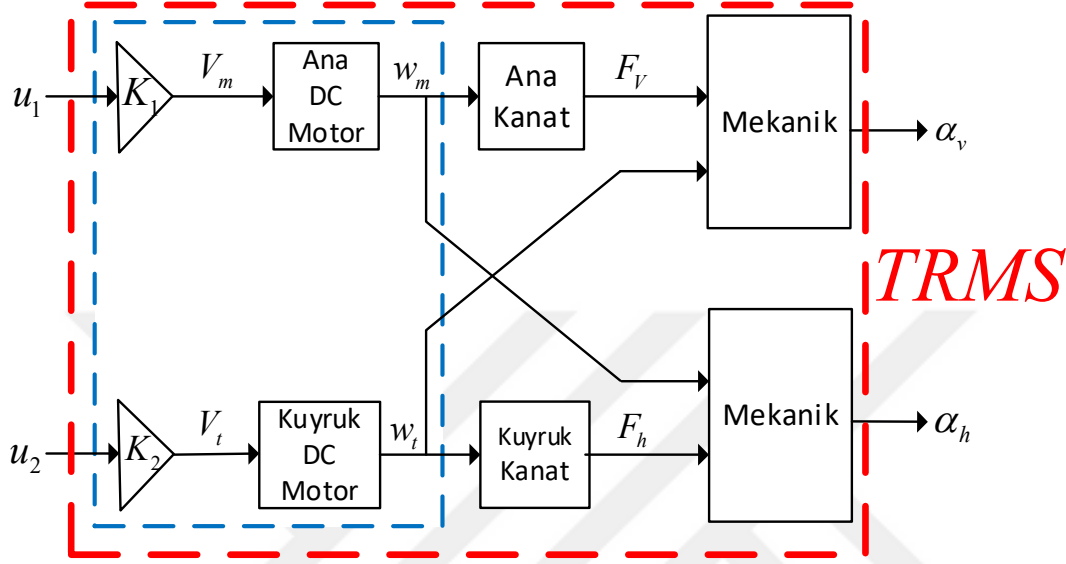
$w_t$  : Kuyruk motoru açısal hızı ( $rad/s$ )

$\Omega_v$  : Dikey düzlem açısal hız ( $rad/s$ )

$\Omega_h$  : Yatay düzlem açısal hız ( $rad/s$ )

$\alpha_v$  : Dikey düzlem ile serbest çubuğun açısı ( $rad$ )

$\alpha_h$  : Yatay düzlem ile serbest çubuğun açısı ( $rad$ )



Şekil 2.5. TRMS alt sistemleri.

### 2.3.1. TRMS 2 dof model

#### 2.3.1.1. Elektrik alt sistemler

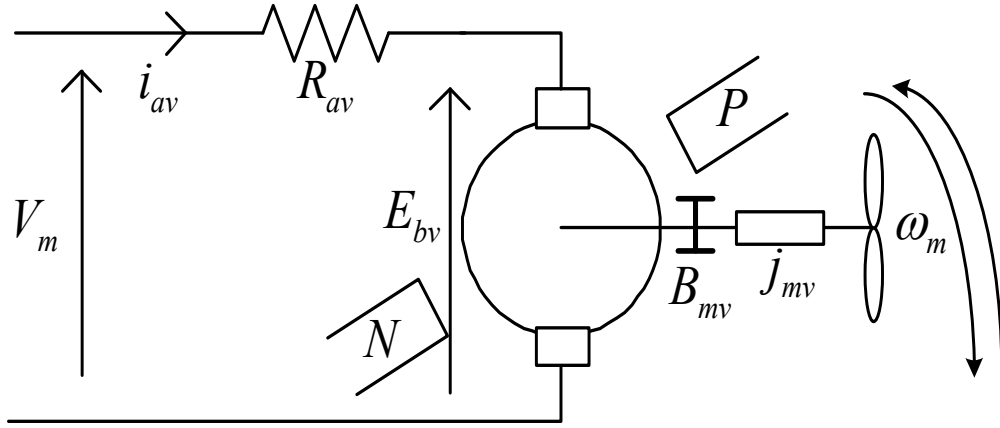
Elektrik alt sistemleri, güç devreleri ve DC motorlardan oluşmaktadır. Güç devresi bilgisayarın ürettiği değeri  $-2.5 V$ ,  $2.5 V$  arasında olan  $u_1$  ve  $u_2$  işaretleri ile elektrik motorlarını süremektedir.  $u_1$ ,  $u_2$  ve  $V_m$ ,  $V_t$  arasındaki ilişki denklem 2.2 ile verilmiştir.

$$V_m = u_1 k_1 \quad (2.2a)$$

$$V_t = u_2 k_2 \quad (2.2b)$$

$k_1$ : Yatay ara yüz devre kazancı (V/V),  $k_2$ : Dikey ara yüz devre kazancı (V/V)

Şekil 2.6'da eşdeğer devresi verilen TRMS sisteminde kullanılan DC motorun armatür endüktansı sıfır alınmış ve motora ait basit model kullanılmıştır. DC motorların dinamik denklemleri denklem 2.3 ile verilmiştir.



Şekil 2.6. Ana DC motor eşdeğer devresi.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{\frac{K_{av}K_1u_1}{R_{av}} - \frac{K_{av}K_{bv}\omega_m}{R_{av}} - B_{mv}\omega_m - T_{ym}(\omega_m)}{J_m} \quad (2.3a)$$

$$\frac{d\omega_t}{dt} = \frac{\frac{K_{ah}K_2u_2}{R_{ah}} - \frac{K_{ah}K_{bh}\omega_t}{R_{ah}} - B_{th}\omega_t - T_{yt}(\omega_t)}{J_t} \quad (2.3b)$$

$T_{ym}(\omega_m)$  ve  $T_{yt}(\omega_t)$  pervanelerin motor üzerinde oluşturmuş oldukları yükü ifade etmektedir ve denklem 2.4 ile verilmiştir.

$$T_{ym} = \begin{cases} k_{tvp}\omega_m|\omega_m| & \omega_m \geq 0 \\ k_{tvn}\omega_m|\omega_m| & \omega_m < 0 \end{cases} \quad T_{yt} = \begin{cases} k_{thp}\omega_t|\omega_t| & \omega_t \geq 0 \\ k_{thn}\omega_t|\omega_t| & \omega_t < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

### 2.3.1.2. Pervanelerin ürettiği kuvvet

DC motorların açısal hızı, pervaneler sayesinde serbest çubuğa yatay ve dikey ekseninde etki eden kuvvetlere dönüştürülmektedir. [77]'de DC motorların dönme hızları ve pervanelerin üretmiş oldukları kuvvetler belli çalışma noktalarında kaydedilmiş ve denklem 2.5 ile verilen eşitlikler elde edilmiştir. Pozitif ve negatif dönme hızlarında farklı karakteristikler bulunduğu için denklemler parçalı fonksiyon şeklinde ifade edilmiştir.

$$F_v = \begin{cases} k_{fvp}\omega_m|\omega_m| & \omega_m \geq 0 \\ k_{fvn}\omega_m|\omega_m| & \omega_m < 0 \end{cases} \quad (2.5a)$$

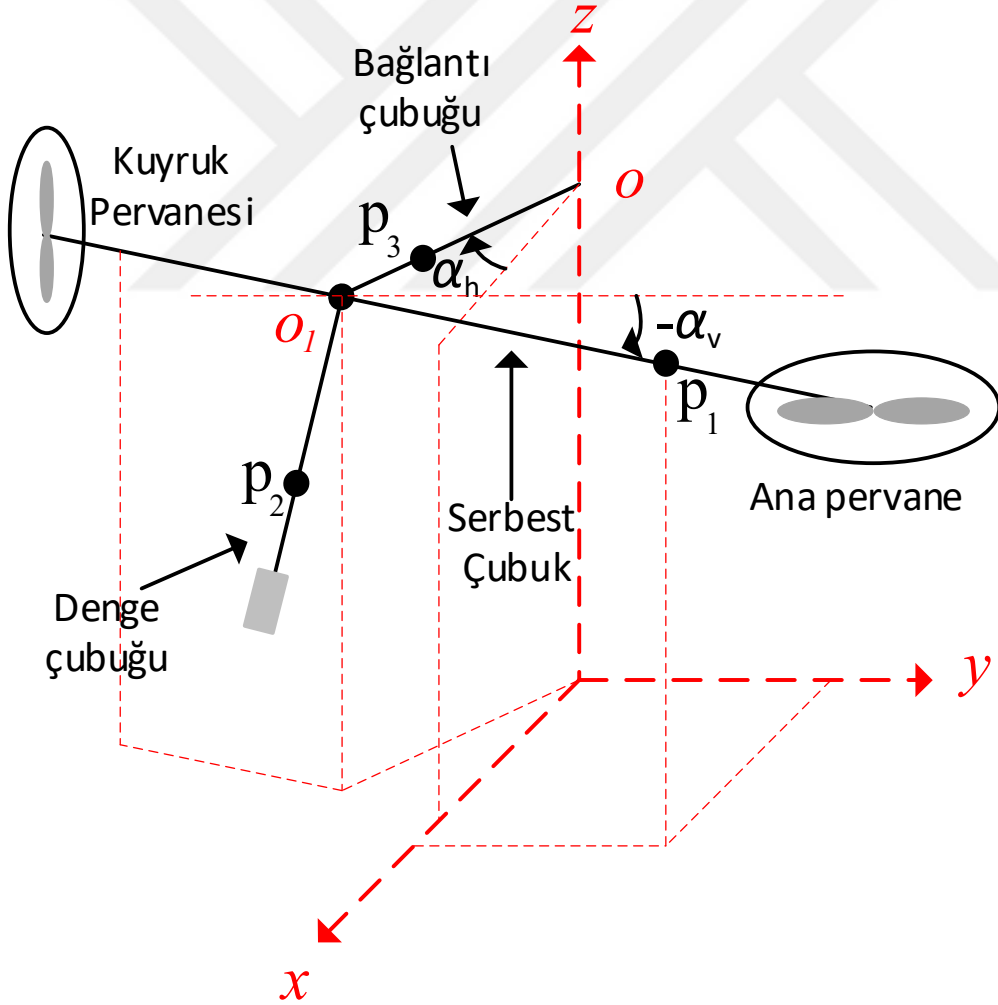
$$F_h = \begin{cases} k_{fhp}\omega_t|\omega_t| & \omega_t \geq 0 \\ k_{fhn}\omega_t|\omega_t| & \omega_t < 0 \end{cases} \quad (2.5b)$$

$F_v$  : Ana pervanenin ürettiği nonlineer aerodinamik kuvvet fonksiyonu

$F_h$  : Kuyruk pervanesinin ürettiği nonlineer aerodinamik kuvvet fonksiyonu

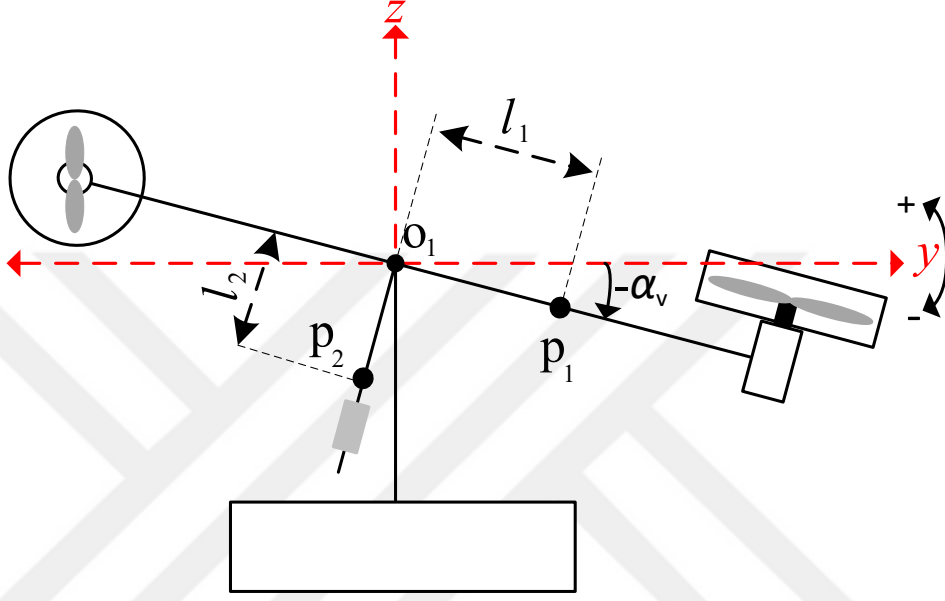
### 2.3.1.3. Mekanik alt sistemler

Bu bölümde TRMS sisteminin mekanik kısımlarının dinamik denklemleri Lagrangian yaklaşımı ile elde edilecektir. İki serbestlik derecesine sahip TRMS sisteminin Lagrangian yaklaşımı ile dinamik denkleminin çıkarılabilmesi için her bir parçasının genelleştirilmiş koordinatlara göre pozisyonlarının elde edilmesi gerekmektedir.  $\alpha_v$  ve  $\alpha_h$  genelleştirilmiş koordinatlar olarak seçildiğinde sistemin hareket denklemleri elde edilebilmektedir. Her bir parçaya ait kinetik ve potansiyel enerjiler birbirinden çıkartılarak Lagrange denklemi elde edilir. Mekanik sistem şekil 2.7’de gösterildiği gibi serbest çubuk, denge çubuğu ve bağlantı çubuğu olmak üzere üçe ayrılmıştır. Bu üç bölümdeki herhangi bir noktanın  $O$  orjinine göre konumları bulunacaktır. Konumlar kullanılarak her bir parçanın hızı elde edilecek ve parçaların kinetik, potansiyel

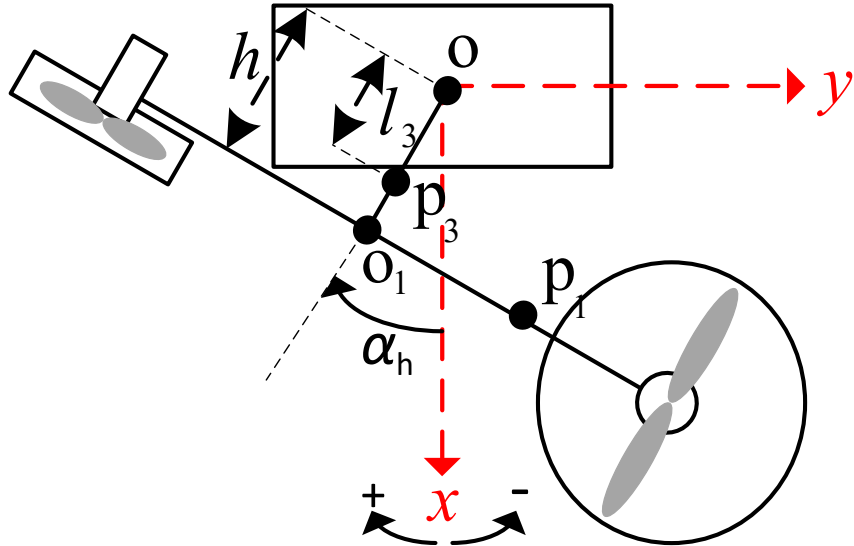


Şekil 2.7. TRMS.

enerjileri hesaplanarak Lagrange denklemi elde edilecektir. Şekil 2.8’de  $O$  orjinine göre TRMS sisteminin önden ve üstten görünüşü bulunmaktadır.  $l_1$ ,  $p_1$  noktasının  $O_1$  noktasına olan uzaklığını,  $l_2$ ,  $p_2$  noktasının  $O_1$  noktasına olan uzaklığını ve  $l_3$ ,  $p_3$  noktasının  $O$  noktasına olan uzaklığını belirtmektedir.  $O$  orjini ile  $O_1$  arasındaki mesafe  $h$  uzunluğundadır.



(a)



(b)

Şekil 2.8. TRMS önden görünüşü  $\alpha_h = 0$  (a), TRMS üstten görünüşü (b).

Serbest çubuk üzerindeki herhangi bir noktanın koordinat sisteme göre konumu ve hızı denklem 2.6 ve denklem 2.7 ile verilmiştir.

$$P_x(p_1) = l_1 \cos(\alpha_v) \sin(\alpha_h) + h \cos(\alpha_h) \quad (2.6a)$$

$$P_y(p_1) = l_1 \cos(\alpha_v) \cos(\alpha_h) - h \sin(\alpha_h) \alpha_h \quad (2.6a)$$

$$P_z(p_1) = l_1 \sin(\alpha_v) \quad (2.6c)$$

$$\frac{dP_x(p_1)}{dt} = v_x(p_1) = l_1 \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_v) \cos(\alpha_h) - l_1 \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \sin(\alpha_h) - h \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_h) \quad (2.7a)$$

$$\frac{dP_y(p_1)}{dt} = v_y(p_1) = -l_1 \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_v) \sin(\alpha_h) - l_1 \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_h) - h \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_h) \quad (2.7b)$$

$$\frac{dP_z(p_1)}{dt} = v_z(p_1) = l_1 \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \quad (2.7c)$$

$p_1$  noktasının hızının karesi denklem 2.8 ile verilmiştir.

$$v^2(p_1) = v_x^2(p_1) + v_y^2(p_1) + v_z^2(p_1) \quad (2.8a)$$

$$v^2(p_1) = l_1^2 \dot{\alpha}_v^2 + l_1^2 \dot{\alpha}_h^2 \cos^2(\alpha_v) + h^2 \dot{\alpha}_h^2 + 2l_1 h \dot{\alpha}_v \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_v) \quad (2.8b)$$

Denge Çubuk üzerindeki herhangi bir noktanın koordinat sisteme göre konumu ve hızı denklem 2.9 ve denklem 2.10 ile verilmiştir.

$$P_x(p_2) = l_2 \sin(\alpha_v) \sin(\alpha_h) + h \cos(\alpha_h) \quad (2.9a)$$

$$P_y(p_2) = l_2 \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_h) - h \sin(\alpha_h) \quad (2.9b)$$

$$P_z(p_2) = -l_2 \cos(\alpha_v) \quad (2.9c)$$

$$\frac{dP_x(p_2)}{dt} = v_x(p_2) = l_2 \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_h) + l_2 \dot{\alpha}_v \cos(\alpha_v) \sin(\alpha_h) - h \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_h) \quad (2.10a)$$

$$\frac{dP_y(p_2)}{dt} = v_y(p_2) = -l_2 \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_v) \sin(\alpha_h) + l_2 \dot{\alpha}_v \cos(\alpha_v) \cos(\alpha_h) - h \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_h) \quad (2.10b)$$

$$\frac{dP_z(p_2)}{dt} = v_z(p_2) = l_2 \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \quad (2.10c)$$

$p_2$  noktasının hızının karesi denklem 2.11 ile verilmiştir.

$$v^2(p_2) = v_x^2(p_2) + v_y^2(p_2) + v_z^2(p_2) \quad (2.11a)$$

$$v^2(p_2) = l_2^2 \dot{\alpha}_h^2 \sin^2(\alpha_v) + l_2^2 \dot{\alpha}_v^2 + h^2 \dot{\alpha}_h^2 - 2l_2 h \dot{\alpha}_v \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_v) \quad (2.11b)$$

Bağlantı Çubuk üzerindeki herhangi bir noktanın koordinat sisteme göre konumu ve hızı denklem 2.12 ve denklem 2.13 ile verilmiştir.

$$P_x(p_3) = l_3 \cos(\alpha_h) \quad (2.12a)$$

$$P_y(p_3) = -l_3 \sin(\alpha_h) \quad (2.12b)$$

$$P_z(p_3) = 0 \quad (2.12c)$$

$$\frac{dP_x(p_3)}{dt} = v_x(p_3) = -l_3 \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_h) \quad (2.13a)$$

$$\frac{dP_y(p_3)}{dt} = v_y(p_3) = -l_3 \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_h) \quad (2.13b)$$

$$\frac{dP_z(p_3)}{dt} = v_z(p_3) = 0 \quad (2.13c)$$

$p_3$  noktasının hızının karesi denklem 2.14 ile verilmiştir.

$$v^2(p_3) = v_x^2(p_3) + v_y^2(p_3) + v_z^2(p_3) \quad (2.14a)$$

$$v^2(p_3) = l_3^2 \dot{\alpha}_h^2 \quad (2.14a)$$

Her bir parçanın kinetik ve potansiyel enerjileri, elde edilen konum ve hız ifadelerinin denklem 2.15 ve 2.16'da kullanılması ile elde edilecektir.

$$T = \frac{1}{2} \int v^2(p) dm(p) \quad (2.15)$$

$$V = g \int r_z(p) dm(p) \quad (2.16)$$

Yukarıdaki denklemlerde  $T$  kinetik enerjiyi,  $V$  potansiyel enerjiyi,  $m$  parçanın kütlesini ve  $g$  yerçekimi ivmesini ifade etmektedir. Mekanik alt sistemin bütün elemanları için ayrı ayrı kinetik ve potansiyel enerjileri hesaplanacaktır.

Serbest çubuk üzerindeki herhangi bir noktanın koordinat sistemine göre hızı bilindiğine göre, serbest çubuk üzerinde bulunan ana motor, ana motor koruyucu, kuyruk motoru, kuyruk motor koruyucu, serbest çubuk için toplan kinetik ve potansiyel enerjiler denklem 2.17 ve denklem 2.18 ile verilmiştir.

$$T_1 = \frac{1}{2} J_1 (\dot{\alpha}_v^2 + \dot{\alpha}_h \cos^2(\alpha_v)) + \frac{1}{2} m_{T1} h^2 \dot{\alpha}_h^2 + m_{T1} l_{T1} h \dot{\alpha}_v \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_v) \quad (2.17)$$

$$J_1 = \left( \frac{m_t}{3} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t^2 + \left( \frac{m_m}{3} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m^2 + \frac{m_{ms}}{2} r_{ms}^2 + m_{ts} r_{ts}^2$$

$$m_{T1} = m_t + m_{tr} + m_{ts} + m_m + m_{mr} + m_{ms} \quad l_{T1} = \frac{\left( \frac{m_m}{2} + m_{mr} + m_{ms} \right) l_m - \left( \frac{m_t}{2} + m_{tr} + m_{ts} \right) l_t}{m_{T1}}$$

$$V_1 = g m_{T1} l_{T1} \sin(\alpha_v) \quad (2.18)$$

Denklem 2.17 ve denklem 2.18'de  $T_1$  serbest çubuk üzerinde bulunan parçaların toplam kinetik enerjisini,  $V_1$  serbest çubuk üzerinde bulunan parçaların toplam

potansiyel enerjisini,  $J_1$  serbest çubuğun atalet momentini,  $m_{T1}$  parçaların toplam kütesini,  $l_{T1}$  ağırlık merkezinin konumunu ifade etmektedir.

Denge çubuğu üzerinde bulunan elemanların enerjileri denklem 2.19 ve denklem 2.20 ile verilmiştir.

$$T_2 = \frac{1}{2}J_2(\dot{\alpha}_h^2 \sin^2(\alpha_v) + \dot{\alpha}_v^2) + \frac{1}{2}m_{T2}h^2\dot{\alpha}_h^2 - m_{T2}l_{T2}h\dot{\alpha}_v\dot{\alpha}_h \cos(\alpha_v) \quad (2.19)$$

$$J_2 = \frac{m_b}{3}l_b^2 + m_{cb}l_{cb}^2 \quad m_{T2} = m_b + m_{cb} \quad l_{T2} = \frac{\frac{m_b}{2}l_b + m_{cb}l_{cb}}{m_{T2}}$$

$$V_2 = -gm_{T2}l_{T2} \cos(\alpha_v) \quad (2.20)$$

Denklem 2.19 ve denklem 2.20’de  $T_2$  denge çubuğu üzerinde bulunan parçaların toplam kinetik enerjisini,  $V_2$  denge çubuğu üzerinde bulunan parçaların toplam potansiyel enerjisini,  $J_2$  denge çubuğunun atalet momentini,  $m_{T2}$  parçaların toplam kütesini,  $l_{T2}$  ağırlık merkezinin konumunu ifade etmektedir.

Denklem 2.21 ve denklem 2.22 bağlantı çubuğunun kinetik ve potansiyel enerjisini vermektedir.

$$T_3 = \frac{1}{2}J_3\dot{\alpha}_h^2 \quad (2.21)$$

$$J_3 = \frac{m_h}{3}h^2$$

$$V_3 = 0 \quad (2.22)$$

Denklem 2.20 ve denklem 2.21’de  $T_3$  bağlantı çubuğunun toplam kinetik enerjisini,  $V_3$  bağlantı çubuğunun potansiyel enerjisini,  $J_3$  bağlantı çubuğunun atalet momentini, ifade etmektedir.

Toplam kinetik enerjilerin, toplam potansiyel enerjilerden çıkartılması ile elde edilen Lagrange eşitliği denklem 2.23’te gösterilmektedir.

$$\begin{aligned} L = \sum T - \sum V = & \frac{1}{2}J_1(\dot{\alpha}_v^2 + \dot{\alpha}_h^2 \cos^2(\alpha_v)) + \frac{1}{2}m_{T1}h^2\dot{\alpha}_h^2 + \\ & m_{T1}l_{T1}h\dot{\alpha}_v\dot{\alpha}_h \sin(\alpha_v) + \frac{1}{2}J_2(\dot{\alpha}_h^2 \sin^2(\alpha_v) + \dot{\alpha}_v^2) + \frac{1}{2}m_{T2}h^2\dot{\alpha}_h^2 - \\ & m_{T2}l_{T2}h\dot{\alpha}_v\dot{\alpha}_h \cos(\alpha_v) + \frac{1}{2}J_3\dot{\alpha}_h^2 + \frac{1}{2}I_m\dot{\rho}_m^2 + \frac{1}{2}I_t\dot{\rho}_t^2 - gm_{T1}l_{T1} \sin(\alpha_v) + \\ & gm_{T2}l_{T2} \cos(\alpha_v) \end{aligned} \quad (2.23)$$

Lagrange eşitliği kullanılarak sisteme ait hareket denklemleri denklem 2.24 kullanılarak elde edilir.  $q_i$  genelleştirilmiş koordinatları,  $M_{qi}$  ise genelleştirilmiş koordinata etki eden momentleri ifade etmektedir.

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} = M_{qi} \quad (2.24)$$

Ana pervanenin dönmesi,  $\alpha_v$  açısına  $l_m F_v(\omega_m)$  itme momenti ile etki etmesinin yanında,  $k_m \omega_m |\omega_m| \cos(\alpha_v)$  büyüklüğünde bir reaksiyon momenti ile,  $\alpha_h$  açısını etkilemektedir. Aynı şekilde kuyruk pervanesinin dönmesi,  $\alpha_h$  açısına  $l_t F_h(\omega_t) \cos(\alpha_v)$  itme momenti ile,  $\alpha_v$  açısına  $k_t \omega_t |\omega_t|$  büyüklüğünde bir reaksiyon momenti ile etki etmektedir. Sisteme etki eden sürtünme kuvveti olarak Viskos ve Cloumb sürtünmeleri hesaba katılmıştır.  $\alpha_v$  ve  $\alpha_h$  genelleştirilmiş koordinatlarına etki eden sürtünme momentleri sırası ile  $-k_{vfv} \Omega_v - k_{cfv} \text{sign}(\Omega_v)$  ve  $-k_{vfh} \Omega_h - k_{cfh} \text{sign}(\Omega_h)$  ile hesaplanmıştır. Motorlar ve sensörlerle güç kartının bağlantılarını sağlayan kablolar,  $\alpha_h$  açısı üzerinde burkulma momenti oluşturmaktadır. Ayrıca  $\alpha_v$  açısına  $k_g \omega_m \Omega_h \cos(\alpha_v)$  büyüklüğünde gyroskop momenti etki etmektedir. Denklem 2.25 ve denklem 2.26 genelleştirilmiş koordinatlara etki eden momentlerin toplamını vermektedir.

$$M_v = l_m F_v(\omega_m) - k_{vfv} \Omega_v - k_{cfv} \text{sign}(\Omega_v) + k_t \omega_t |\omega_t| + k_g \omega_m \Omega_h \cos(\alpha_v) \quad (2.25)$$

$$M_h = l_t F_h(\omega_t) \cos(\alpha_v) - k_{vfh} \Omega_h - k_{cfh} \text{sign}(\Omega_h) - M_{kablo} + k_m \omega_m |\omega_m| \cos(\alpha_v) \quad (2.26)$$

$$F_v = \begin{cases} k_{fvp} \omega_m |\omega_m| & \omega_m \geq 0 \\ k_{fvn} \omega_m |\omega_m| & \omega_m < 0 \end{cases} \quad F_h = \begin{cases} k_{fhp} \omega_t |\omega_t| & \omega_t \geq 0 \\ k_{fhn} \omega_t |\omega_t| & \omega_t < 0 \end{cases} \quad M_{kablo} = \begin{cases} k_{chp} \alpha_h & \alpha_h \geq 0 \\ k_{chn} \alpha_h & \alpha_h < 0 \end{cases}$$

Denklem 2.23 ve denklem 2.24'te  $\alpha_v$  genelleştirilmiş koordinatı için elde edilen hareket denklemi denklem 2.27e ile gösterilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{\alpha}_v} \right) - \frac{\partial L}{\partial \alpha_v} = M_v \quad (2.27a)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_v} = J_1 \dot{\alpha}_v + m_{T1} l_{T1} h \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_v) + J_2 \dot{\alpha}_v - m_{T2} l_{T2} h \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_v) \quad (2.27b)$$

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{\alpha}_v} \right) = J_1 \ddot{\alpha}_v + m_{T1} l_{T1} h \sin(\alpha_v) \ddot{\alpha}_h + m_{T1} l_{T1} h \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \cos(\alpha_v) + J_2 \ddot{\alpha}_v - m_{T2} l_{T2} h \cos(\alpha_v) \ddot{\alpha}_h + m_{T2} l_{T2} h \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \quad (2.27c)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_v} = -J_1 \dot{\alpha}_h^2 \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v) + m_{T1} l_{T1} h \dot{\alpha}_v \dot{\alpha}_h \cos(\alpha_v) + J_2 \dot{\alpha}_h^2 \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v) + m_{T2} l_{T2} h \dot{\alpha}_v \dot{\alpha}_h \sin(\alpha_v) - g m_{T1} l_{T1} \cos(\alpha_v) - g m_{T2} l_{T2} \sin(\alpha_v) \quad (2.27d)$$

$$\ddot{\alpha}_v(J_1 + J_2) + \ddot{\alpha}_h\{m_{T1}l_{T1}h \sin(\alpha_v) - m_{T2}l_{T2}h \cos(\alpha_v)\} + \ddot{\alpha}_h^2(J_1 \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v) - J_2 \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v)) + g(m_{T1}l_{T1} \cos(\alpha_v) + m_{T2}l_{T2} \sin(\alpha_v)) = M_v \quad (2.27e)$$

Denklem 2.23 ve denklem 2.24'te  $\alpha_h$  genelleştirilmiş koordinatı için elde edilen hareket denklemi, denklem 2.28e ile gösterilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{\alpha}_h} \right) - \frac{\partial L}{\partial \alpha_h} = M_h \quad (2.28a)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_h} = J_1 \dot{\alpha}_h \cos^2(\alpha_v) + m_{T1}h^2 \dot{\alpha}_h + m_{T1}l_{T1}h \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) + J_2 \dot{\alpha}_h \sin^2(\alpha_v) + m_{T2}h^2 \dot{\alpha}_h - m_{T2}l_{T2}h \dot{\alpha}_v \cos(\alpha_v) + J_3 \dot{\alpha}_h \quad (2.28b)$$

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{\alpha}_h} \right) = J_1 \cos^2(\alpha_v) \ddot{\alpha}_h - 2J_1 \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v) + m_{T1}h^2 \ddot{\alpha}_h + m_{T1}l_{T1}h \sin(\alpha_v) \ddot{\alpha}_v + m_{T1}l_{T1}h \dot{\alpha}_v^2 \cos(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_v) \ddot{\alpha}_h + 2J_2 \dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v) + m_{T2}h^2 \ddot{\alpha}_h - m_{T2}l_{T2}h \cos(\alpha_v) \ddot{\alpha}_v + m_{T2}l_{T2}h \dot{\alpha}_v^2 \sin(\alpha_v) + J_3 \ddot{\alpha}_h \quad (2.28c)$$

$$\frac{\partial L}{\partial \alpha_h} = 0 \quad (2.28d)$$

$$\ddot{\alpha}_h(J_1 \cos^2(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_v) + m_{T1}h^2 + m_{T2}h^2 + J_3) + \ddot{\alpha}_v(m_{T1}l_{T1}h \sin(\alpha_v) - m_{T2}l_{T2}h \cos(\alpha_v)) + 2\dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v)(J_2 - J_1) + h\dot{\alpha}_v^2(m_{T1}l_{T1} \cos(\alpha_v) + m_{T2}l_{T2} \sin(\alpha_v)) = M_h \quad (2.28e)$$

Denklem 2.27 ve denklem 2.28 ile elde edilen hareket denklemleri incelendiğinde Newtonian modele göre farklılık olarak  $\alpha_h$  açısına etki eden bir merkez kaç kuvveti olduğu görülmektedir. Ayrıca Newtonian modelde  $J_v$  olarak hesaplanan sistemin dikey eksene göre atalet momenti, Lagrangian modelde  $(J_1 + J_2 - \frac{(m_{T1}l_{T1}h \sin(\alpha_v) - m_{T2}l_{T2}h \cos(\alpha_v))^2}{J_1 \cos^2(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_v) + m_{T1}h^2 + m_{T2}h^2 + J_3})$  olarak elde edilmiştir. Elde edilen Lagrangian modelin Newtonian modele [10] göre kuplajları daha iyi ifade ettiği ve sistem dinamiğini daha iyi yakaladığı görülmektedir. Hareket denklemleri matrisler şeklinde aşağıdaki gibi düzenlenebilir.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\alpha}_v \\ \ddot{\alpha}_h \end{bmatrix} = J^{-1}M \quad (2.29)$$

$$J = \begin{bmatrix} J_1 + J_2 & m_{T1}l_{T1}h \sin(\alpha_v) - m_{T2}l_{T2}h \cos(\alpha_v) \\ m_{T1}l_{T1}h \sin(\alpha_v) - m_{T2}l_{T2}h \cos(\alpha_v) & J_1 \cos^2(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_v) + m_{T1}h^2 + m_{T2}h^2 + J_3 \end{bmatrix}$$

$$M = \begin{bmatrix} M_v - \dot{\alpha}_h^2(J_1 \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v) - J_2 \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v)) - g(m_{T1}l_{T1} \cos(\alpha_v) + m_{T2}l_{T2} \sin(\alpha_v)) \\ M_h - 2\dot{\alpha}_h \dot{\alpha}_v \sin(\alpha_v) \cos(\alpha_v)(J_2 - J_1) - h\dot{\alpha}_v^2(m_{T1}l_{T1} \cos(\alpha_v) + m_{T2}l_{T2} \sin(\alpha_v)) \end{bmatrix}$$

Denklem 2.27e incelendiğinde sistem denge noktasındaki  $\alpha_{v0}$  açısı

$$m_{T1}l_{T1} \cos(\alpha_{v0}) + m_{T2}l_{T2} \sin(\alpha_{v0}) = 0 \rightarrow \alpha_{v0} = \tan^{-1} \frac{-m_{T1}l_{T1}}{m_{T2}l_{T2}} \quad (2.30)$$

olarak elde edilir.

TRMS'nin dinamik denklemleri durumlar  $x = [w_m \ w_t \ \Omega_v \ \Omega_h \ \alpha_v \ \alpha_h]'$  olmak üzere denklem 2.31'de düzenlenmiştir. Denklem 2.31c'nin 2 elemandan oluşan matris olduğuna dikkat edilmelidir.

$$\frac{dw_m}{dt} = \frac{\frac{K_{av}K_1u_1}{R_{av}} - \frac{K_{av}K_{bv}w_m}{R_{av}} - B_{mv}w_m - T_{ym}(\omega_m)}{J_m} \quad (2.31a)$$

$$\frac{dw_t}{dt} = \frac{\frac{K_{ah}K_2u_2}{R_{ah}} - \frac{K_{ah}K_{bh}w_t}{R_{ah}} - B_{th}w_t - T_{yt}(\omega_t)}{J_t} \quad (2.31b)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Omega_v}{dt} \\ \frac{d\Omega_h}{dt} \end{bmatrix} = J^{-1}M \quad (2.31c)$$

$$\frac{d\alpha_v}{dt} = \Omega_v \quad (2.31d)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h \quad (2.31e)$$

### 2.3.2. 1 dof yatay düzlem modeli

TRMS sisteminin 2 DOF hareket denklemlerinde denklem 2.27e'de  $\alpha_h = 0$  ve  $\dot{\alpha}_h = 0$  olarak alırsa TRMS sistemine ait 1 dof yatay eksen hareketi denklem 2.32'deki gibi yazılır.

$$\ddot{\alpha}_v(J_1 + J_2) + g(m_{T1}l_{T1} \cos(\alpha_v) + m_{T2}l_{T2} \sin(\alpha_v)) = M_v \quad (2.32)$$

Durum değişkenleri  $x = [w_m \ \Omega_v \ \alpha_v]'$  olmak üzere TRMS 1 DOF yatay eksen dinamik denklemleri denklem 2.33'teki gibi düzenlenmiştir.

$$\frac{dw_m}{dt} = \frac{\frac{K_{av}K_1u_1}{R_{av}} - \frac{K_{av}K_{bv}w_m}{R_{av}} - B_{mv}w_m - T_{ym}(\omega_m)}{J_m} \quad (2.33a)$$

$$\frac{d\Omega_v}{dt} = \frac{l_m F_v(\omega_m) - k_{vf}v\Omega_v - k_{cf}v \text{sign}(\Omega_v) - g(m_{T1}l_{T1} \cos(\alpha_v) + m_{T2}l_{T2} \sin(\alpha_v))}{(J_1 + J_2)} \quad (2.33b)$$

$$\frac{d\alpha_v}{dt} = \Omega_v \quad (2.33c)$$

### 2.3.3. 1 dof dikey düzlem modeli

TRMS sisteminin 2 DOF hareket denklemlerinde denklem 2.28e’de  $\alpha_v = 0$  ve  $\dot{\alpha}_v = 0$  olarak alırsa TRMS sistemine ait 1 dof dikey eksen hareketi denklem 2.34’teki gibi elde edilir.

$$\ddot{\alpha}_h (J_1 \cos^2(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_v) + m_{T1}h^2 + m_{T2}h^2 + J_3) = M_h \quad (2.34)$$

Durum değişkenleri  $x = [w_t \quad \Omega_h \quad \alpha_h]'$  olmak üzere TRMS 1 DOF dikey eksen dinamik denklemleri denklem 2.35’teki gibi ifade edilmiştir.

$$\frac{dw_t}{dt} = \frac{\frac{K_{ah}K_z u_2}{R_{ah}} - \frac{K_{ah}K_{bh}w_t}{R_{ah}} - B_{th}w_t - T_{yt}(\omega_t)}{J_t} \quad (2.35a)$$

$$\frac{d\Omega_h}{dt} = \frac{l_t F_h(\omega_t) \cos(\alpha_v) - k_{vfh}\Omega_h - k_{cfh} \text{sign}(\Omega_h) - M_{kablo}}{(J_1 \cos^2(\alpha_v) + J_2 \sin^2(\alpha_v) + m_{T1}h^2 + m_{T2}h^2 + J_3)} \quad (2.35b)$$

$$\frac{d\alpha_h}{dt} = \Omega_h \quad (2.35c)$$

### 3. OFFLINE PARAMETRE TAHMİNİ

#### 3.1. Giriş

Bu bölümde TRMS sistem modelinde bulunan ölçülmesi zor veya mümkün olmayan model parametreleri, sezgisel optimizasyon yöntemleri kullanılarak elde edilecektir. Aynı giriş işareti için sistemin gerçek zaman çıkışları ve model çıkışları arasındaki hatayı minimize edecek şekilde, modelde bulunan parametreler tahmin edilecektir. Parçacık sürü optimizasyonu (PSO) ve yapay arı kolonisi (ABC) sezgisel algoritmalarının, parametreleri tahmin performansları 1 DOF yatay eksen modelinin parametrelerinin tahmininde karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırma sonucunda PSO algoritmasının daha doğru sonuç verdiği görülmüştür. TRMS 2 DOF modelin bilinmeyen parametreleri, PSO algoritması ile tahmin edilmiştir.

Sistem tanımlama, bir sistemin giriş çıkış büyüklüklerini kullanarak sistemin matematik modelinin doğruluğunu arttırdığı için, sistem modellemenin ayrılmaz bir parçasıdır [78]–[80]. Sistem tanımlama ile sistemin fiziksel modeli bilinmeden sadece giriş ve çıkış büyüklükleri kullanılarak sisteme ait modeller elde edilebilir. Siyah kutu yaklaşımı olarak adlandırılan bu yöntemde, sisteme ait model yapısı kaybedilmektedir. Sistem fiziksel kanunlar kullanılarak elde edilen diferansiyel denklemlerle ifade edildiğinde ise modelde ölçülemeyen, hesaplanamayan parametreler içerebilir. Bu gibi bir modelde, bilinmeyen parametreler sistemin giriş çıkış büyüklükleri kullanılarak tahmin edilebilir ve modelin doğruluğu artırılabilir. Gri kutu modelleme yaklaşımı olarak adlandırılan bu yöntemde hem sistemin dinamik bilgisi kaybedilmemekte hem de optimizasyon yöntemleri ile sistemin model doğruluğu arttırılmaktadır. Sistem tanımlamada oluşan optimizasyon problemi nonlineerlik, çok boyutluluk, süreksizlik gibi birçok zorluk bulundurmaktadır. Sezgisel algoritmalar bu optimizasyon probleminin çözümde etkili sonuçlar vermektedir.

TRMS sistemi modellemesinde, dinamik denklemler elde edilse bile, modelde hava sürtünmesi, atalet momenti gibi ölçülmesi zor olan parametreler bulunduğu için sistem tanımlama yöntemleri çokça kullanılmıştır. [81]'de TRMS 1 dof yatay eksen modeli dördüncü derece otoregresif hareketli ortalama (Autoregressive moving average -

(ARMA)) model olarak belirlenmiş ve modelin pay ve payda polinom katsayıları gerçek kodlu genetik algoritma (Real coded genetic algorithm) ile tahmin edilmiştir. [82]'de TRMS sisteminin 2 DOF modeli 4 tane ARMA model olarak belirlenmiş ve model parametreleri yinelemeli en küçük kareler (recursive least squares), GA ve PSO ile tahmin edilmiştir. Yapılan karşılaştırmada PSO'nun diğer algoritmalara göre daha iyi sonuç verdiği görülmüştür. [17]'de TRMS sisteminin ilk olarak dikey ve yatay 1 DOF modelleri ayrı ayrı tahmin edilmiş ve daha sonra 2 DOF TRMS model kuplaj etkileri hesaba katılacak şekilde tahmin edilmiştir. Parametrelerin tahmininde, zamana göre değişen ağırlık faktörü ve zamana göre değişen hızlanma katsayısı kullanan PSO algoritması kullanılmıştır. [83]'te 1 DOF yatay eksen TRMS modeli ARX ve ARMAX model yapısı olduğu kabul edilmiş ve model parametreleri arttırılmış en küçük kareler yöntemi ile tahmin edilmiştir. ARX ve ARMAX model yapısı karşılaştırmasında ARX modeli yapısının modeli daha iyi ifade ettiği görülmüştür. [18], [84]'de TRMS sistemine ait 2 DOF nonlinear Newtonian model elde edilmiş ve modelde bulunan motorların ataletleri, sistemim dikey eksenindeki ataleti ve viskoz sürtünme katsayıları gibi ölçülmesi mümkün olmayan parametreleri GA yardımıyla tahmin edilmiştir. [19]'da nonlinear TRMS modelindeki parametreler, PSO algoritması yardımıyla tahmin edilmiştir.

Bölümün devamında sırası ile optimizasyon problemi tanımlanacak, optimizasyonda kullanılan PSO ve ABC algoritmaları anlatılacak, 1 DOF yatay eksen modelde PSO ve ABC algoritmaların performansları karşılaştırılacak ve sonuçları verilecektir. 1 DOF dikey eksen modelde ve 2 DOF modelde bilinmeyen parametreler PSO algoritması ile tahmin edilecektir.

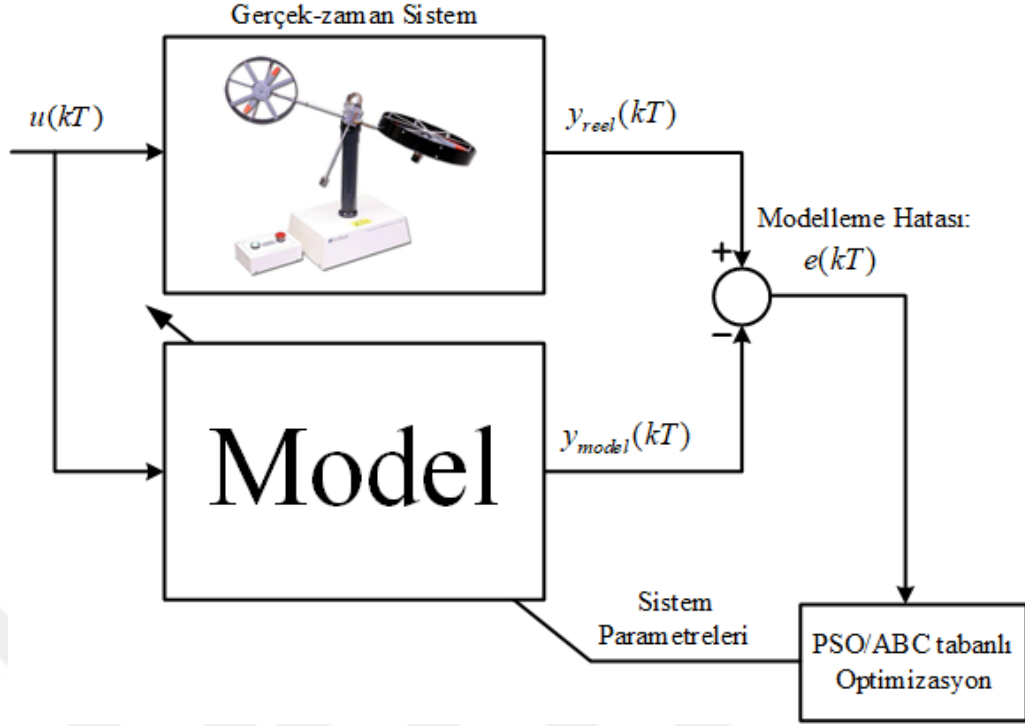
### 3.2. Optimizasyon Problemi

Şekil 3.2 ile optimizasyon şeması verilen offline parametre tahmini için maliyet fonksiyonu denklem 3.1 ile gösterilebilir.

$$p_{op} = \arg \min_p J(p) \quad (3.1)$$

$$J(p) = \sum_{k=1}^N (y_{reel}[kT] - y_{model}[kT])^2$$

Maliyet fonksiyonundaki  $y_{reel}$  gerçek zaman sistem çıkışlarını,  $y_{model}$  modelin çıkışlarını,  $N$  örneklenmiş verinin uzunluğunu,  $p = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_n]$  ise optimizasyon parametre vektörünü ifade etmektedir. Denklem 3.2 ile gösterilen herbir



**Şekil 3.1.** PSO ve ABC tabanlı parametre kestirimi optimizasyon şeması.

parametrenin alabileceği minimum ve maksimum değerler optimizasyon problemi için kısıtları oluşturmaktadır.

$$p_i^L \leq p_i \leq p_i^U \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3.2)$$

Birden fazla deney ile optimizasyon yapılması durumunda maliyet fonksiyonu denklem 3.3'teki gibidir.

$$p_{op} = \arg \min_p \sum_{n=1}^r w_n J_n(p) \quad (3.3)$$

Denklem 3.3'te,  $r$  yapılan deney sayısını,  $w_n$  n. Deneyin ağırlık faktörünü ifade etmektedir.

### 3.3. Sezgisel Algoritmalar

#### 3.3.1. Parçacık sürü optimizasyonu

PSO, farklı optimizasyon problemlerinin çözmek için kullanılan stokastik, popülasyon tabanlı bir sezgisel algoritmadır. PSO algoritması ilk olarak 1995 yılında Kennedy ve Eberhart [85] tarafından geliştirilmiştir. PSO hesaplama algoritması bilgi paylaşımını içeren ve parçacıkların yiyecek arayışı sırasında, diğer tüm parçacıkların keşiflerinden ve önceki deneyimlerinden yararlanmasına olanak tanıyan bir 'kuş sürüsü' davranışını simüle eder. PSO'daki her parçacık, arama uzayı boyunca hareket eden, kendisiyle

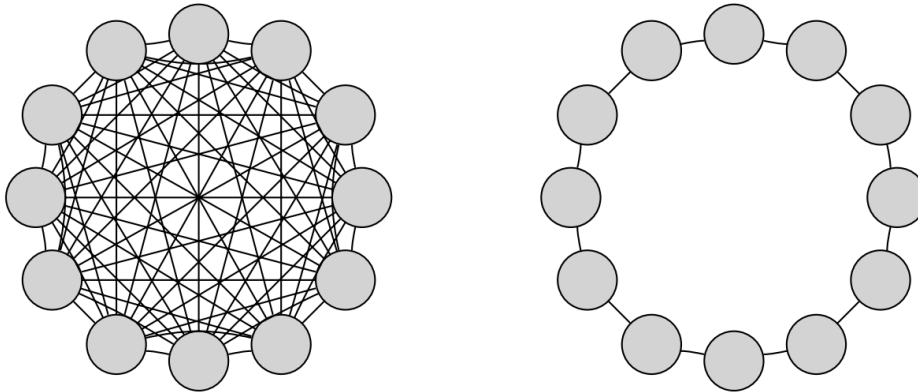
ilişkili bir hız vektörüne sahiptir ve o ana kadar elde ettiği en iyi çözümle ilişkili olan çözüm uzayındaki koordinatlarını takip eder. Bu değere  $p_{best}$  kişisel en iyi konum vektörü adı verilir. Parçacık sürüsü optimizatörünün tüm parçalar tarafından takip edilen bir diğer en iyi değeri de global en iyi  $g_{best}$  değeridir ve konumu, popülasyondaki tüm parçacıklar arasından elde edilir. Parçacığın geçmişteki en iyi konumu ve tüm sürüdeki en iyi genel konum, her bir parçacığın yeni konum vektörünü elde etmek için kullanılır. Her bir iterasyonda parçacığın hızı güncellenir ve parçacık yeni bir konuma taşınır. Bu yeni konum, önceki konum ve yeni hızın toplamı olarak hesaplanır.

Literatürde farklı yaklaşımlar kullanan algoritmalar bulunmaktadır. [86]'de, optimizasyon probleminin yakınsamasını garanti etmek için kısıtlanmış (Constricted) PSO algoritması önerilmektedir. Bu yöntemde yenilik, olarak parçacık hızının güncellenmesi ve ilgili parametrelerin doğru aralıkta belirlenmesidir. Denklem 3.4 ile parçacık hızı güncelleme denklemi verilmiştir.

$$v_{id}^{(n+1)} = v_{id}^{(n)} + c_1 r_{1d} (p_{id} - x_{id}^{(n)}) + c_2 r_{2d} (p_{Gd} - x_{id}^{(n)}) \quad (3.4)$$

Ayrıca algortmada sürü içindeki sosyal ilişki yapısını temsil eden topoloji türlerinden  $G_{best}$  yıldız topolojisine ek olarak  $L_{best}$  halka topolojisi karşılaştırma amaçlı ayrı ayrı ele alınmıştır.  $L_{best}$  halka topolojisi için hız güncelleme ifadesi denklem (3.5) ile verilmiştir. Bu yaklaşımda tüm sürüdeki global en iyi çözüm ifadesi ( $p_{Gd}$ ) yerine belli sayıdaki komşu parçacıklar arasındaki en iyi çözüm ifadesi ( $p_{Ld}$ ) kullanılır [87]. Şekil 3.2'de PSO algoritmasında kullanılan sosyal ilişki topolojileri verilmiştir.

$$v_{id}^{(n+1)} = v_{id}^{(n)} + c_1 r_{1d} (p_{id} - x_{id}^{(n)}) + c_2 r_{2d} (p_{Ld} - x_{id}^{(n)}) \quad (3.5)$$



**Şekil 3.2.** Sürü komşuluk topolojileri: yıldız (solda), halka (sağda)[87].

PSO algoritmasında parçacıkların çalışma uzayı dışına hızlı bir şekilde çıkmasını engellemek için parçacıkların hızları, Velocity Clamping adı verilen bir yöntemle sınırlandırılmıştır [88], [89]. Bu amaç için parçacık hızları, denklem 3.6 kullanılarak sınırlandırılmıştır.

$$v_{id}^{(n+1)} = \text{sign}(v_{id}^{(n+1)}) \cdot \min(\text{abs}(v_{id}^{(n+1)}), V_{max}) \quad (3.6)$$

Denklem 3.7’de PSO algoritmasında her bir yeni iterasyonda parçacıkların yeni konumlarının nasıl hesaplandığı ifade edilmektedir.

$$x_{id}^{(n+1)} = x_{id}^{(n)} + v_{id}^{(n+1)} \quad (3.7)$$

Buraya kadar verilen bilgiler ışığında TRMS sistemine yönelik parametre kestirimi probleminde uyarlanmış PSO algoritmasına dair kapsamlı sözde kod Tablo 3.1’de verilmiştir.

**Tablo 3.1.** PSO algoritması sözde kodu [90].

---

|                                                                                                         |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Gerçek sisteme uygulanan giriş $u(kT)$ ve buna karşılık elde edilen sistem çıkışı $y_{reel}(kT)$ yükle. |
| Model sistem parametrelerine ( $\rho_d$ , $d = 1, 2, \dots, 16$ ) ait başlangıç değerlerini yükle.      |
| Sistemi ifade eden dinamik denklemler ve $u(kT)$ kullanarak $y_{model}(kT)$ elde et.                    |
| Her bir sistem parametresi için başlangıç değerleri etrafında çalışma uzayı belirle.                    |
| Sürü büyüklüğü/parçacık sayısı ve iterasyon sayısı seç. $N$ : komşu sayısı ( $Lbest$ yöntemi için) seç. |
| Parçacıkların başlangıç konumlarını belirlenen çalışma uzayında rastgele dağılım ile ata.               |
| Parçacık başlangıç hızlarını sıfır al. Hız engelleme için $V_{max}$ belirle.                            |
| $c_1$ bilişsel ivme sabiti ve $c_2$ sosyal ivme sabiti ( $c_1 + c_2 > 4$ ) belirle, $\chi$ hesapla.     |
| Başlangıç maliyet fonksiyonu değerini ve en iyi çözümü elde et.                                         |

---

**Döngü** (belirlenen iterasyon sayısına) ( $n$ : mevcut iterasyon sayısı)

**Döngü** (her parçacık için) ( $i$ : mevcut parçacık)

Parçacığın tuttuğu konumları ( $x_{id}$ ) sistem parametrelerine ata ( $\rho_d \leftarrow x_{id}^{(n)}$ ,  $d = 1, 2, \dots, 16$ )

$u(kT)$  için dinamik denklemleri kullanarak sistem modeli çıkışını  $y_{model}(kT)$  elde et.

Maliyet fonksiyonu değerini hesapla  $J_i^{(n)} = \sum_{k=1}^N [y_{reel}[kT] - y_{model}[kT]]^2$

**IF**  $J_i^{(n)} < p_{id}$  ( $x_{id}^{(n)}$   $i$ . Parçacık için en iyi uygunluk değerini verdi mi?)

Uygunluk değerini kaydet.  $Pbest$  güncelle.  $p_{id} \leftarrow x_{id}$

**endIF**

$G_{best}$ :  $Pbest$  ‘lerin en iyi uygunluk değeri verenini  $G_{best}$  ( $p_{Gd}$ ) (global) seç.

$L_{best}$ :  $2N$  komşuluktaki  $P_{best}$  ‘lerin en iyi uygunluk değeri verenini  $L_{best}$  ( $p_{Ld}$ ) (lokal) seç.

**Döngü** (her parametre için) ( $d$ : mevcut parametre)

$r_{1d}$  ve  $r_{2d}$   $[0,1]$  arasında rastgele seç.

---

**Tablo 3.1. (Devamı) PSO algoritması sözde kodu [90].**


---

|                                             |                                                                                                                                      |
|---------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| $G_{best}$ :                                | Parçacığa ait hızı güncelle. $v_{id}^{(n+1)} = v_{id}^{(n)} + c_1 r_{1d}(p_{id} - x_{id}^{(n)}) + c_2 r_{2d}(p_{Gd} - x_{id}^{(n)})$ |
| $L_{best}$ :                                | Parçacığa ait hızı güncelle. $v_{id}^{(n+1)} = v_{id}^{(n)} + c_1 r_{1d}(p_{id} - x_{id}^{(n)}) + c_2 r_{2d}(p_{Ld} - x_{id}^{(n)})$ |
| Hızın $V_{max}$ değerini geçmesini engelle. | $v_{id}^{(n+1)} = \text{sign}(v_{id}^{(n+1)}) \cdot \min(\text{abs}(v_{id}^{(n+1)}), V_{max})$                                       |
| Parçacığa ait konumu güncelle.              | $x_{id}^{(n+1)} = x_{id}^{(n)} + v_{id}^{(n+1)}$                                                                                     |

---

**Döngü Sonu (d)**

---

### 3.3.2. Yapay arı kolonisi

Karaboğa [91] tarafından 2005 yılında önerilen yapay arı kolonisi algoritması (ABC), bir arı kolonisinin yiyecek arama davranışını simüle eden sezgisel optimizasyon algoritmasıdır. ABC, yiyecek arayan yapay arıları çalışan arılar, izleyici arılar ve gözcü arılar olmak üzere üç gruba ayırır. Koloninin yarısı görevli arılardan, diğer yarısı ise gözcü arılardan oluşmaktadır. Çalışan arılar hafızalarındaki gıda kaynağının etrafındaki gıdayı araştırırken, gıda bilgilerini gözcü arılara aktarırlar. Gözcü arılar, çalışan arılar tarafından bulunanlar arasından iyi gıda kaynaklarını seçme eğilimindedir, daha sonra seçilen gıda kaynağının etrafındaki gıdaları daha fazla araştırır. Gözcü arılar, besin kaynaklarını terk eden ve yenilerini arayan birkaç çalışan arının görevleri gözcü arıya döndürülerek elde edilir [92]–[95].

ABC algoritmasında her bir besin kaynağı, ele alınan problem için olası bir çözümdür ve bir besin kaynağının nektar miktarı, uygunluk değeri ile temsil edilen çözümün kalitesini temsil eder. Besin kaynağı sayısı çalışan arı sayısı ile aynıdır ve her besin kaynağı için tam olarak bir çalışan arı vardır. Gözcü arı, besin kaynağını, o besin kaynağıyla ilişkili denklem 3.8 ile verilen  $P_i$  olasılık değerine bağlı olarak seçer. ABC algoritmasının kapsamlı sözde kodu, Tablo 3.2 ile verilmiştir.

$$P_i = \frac{fit_i}{\sum_{i=1}^{N} fit_i} \quad (3.8)$$

**Tablo 3.2. ABC algoritması sözde kodu [90].**


---

Gerçek sisteme uygulanan giriş  $u(kT)$  ve buna karşılık gelen sistem çıkışı  $y_{reel}(kT)$  yükle.  
 Model sistem parametrelerine ( $\rho_d$ ,  $d = 1,2, \dots, 16$ ) ait başlangıç değerlerini yükle.  
 Sistemi ifade eden dinamik denklemler ve  $u(kT)$  kullanarak  $y_{model}(kT)$  elde et.  
 Her bir sistem parametresi için başlangıç değerleri etrafında çalışma uzayı belirle.  
 Koloni büyüklüğü ve iterasyon sayısı seç.  $L$ : gelişememe limiti belirle.  
 Nektar kaynağı başlangıç konumlarını belirlenen çalışma uzayında rastgele dağılım ile ata.  
 Başlangıç maliyet fonksiyonu değerini ve en iyi çözümü elde et.

---

**Tablo 3.2. (Devamı) ABC algoritması sözde kodu [90].**

---

**Döngü** (belirlenen iterasyon sayısına) ( $n$ : mevcut iterasyon sayısı)  
    **// Görevli Arı Fazı:**  
**Döngü** (her nektar kaynağı için) ( $i$ : mevcut nektar kaynağı)  
    Görevli arı  $i$ . nektar kaynağı konumundan rastgele belirlenen  $k$ . nektar kaynağı konumuna yaklaşmak veya uzaklaşmak suretiyle yeni konuma gider.  $x_{id}^{(n)} = x_{id}^{(n-1)} + \phi_{id}(x_{id}^{(n-1)} - x_{kd}^{(n-1)})$   
    Nektar kaynağı konumlarını ( $x_{id}$ ) sistem parametrelerine ata ( $\rho_d \leftarrow x_{id}^{(n)}$ ,  $d = 1, 2, \dots, 16$ )  
     $u(kT)$  için dinamik denklemleri kullanarak sistem modeli çıkışını  $y_{model}(kT)$  elde et.  
    Maliyet fonksiyonu değerini hesapla  $J_i^{(n)} = \sum_{k=1}^N [y_{reel}[kT] - y_{model}[kT]]^2$   
**IF**  $J_i^{(n)} < p_{id}$  ( $x_{id}^{(n)}$  ile  $i$ . Nektar kaynağı gelişim sağladı mı?)  
    Öncekini bırakıp, yeni kaynağı benimse ve  $i$ . Nektar için en iyi çözüm güncelle.  $p_{id} \leftarrow x_{id}$   
**elseif**  
     $C_i = C_i + 1$   $i$ . Nektar kaynağı için gelişememe değerini bir artır.  
**endIF**  
**Döngü Sonu** ( $i$ )  
    **// Gözcü Arı Fazı:**  
    Maliyet değerlerinden uygunluk değerleri elde edilir.  $fit_i = \begin{cases} \frac{1}{1+J_i}, & J_i \geq 0 \\ 1 + abs(J_i), & J_i < 0 \end{cases}$   
    Olasılıklar elde edilir.  $P_i = \frac{fit_i}{\sum_{i=1}^m fit_i}$   
**Döngü** (her gözcü arı için) ( $m$ : mevcut gözcü arı)  
    Rulet tekerleği ile  $i$ . nektar kaynağı olasılıksal olarak seçilir. Gözcü arı görevli arı olur.  
    Görevli arı  $i$ . nektar kaynağı konumundan rastgele belirlenen  $k$ . nektar kaynağı konumuna yaklaşmak veya uzaklaşmak suretiyle yeni konuma gider.  $x_{id}^{(n)} = x_{id}^{(n-1)} + \phi_{id}(x_{id}^{(n-1)} - x_{kd}^{(n-1)})$   
    Nektar kaynağı konumlarını ( $x_{id}$ ) sistem parametrelerine ata ( $\rho_d \leftarrow x_{id}^{(n)}$ ,  $d = 1, 2, \dots, 16$ )  
     $u(kT)$  için dinamik denklemleri kullanarak sistem modeli çıkışını  $y_{model}(kT)$  elde et.  
    Maliyet fonksiyonu değerini hesapla  $J_i^{(n)} = \sum_{k=1}^N [y_{reel}[kT] - y_{model}[kT]]^2$   
**IF**  $J_i^{(n)} < p_{id}$  ( $x_{id}^{(n)}$  ile  $i$ . Nektar kaynağı gelişim sağladı mı?)  
    Öncekini bırakıp, yeni kaynağı benimse ve  $i$ . Nektar için en iyi çözüm güncelle.  $p_{id} \leftarrow x_{id}$   
**elseif**  
     $C_i = C_i + 1$   $i$ . Nektar kaynağı için gelişememe değerini bir artır.  
**endIF**  
**Döngü Sonu** ( $m$ )  
    **// Kâşif Arı Fazı:**  
     $L$ : gelişememe limitini dolduran her görevli arı kâşif arıya dönüşüp çalışma uzayı içerisinde rastgele nektar kaynaklarına gider ve maliyet değerleri  $J_i$  güncellenir, gelişememe sayaçları  $C_i$  sıfırlanır.  
    Grafik çizdirme amaçlı iterasyona bağlı algoritma gelişimini kayıt altına alınır.  
**Döngü Sonu** ( $n$ )

---

### 3.4. 1 DOF Yatay Eksen Model Parametrelerin Elde Edilmesi ve Optimizasyon Yöntemlerin Karşılaştırılması

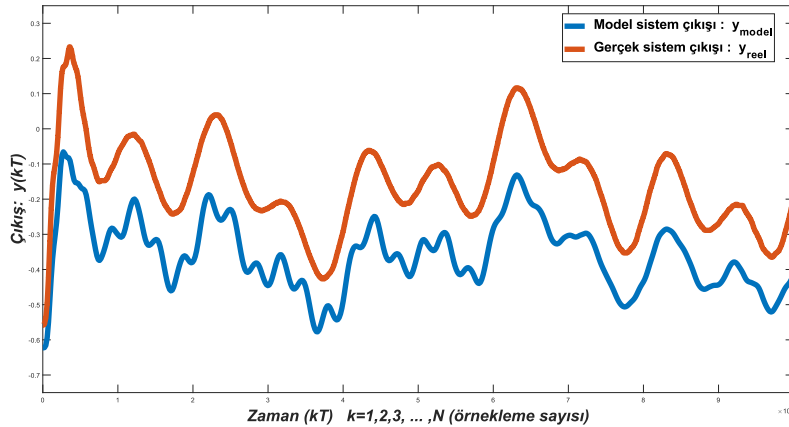
Bu bölümde yukarıda anlatılmış olan sezgisel algoritmaların tahmin performanslarını karşılaştırmak için denklem 2.33 ile verilen TRMS 1 DOF yatay eksen sistemin parametreleri tahmin edilecektir. Bu amaçla TRMS deney setine uygulanan  $u_1(kT)$  işaretine karşılık sistem çıkışı olan  $\alpha_v$  açısı  $y_{reel}$  olarak kaydedilmiştir. Şekil 3.1 ile verilen optimizasyon şeması kullanılarak denklem 3.9’da verilmiş olan parametrelerin tahmini gerçekleştirilecektir.

$$p = [B_{mv} \ J_1 \ J_2 \ J_{mv} \ K_{bv} \ K_1 \ K_{av} \ k_{vfv} \ l_m \ l_{T1} \ l_{T2} \ m_{T1} \ m_{T2} \ R_{av} \ k_{fvp} \ k_{tvp}]' \quad (3.9)$$

Parametre tahmini için verilen sezgisel optimizasyon algoritmaları 300 ve 1000 iterasyon olarak çalıştırılacaktır. Algoritmaların her biri 10 sefer 300 iterasyon ve 10 sefer 1000 iterasyon yapacak şekilde koşturulmuştur. Her algoritmanın aynı koşullarda başlaması amacıyla popülasyonlarının ilk değerleri aynı verilmiştir. PSO yöntemlerinde popülasyon büyüklüğü (parçacık sayısı) 50 parçacık olarak alınmış, halka topoloji Lbest-PSO yönteminde komşuluk sayısı 10 olarak belirlenmiştir. ABC yönteminde koloni boyutu benzer şekilde 50 arı seçilmiştir. Algoritmaları koşturan bilgisayarın özellikleri Intel i5-8400 4.0 GHz işlemci, 16 GB RAM bellek ve 512 GB SSD hafıza şeklindedir.

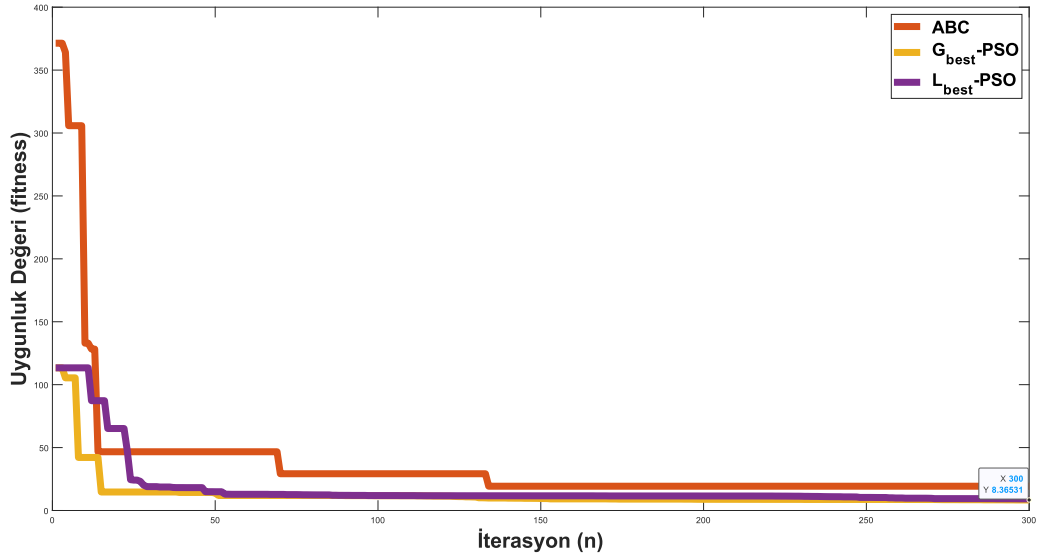
Optimizasyona dayalı algoritmalarının uygulanması öncesinde parametre kestirimi algoritmalarına girdi olacak sistem giriş ve buna karşılık gözlenen sistem çıkışı, değer dizileri şeklinde belirli bir örnekleme ile gerçek sistemin bağlı bulunduğu bilgisayarda kayıt altına alınmıştır.

Offline parametre tahmini gerçekleştirileceğinden gerçek zaman deneyde giriş ve çıkış verileri örnekleme zamanı  $T = 0.001$  s olacak şekilde kaydedilmiştir. Şekil 3.3'te ilk koşullar için modelden elde edilen çıkış grafiği ile gerçek-zaman sistemin çıkış grafiği verilmiştir. Görüldüğü üzere parametre değerleri gerçek çalışma koşullarına uygun olacak biçimde doğru belirlenemediği durumda modelleme hatası oluşmaktadır. Asıl sistem model tarafından hassas derecede iyi temsil edilememektedir. Burada görülen modelleme hatasını minimum yapacak şekilde model parametreleri optimizasyona dayalı bulunmuş, kullanılan optimizasyon yöntemlerinin başarımı karşılaştırılmalı olarak aşağıda sunulmuştur.



**Şekil 3.3.** İlk değer ile model ve gerçek sistem çıkışları.

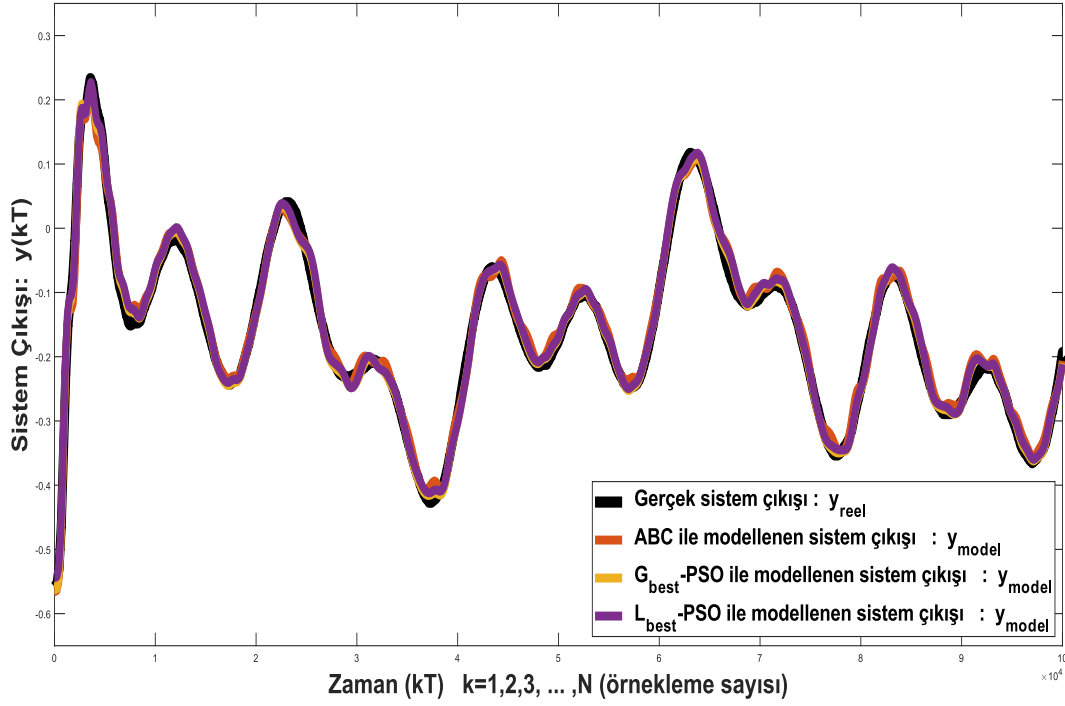
Şekil 3.4'te 300 iterasyon için PSO ve ABC algoritmalarının iterasyonlar boyunca fonksiyonu değişim grafiği gösterilmektedir. Grafikte açıkça görüldüğü üzere en iyi çözümü PSO yöntemi vermiştir. Gbest-PSO yaklaşımı Lbest-PSO yaklaşımına göre az bir farkla daha iyi sonuç vermesinin yanı sıra görece daha hızlı yakınsamaktadır. ABC yöntemi de hızlı yakınsama göstermesine karşın ürettiği çözümü iterasyonlar boyunca geliştirememiştir.



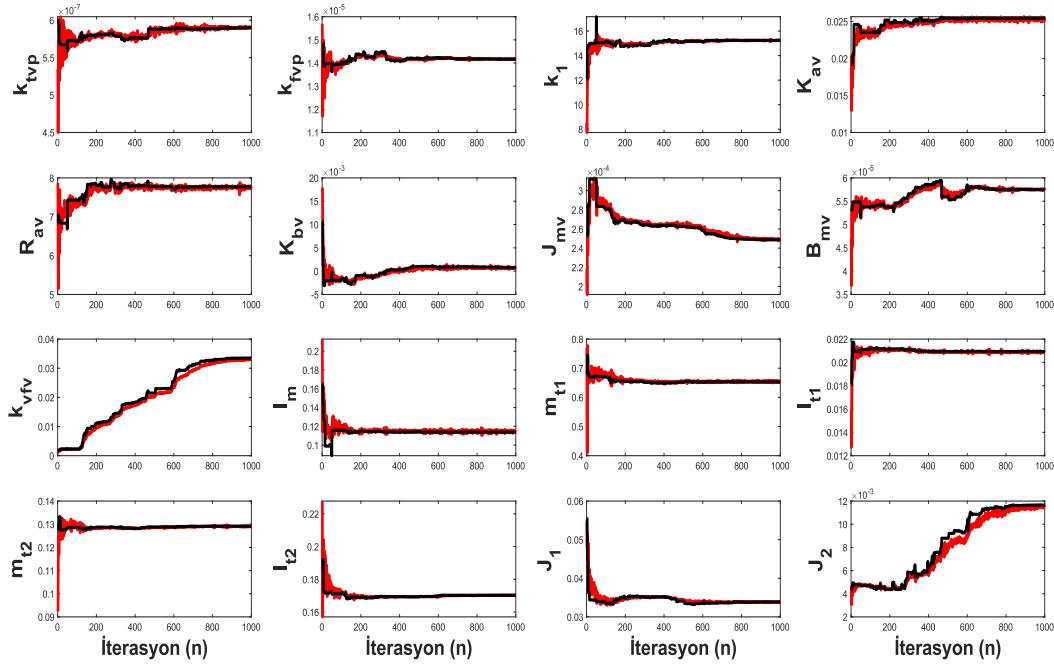
**Şekil 3.4.** Algoritmaların iterasyonlar boyunca maliyet fonksiyonu değerleri.

Gerçekleştirilen parametre kestirim optimizasyonları sonucunda model sistem ile gerçek sistem çıkışlarının karşılaştırılması Şekil 3.5'te gösterilmektedir. Uygulanan tüm yöntemlerin, gerçek sistem çıkışı ile örtüşen model sistem çıkışını sağlayan sistem parametrelerini tatmin edici şekilde tahmin ettiği görülmüştür. Ancak Gbest-PSO yöntemi ile elde edilen sistem modelinin, diğer yöntemlere göre gerçek sistem davranışını daha yakın takip etmiştir.

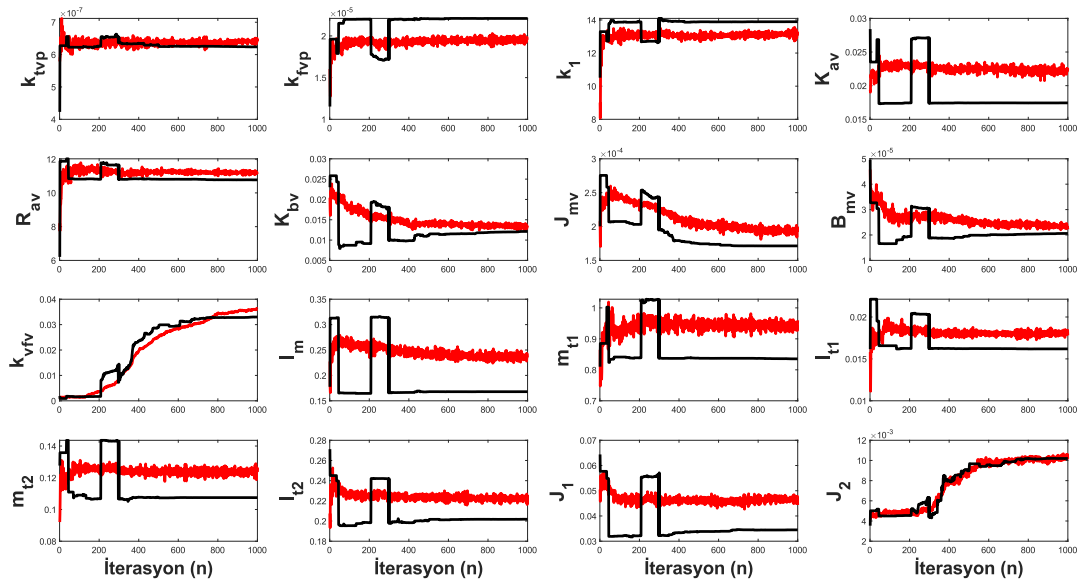
Model sisteme ait parametre değerlerinin en iyi çözümü vereni ile tüm popülasyon ortalamasının 1000 iterasyon boyunca değişimi Şekil 3.6, Şekil 3.7 ve Şekil 3.8'de verilmiştir. Gbest-PSO yönteminde parametre ortalamalarının en iyi çözümü takip ettiği başka bir deyişle tüm sürünün iterasyonlar boyunca optimum noktaya çok dağılmadan ilerlediği görülmektedir. Lbest-PSO yönteminde ise parametre değerleri daha geniş bir dağılım göstermekte ve daha homojen ama yavaş bir arama yapılmaktadır. ABC yönteminde de Lbest-PSO yöntemine benzer bir koloni dağılımı gerçekleşmekte genel itibariyle parametre değerlerinin gelişimi durağan olmaktadır.



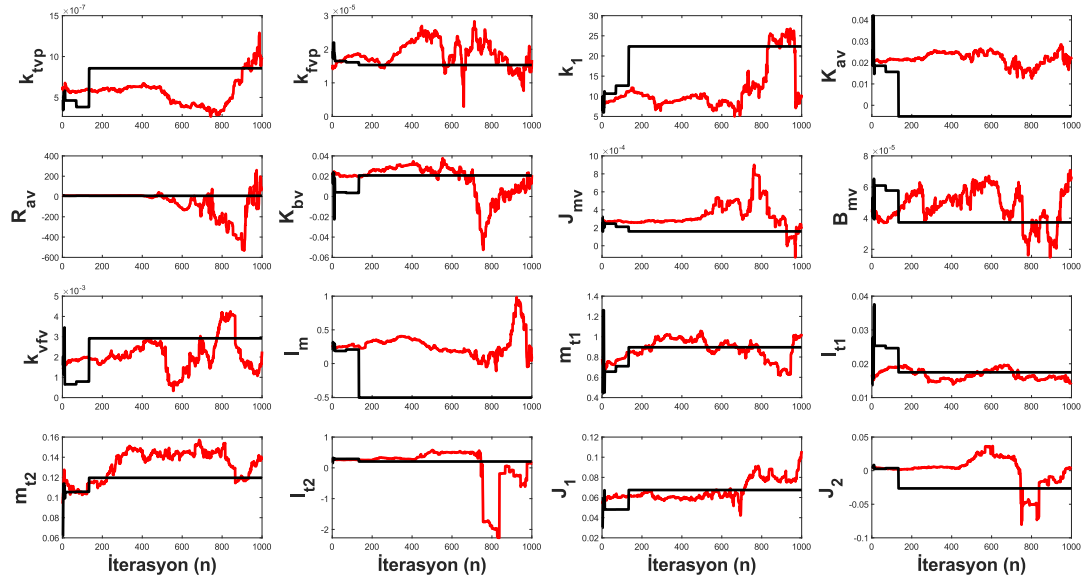
Şekil 3.5. Parametreleri optimizasyon ile kestirilen model çıkışı ve gerçek zaman çıkışı.



Şekil 3.6. Sistem parametrelerinin popülasyon ortalama ve en iyi değerleri değişimi (Gbest-PSO).



**Şekil 3.7.** Sistem parametrelerinin popülasyon ortalama ve en iyi değerleri değişimi (Lbest-PSO).



**Şekil 3.8.** Sistem parametrelerinin popülasyon ortalama ve en iyi değerleri değişimi (ABC).

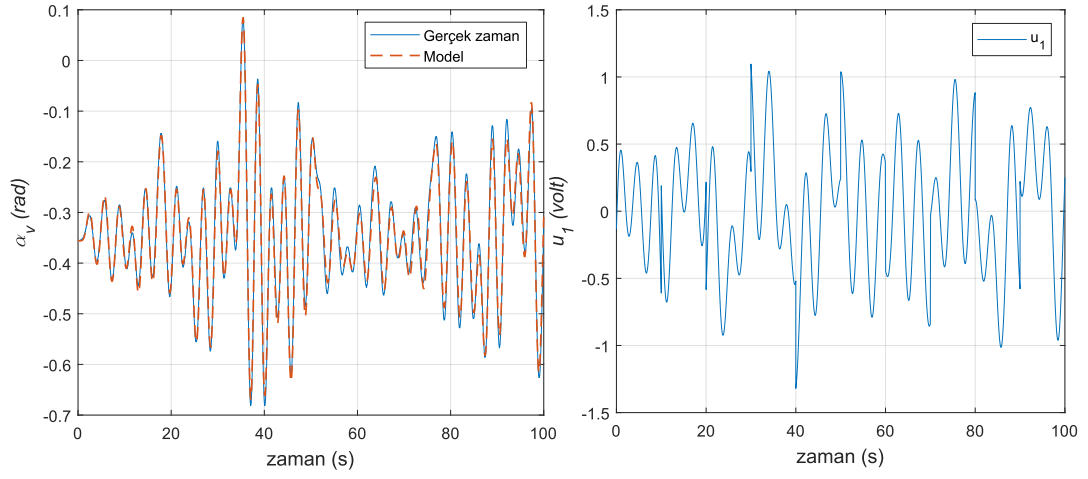
Ele alınan sezgisel yöntemlerde çıktılar rastgele seçilen başlangıç koşullarından etkilendiğinden, yöntemleri birbiri arasında kıyaslayabilmek için her bir yöntem birbiriyle aynı ve her bir seferde farklı rastgele başlangıç koşulları olacak şekilde 10 defa tekrarlanarak ortalama başarımlar ve hesap maliyetleri elde edilmiş olup, Tablo 3.3'te özetlenmiştir. 1000 iterasyon için tartışmasız Gbest-PSO yöntemi tüm başarımlar ölçütlerinde en iyi sonucu vermiştir. 300 iterasyonda ise Gbest-PSO yöntemi hızlı yakınsama özelliği ile beklenildiği üzere daha iyi sonuç vermiştir.

**Tablo 3.3.** Kullanılan optimizasyon yöntemlerinin karşılaştırmalı başarımı.

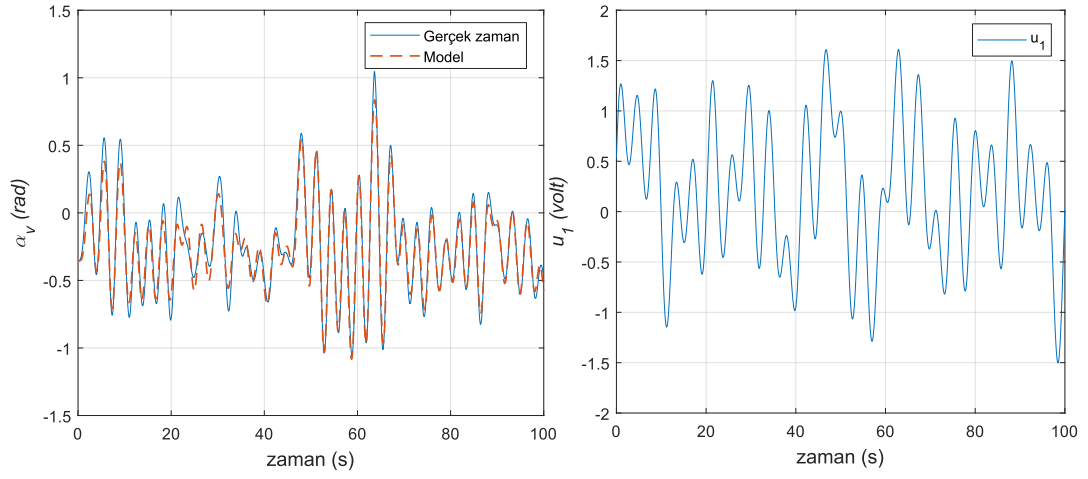
|                                      | G <sub>best</sub> -PSO |               | L <sub>best</sub> -PSO |              | ABC   |        |        |
|--------------------------------------|------------------------|---------------|------------------------|--------------|-------|--------|--------|
| Çalıştırma sayısı                    | 10                     | 10            | 10                     | 10           | 10    | 10     | -      |
| İterasyon sayısı                     | 300                    | 1000          | 300                    | 1000         | 300   | 1000   | 2000   |
| Popülasyon/Koloni büyüklüğü          | 50                     | 50            | 50                     | 50           | 50    | 50     | 50     |
| Ulaşılan en iyi maliyet fonksiyonu   | <b>8.37</b>            | <b>7.6371</b> | 9.27                   | <b>7.638</b> | 19.29 | 19.29  | 19.09  |
| Ulaşılan en iyi maliyetlerin ort.    | <b>12</b>              | <b>7.66</b>   | 12.43                  | 7.9          | 33.43 | 27.71  | 28.53  |
| En iyi maliyetlerin standart sapması | 4.62                   | <b>0.03</b>   | <b>2.23</b>            | 0.27         | 10.61 | 7.29   | 5.95   |
| Ortalama hesap süresi (s)            | <b>125</b>             | <b>475.5</b>  | 129.4                  | 483.2        | 303   | 1079.6 | 1568.4 |

Lbest-PSO yöntemi çalışma uzayına daha iyi dağılma ve yerel ekstremumlara daha az takılma özelliği ile 300 iterasyonda maliyetlerin standart sapmasının düşüklüğü ile daha kararlı/tutarlı davranış göstererek genel olarak oldukça kabul edilebilir sonuçlar verirken, ABC yöntemi nispeten daha kötü başarımlar gösterirken hesap maliyeti de aynı iterasyon sayısında PSO yöntemlerinden yaklaşık 3 kat daha fazla olmaktadır. ABC yöntemi tabloda verildiği üzere 2000 iterasyon da yapılırsa, istenen oranda gelişim gösterememiştir. Buna rağmen tüm bu kullanılan sezgisel optimizasyon yöntemlerinin TRMS sistemine yönelik model parametrelerinin tahmininde elverişli olduğu görülmüştür.

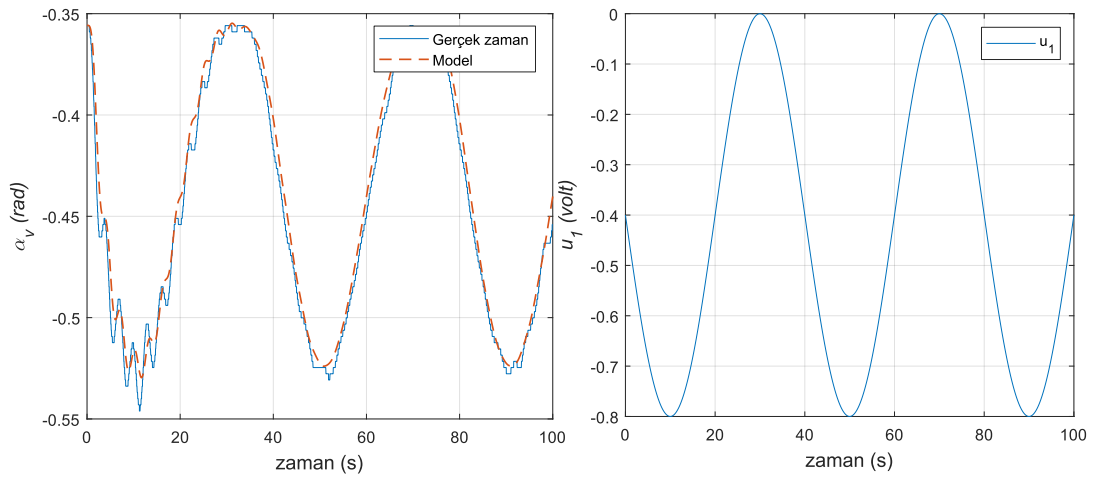
Şekil 3.9 ve Şekil 3.17 arasındaki şekillerde parametre tahmini yapılarak geliştirilen 1 DOF yatay düzlem modelin farklı giriş işaretleri için gerçek zaman sistemle karşılaştırmalı olarak model cevapları verilmiştir. Model doğruluğunu test etmek için farklı çalışma bölgelerinde olacak şekilde farklı genlik ve frekanslarda giriş işaretleri ayarlanmıştır. Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'da sistemin giriş işareti olarak farklı genlik ve frekanslardaki sinüs işaretlerinin toplamı sisteme giriş işareti olarak uygulanmış ve model çıkışının gerçek zaman sistem dinamiklerini kabul edilebilir ölçüde yakaladığı görülmüştür. Diğer şekillerde giriş işareti olarak pozitif ve negatif alternanslarda sırasıyla sinüs, kare ve testere işaretleri uygulanmıştır. Bu deneylerinin cevapları incelendiğinde, geliştirilen modelin gerçek zaman sistem gibi davrandığı görülmektedir.



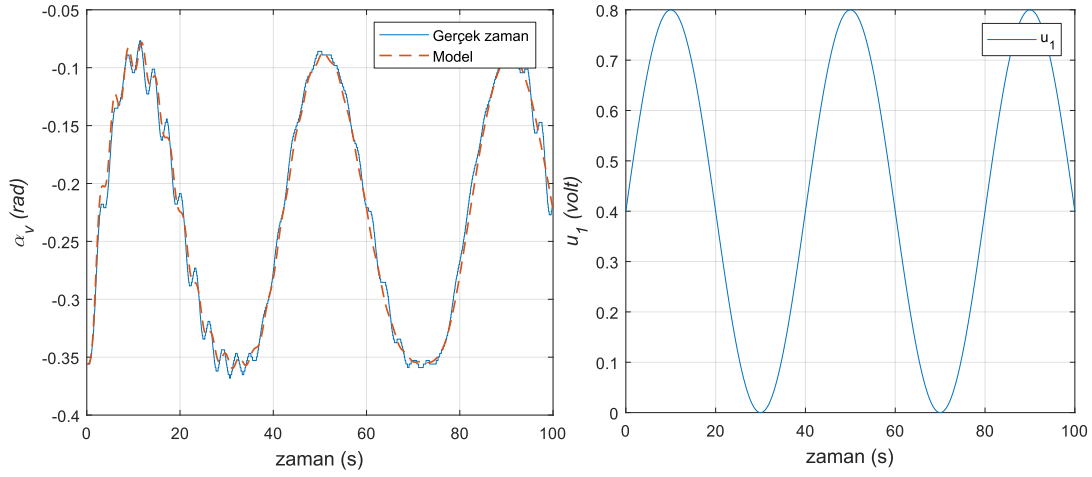
Şekil 3.9. Çoklu sinüs girişi için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.



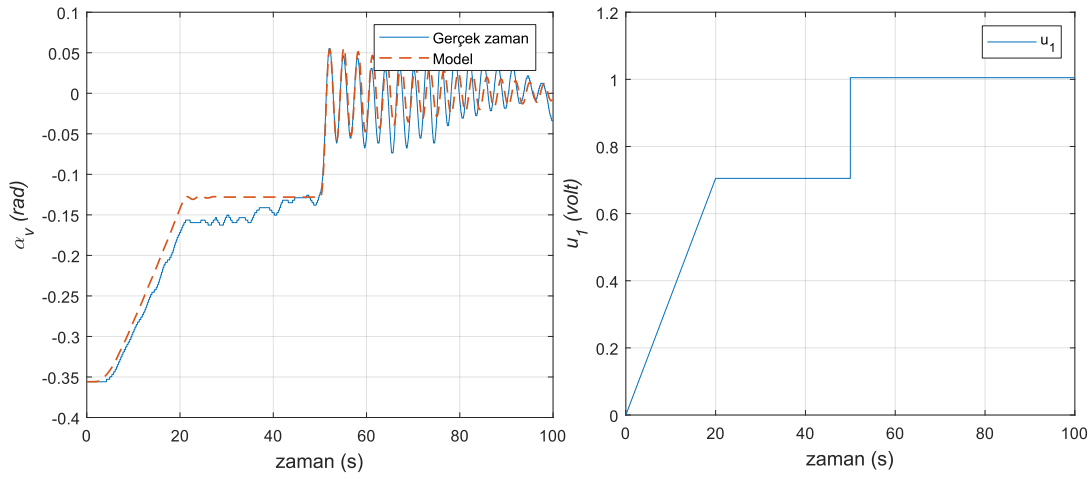
Şekil 3.10. Çoklu sinüs girişi için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.



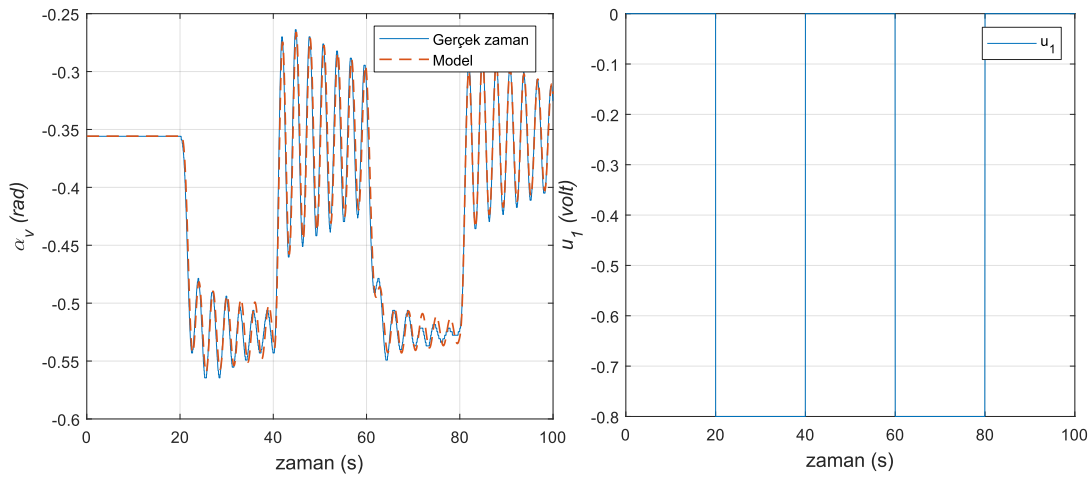
Şekil 3.11. Negatif sinüs girişi için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.



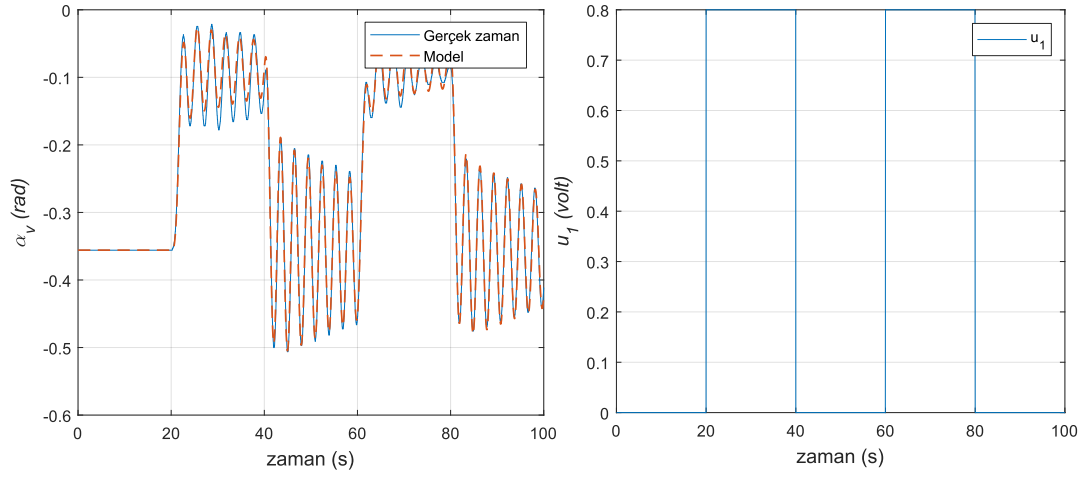
**Şekil 3.12.** Pozitif sinüs girişi için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.



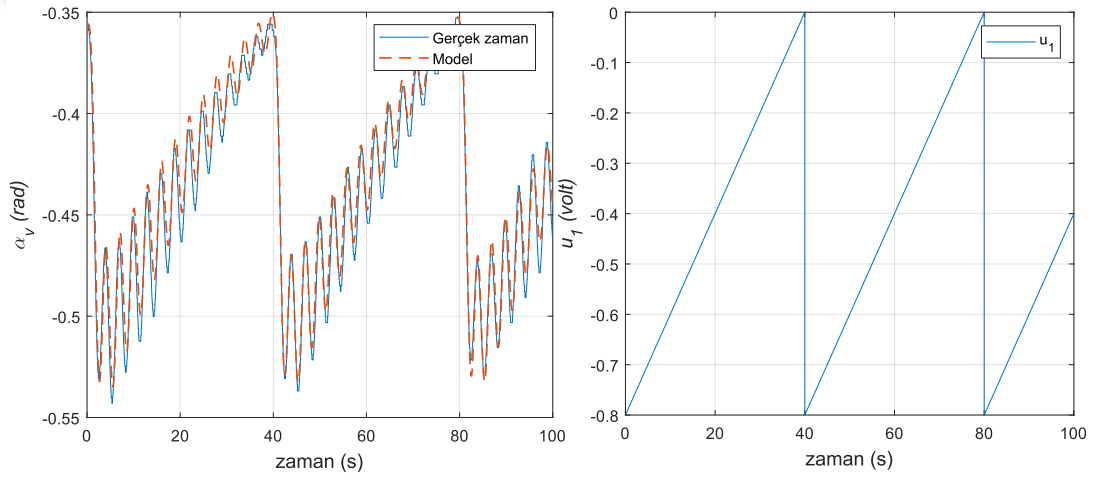
**Şekil 3.13.** Basamak giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.



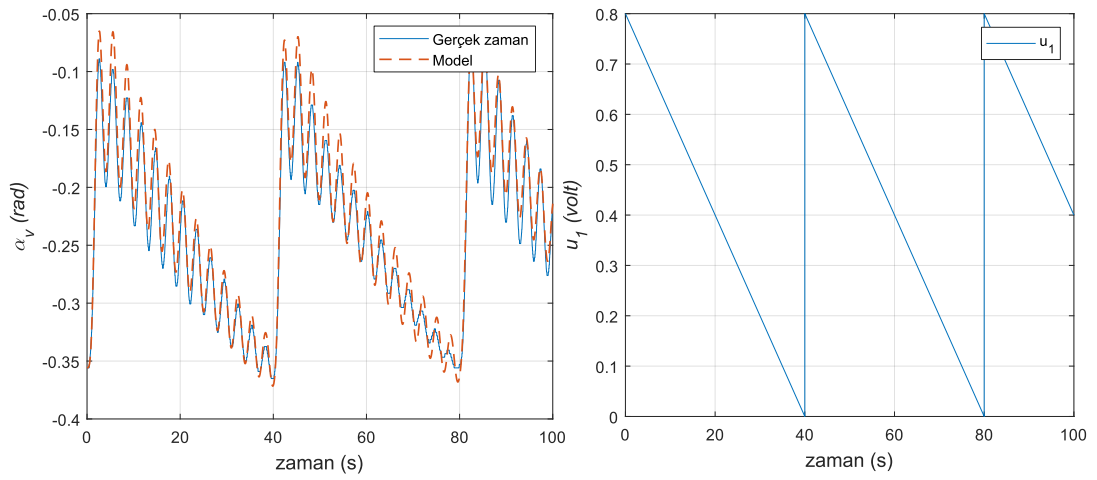
**Şekil 3.14.** Negatif kare dalga giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.



**Şekil 3.15.** Pozitif kare dalga giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.



**Şekil 3.16.** Negatif testere dalga giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.



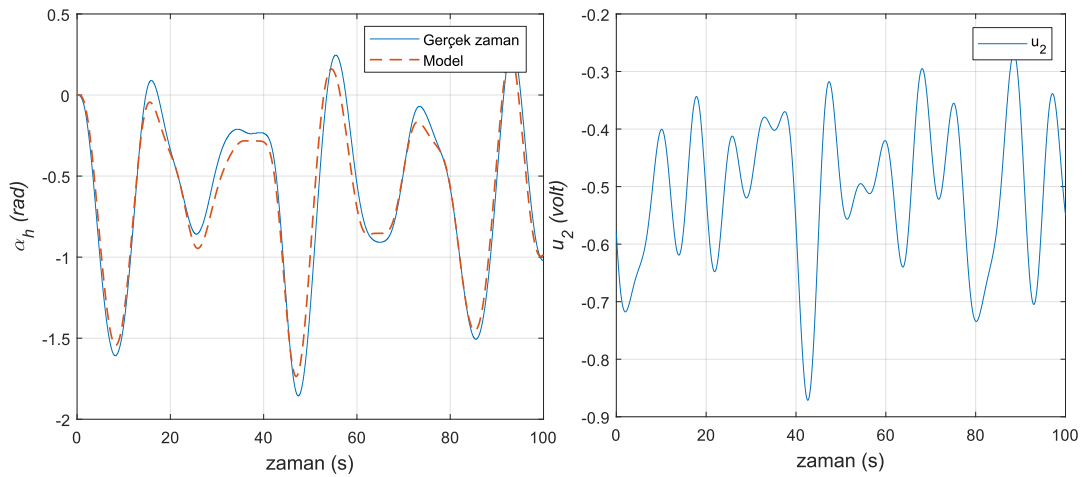
**Şekil 3.17.** Pozitif testere dalga giriş için 1 DOF yatay eksen model doğrulaması.

### 3.5. 1 DOF Dikey Eksen Model Parametrelerin Elde Edilmesi

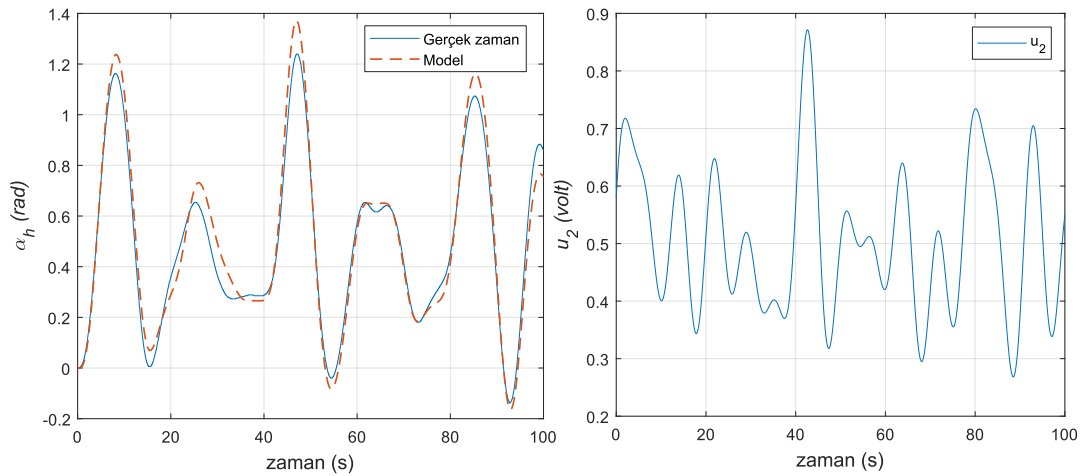
Bu bölümde denklem 2.35 ile verilen TRMS 1 DOF dikey eksen sistemin parametreleri tahmin edilecektir. Bu amaçla TRMS deney setine uygulanan  $u_2(kT)$  işaretine karşılık sistem çıkışı olan  $\alpha_h$  açısı  $y_{reel}$  olarak kaydedilmiştir. Şekil 3.1 ile verilen optimizasyon şeması kullanılarak, denklem 3.10'da verilmiş olan parametrelerin tahmini gerçekleştirilecektir.

$$p = [K_2 \ J_{th} \ k_{tvp} \ k_{tvn} \ K_{bh} \ B_{th} \ K_{ah} \ k_{vfh} \ k_{cfh} \ k_{fhp} \ k_{fhn} \ K_{chp} \ K_{chn}]' \quad (3.10)$$

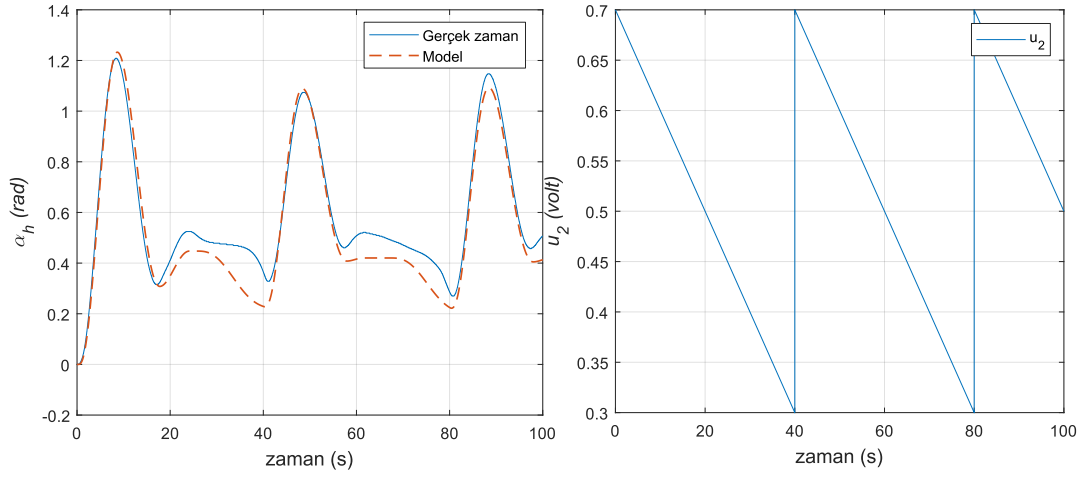
Şekil 3.18 ve Şekil 3.25 arasındaki şekillerde farklı giriş işaretleri için parametre tahmini yapılan 1 DOF yatay düzlem modelin gerçek zaman sistem ve model cevapları verilmiştir. Elde edilen sonuçlarda model çıkışının, gerçek zaman sistem dinamiklerini yakaladığı görülmektedir.



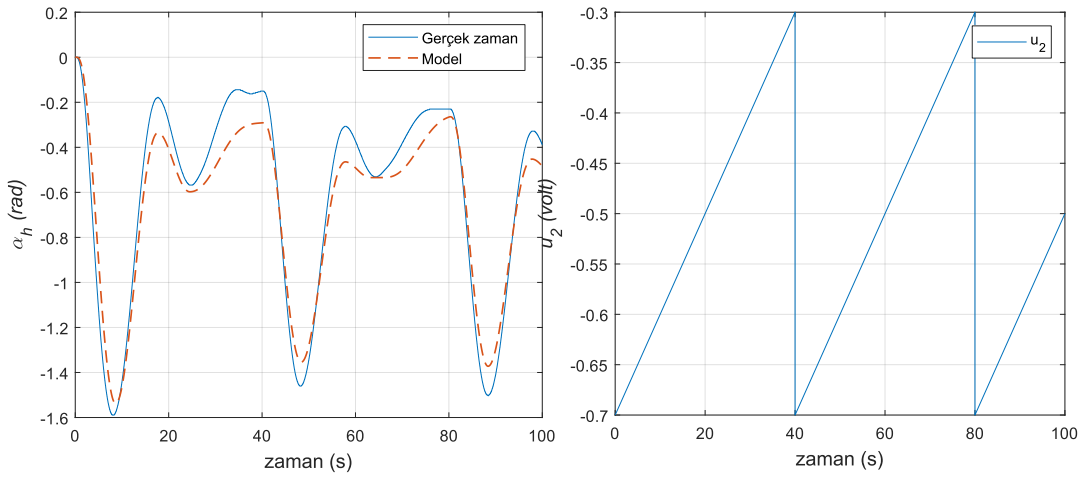
Şekil 3.18. Çoklu sinüs girişi için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması.



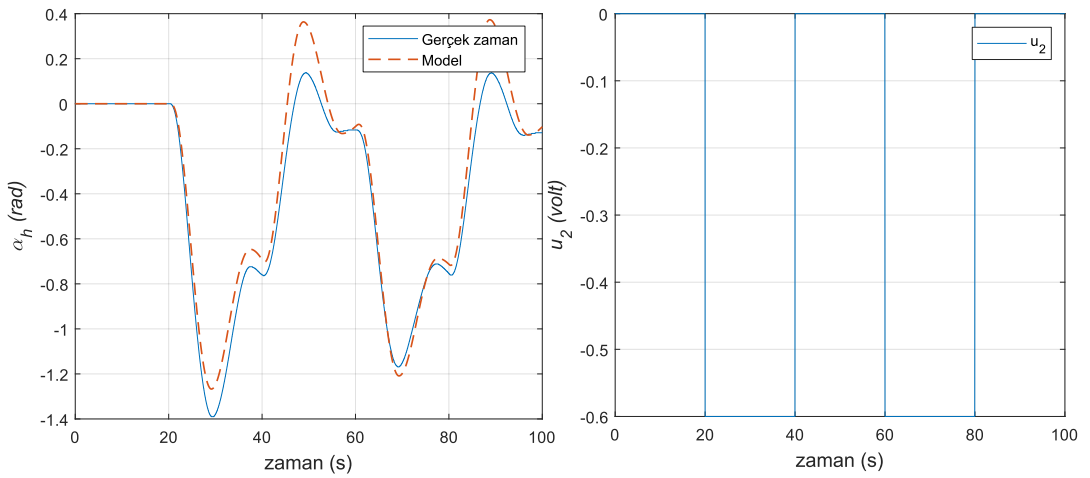
Şekil 3.19. Çoklu sinüs girişi için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması.



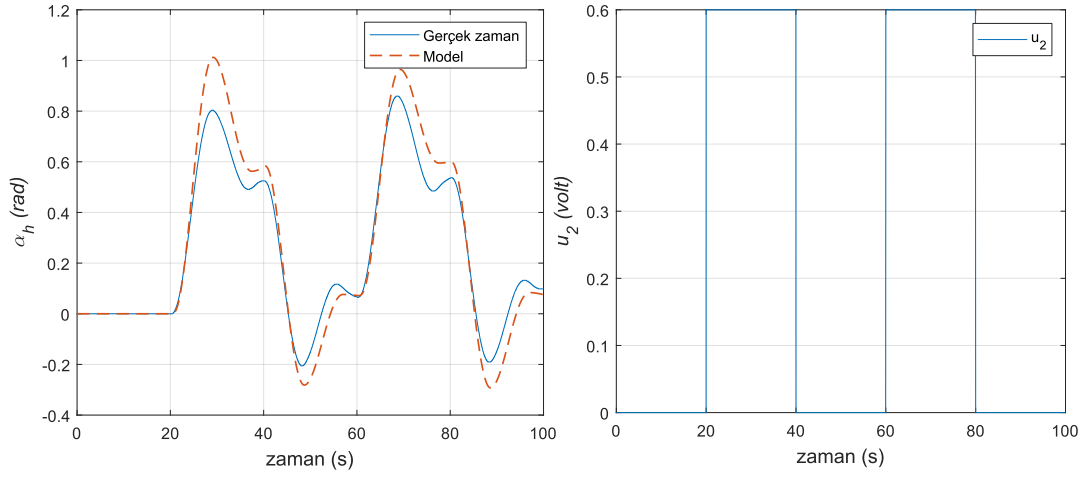
**Şekil 3.20.** Pozitif testere dalga giriş için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması.



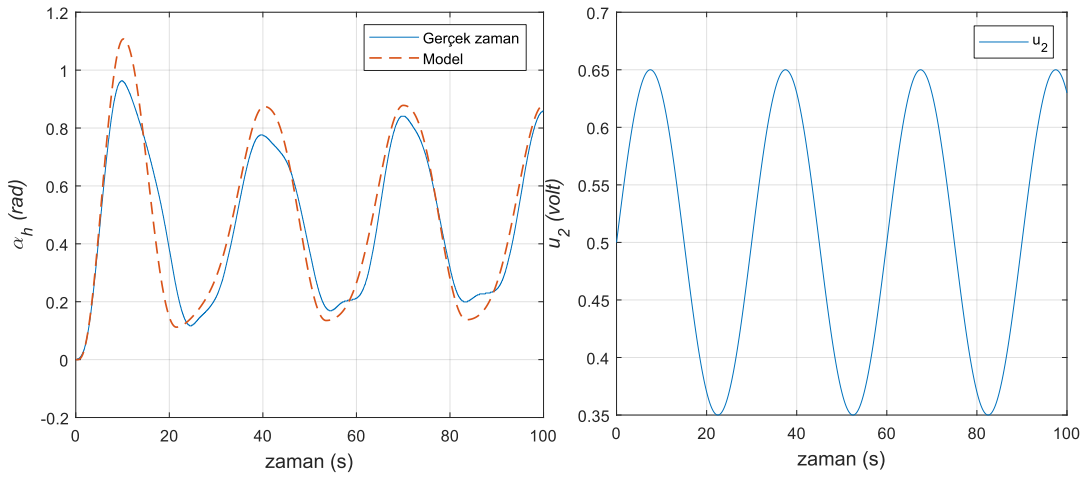
**Şekil 3.21.** Negatif testere dalga giriş için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması.



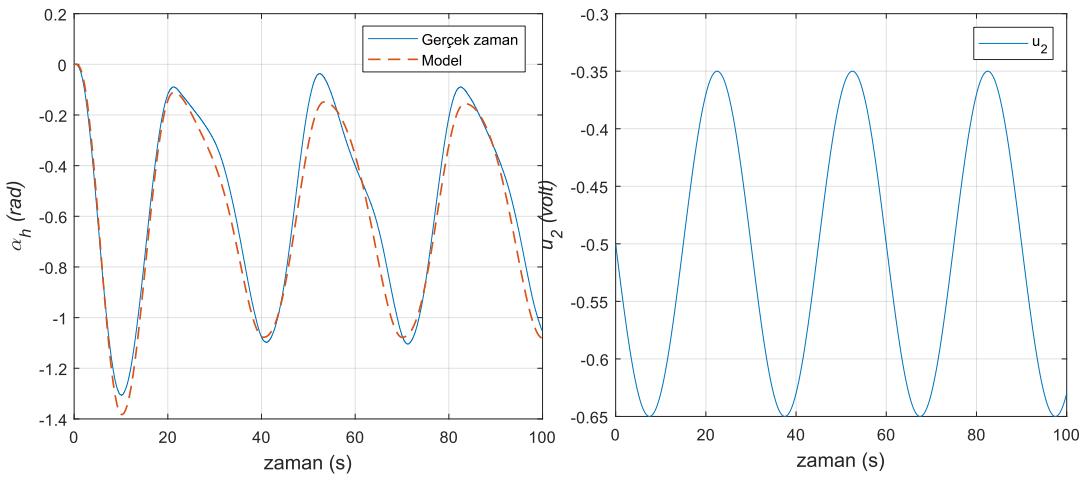
**Şekil 3.22.** Negatif kare dalga giriş için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması.



**Şekil 3.23.** Pozitif kare dalga giriş için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması.



**Şekil 3.24.** Pozitif sinüs girişi için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması.



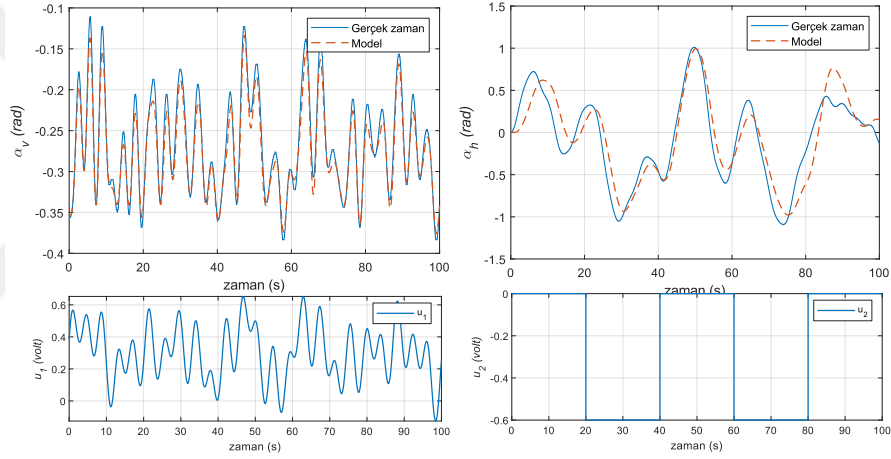
**Şekil 3.25.** Negatif sinüs girişi için 1 DOF dikey eksen model doğrulaması.

### 3.6. 2 DOF Model PSO Sonuçları

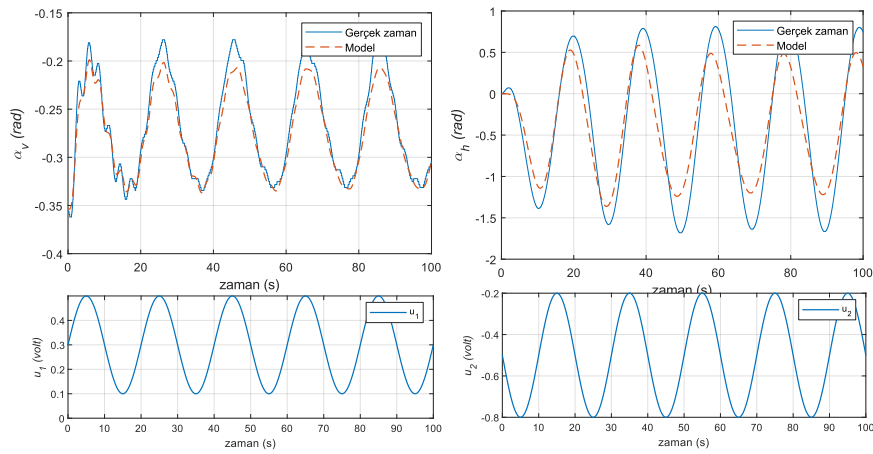
Bu bölümde denklem 2.31 ile verilen TRMS 2 DOF sistemin parametreleri tahmin edilecektir. Bu amaçla TRMS deney setine uygulanan  $u_1(kT)$  ve  $u_2(kT)$  işaretine karşılık sistem çıkışları olan  $\alpha_v$  ve  $\alpha_h$  açıları  $y_{reel}$  olarak kaydedilmiştir. Denklem 3.11’de verilmiş olan parametrelerin, Şekil 3.1 ile verilen optimizasyon şeması kullanılarak tahmini gerçekleştirilecektir.

$$p = [k_m \ k_t \ k_g \ J_1 \ J_2 \ J_3 \ k_{vfv} \ k_{cfv} \ k_{cfh} \ k_{vfh} \ k_{cfh} \ m_{t1}l_{t1} \ m_{t2}l_{t2}]' \quad (3.11)$$

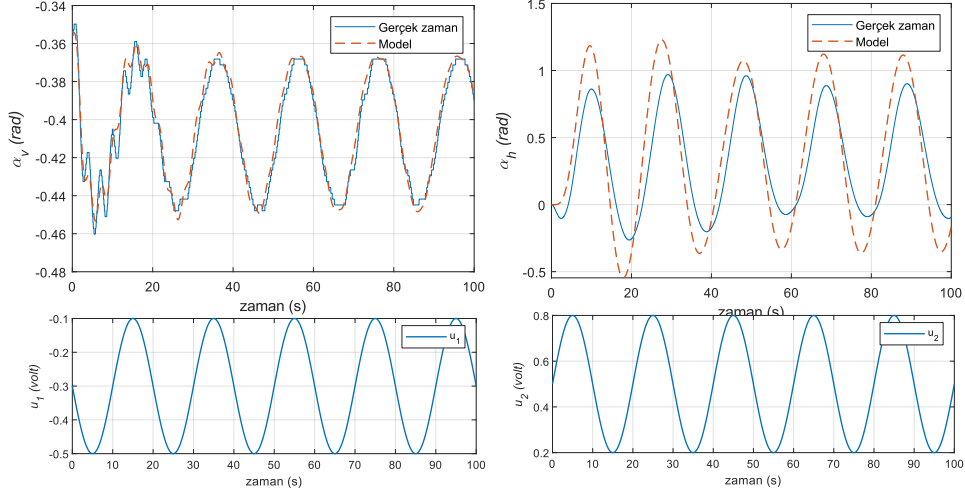
Şekil 3.26 ve Şekil 3.34 arasındaki şekillerde, farklı giriş işaretleri için TRMS 2 DOF model ve gerçek zaman sistem çıkışları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Farklı giriş işaretleri için gerçek zaman çıkışlarla model çıkışlarının birbirine yakın olduğu görülmektedir.



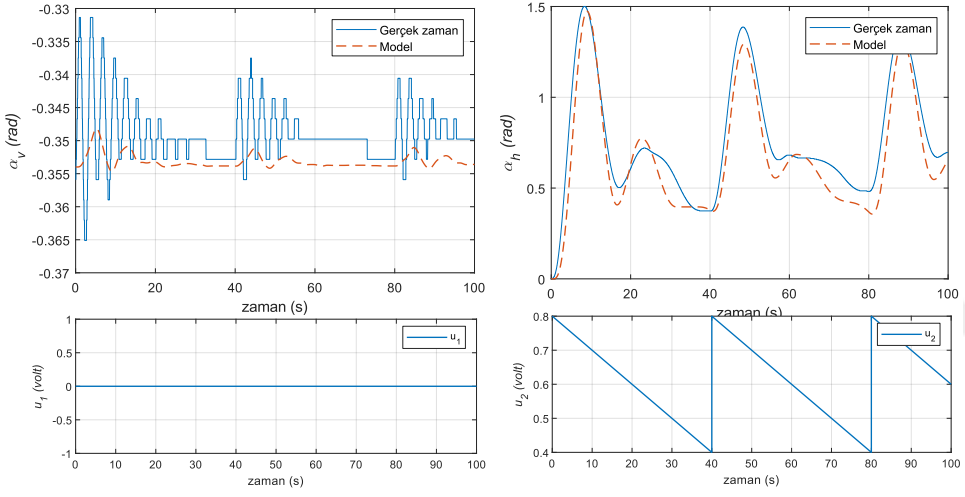
Şekil 3.26.  $u_1$  multi sinüs ve  $u_2$  negatif kare dalga girişleri için 2 DOF model doğrulaması.



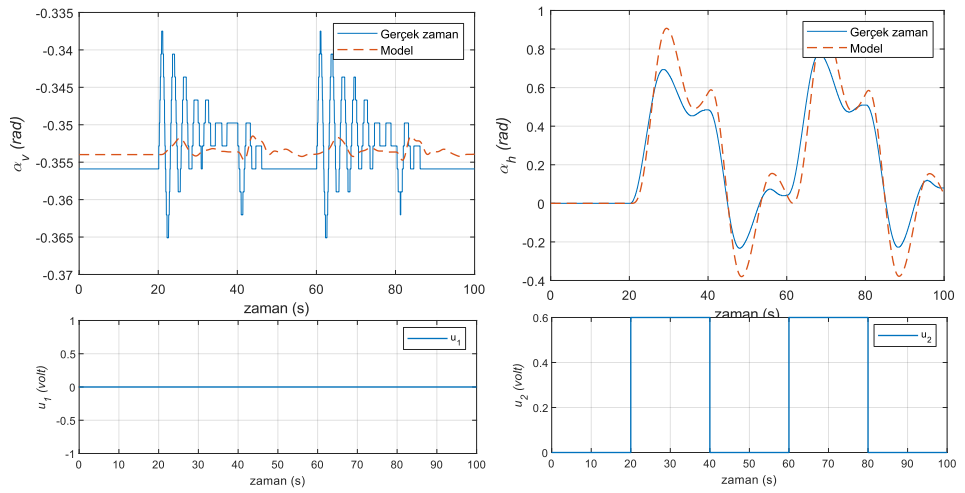
Şekil 3.27.  $u_1$  pozitif sinüs ve  $u_2$  negatif sinüs girişleri için 2 DOF model doğrulaması.



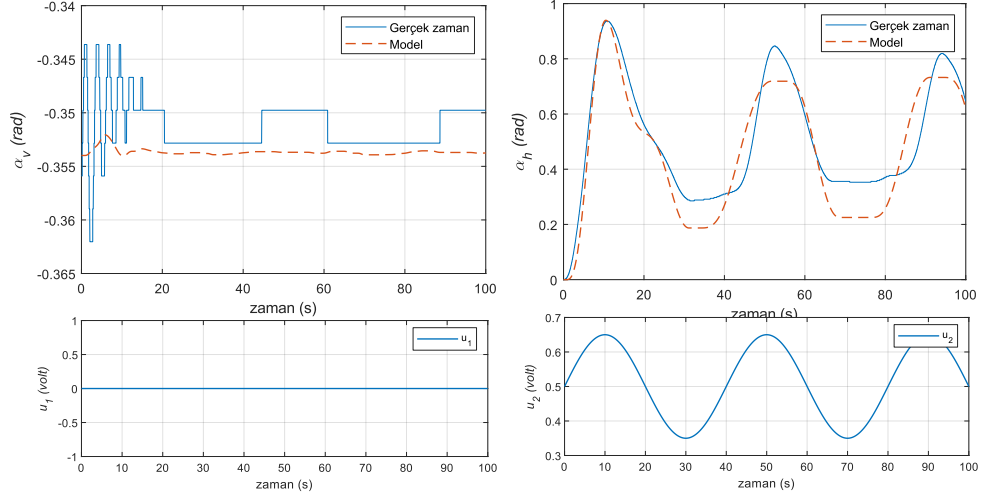
Şekil 3.28.  $u_1$  negatif sinüs ve  $u_2$  pozitif sinüs girişleri için 2 DOF model doğrulaması.



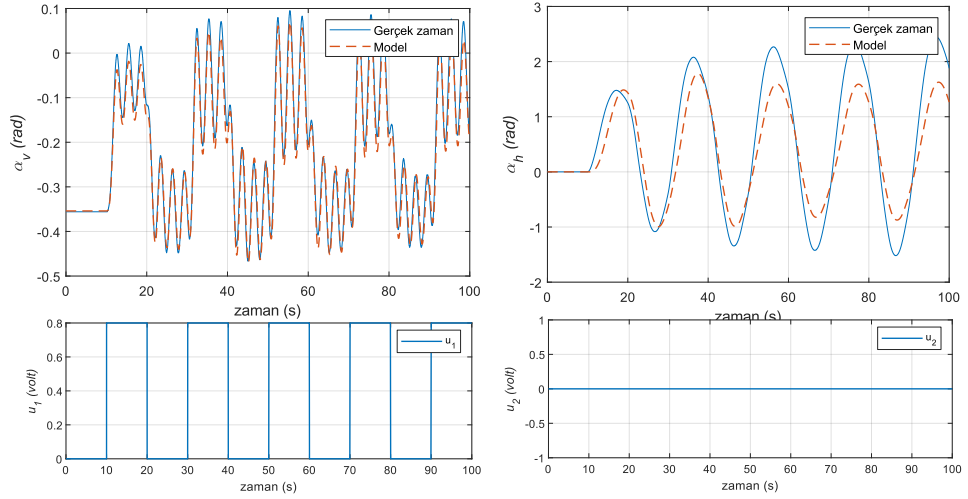
Şekil 3.29.  $u_1 = 0$  ve  $u_2$  pozitif testere girişleri için 2 DOF model doğrulaması.



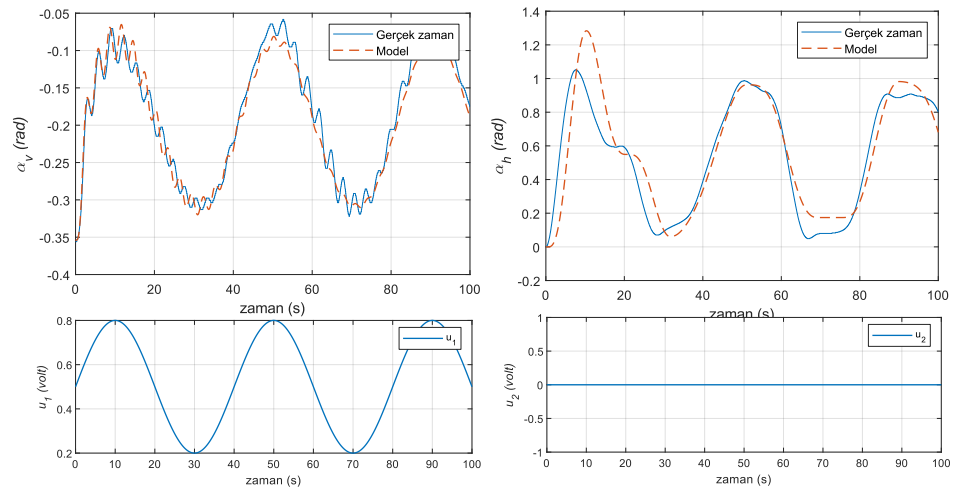
Şekil 3.30.  $u_1 = 0$  ve  $u_2$  pozitif kare girişleri için 2 DOF model doğrulaması.



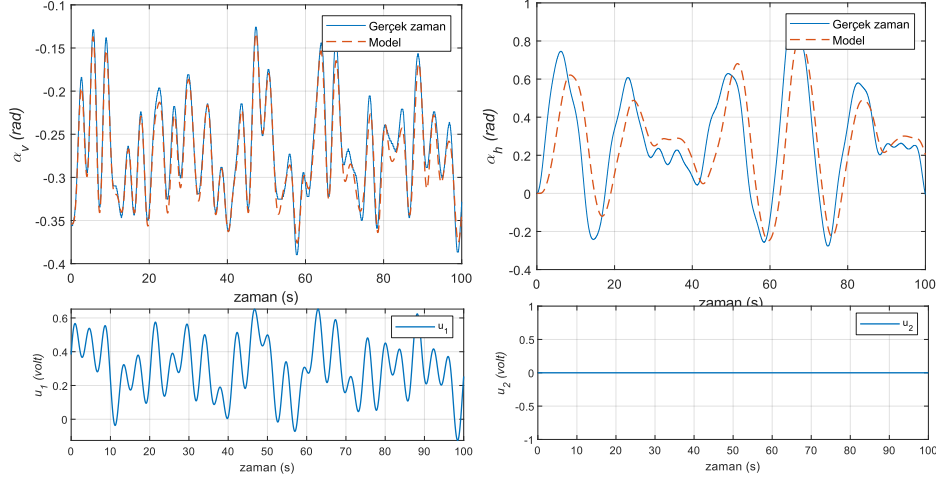
Şekil 3.31.  $u_1 = 0$  ve  $u_2$  pozitif sinüs girişleri için 2 DOF model doğrulaması.



Şekil 3.32.  $u_1$  pozitif kare ve  $u_2 = 0$  girişleri için 2 DOF model doğrulaması.



Şekil 3.33.  $u_1$  pozitif sinüs ve  $u_2 = 0$  girişleri için 2 DOF model doğrulaması.



**Şekil 3.34.**  $u_1$  multi sinüs ve  $u_2 = 0$  girişleri için 2 DOF model doğrulaması.

### 3.7. Çıkarımlar ve Öneriler

Lagrangian yöntemi ile elde edilen TRMS sistem modelinin, PSO ve ABC sezgisel optimizasyon yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilen parametre tahmini ile gerçek zaman sistem dinamiğini oldukça iyi takip ettiği görülmüştür. Yapılan çalışmalar sonucunda PSO yönteminin ABC yöntemine göre genel olarak daha üstün bir performans verdiği görülmüştür. PSO algoritması ile tahmin edilen parametrelere bağlı geliştirilen modelin çıkışının gerçek sistem çıkışını daha küçük bir hata ile yakaladığı/takip ettiği görülmüştür. Ayrıca, PSO algoritması hesap yükünün ABC algoritmasına göre daha az olduğu tespit edilmiştir. PSO yaklaşımları arasında ise  $G_{best}$  yani yıldız topolojisindeki komşuluk yapısı, bu problem için görece daha iyi sonuçlar vermiştir. Offline parametre tahminin, modelde bulunan, ölçülmesi mümkün olmayan parametreleri tahmin ederek, modellemenin doğruluğunu açık bir şekilde arttırdığı görülmüştür.

## 4. DURUM GÖZLEYİCİ TASARIMI

### 4.1. Giriş

Bu bölümde TRMS sisteminin durumlarının kestirilebilmesi için Kalman tabanlı gözleyicilerin tasarımları gerçekleştirilmiştir. TRMS sisteminin durumlarının kestirilmesinde bir yenilik olarak, kompleks step türev yöntemi kullanan arttırılmış Kalman filtre (CS-EKF) tasarımı gerçekleştirilmiş ve farklı türden Kalman filtrelerle performansı karşılaştırılmıştır. CS-EKF'nin standart arttırılmış Kalman filtre (EKF) ile karşılaştırılması için 1 DOF dikey eksen modelin durumları her iki filtre ile kestirilmiş ve performansları karşılaştırılmıştır. 2 DOF TRMS modelinin durumları CS-EKF, sonlu fark Kalman filtre (FD-EKF), kokusuz Kalman filtre (UKF), küpleme Kalman filtre (CKF) yöntemleri ile kestirilmiş ve CS-EKF'nin diğer yöntemlerle karşılaştırılması yapılmıştır.

Bölüm 2'de anlatıldığı üzere, TRMS sisteminin tüm durumları ölçülememektedir. Kayan kipli kontrol (SMC), model öngörülü kontrol (MPC) ve doğrusal karesel düzenleyici (LQR) gibi kontrol yöntemlerini TRMS sistemine uygulayabilmek için durum gözlemcisi tasarımı gerekmektedir. TRMS modelinin ölçülemeyen durumlarını tahmin etmek için Chebyshev sinir ağı gözlemcisi [30], kayan mod gözlemcisi (SMO) [31], doğrusal olmayan gözlemci [96], uyarlanabilir gözlemci [97], EKF [27], [37], UKF [25], [26], topluluk Kalman filtresi (En-KF) [35] gibi çeşitli durum gözlemcisi yöntemleri kullanılmıştır.

TRMS sistemi modeli incelendiğinde modelde süreksiz fonksiyonlar bulunmaktadır ve Jacobian matrisi analitik olarak el ile elde etmek oldukça zordur. [25], [26] çalışmalarında TRMS sisteminin durumlarının elde edilmesi için UKF'nin kullanılmasının nedeni olarak UKF'nin Jacobian matris hesabı gerektirmemesi gösterilmiştir. TRMS'nin basitleştirilmiş modelinin kullanıldığı [27], [38], [98], Jacobian matrisini hesaplamak nispeten kolay olduğu için EKF durum gözlemcisi olarak kullanılmıştır. Bu çalışmalardan, detaylı modelde Jacobian matrisinin hesaplanmasının zor olması nedeniyle TRMS için durum gözlemcisi ve kontrolör olarak Jacobian matrisi hesaplaması gerektirmeyen yöntemler tercih edilmektedir.

Jacobian matrisini sayısal olarak hesaplamak, TRMS'ye Jacobian matris hesabı gerektiren yöntemleri uygulamayı kolaylaştırabilir.

Literatürde çeşitli sayısal türev teknikleri mevcuttur. Sonlu farklar yöntemi alternatif bir doğrusallaştırma yöntemi olarak önerilmiş ve genişletilmiş Kalman filtresine uygulanmıştır [99]–[101]. Sonlu fark yöntemi EKF'nin doğrusallaştırma hesaplama yükünü azaltmaktadır. Bununla birlikte, sonlu fark yöntemlerinin kullanılması, hassasiyeti sınırlayabilen çıkarma hatalarına (cancellation error) yol açabilir [102].

Birinci dereceden türevler ayrıca, Lyness ve Moler [103] tarafından önerilen karmaşık adımlı türev yaklaşımı kullanılarak neredeyse analitik doğrulukla kolayca belirlenebilir. Squire ve Trapp [104], bu teoriyi kullanarak birinci türevi hesaplamak için çok basit bir ifade türetmiştir. Karmaşık adımlı türev yaklaşımını türetmek için hayali bir adım boyutuna sahip bir Taylor serisi açılımı kullanılır. Karmaşık adımlı türev yaklaşımının standart bir sonlu fark yöntemine göre avantajları vardır [105]. Bir avantajı, çıkarma hatalarından etkilenmemesi ve adım boyutunun, doğruluğu kaybetmeden son derece küçük seçilebilmesidir. Karmaşık adım yaklaşımının bir diğer avantajı da süreksiz fonksiyonlar için kullanılabilmesidir. [106]'da, çok değişkenli fonksiyonların Jacobian ve Hessian matrislerini hesaplamak için karmaşık adım yaklaşımı sunulmuştur. [107]'de, bir endüksiyon motor modelinin durumları karmaşık adımlı genişletilmiş Kalman filtresi ile tahmin edilmiştir. Karmaşık adım yaklaşımı, [108]'de tekil değerli evrimsel genişletilmiş Kalman filtresinde model türevlerini hesaplamak için kullanılmıştır. [109]'da karmaşık adımlı türev yaklaşımının gürültülü ortamda optimizasyon yöntemlerine uygulanması incelenmiştir.

Bu bölüm, TRMS'nin durumlarını tahmin etmek için CS-EKF'de karmaşık adımlı türevin kullanımını tanıtmaktadır. CS-EKF'deki Jacobian matrisler, karmaşık adımlı türev yaklaşımı kullanılarak hesaplanmaktadır. Sayısal bir hesaplama yöntemi olan karmaşık adım yöntemi, detaylı olarak modellenen TRMS sistemi için EKF'nin uygulanmasını mümkün kılmaktadır. Önerilen filtreleme algoritmasının performansını test etmek için simülasyon ve gerçek zamanlı deneyler gerçekleştirilmiştir. CS-EKF'nin etkinliği, tahmin doğruluğu, hesaplama yükü ve uygulama kolaylığı açısından FD-EKF, UKF ve CKF ile karşılaştırılmıştır.

## 4.2. Kalman Filtreler

Doğrusal dinamik sistemlerin durum-uzay formülasyonuna dayanan Kalman filtresi (KF), doğrusal optimal filtreleme problemine özyinelemeli bir çözüm sağlamaktadır. Kalman filtresi [110] 1960 yılında R. E. Kalman tarafından önerilmiş ve optimal tahmin için standart bir yaklaşım haline gelmiştir. KF'nin doğrusal olmayan tahmin problemlerine uygulanmasını genişletmek için, on yıllar boyunca bir dizi filtreleme algoritması önerilmiştir [111]–[113]. Kalman filtresine dayalı en popüler doğrusal olmayan filtreleme tekniği, doğrusallaştırma kullanan genişletilmiş Kalman filtredir [114]. Bir diğer doğrusal olmayan filtreleme tekniği olan UKF algoritması, doğrusal olmayan fonksiyon tarafından aktarılan ağırlıklı sigma noktaları kümesini kullanarak, Jacobian matrisini hesaplamadan rastgele değişkenlerin sonsal olasılık dağılımına yaklaşmak için kokusuz dönüşümü (unscented transform) ve KF'yi birleştirir [115]. Arasaratnam ve Haykin tarafından geliştirilen CKF [116], doğrusal olmayan sistemlerin durum kestirimi için kullanılan bir diğer popüler deterministik örnekleme tabanlı filtredir. CKF temel fikri, doğrusal olmayan Bayes filtresinde karşılaşılan çok değişkenli moment integrallerini hesaplamak için küresel-radyal bir kübik kural kullanmaktır. Cubature kuralı türev içermez ve ölçeklendirilmiş cubature noktalarının sayısı, durum vektörü boyutu ile doğrusaldır. Denklem 4.1 ile sürekli zaman modeli ve ayrık zaman ölçümlerinin bir kombinasyonu olan sürekli-ayrık durum uzayı modeli verilmiştir.

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), u(t)) + w(t), \quad x(t_0) = x_0 \quad (4.1a)$$

$$y(t) = g(x(t), u(t)) \quad (4.1b)$$

$$z(kT) = y(kT) + v(k), \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (4.1c)$$

$x$  durum vektörü,  $u$  kontrol vektörü,  $y$  sistemin çıkışlarını,  $f\{\cdot\}$  ve  $g\{\cdot\}$  nonlinear fonksiyonları,  $z$  örneklenmiş çıkışları,  $T$  örnekleme zamanını,  $w$  and  $v$ , kovaryansları  $Q_{k-1}$  ve  $R_k$  olan sistem ve ölçüm gürültülerini ifade etmektedir.

### 4.2.1. Arttırılmış Kalman fitre

EKF, kolay adımlara sahip olması nedeniyle durum gözlemcisi tasarımında yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak EKF'nin dezavantajı, büyük ölçekli karmaşık sistemlerde Jacobian matrisinin hesaplanmasının zorluğu ve doğrusallaştırmadan kaynaklanan model hatalarıdır.

EKF algoritması, tahmin adımı ve filtreleme adımından oluşur.  $(\tilde{\cdot})$  “tilde” ve  $(\hat{\cdot})$  “şapka”, sırasıyla tahmin edilen ve filtrelenen değerleri ifade etmek için kullanılır. EKF algoritmasının denklemleri aşağıda verilmiştir.

Tahmin adımı:

$$\tilde{x}(k) = \hat{x}(k-1) + Tf(\hat{x}(k), u(k)) \quad (4.2)$$

$$\tilde{P}(k) \approx A(k)\hat{P}(k-1)A^T(k) + Q \quad (4.3)$$

Denklem 4.2 ve 4.3'te  $\hat{x}(0) = x_0$   $\hat{P}(0) = P_0$ 'dır.  $A(k)$  ayrık zaman sistem matrisini ifade eder ve denklem 4.4 ile verilmiştir.

$$A(k) = I + T \frac{df}{dx_{x=\hat{x}(k)}} \quad (4.4)$$

Filtreleme adımı:

$$\tilde{y}(k) = g(\hat{x}(k), u(k)) \quad (4.5)$$

$$K_k(k) = \tilde{P}(k)B^T(k)\{B(k)\tilde{P}(k)B^T(k) + R\}^{-1} \quad (4.6)$$

$$\hat{x}(k) = \tilde{x}(k) + K_k(k)\{z(k) - \tilde{y}(k)\} \quad (4.7)$$

$$\hat{P}(k) = \tilde{P}(k) - K_k(k)\{G(k)\tilde{P}(k)G^T(k) + R\}K_k^T(k) \quad (4.8)$$

$B(k)$  denklem 4.9 ile verilen lineerleştirilmiş çıkış matrisini ifade etmektedir.

$$B(k) = \frac{dg}{dx_{x=\hat{x}}} \quad (4.9)$$

#### 4.2.2. Kokusuz Kalman filtre

Unscented dönüşüm ve Kalman filtresi kullanan UKF'de, olasılık dağılımının ortalaması ve kovaryansı sigma noktaları adı verilen belirli sayıda ağırlıklı örnekler kullanılarak hesaplanır. UKF algoritması, ağırlıklı sigma noktalarının doğrusal olmayan sistem dinamikleri boyunca yayılmasından ve ağırlıklı örnek ortalama ve kovaryans hesaplamaları yoluyla ortalama ve kovaryansın yaklaşık olarak hesaplanmasından oluşmaktadır. UKF algoritmasını uygulamak için Jacobian veya Hessian matrislerinin hesaplanması gerekli değildir.

UKF algoritması adımları aşağıdaki gibi verilmiştir.

1. Durum vektörü  $\hat{x}$  ve buna karşılık gelen kovaryans matrisi  $\hat{P}$ 'nin başlangıç değerlerinin belirlenmesi.

$$\hat{x}(0) = \hat{x}_0 \quad \hat{P}(0) = \hat{P}_0 \quad (4.10)$$

2. Sigma noktalarının belirlenmesi ( $2n + 1$ ).

$$\hat{\chi}_k = [\hat{x}_k \quad \hat{x}_k - \lambda\sqrt{\hat{P}_k} \quad \hat{x}_k + \lambda\sqrt{\hat{P}_k}] \quad (4.11)$$

3. Tahmin adımı

$$\hat{\chi}_{k+1} = \hat{\chi}_k + Tf(\hat{\chi}_k, u_k) \quad (4.12)$$

$$\tilde{x}_{k+1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^m \tilde{\chi}_{i,k+1} \quad (4.13)$$

$$\tilde{P}_{k+1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\tilde{\chi}_{i,k+1} - \tilde{x}_{k+1})(\tilde{\chi}_{i,k+1} - \tilde{x}_{k+1})^T + Q \quad (4.14)$$

4. Ölçüm güncelleme adımı

$$Y_{k+1} = g(\tilde{\chi}_{i,k+1}, u_{k+1}) \quad (4.15)$$

$$\tilde{y}_{k+1} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^m Y_{i,k+1} \quad (4.16)$$

$$\tilde{P}_{\tilde{y}_k \tilde{y}_{k+1}} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (Y_{i,k+1} - \tilde{y}_{k+1})(Y_{i,k+1} - \tilde{y}_{k+1})^T + R \quad (4.17)$$

$$\tilde{P}_{\tilde{x} \tilde{y}_{k+1}} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\tilde{\chi}_{i,k+1} - \tilde{x}_{k+1})(Y_{i,k+1} - \tilde{y}_{k+1})^T \quad (4.18)$$

$$K_{k+1} = \tilde{P}_{\tilde{x} \tilde{y}_{k+1}} \tilde{P}_{\tilde{y}_k \tilde{y}_{k+1}}^{-1} \quad (4.19)$$

$$\hat{x}_{k+1} = \tilde{x}_{k+1} + K_{k+1}(z(k) - \tilde{y}_{k+1}) \quad (4.20)$$

$$\hat{P}_{k+1} = \tilde{P}_{k+1} - K_{k+1} \tilde{P}_{\tilde{y}_k \tilde{y}_{k+1}} K_{k+1}^T \quad (4.21)$$

5. Adım 2'ye geri dönülür.

$W^m$  ve  $W^c$  sırasıyla ortalama ve kovaryans ağırlık vektörleridir ve denklem 4.22 ile hesaplanır.

$$W_0^m = \frac{\lambda}{n+\lambda} \quad W_0^c = \frac{\lambda}{n+\lambda} + (1 - \alpha^2 + \beta) \quad W_i^m = W_i^c = \frac{1}{2(n+\lambda)} \quad i = 1, \dots, 2n \quad (4.22)$$

$\lambda$  ölçeklendirme parametresi aşağıdaki denklemdeki gibi hesaplanır.

$$\lambda = \alpha^2(n + \kappa) - n \quad (4.23)$$

Sigma noktalarının yayılımı  $\alpha$  ile belirlenir.  $\alpha$  genellikle 0,001 ile 1 arasındaki küçük pozitif değer olarak seçilir.  $\kappa$  sıfıra veya  $\kappa = 3 - n_a$ 'ya ayarlanabilir.  $\beta$  sabittir ve  $\beta = 2$  Gauss dağılımı için optimum değerdir.

#### 4.2.3. Cubature Kalman filtre

CKF'de doğrusal olmayan Bayesian filtresinde karşılaşılan çok değişkenli moment integrallerini hesaplamak için küresel-radyal cubature kural kullanılır. CKF türev içermez ve bu özellik CKF'nin karmaşık sistemler için uygulanabilirliğini

artırmaktadır. Cubature kuralı için  $n$  sistem derecesi olmak üzere  $2n$  tane örnekleme noktası gereklidir. CKF algoritması aşağıdaki şekilde özetlenmiştir.

1. İlk değerlerin belirlenmesi.

$$\hat{x}_0 = E[x_0] \quad \hat{P}_0 = E[P_0] \quad (4.24)$$

2. Zaman güncellemesi.

- a. Cubature noktalarının hesaplaması ( $i = 1, \dots, 2n$ ).

$$P_{k-1|k-1} = S_{k-1|k-1} S_{k-1|k-1}^T \quad (4.25)$$

$$X_{i,k-1|k-1} = S_{k-1|k-1} \xi_i + \hat{x}_{k-1|k-1} \quad (4.26)$$

- b. Yayılmış cubature noktalarının hesaplaması ( $i = 1, \dots, 2n$ ).

$$X_{i,k|k-1}^* = \hat{x}_{k-1|k-1} + Tf(X_{i,k-1|k-1}, u_{k-1}) \quad (4.27)$$

- c. Öngörülen durumun tahmin edilmesi.

- d. Öngörülen hata kovaryansının tahmin edilmesi.

$$P_{k|k-1} = \frac{1}{2n_a} \sum_{i=1}^{2n_a} X_{i,k|k-1}^* X_{i,k|k-1}^{*T} - \hat{x}_{k|k-1} \hat{x}_{k|k-1}^T + Q \quad (4.28)$$

3. Ölçüm Güncellemesi.

- a. Cubature noktalarının hesaplaması ( $i = 1, \dots, 2n$ ).

$$P_{k|k-1} = S_{k-1|k-1} S_{k-1|k-1}^T \quad (4.29)$$

$$X_{i,k|k-1} = S_{k-1|k-1} \xi_i + \hat{x}_{k|k-1} \quad (4.30)$$

- b. Yayılmış cubature noktalarının hesaplaması ( $i = 1, \dots, 2n$ ).

$$Y_{i,k|k-1} = g(X_{i,k|k-1}, u_k) \quad (4.31)$$

- c. Öngörülen ölçümün, yenilik kovaryans matrisinin ve çapraz kovaryans matrisinin tahmin edilmesi.

$$\hat{y}_{k|k-1} = \frac{1}{2n_a} \sum_{i=1}^{2n_a} Y_{i,k|k-1} \quad (4.32)$$

$$P_{yy,k|k-1} = \frac{1}{2n_a} \sum_{i=1}^{2n_a} Y_{i,k|k-1} Y_{i,k|k-1}^T - \hat{y}_{k|k-1} \hat{y}_{k|k-1}^T + R \quad (4.33)$$

$$P_{xy,k|k-1} = \frac{1}{2n_a} \sum_{i=1}^{2n_a} X_{i,k|k-1} Y_{i,k|k-1}^T - \hat{x}_{k|k-1} \hat{y}_{k|k-1}^T \quad (4.34)$$

- d. Kalman kazancının, güncellenmiş durumların ve ilgili hata kovaryansının hesaplanması.

$$K_k = P_{xy,k|k-1} P_{yy,k|k-1}^{-1} \quad (4.35)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (z_k - \hat{y}_{k|k-1}) \quad (4.36)$$

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k P_{yy,k|k-1} K_k^T \quad (4.37)$$

#### 4.2.4. Kompleks adım arttırılmış Kalman filtre

Standart EKF, her adımda nonlinearlikleri doğrusallaştırmak için Jacobian matrisini kullanır. Ancak, sistem modelinde süreksiz fonksiyonların olduğu veya modelin son derece karmaşık olduğu durumlarda kısmi türev kullanarak Jacobian matrisini hesaplamak pratik olmayabilir. Bu tür sistemler için alternatif doğrusallaştırma yöntemleri mevcuttur. EKF'deki kısmi türevler yerine, karmaşık adımlı arttırılmış Kalman filtresi (CS-EKF) doğrusallaştırma için karmaşık adım türevlerini kullanır. Bir sonraki bölümde tartışılan karmaşık adım doğrusallaştırma yöntemi, standart arttırılmış Kalman filtresinde lineerleştirmelerin yapıldığı adımlarda kullanılarak akış şeması Şekil 4.1 ile verilen CS-EKF algoritmasını elde edilir.

##### 4.2.4.1. Kompleks adım türev

Bu bölümde karmaşık adım türev yaklaşımı özetlenmektedir. İlk olarak, skaler durum için karmaşık adım türevi sunulmakta ve daha sonra vektör durumuna genişletilmektedir.

Doğrusal olmayan bir fonksiyona karmaşık bir adım ekler ve Taylor serisi açılımı kullanırsak, karmaşık adımlı türev yaklaşımı aşağıdaki gibi türetilir.

$$f(x + ih) = f(x) + ihf'(x) - \frac{h^2}{2!}f''(x) - i\frac{h^3}{3!}f^{(3)}(x) + \frac{h^4}{4!}f^{(4)}(x) + \dots \quad (4.38)$$

$i$ , imajinel elemandır ( $i^2 = -1$ ) ve  $h$  küçük pozitif değerli bir gerçekte adım değeridir. Denklem 4.38'de eşitliğin her iki tarafında imajinel bölümleri birbirine eşitlenirse denklem 4.39 elde edilir.

$$\text{Im}\{f(x + ih)\} = hf'(x) - \frac{h^3}{3!}f^{(3)}(x) + \dots \quad (4.39)$$

Denklem 4.39 düzenlenirse,  $f$  fonksiyonunun birinci derecen türevi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$f'(x) = \frac{\text{Im}\{f(x+ih)\}}{h} + \frac{h^2}{3!}f^{(3)}(x) = \frac{\text{Im}\{f(x+ih)\}}{h} + O(h^2) \quad (4.40)$$

$h$  aralığı makine hassasiyetinde seçilebildiğinden,  $h^2$  veya daha yüksek mertebeden terimler ihmal edilebilir. Böylece, aşağıdaki ifade  $f$ 'in  $x$ 'teki birinci türevi için bir yaklaşım olarak kullanılabilir.

$$f'(x) \approx \frac{\text{Im}\{f(x+ih)\}}{h} \quad (4.41)$$

Bu çözümün, farkların bir fonksiyonu olmadığı vurgulanmalıdır. Yaklaşım,  $h$  adımı  $10^{-8}$ 'in altında keyfi olarak küçük seçilse bile,  $h$ 'nin herhangi bir değeri için doğru sonuçlar vermektedir [109].

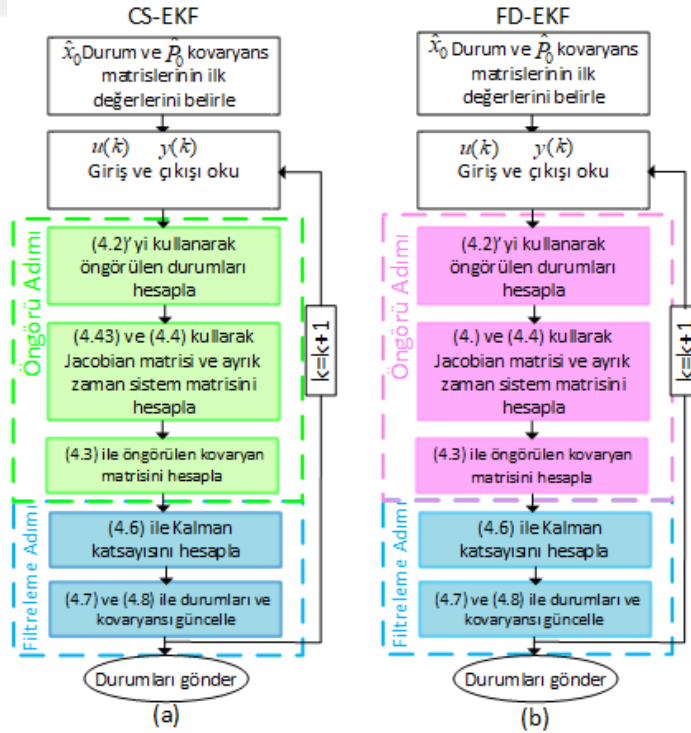
Jacobian matrisi,  $f$  fonksiyonu  $m$  tane eşitlik ve  $n$  tane değişken içerdiğinde aşağıdaki denklemlerle tanımlanır.

$$F_x = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1(x)}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_2(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2(x)}{\partial x_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_m(x)}{\partial x_1} & \frac{\partial f_m(x)}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_m(x)}{\partial x_n} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Kompleks adım yaklaşımı aşağıdaki şekilde verilir.

$$F_x = \frac{1}{h} Im \begin{bmatrix} f_1(x + ihe_1) & f_1(x + ihe_2) & \dots & f_1(x + ihe_n) \\ f_2(x + ihe_1) & f_2(x + ihe_2) & \dots & f_2(x + ihe_n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_m(x + ihe_1) & f_m(x + ihe_2) & \dots & f_m(x + ihe_n) \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$e_p$   $n$  boyutlu kolon matristir ve  $p$ 'inci elemanın değeri 1, diğer elemanların değeri 0'dır.



Şekil 4.1. CS-EKF akış şeması (a), FD-EKF akış şeması (b).

#### 4.2.5. Sonlu fark arttırılmış Kalman filtre

Sonlu fark arttırılmış Kalman filtre (FD-EKF), CS-EKF’de olduğu gibi standart EKF’deki kısmi türevler, sonlu fark türev yaklaşımı kullanılarak elde edilmektedir. Sonlu fark türev yönteminin detayları aşağıda anlatılmaktadır. FD-EKF akış şeması Şekil 4.1’de verilmiştir.

##### 4.2.5.1. Sonlu fark türev

Bu bölüm sonlu fark türev yaklaşımının bir özetini sunmaktadır. İlk olarak, skaler durum için sonlu fark türevi tanımlanmakta, ardından vektör durum için yöntem genişletilmektedir.

Doğrusal olmayan  $f(x)$  fonksiyonunun birinci türevinin sonlu fark formu [105]’de Cauchy’nin integral formülü ile aşağıdaki gibi ifade edilmiştir.

$$f'(x) = \frac{f(x+h)-f(x-h)}{2h} \quad (4.44)$$

$h$  adım boyudur. Bu yöntemde, adım boyutunun çok küçük olması durumunda yuvarlama hatalarına (roundoff errors) neden olabilecek bir çıkarma işlemi vardır. Jacobian matrisinin hesaplanması için sonlu fark yaklaşımı denklem 4.45 ile gösterilmiştir.

$$F_x = \frac{1}{2h} \begin{bmatrix} f_1(x + he_1) - f_1(x - he_1) & \cdots & f_1(x + he_n) - f_1(x - he_n) \\ f_2(x + he_1) - f_2(x - he_1) & \cdots & f_2(x + he_n) - f_2(x - he_n) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f_m(x + he_1) - f_m(x - he_1) & \cdots & f_m(x + he_n) - f_m(x - he_n) \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$e_p$ ,  $p$ ’nci elemanı 1, diğer elemanları 0 olan  $n$  boyutlu bir kolon matristir.  $m$  fonksiyon sayısını  $n$  ise değişken sayısını ifade etmektedir.

#### 4.3.1 DOF Yatay Eksen Sisteminde CS-EKF ve Standart EKF Performans Karşılaştırması

Bu bölümde CS-EKF’nin durum tahmin performansını standart EKF ile karşılaştırmak için nonlinear durum denklemleri, denklem 2.33 ile verilen TRMS 1 DOF yatay eksen sistem kullanılmıştır. Bu sistem üzerinde CS-EKF ve standart EKF’nin performanslarını karşılaştırmamızın sebebi, 1 DOF yatay eksen modelin Jacobian matrisinin elle kısmi türev alınarak bulunmasının kolay olmasıdır. TRMS 2 DOF modelin Jacobian matrisini elle çıkarmak oldukça zordur. Denklem 4.46 ile TRMS 1 DOF yatay eksen modelin Jacobian matrisi verilmiştir.

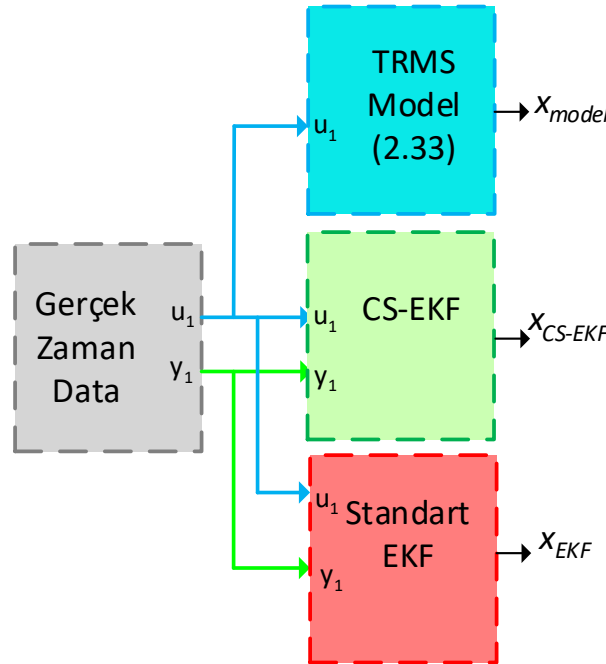
$$J = \begin{bmatrix} -\frac{K_{av}K_{bv}}{R_{av}J_m} - \frac{B_{mv}}{J_m} - \frac{T_{ym}}{J_m} & 0 & 0 \\ \frac{l_m \dot{F}_v}{(J_1+J_2)} & -\frac{k_{vfv}}{(J_1+J_2)} & \frac{g(m_{T1}l_{T1}\sin(\alpha_{v0}) - m_{T2}l_{T2}\cos(\alpha_{v0}))}{(J_1+J_2)} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$\dot{F}_v = \begin{cases} k_{fvp}(|\omega_{m0}| + \omega_{m0}\text{sign}(\omega_{m0})) & \omega_{m0} \geq 0 \\ k_{fvn}(|\omega_{m0}| + \omega_{m0}\text{sign}(\omega_{m0})) & \omega_{m0} < 0 \end{cases}$$

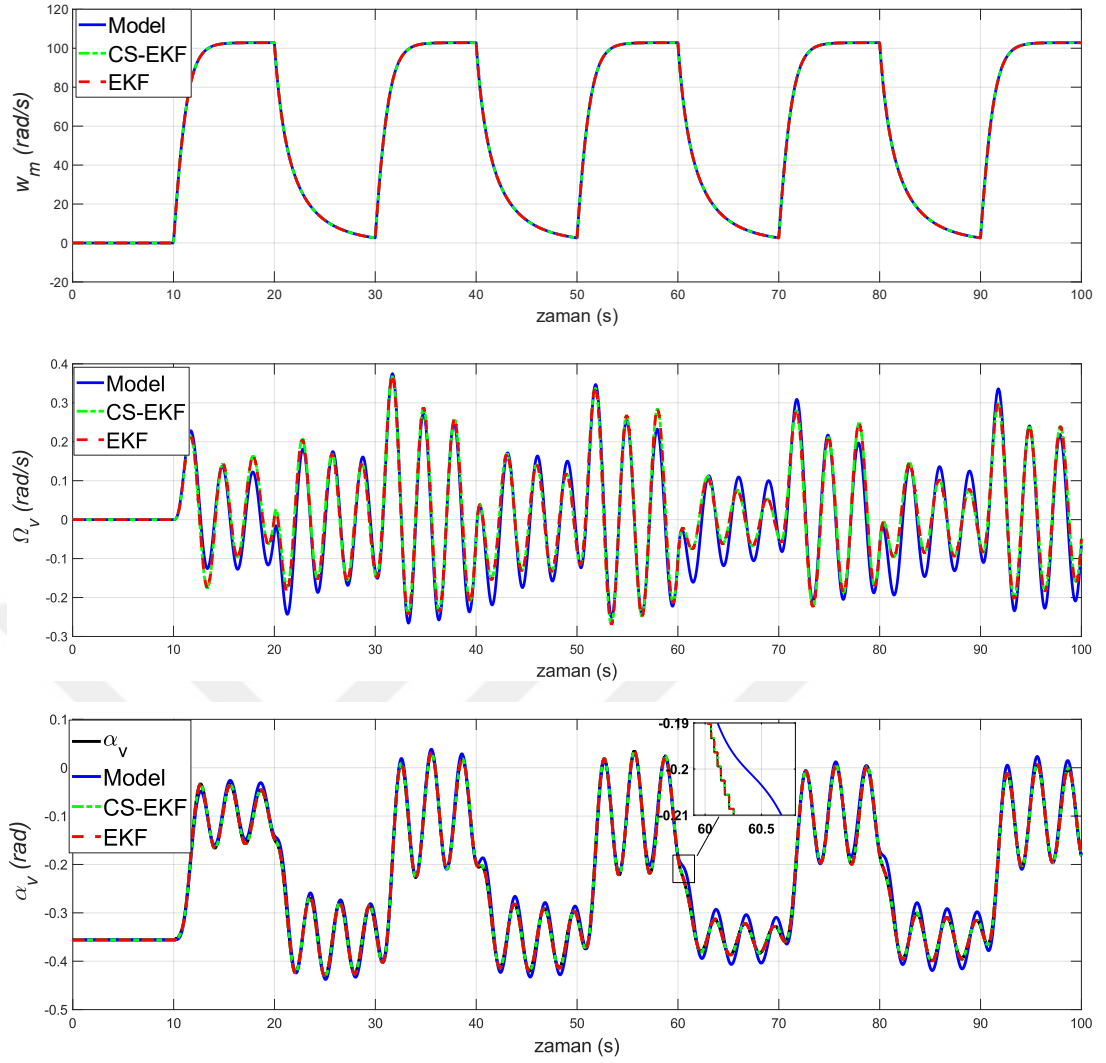
$$T_{ym} = \begin{cases} k_{tvp}(|\omega_{m0}| + \omega_{m0}\text{sign}(\omega_{m0})) & \omega_{m0} \geq 0 \\ k_{tvn}(|\omega_{m0}| + \omega_{m0}\text{sign}(\omega_{m0})) & \omega_{m0} < 0 \end{cases}$$

CS-EKF ve EKF algoritmaları için durumların başlangıç değerleri  $x_0 = [0; 0 - 0.3559]$ , başlangıç kovaryans matrisi  $P_0 = 0.1 * I(3,3)$ , sistem gürültüsü kovaryans matrisi  $Q = 0.5 * I(3,3)$ , ölçüm gürültüsü kovaryans matrisi  $R = 0.0001$  olarak alınmıştır. Örnekleme süresi  $T = 0.001$  s'dir. Ayrıca, CS-EKF'deki adım uzunluğu  $h = 0.001$ , olarak belirlenmiştir.

Yapılan simülasyon çalışmasında, gerçek zaman TRMS'den kaydedilen giriş ve çıkış verileri kullanılmıştır. Şekil 4.2'de simülasyon çalışmasının şematik bir diyagramı sunulmaktadır. CS-EKF ve standart EKF algoritmaları TRMS'nin gerçek zamanlı giriş ve çıkışlarını girdi olarak kullanmaktadır. TRMS modelinin girdisi kaydedilen gerçek zamanlı giriş işaretidir.



Şekil 4.2. 1 DOF yatay eksen durum tahmini simülasyon şeması.

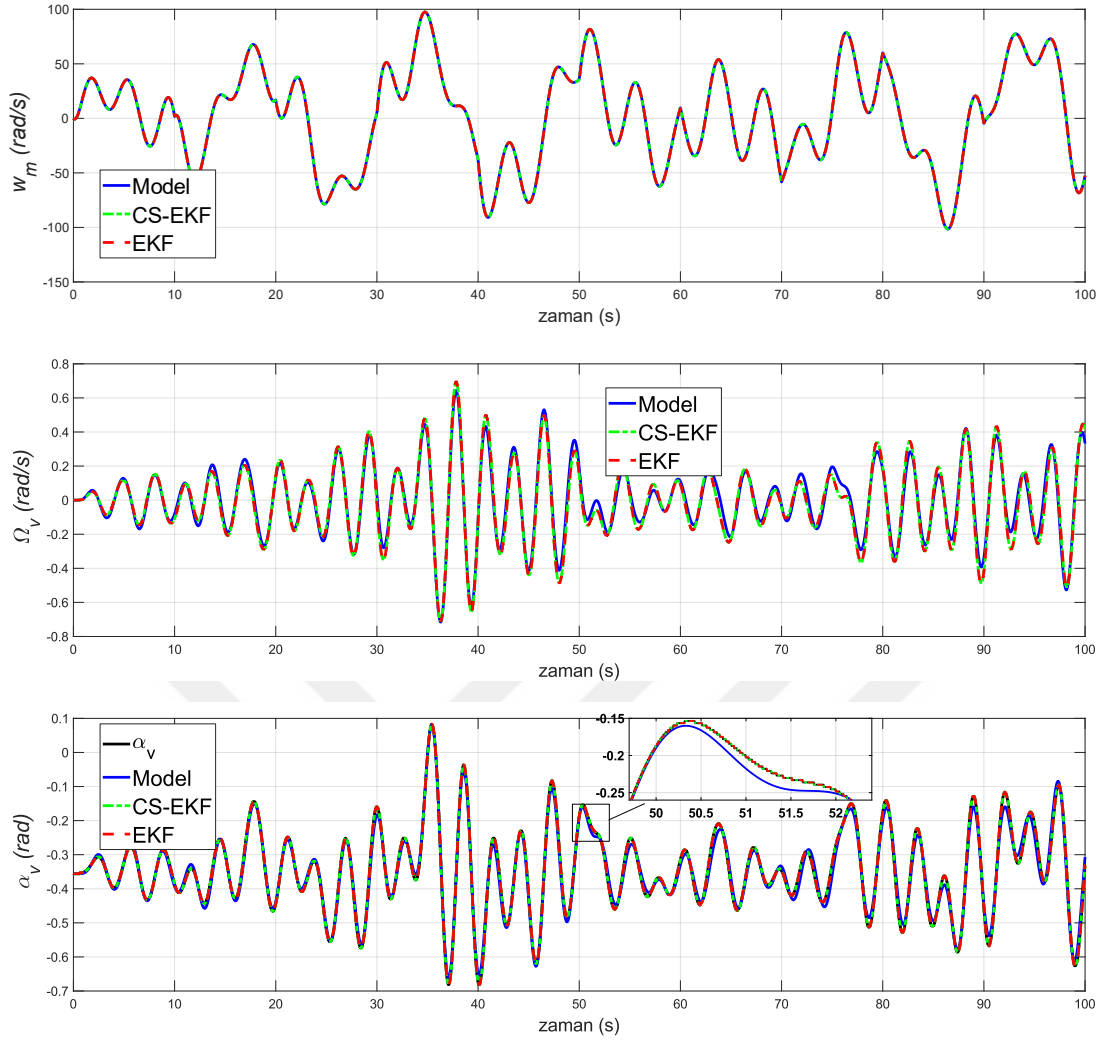


**Şekil 4.3.** CS-EKF ve EKF algoritmalarının simülasyon ortamında durum tahmin performansı.

Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te sunulan sonuçlara göre, CS-EKF ve EKF algoritmaların sistem durumlarını başarılı bir şekilde tahmin edebildiği ve modeldeki belirsizliklere rağmen kararlı olduğu görülmektedir. CS-EKF, standart EKF için iyi bir alternatif oluşturmıştır. Bu simülasyon için CS-EKF ve EKF algoritmaları için ölçülen hesaplama süreleri Tablo 4.1'de verilmiştir. CS-EKF, standart EKF'ye göre yaklaşık 60 kat daha hızlı çalışmaktadır.

**Tablo 4.1.** CS-EKF ve EKF algoritmalarının hesaplama süreleri

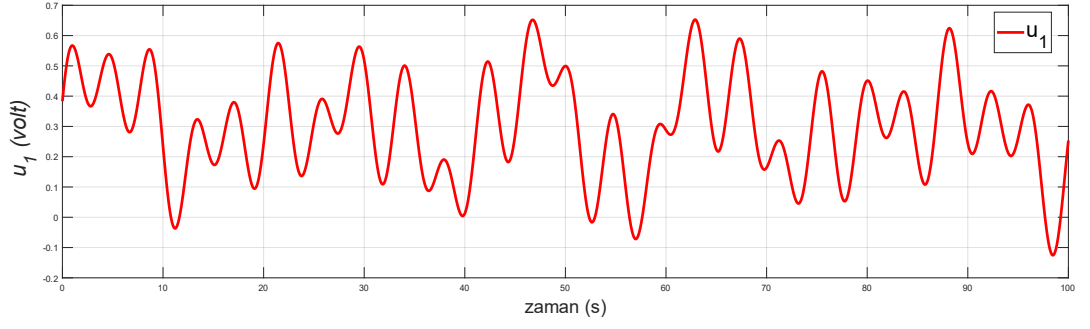
| Algoritma                    | CS-EKF | EKF    |
|------------------------------|--------|--------|
| Hesaplama süresi ( $\mu s$ ) | 13,34  | 805,81 |



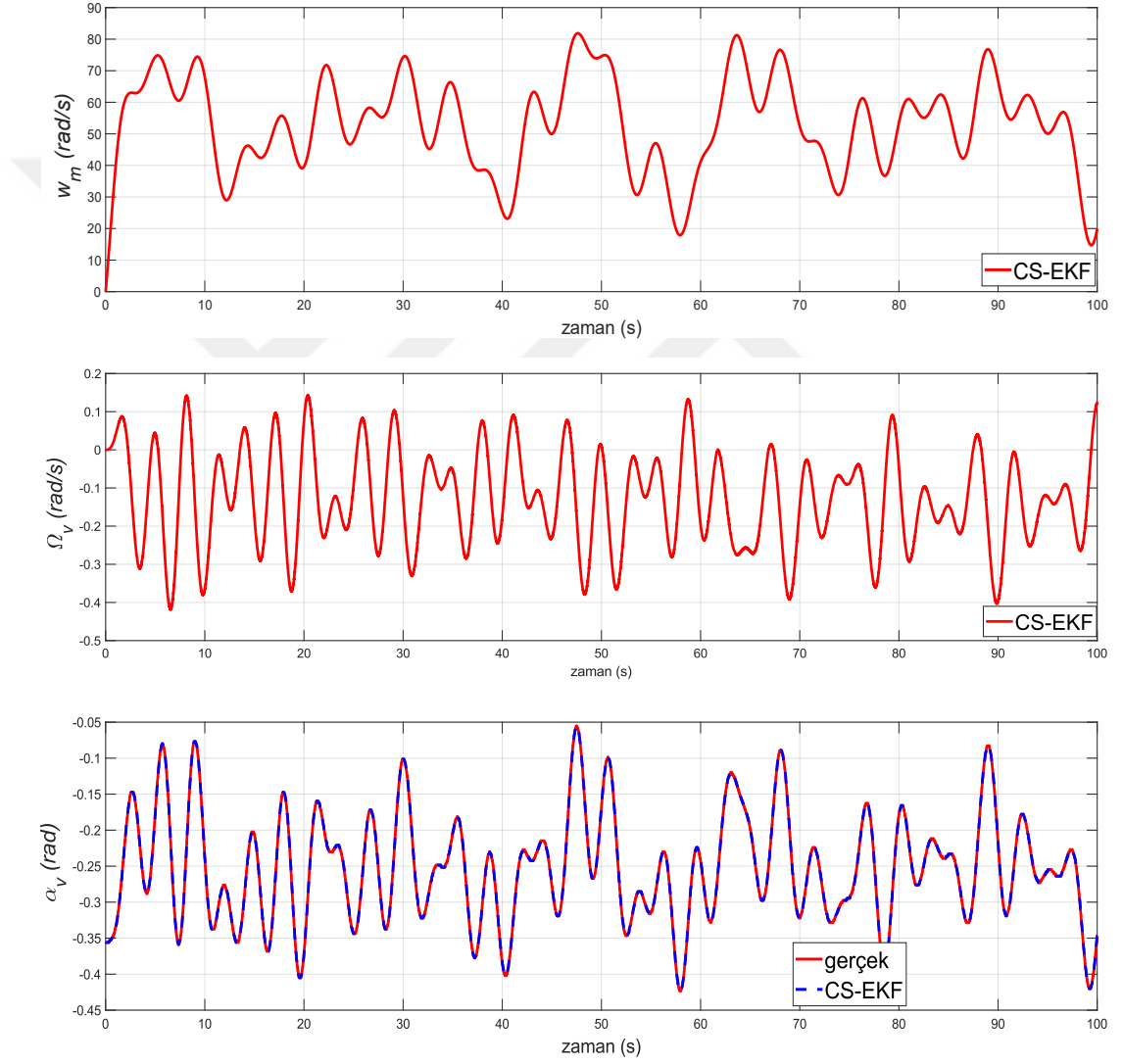
**Şekil 4.4.** CS-EKF ve EKF algoritmalarının simülasyon ortamında durum tahmin performansı.

CS-EKF'nin ve standart EKF'nin gerçek zamanlı uygulamalardaki tahmin ettiği durumlar sırasıyla Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de verilmiştir. Deneyler açık çevrim gerçekleştirilmiş ve  $u_1$  girişi Şekil 4.5'te verilmiştir.

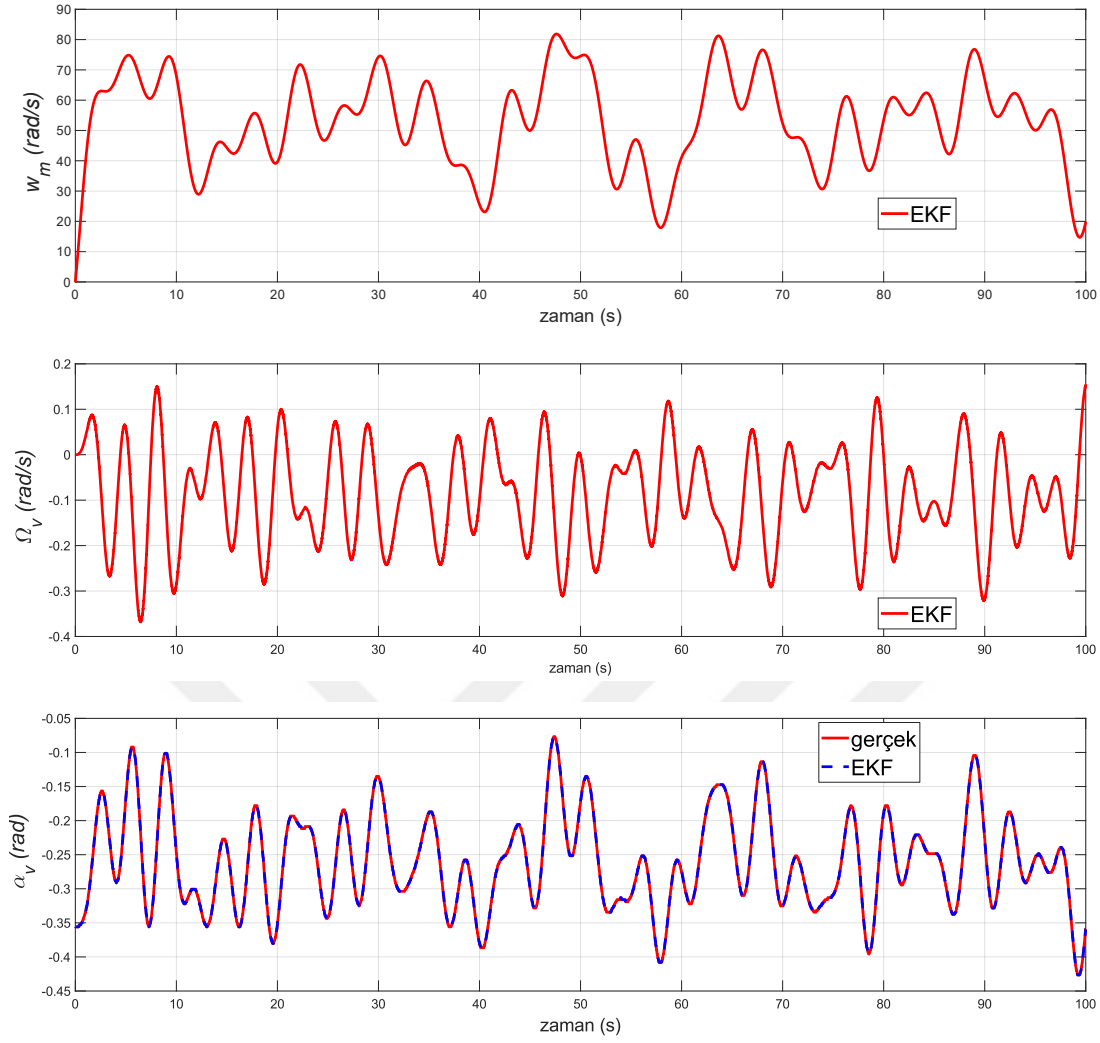
CS-EKF ve standart EKF benzer tahmin performansları gösterse de, CS-EKF uygulama kolaylığı açısından standart EKF'ye göre avantajlara sahiptir. Standart EKF'de kısmi türevler alınarak elde edilen Jacobian matris, hem hesap yükü oluşturmakta hem de karmaşık sistemler için EKF'nin uygulanabilirliğini kısıtlamaktadır. CS-EKF'de Jacobian matris, sistemin nonlinear denklemleri kullanılarak elde edildiği için ekstradan hesap gerektirmemektedir. Yapılan deneylerle CS-EKF'nin doğruluğunun, standart EKF kadar iyi olduğu gösterilmiştir.



**Şekil 4.5.** Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen deneylerinin giriş işareti.



**Şekil 4.6.** Gerçek zaman CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar.



**Şekil 4.7.** Gerçek zaman standart EKF'nin tahmin ettiği durumlar.

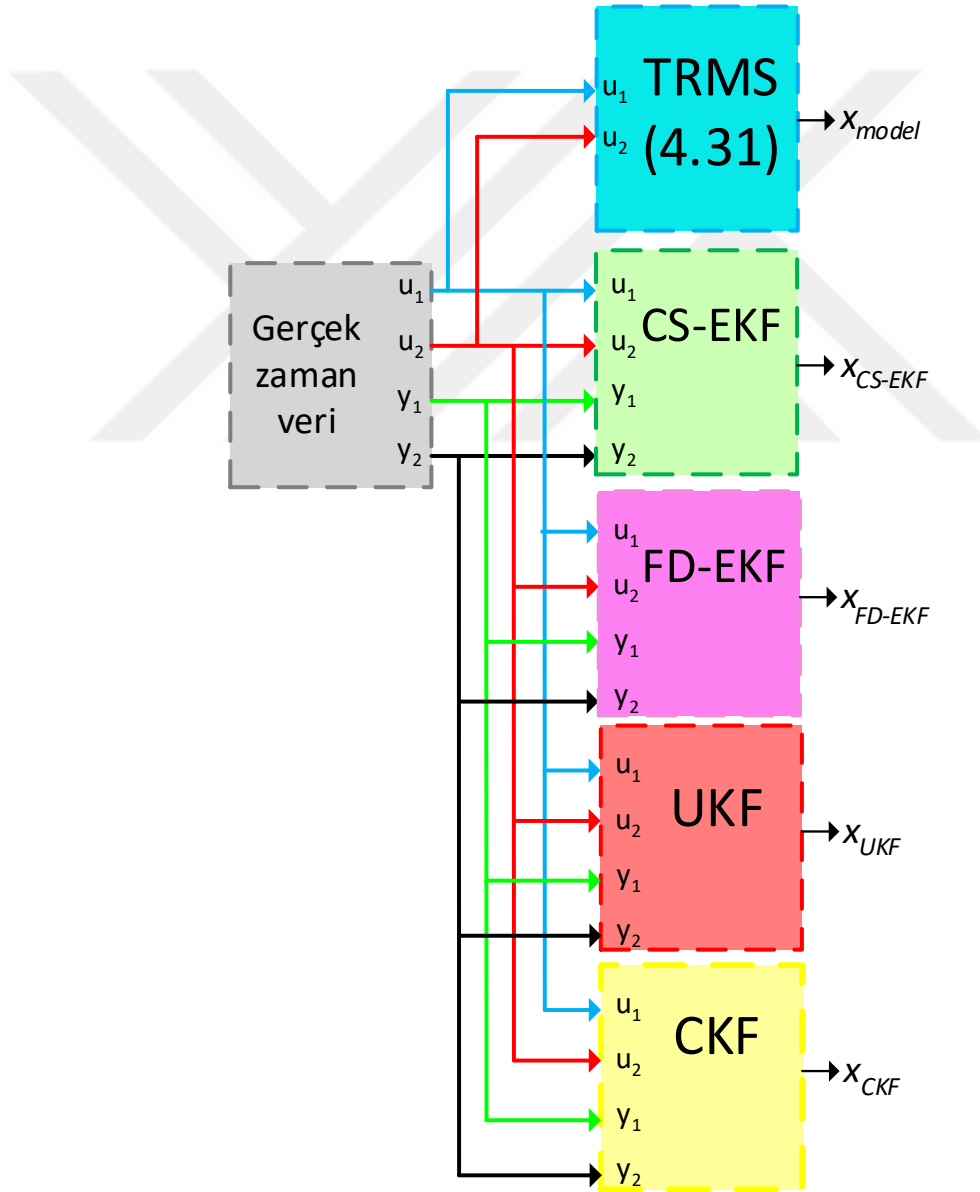
#### 4.4.2 DOF TRMS'de CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF durum tahmin performanslarının karşılaştırılması

Bu bölümde CS-EKF'nin durum tahmin performansı, sonlu fark türev ile Jacobian matris hesaplayan FD-EKF ve Jacobian matris hesabı gerektirmeyen UKF ve CKF ile karşılaştırılacaktır. Nonlineer durum denklemleri, denklem 2.31 ile verilen TRMS 2 DOF sistemi kullanılarak karşılaştırma yapılacaktır. TRMS 2 DOF model oldukça karmaşık ve süreksiz fonksiyonlar bulundurduğu için literatürde TRMS 2 DOF modele gözleyici olarak, Jacobian matris hesabı gerektirmeyen UKF yöntemi yaygın olarak kullanılmaktadır. CKF yöntemi literatürde farklı sistemler için UKF ile karşılaştırılsa da TRMS sistemi için performansı incelenmemiştir.

CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF algoritmaları için durumların başlangıç değerleri  $x_0 = [0; 0; 0; 0 - 0.3559; 0]$ , başlangıç kovaryans matrisi  $P_0 = 0.1 * I(6,6)$ , sistem

gürültüsü kovaryans matrisi  $Q = 0.5 * I(6,6)$ , ölçüm gürültüsü kovaryans matrisi  $R = 0.0001I * (2,2)$  olarak alınmıştır. Örnekleme süresi  $T = 0.001$  s'dir. CS-EKF ve FD-EKF'deki adım uzunluğu  $h = 0.001$  olarak belirlenmiştir. UKF parametreleri  $\alpha = 1, \beta = 2, l = 3 - n$  olarak alınmıştır.

Yapılan simülasyon çalışmasında, gerçek zaman TRMS'den kaydedilen giriş ve çıkış verileri kullanılmıştır. Şekil 4.2'de 2 DOF simülasyon çalışmasının şematik diyagramı sunulmaktadır. Kalman tabanlı algoritmalar, TRMS'nin gerçek zamanlı giriş ve çıkışlarını girdi olarak kullanmaktadır. TRMS modelinin girdisi, kaydedilen gerçek zamanlı giriş işaretleridir.



Şekil 4.8. 2 DOF TRMS Kalman filtreleri simülasyon şematik diyagramı

Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da sunulan sonuçlara göre, CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF algoritmalarının sistem durumlarını başarılı bir şekilde tahmin edebildiği ve modeldeki belirsizliklere rağmen kararlı olduğu görülmektedir. UKF ve CKF tarafından tahmin edilen  $\Omega_v$  ve  $\Omega_h$  durumlarının modelden ırsadığı görülmüştür. CS-EKF ve FD-EKF,  $\Omega_v$  ve  $\Omega_h$  durumlarının tahmininde UKF ve CKF'den daha üstün bir tahmin performansı göstermiştir. Bu simülasyon için CS-EKF ve EKF algoritmaları için ölçülen hesaplama süreleri Tablo 4.1'de verilmiştir. CS-EKF ve FD-EKF algoritmaları, UKF ve CKFye göre yaklaşık 3 kat daha hızlı çalışmaktadır. Şekil 4.10'da küçük bir adım aralığı  $h = 10^{-16}$  seçildiğinde, CS-EKF ve FD-EKF'nin performansları karşılaştırılmaktadır.  $h$  aralığının küçük değerleri için, CS-EKF'nin,  $\Omega_v$  ve  $\Omega_h$  durumlarını tahmin etmede FD-EKF'den daha iyi performans gösterdiği görülmektedir.

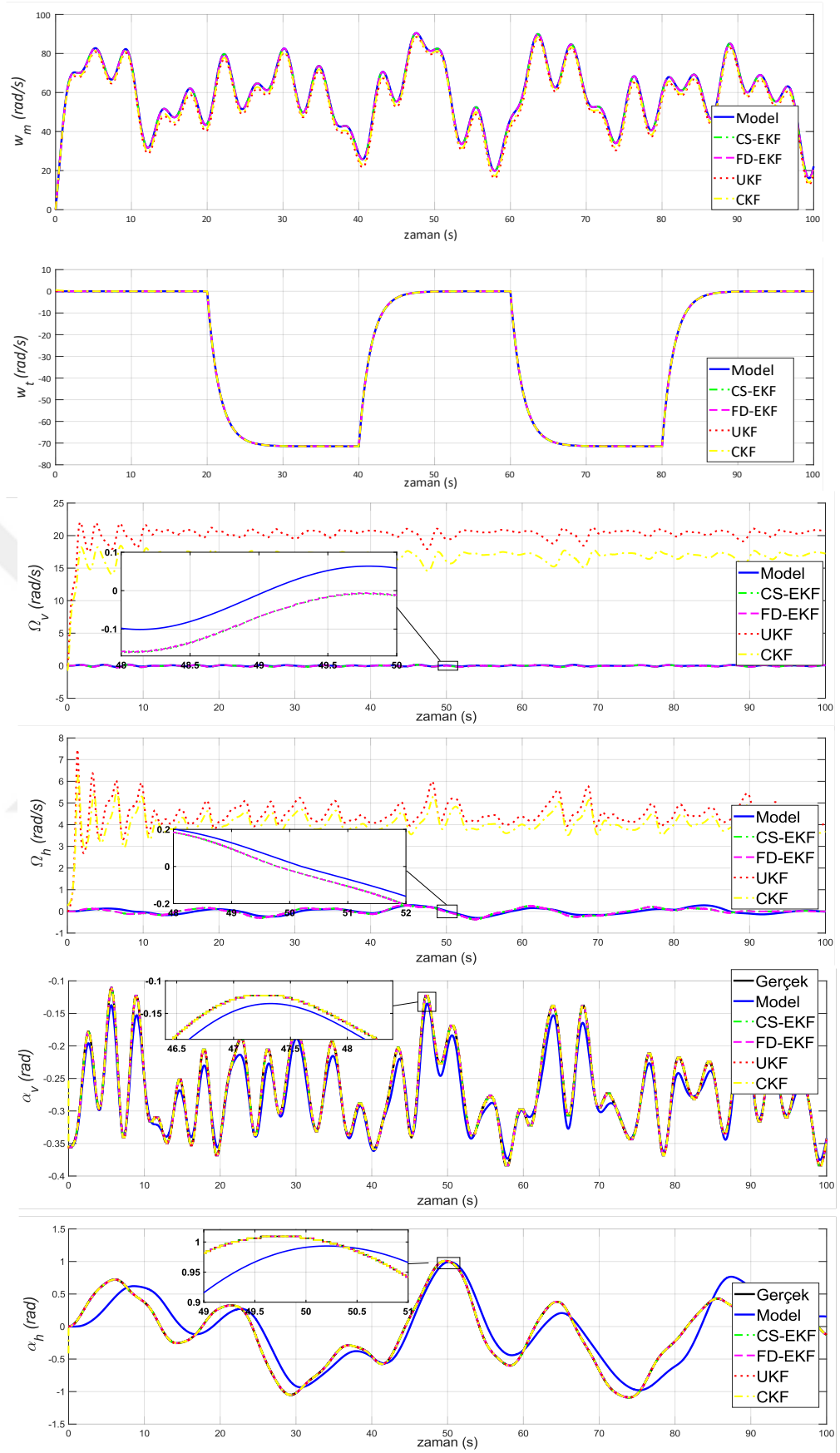
**Tablo 4.2.** CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin hesap süreleri

| Algoritma                | CS-EKF | FD-EKF | UKF   | CKF   |
|--------------------------|--------|--------|-------|-------|
| Hesap Süresi ( $\mu s$ ) | 16,58  | 11,68  | 45,52 | 47,81 |

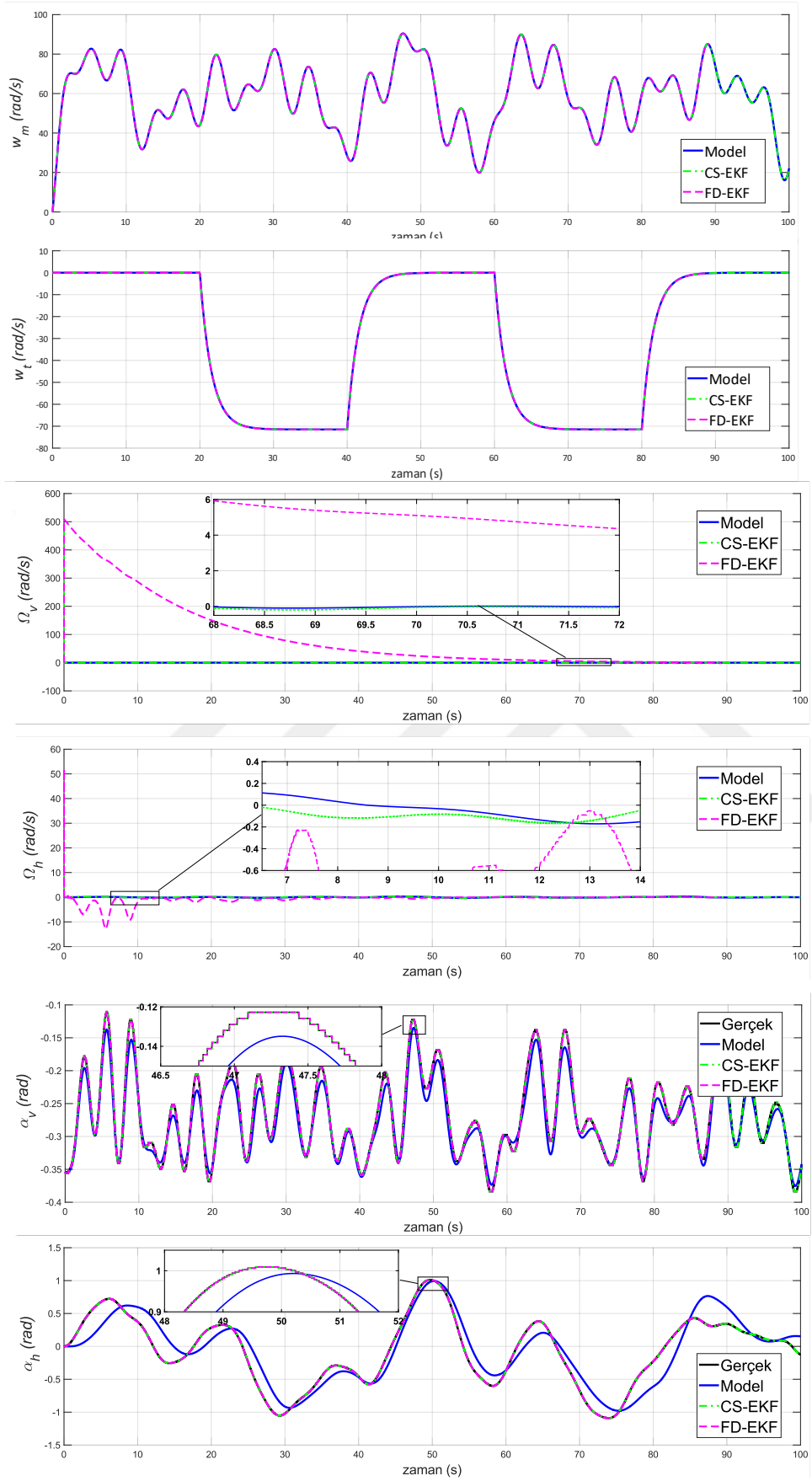
CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin gerçek zamanlı uygulamalardaki tahmin ettiği çıkışlar sırasıyla Şekil 4.12 ve Şekil 4.15 arasında verilmiştir. Deneyler açık açık çevrim gerçekleştirilmiş,  $u_1$  ve  $u_2$  girişleri ise Şekil 4.11 ile verilmiştir. Algoritmalarla tahmin edilen çıkışların, gerçek çıkışlara çok yakın olduğu açıktır. Algoritmaların gerçek zamanlı tahmin performansının yeterli olduğu görülmektedir. Tablo 3, algoritmalar için gerçek çıkışlar ve tahmin edilen çıkışlar arasındaki hataların RMS değerini göstermektedir.

**Tablo 4.3.** CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin tahmin hatalarının RMS değeri

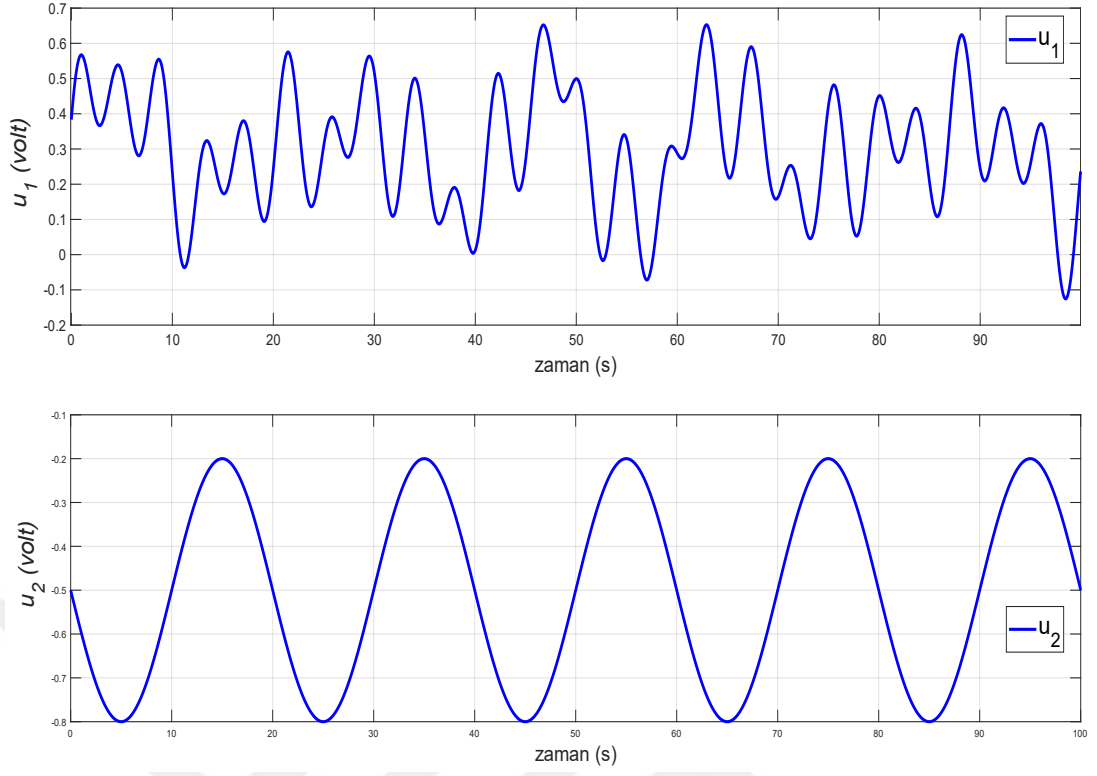
| Algoritma      | CS-EKF    | FD-EKF    | UKF       | CKF      |
|----------------|-----------|-----------|-----------|----------|
| $e_{\alpha_v}$ | 4.0589e-4 | 4.2182e-4 | 4.4389e-4 | 5.44e-4  |
| $e_{\alpha_h}$ | 9.0104e-4 | 8.4931e-4 | 7.8205e-4 | 15.02e-4 |



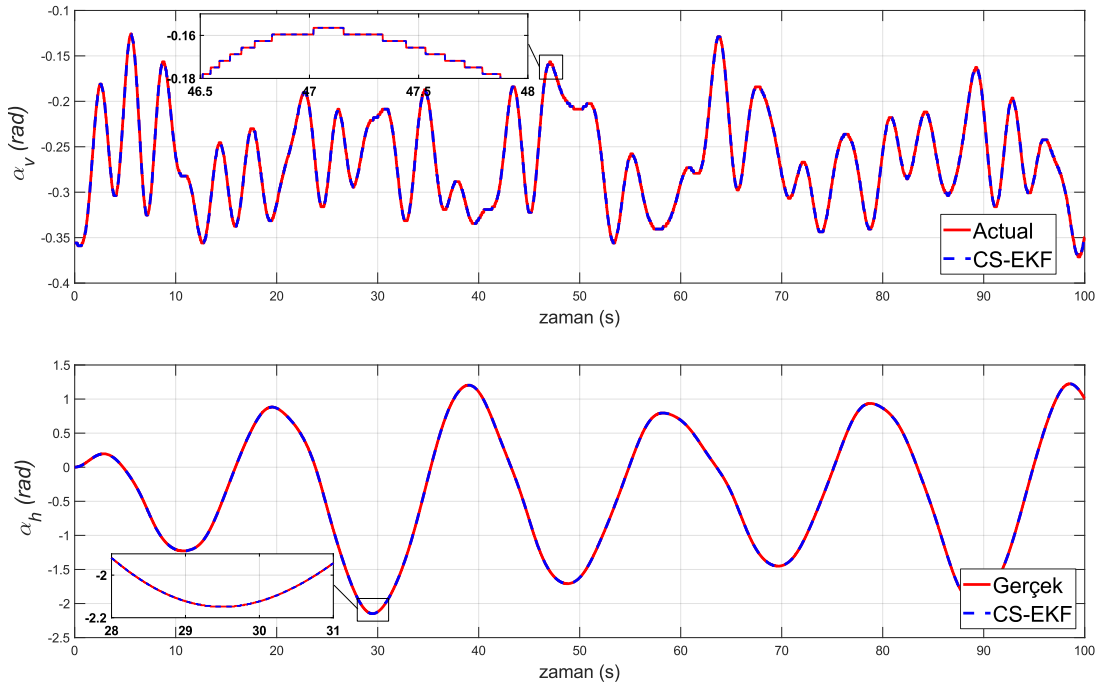
Şekil 4.9. CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF algoritmalarının simülasyon tahmin performansı.



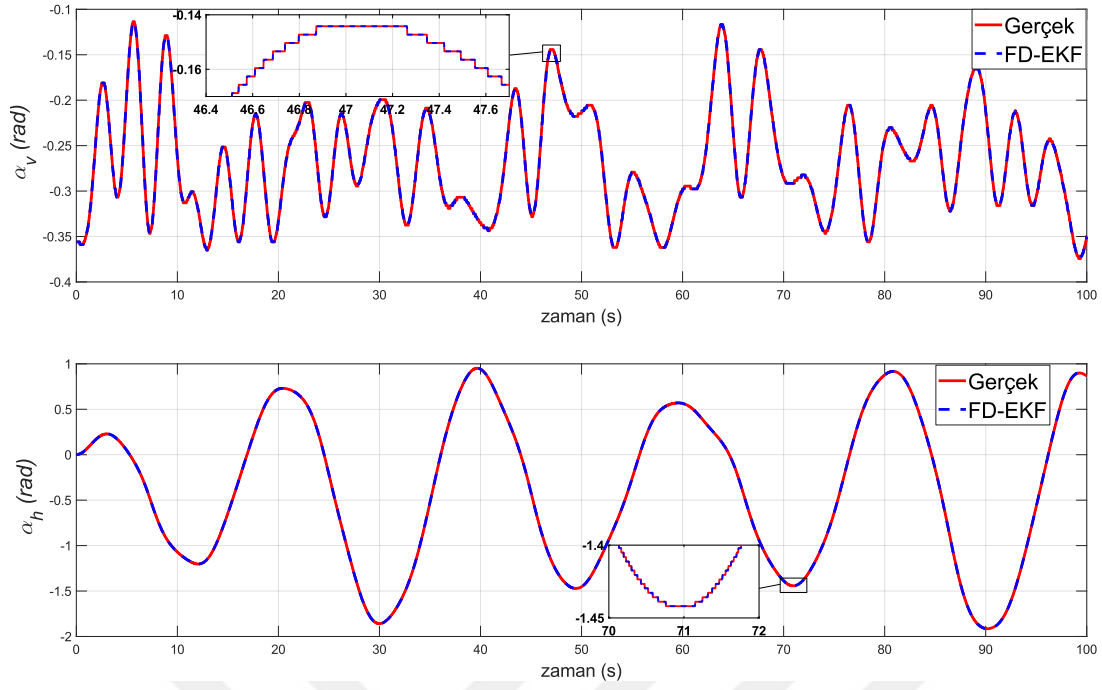
**Şekil 4.10.** CS-EKF ve FD-EKF'nin küçük adım boyutunda tahmin performansı.



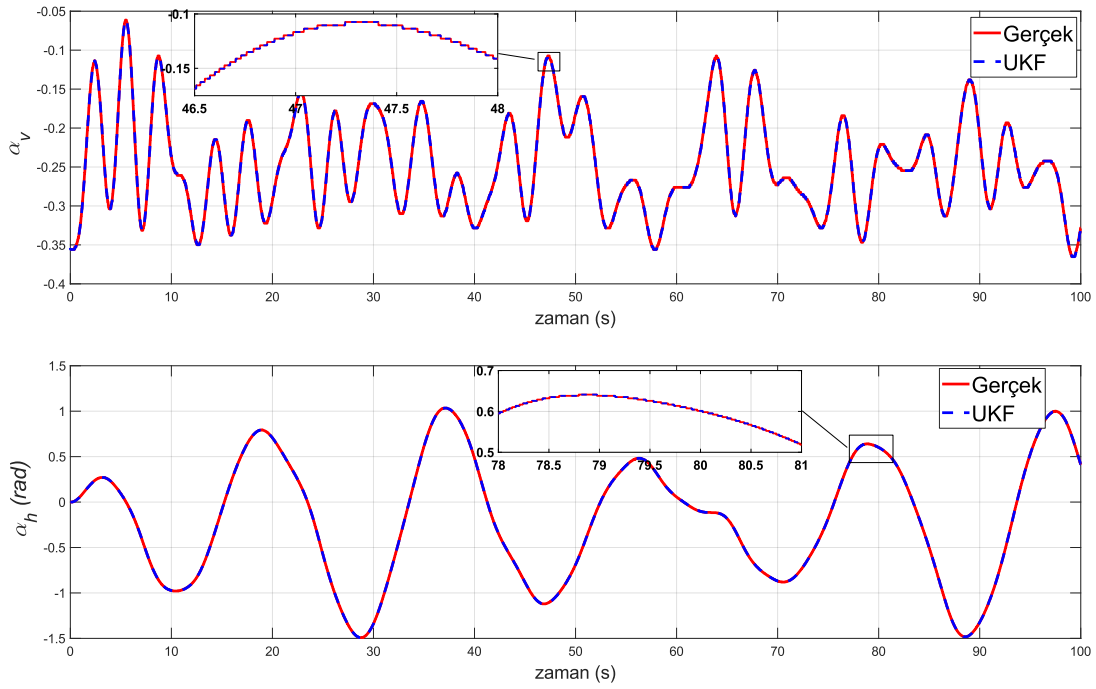
**Şekil 4.11.** Gerçek zaman 2 DOF TRMS deneylerinin giriş işaretleri.



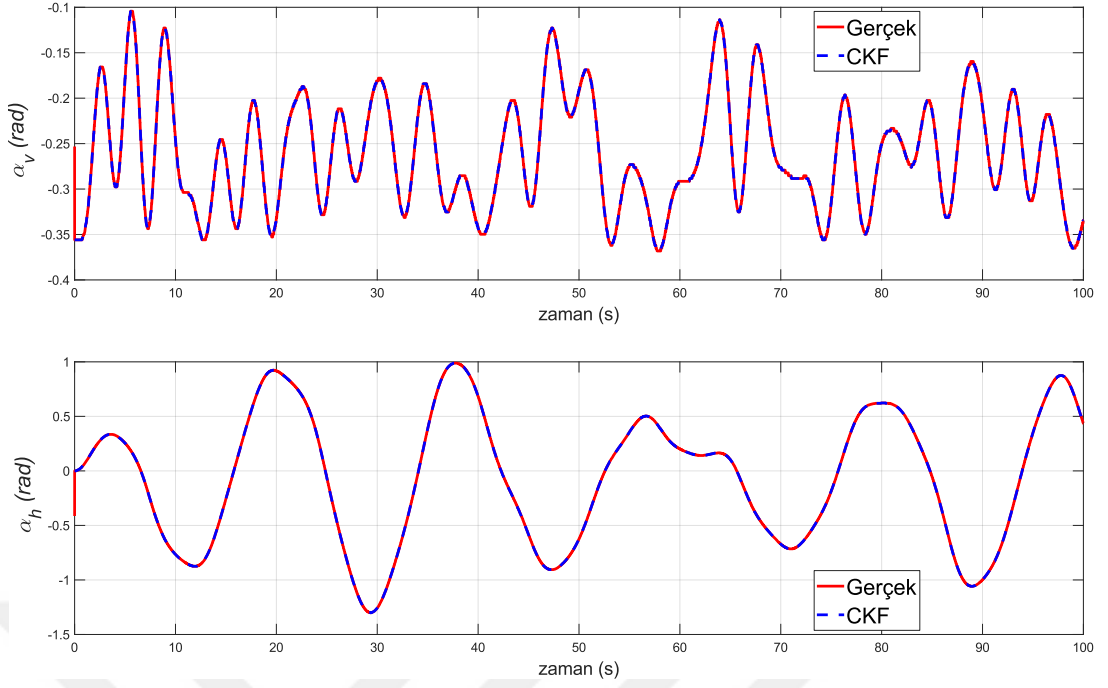
**Şekil 4.12.** Gerçek zaman CS-EKF'nin tahmin ettiği 2 DOF TRMS durumları.



**Şekil 4.13.** Gerçek zaman FD-EKF'nin tahmin ettiği 2 DOF TRMS durumları.



**Şekil 4.14.** Gerçek zaman UKF'nin tahmin ettiği 2 DOF TRMS durumları.



**Şekil 4.15.** Gerçek zaman CKF'nin tahmin ettiği 2 DOF TRMS durumları.

#### 4.5. Çıkarımlar ve Öneriler

Bu bölümde, CS-EKF kullanarak TRMS için doğrusal olmayan bir durum gözlemcisi tasarımı sunulmaktadır. CS-EKF'de Jacobian matrisinin hesaplanması için sayısal bir yaklaşım olan karmaşık adım türevi kullanılmaktadır. Karmaşık adımlı türev yöntemi, TRMS'deki Jacobian matrisinin neredeyse analitik doğrulukla hesaplanmasını kolaylaştırmıştır. Kısmi türev hesaplamasının yerini karmaşık adımlı türev aldığından, CS-EKF'nin TRMS gibi karmaşık sistemlere uygulanması çok daha basit hale gelmektedir. CS-EKF'nin etkinliği, FD-EKF, UKF ve CKF ile karşılaştırılarak simülasyon ve gerçek zamanlı deneylerle test edilmiştir. Sonuçlar, CS-EKF ve UKF'nin yüksek tahmin doğruluğuna ve kovaryans tahminine sahip olduğunu, ancak CS-EKF'nin UKF ve CKF'ye kıyasla uygulama açısından önemli avantajlar sunduğunu göstermektedir. Ayrıca CS-EKF, UKF ve CKF'ye göre neredeyse üçte bir oranında daha az hesaplama süresi gerektirmektedir. Sonuçlar, CS-EKF'nin  $h$  adım aralığının küçük değerlerinde, FD-EKF'den daha iyi performans gösterdiğini ortaya koymaktadır.



## 5. BİRLEŞİK TAHMİN YÖNTEMİNDE KALMAN TABANLI ALGORİTMALARIN PERFORMANSLARI

### 5.1. Giriş

Bu bölümde, TRMS 2 DOF modelde bulunan ana ve kuyruk motorunun güç kuvvetlendirici katsayıları ( $k_1, k_2$ ) ve sistem durumları, birleşik tahmin (joint estimation) yaklaşımı kullanılarak Kalman tabanlı algoritmalarla tahmin edilmiştir. Bir önceki bölümde anlatılmış olan CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin birleşik tahmin performansları, simülasyon ve gerçek zaman deneyler ile incelenmiştir.

Durum tahmini ve çevrimiçi parametre tahmini, gelişmiş kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesinde ve kontrolörlerin performanslarının artırılmasında önemli bir rol oynamaktadır [28], [98], [117]. Birçok sistem parametresi makul bir doğrulukla hesaplanabilmesine veya ölçülebilmesine rağmen, bazı parametreler tamamen bilinmemekte veya zaman içinde değişebilmektedir [118]. Bu nedenle, çevrimiçi parametre tahmini, sistem modelinin kalitesini artırır ve uyarlanabilir kontrol tasarımında temel bir rol oynar.

Durum gözlemcileri, ölçülemeyen sistem durumlarının tahmin edilmesinde ve ölçüm gürültüsünün ortadan kaldırılmasında tasarımcılara yardımcı olur. Sistem parametrelerinin sabit olduğu varsayılarak durum tahminleri yapıldığında, bazı sistem parametreleri sürekli değiştiği için durum tahminleri hatalı olur. Bu yüzden durum ve parametre tahmininin eş zamanlı olarak elde edildiği yöntemler tahmin doğruluğunu artırmaktadır [119], [120]. Birleşik tahmin yöntemi, bir sistemin durum ve parametre tahminini birleştirir ve aynı anda durumlarla beraber parametrelerinde tahminini sağlar [121].

TRMS sisteminin uyarlanabilir kontrol uygulamalarında, birleşik tahmin yöntemi yaygın olarak kullanılmaktadır [27]–[29], [35]–[39]. TRMS sisteminde Kalman tabanlı algoritmalar durum tahmini [122], [123] için yaygın olarak kullanılsa da parametre tahmini için performansları incelenmemiştir. Bölümün devamında, birleşik tahmin yönteminin detayları verilecek ve Kalman tabanlı algoritmaların simülasyon ve gerçek zaman sonuçları sunulacaktır.

## 5.2. Birleşik Tahmin

Bilinmeyen sistem parametrelerini ek durum değişkenleri olarak ele alarak durum tahminini parametre tahminine genişletme fikri Kopp ve Orford tarafından sunulmuştur [121]. Bilinmeyen parametreleri tahmin etmek için sürekli zaman model kullanılmaktadır. Ancak gerçek zamanlı çalışmalarda ölçümler ayırık zamanda kaydedilmekte ve filtre algoritmaları ayırık zamanda uygulanmaktadır. Sürekli zaman modeli ve ayırık zaman filtreleme kullanan yaklaşım sürekli-ayırık filtreleme problemi olarak tanımlanmaktadır. Sürekli zaman modeli ve ayırık zaman ölçümlerinin bir kombinasyonu olan sürekli-ayırık durum uzayı modeli, denklem 5.1'de verilmiştir.

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), u(t), \beta) + w(t), \quad x(t_0) = x_0 \quad (5.1a)$$

$$y(t) = g(x(t), u(t), \beta) + v(t) \quad (5.1b)$$

$$z(kT) = y(kT) + v(k), \quad k = 1, 2, \dots, N \quad (5.1c)$$

$x$  durum vektörünü,  $u$  kontrol vektörünü,  $\beta$  bilinmeyen parametre vektörünü,  $y$  sistem çıkışlarını,  $f\{\cdot\}$  ve  $g\{\cdot\}$  Nonlinear fonksiyonları,  $z$  ölçüm vektörünü,  $T$  örnekleme zamanını,  $w$  ve  $v$ , sistem ve ölçüm gürültü vektörünü ifade etmektedir. Gürültülerin, bağımsız sıfır ortalamalı beyaz Gauss gürültüsü ve sırasıyla  $Q_{k-1}$  ve  $R_k$  kovaryansları olduğu varsayılır.

Bilinmeyen sistem parametrelerini durum değişkenleri olarak tanımlayan artırılmış sistem durumları denklem 5.2 ile verilmiştir. “a” alt simgesi artırılmış durumları temsil etmektedir.

$$x_a(t) = \begin{bmatrix} x \\ \beta \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Artırılmış sistem, denklem 5.3'te elde edilir.

$$\dot{x}_a(t) = f_a(x_a(t), u(t)) + w(t), \quad x_a(t_0) = x_{a_0} \quad (5.3a)$$

$$\dot{x}_a(t) = \begin{bmatrix} f(x(t), u(t), \beta) \\ 0 \end{bmatrix} + w(t) \quad (5.3b)$$

$$y(t) = g_a(x_a(t), u(t)) \quad (5.3c)$$

$$z(kT) = y(kT) + v(k) \quad (5.3d)$$

### 5.3. TRMS 2 DOF Birleşik Tahmin Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, 4. bölümde anlatılmış olan CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin birleşik tahmin performansları, simülasyon ortamında incelenecektir. Nonlineer durum denklemleri, denklem 2.31 ile verilen TRMS 2 DOF sisteminde ana ve kuyruk motorunun güç kuvvetlendirici katsayıları  $(k_1, k_2)$  arttırılmış durumlar olarak tanımlanacaktır. Birleşik tahmin yöntemi için arttırılmış durum vektörü, denklem 5.4 ile verilmiştir.

$$x_a = [w_m \quad w_t \quad \Omega_v \quad \Omega_h \quad \alpha_v \quad \alpha_h \quad k_1 \quad k_2]'$$
 (5.4)

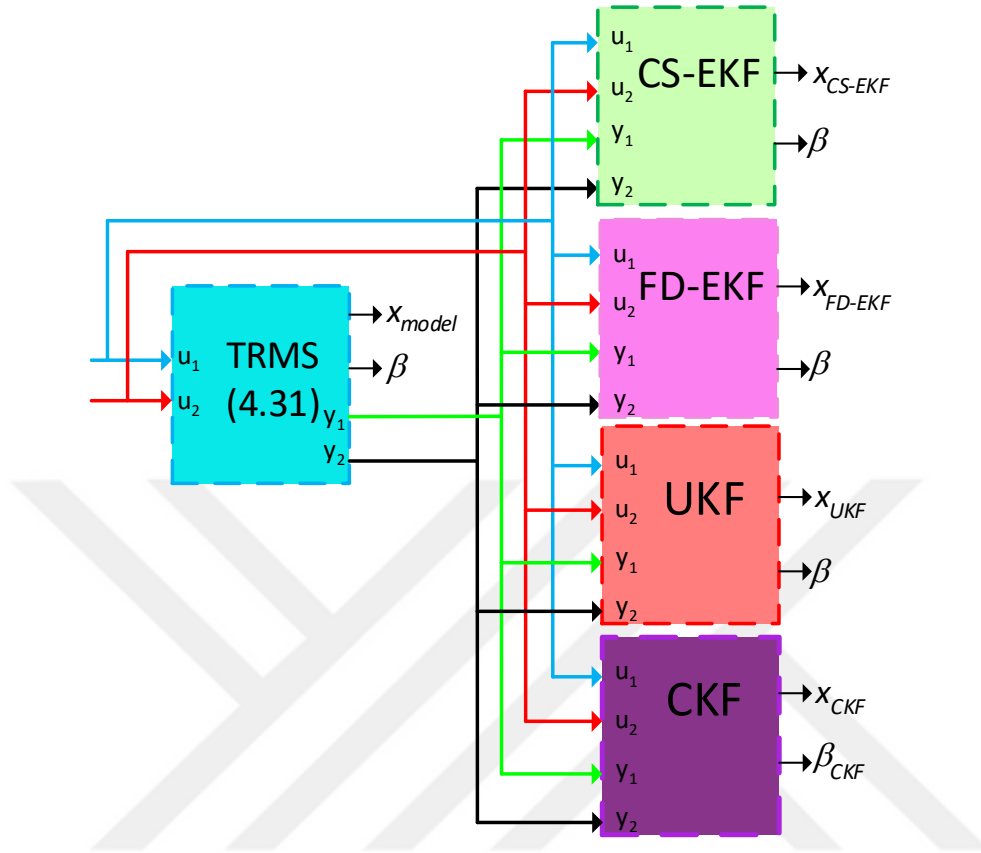
CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF algoritmaları için arttırılmış durumların başlangıç değerleri  $x_{a0} = [0; 0; 0; 0 - 0.3559; 0; 8.5; 6.5]$ , başlangıç kovaryans matrisi  $P_0 = 0.1 * I(8,8)$ , sistem gürültüsü kovaryans matrisi  $Q = 0.0001 * I(8,8)$ , ölçüm gürültüsü kovaryans matrisi  $R = 0.05I * (2,2)$  olarak alınmıştır. Örnekleme süresi  $T = 0.001$  s'dir. CS-EKF ve FD-EKF'deki adım uzunluğu  $h = 0.001$  olarak belirlenmiştir. UKF parametreleri  $\alpha = 1, \beta = 2, l = 3 - n$  olarak alınmıştır.

Şekil 5.1 ile şematik diyagramı verilen simülasyon çalışmasında, Kalman tabanlı algoritmaların girişlerini TRMS 2 DOF modelin girişleri ve çıkışları oluşturmaktadır. Kalman tabanlı algoritmaların çıkışlarında, TRMS 2 DOF durumlar ve parametreler bulunmaktadır. Simülasyon senaryosunda TRMS 2 DOF modelde, otuzuncu saniyede ana motorun güç kuvvetlendirici katsayısı değeri  $(k_1)$ 'in 8.5'ten 17'e, yetmişinci saniyede kuyruk motoru güç kuvvetlendirici katsayısı değeri  $(k_2)$ 'nin 6.5'ten 8.45'e arttırılmaktadır.

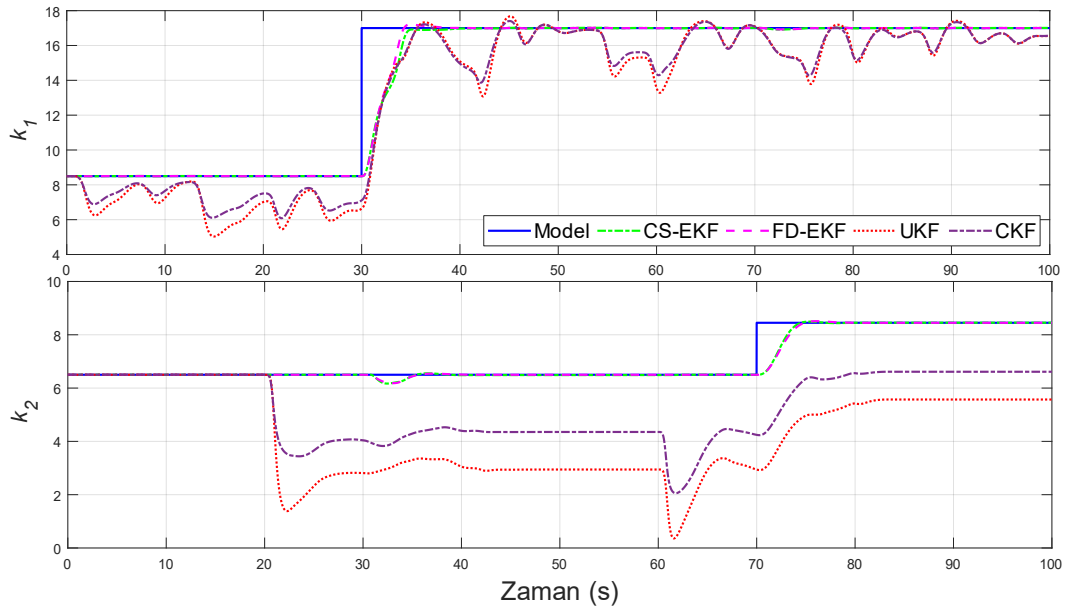
Şekil 5.2'de ana ve kuyruk motoru güç kuvvetlendirici katsayılarının  $(k_1, k_2)$ , CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF algoritmaları ile elde edilen tahminleri verilmiştir. CS-EKF ve FD-EKF değişen parametreleri doğru tahmin edebilmiş ve yaklaşık aynı performansı göstermiştir. UKF ve CKF algoritmaları,  $k_1$  parametresinin tahmininde değerini tam olarak tahmin edememiştir ve  $k_2$  parametresinin tahmininde modelin parametresinden ıraksamıştır. CKF algoritması UKF'ye daha doğru tahminler yapmıştır.

Şekil 5.3'te Kalman tabanlı algoritmaların simülasyon ortamında birleştirilmiş tahmin yönteminde, durum tahmin sonuçları verilmiştir. Tüm algoritmalarda çıkış durumu olan  $\alpha_v$  ve  $\alpha_h$  durumlarını doğru tahmin etse de diğer durumlarda UKF ve CKF algoritmaları, CS-EKF ve FD-EKF'ye göre daha kötü performans göstermiştir. Tablo

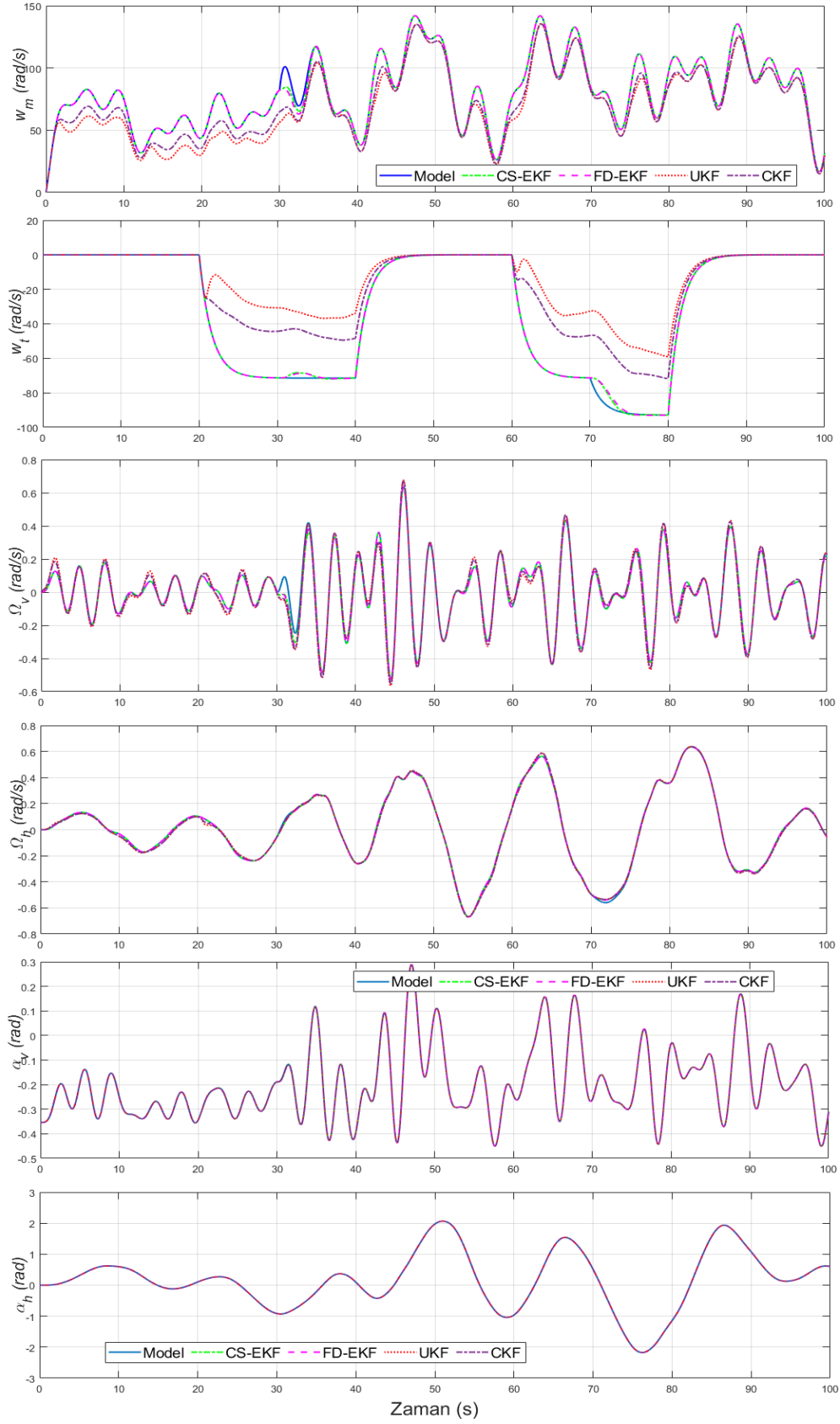
5.1’de her bir algoritmanın tahmin ettiği durumların hatalarının RMS değeri verilmiştir.



Şekil 5.1. Birleşik tahmin simülasyon şematik diyagramı.



Şekil 5.2. Kalman tabanlı algoritmaların simülasyon ortamında birleştirilmiş tahmin yönteminde parametre tahmin performansı.



**Şekil 5.3.** Kalman tabanlı algoritmaların simülasyon ortamında birleştirilmiş tahmin yönteminde durum tahmin performansı.

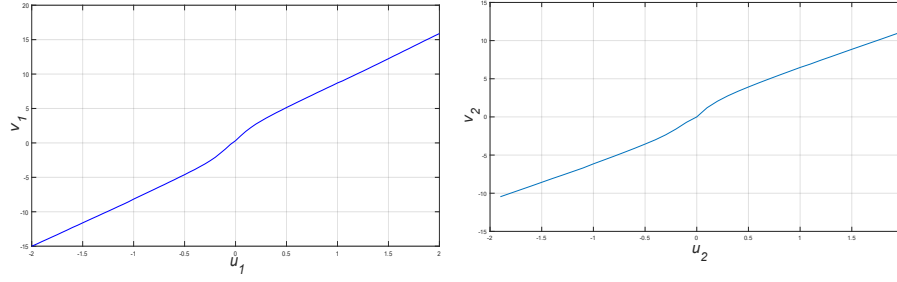
**Tablo 5.1.** Simülasyon tahmin hatalarının RMS değerleri.

| Algoritma      | CS-EKF  | FD-EKF  | UKF     | CKF     |
|----------------|---------|---------|---------|---------|
| $e_{w_m}$      | 1.8156  | 2.1497  | 13.6815 | 10.1588 |
| $e_{w_t}$      | 1.3472  | 1.4745  | 25.1033 | 17.0285 |
| $e_{\Omega_v}$ | 0.0147  | 0.0166  | 0.0331  | 0.0283  |
| $e_{\Omega_h}$ | 0.0039  | 0.0038  | 0.0106  | 0.0094  |
| $e_{\alpha_v}$ | 0.00036 | 0.00039 | 0.00066 | 0.00056 |
| $e_{\alpha_h}$ | 0.00032 | 0.00032 | 0.00035 | 0.00034 |
| $e_{k_1}$      | 1.0710  | 1.0461  | 1.9044  | 1.6779  |
| $e_{k_2}$      | 0.2675  | 0.2730  | 3.2012  | 2.1079  |
| Toplam         | 4.5206  | 4.9645  | 43.9351 | 31.0118 |

#### 5.4. TRMS 2 DOF Birleşik Tahmin Deneysel Sonuçlar

Bu bölümde CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin birleşik tahmin performansları, gerçek zaman deneylerle incelenecektir. Simülasyon çalışmasında olduğu gibi, TRMS 2 DOF sisteminde ana ve kuyruk motorunun güç kuvvetlendirici katsayıları ( $k_1, k_2$ ) arttırılmış durumlar olarak tanımlanacaktır. Birleşik tahmin yöntemi için arttırılmış durum vektörü denklem 5.4 ile verilmiştir.  $k_1$  ve  $k_2$  katsayıları modelleme aşamasında lineer olarak kabul edilse de  $u_1$  ve  $u_2$  giriş değerlerine göre farklı değerler almaktadır. Şekli 5.4'te,  $u_1$  ve  $u_2$  değerleri ile motorların terminal gerilimleri  $v_1$  ve  $v_2$  arasındaki ilişki verilmektedir. Grafiklerin eğimleri yaklaşık olarak aynı olsada çalışma bölgelerine göre değişmektedir.

Yapılan gerçek zaman deneylerde TRMS sistemi girişleri  $u_1 = 0.8u(t)$  ve  $u_2 = -0.7u(t)$  sabit değerleri kullanılmıştır. Bu çalışma noktasında  $k_1 = 9.125$  ve  $k_2 = 6.75$  olduğu tespit edilmiştir. Kalman tabanlı algoritmaların, bu iki değeri hangi doğrulukta tespit edeceği karşılaştırılacaktır.



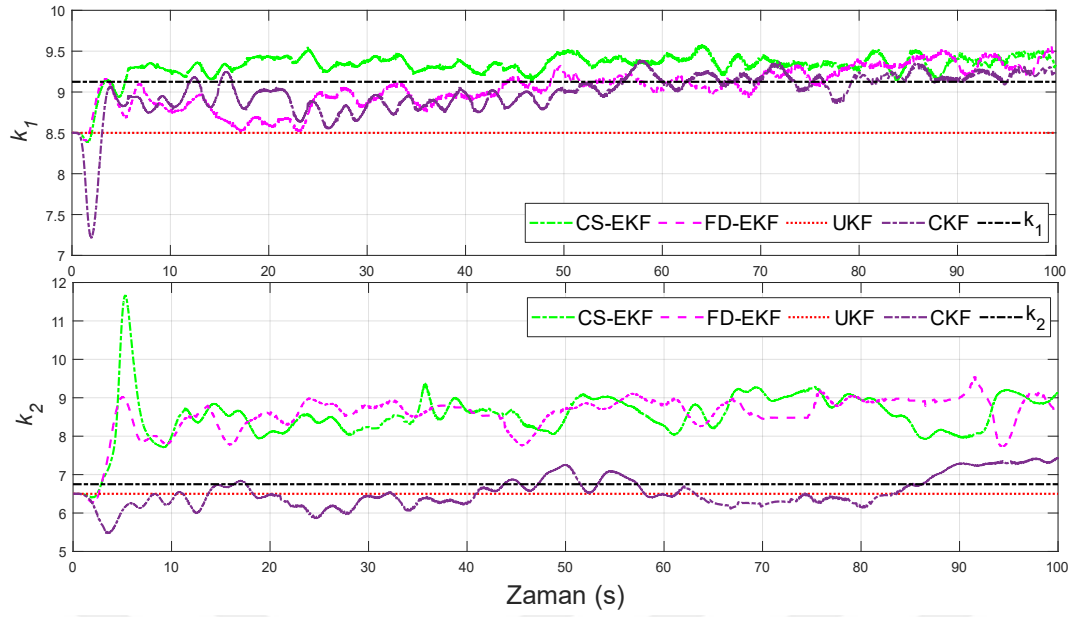
**Şekil 5.4.** Güç devrelerinin giriş çıkış ilişkileri.

CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF algoritmaları için artırılmış durumların başlangıç değerleri  $x_{a0} = [0; 0; 0; 0 - 0.3559; 0; 8.5; 6.5]$ , başlangıç kovaryans matrisi  $P_0 = 0.1 * I(8,8)$ , sistem gürültüsü kovaryans matrisi  $Q = 0.0001 * diag(1; 1; 1; 1; 1; 1; 10^3; 10^3)$ , ölçüm gürültüsü kovaryans matrisi  $R = 0.05 * I(2,2)$  olarak alınmıştır. Örnekleme süresi  $T = 0.001$  s'dir. CS-EKF ve FD-EKF'deki adım uzunluğu  $h = 0.001$  olarak belirlenmiştir. UKF parametreleri  $\alpha = 1, \beta = 2, l = 3 - n$  olarak alınmıştır.

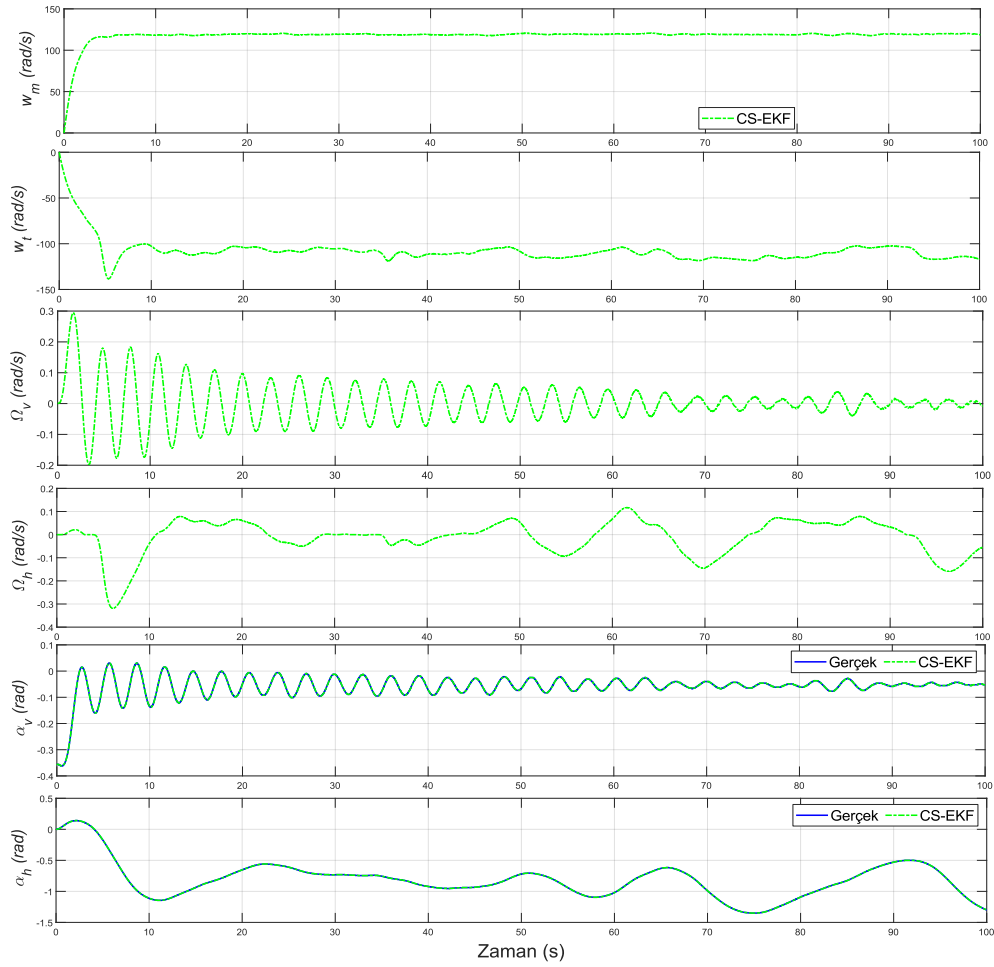
Şekil 5.5'te algoritmaların parametre tahmin performansları ve Tablo 5.2'de parametre tahmin hatalarının RMS değerleri verilmiştir. UKF algoritmasının hatalarının RMS değeri az olsa da parametre tahmininde başlangıç değeri sabit olarak kalmış ve Şekil 5.8'de gösterildiği gibi durumların tahmininde yeterli tahmin performansını gösterememiştir. CS-EKF ve FD-EKF algoritmaları  $k_1$  parametresinin tahmininde iyi performans gösterse de  $k_2$  parametresinin tahmininde CKF daha iyi performans göstermiştir. Şekil 5.6, Şekil 5.7 ve Şekil 5.9'da sırası ile CS-EKF, FD-EKF ve CKF algoritmalarının birleşik tahmin yönteminde durum tahminleri verilmiştir. Algoritmaların çıkış büyüklüklerini doğru olarak tahmin ettiği görülmektedir.

**Tablo 5.2.** Gerçek zaman parametre tahmin hatalarının RMS değerleri

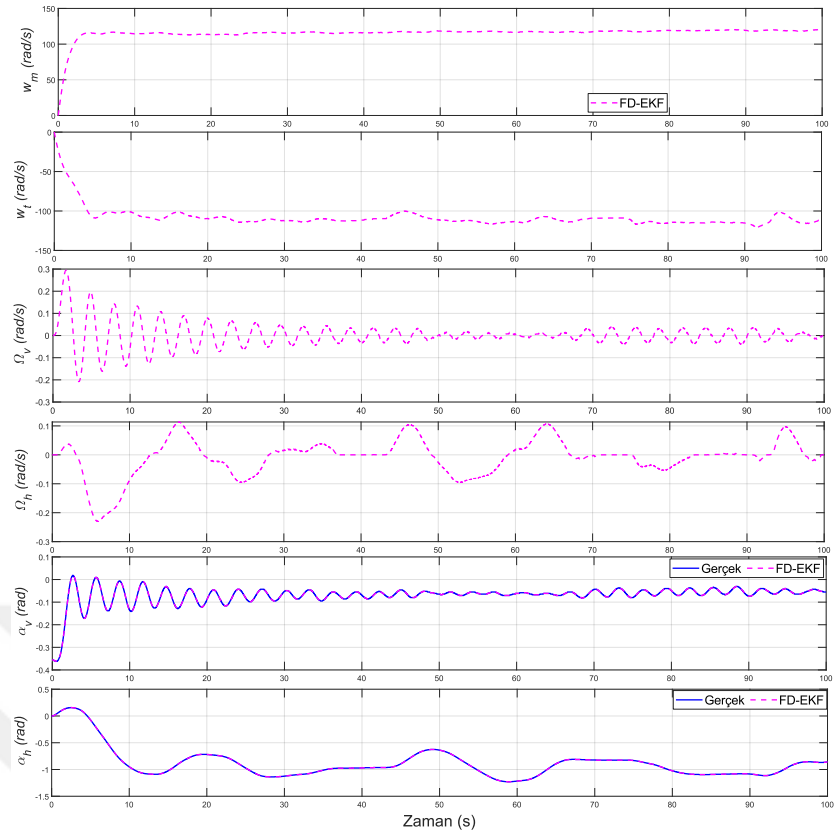
| Algoritma | CS-EKF | FD-EKF | UKF    | CKF    |
|-----------|--------|--------|--------|--------|
| $e_{k_1}$ | 0.2567 | 0.2548 | 0.6250 | 0.2956 |
| $e_{k_2}$ | 1.8906 | 1.8887 | 0.25   | 0.4493 |
| Toplam    | 2.1473 | 2.1435 | 0.8750 | 0.7449 |



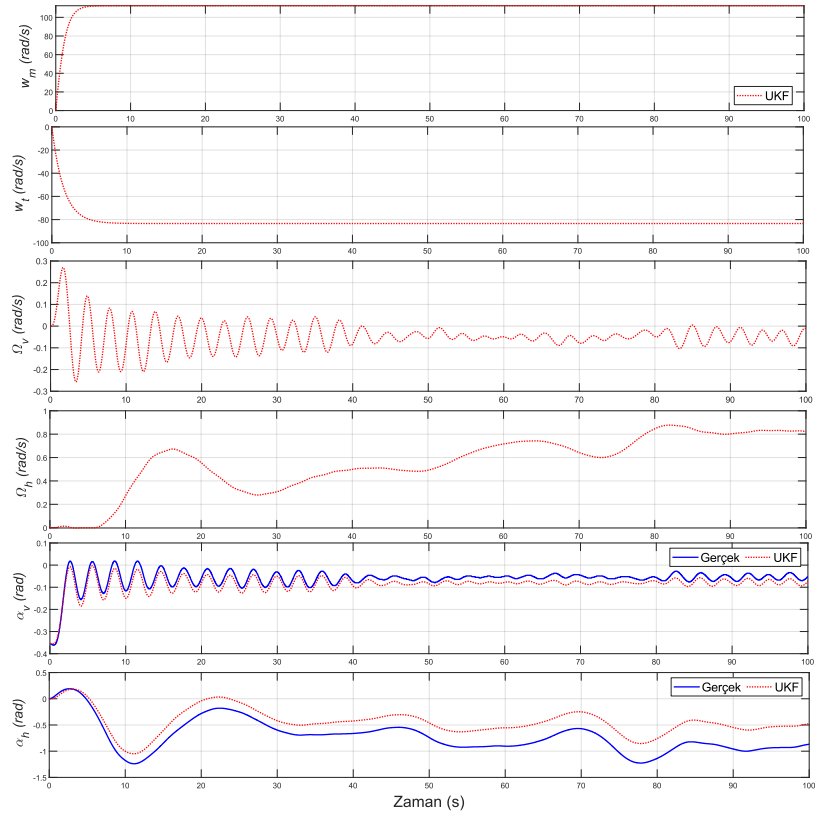
**Şekil 5.5.** CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yönteminde parametre tahmin performansı.



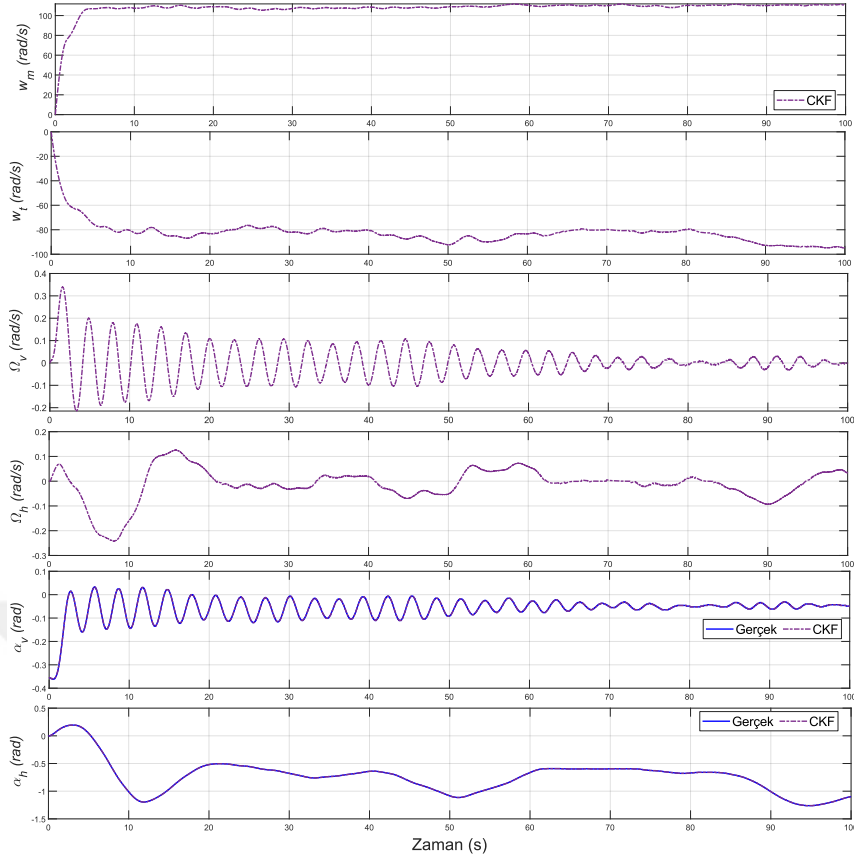
**Şekil 5.6.** CS-EKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yönteminde durum tahminleri.



Şekil 5.7. FD-EKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yöntemi durum tahminleri.



Şekil 5.8. UKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yönteminde durum tahminleri.



Şekil 5.9. CKF'nin gerçek zaman birleşik tahmin yönteminde durum tahminleri.

### 5.5. Çıkarımlar ve Öneriler

Bu bölümde Kalman tabanlı algoritmaların birleşik tahmin performansı simülasyon ve gerçek zaman uygulamalarla incelenmiştir. Model belirsizliği ve bozucu etkilerin bulunmadığı simülasyon ortamında yapılan karşılaştırmalarda, CS-EKF ve FD-EKF'nin UKF ve CKF'ye göre parametreleri daha hızlı ve doğru olarak tahmin ettiği görülmüştür. UKF ve CKF algoritmalarında,  $Q$  ve  $R$  matrislerinin dikkatli seçilmediği durumlarda kararsızlığa gittiği ve gerçek durumlardan ıraksadığı görülmüştür. Gerçek zaman uygulamalarda model belirsizliği ve bozucu etkilere rağmen CS-EKF, FD-EKF ve CKF'nin durum ve parametre tahmininde iyi bir performans göstermiş olsa da UKF algoritması çıkışların ve durumların tahmininde ıraksamıştır. Model belirsizliklerinin azaltılması ve  $Q$ ,  $R$  matrislerinin yinelemeli olarak her adımda hesaplanması algoritmaların durum ve parametre tahmin performansını arttıracaktır.

## 6. MODEL REFERANS KAYAN KİP KONTROLÖR

### 6.1. Giriş

Bu bölümde TRMS sisteminin kontrolü için, ayrık zaman model referans kayan kip kontrolör [124] (MR-SMC) tasarımı sunulmaktadır. MRSMC kontrolör, model belirsizliklerine, dış bozuculara ve sistem nonlinearliklerine dayanıklı olması sayesinde TRMS sistemi lineer bir sistem gibi kontrol edilebilmektedir. Simülasyon ve gerçek zaman deneylerde, ölçülemeyen sistem durumları CS-EKF ile tahmin edilmiştir.

Kayan kip kontrol [125] (SMC), model belirsizlikleri ve dış bozucular altında etkili bir doğrusal olmayan kontrol yöntemi olarak bilinmektedir [126]. SMC, model dinamiklerini değiştirmek için model durumları kayma yüzeyi olarak adlandırılan bir kesit boyunca kaydırarak, anahtarlama kontrol yasası uygulayan değişken yapıli bir kontrol tekniğidir. SMC kontrol yöntemi, ulaşma aşaması ve kayma aşaması olmak üzere iki aşamadan oluşur. Ulaşma aşamasında, model durumları sonlu bir zamanda önceden belirlenmiş bir kayma yüzeyine ulaşmaya zorlanır. Model durumları kayma yüzeyine ulaştığında, kapalı döngü sistemi uyarlanabilir bir şekilde kayma moduna geçirilir, böylece model durumları kayma yüzeyi boyunca orijine doğru kayar. Bu süre kayma fazı olarak adlandırılır [127]. SMC'ler, bilinen sınırlara sahip belirsizliklere karşı dayanıklılık elde etmek için büyük anahtarlama kazançları gerektirir ve bu nedenle performansı düşüren ve aktüatörleri bozan çatırdamadan etkilenme eğilimindedir. Yüksek mertebeli SMC [128], integral SMC (ISMC) [129], terminal SMC (TSMC) [130], model referans SMC [131], adaptif SMC [132] gibi istenmeyen çatırdamaları azaltmak için geliştirilmiş versiyonları bulunmaktadır. Sayısal tabanlı kontrolör kullanımının popüler hale gelmesi ile birçok araştırmacı ayrık zamanli kayan mod kontrolörlerin tasarımına daha fazla önem vermektedir. Kontrol sinyalinin ayrıklaştırılmasının etkisini tam olarak hesaba katmak için, ayrık zamanli yaklaşım kullanılmalıdır [133].

TRMS sisteminde bulunan model belirsizlikleri, aşırı derecede nonlinearlik, kuplaj etkisi gibi durumları SMC kontrolör giderebildiği için, SMC kontrolör TRMS

sisteminin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. [134]'de TRMS sisteminin kontrolü için çatırdamasız dayanıklı kontrol stratejisi geliştirilmiştir. SMC, ISMC ve TSMC kontrolör performansları gerçek zamanda karşılaştırılmıştır. Gerçek zaman deneylerde sürekli zaman denklemler kullanılarak geliştirilen kontrolörler, ayırık zaman uygulanmıştır. [135]'de 2 DOF helikopterin kontrolü için bulanık mantık destekli ikinci derece SMC (SOSMC) tasarımı gerçekleştirilmiş ve geliştirilen kontrolörün performansı SMC ve SOSMC ile karşılaştırılmıştır. [136]–[138], değişken kazançlı SMC tekniğini kullanarak TRMS sisteminin 1 DOF yatay eksen, 1 DOF dikey eksen ve 2 DOF kontrolü sağlanmıştır. [139]'da dinamik inversiyon tabanlı uyarlamalı özyinelemeli kayan mod kontrolü (RGDI- ARSMC) olarak adlandırılan kontrol tekniği, TRMS sistemine uygulanmıştır. [140]'da sürekli zaman süper bükümlü kayan kip (STSMC) ve kesirli dereceli süper bükümlü kayan kip (FOSTSMC) kontrol yöntemleri karşılaştırılmıştır. [141]'de TRMS 2 DOF sistemi için adaptif global hızlı dinamik terminal SMC tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu kontrolörün gerçek zaman uygulaması için durum gözleyici gerekmemektedir. [142]'de simülasyon ortamında TRMS sistemi için kesir dereceli ulaşma kanunu kullanılarak, SMC kontrolördeki çatırdama problemi çözülmek istenmiştir. [96]'da gerçek zaman bulanık mantık SMC, TRMS sisteminin kontrolü için tasarlanmıştır. Ölçülemeyen durumlar, nonlinear gözleyici ile kestirilmiştir. [143]'de TRMS 1 DOF yatay eksen model, artırılmış integral SMC tabanlı lineer quadratik Gaussian (LQG) kontrolör ile kontrol edilmiştir. [144]'de nonlinear kayan yüzeyli SMC, TRMS 2 DOF kontrolü için kullanılmıştır. [145]'de TRMS 2 DOF kontrolü için, modelsiz SMC tasarımı önerilmiştir. [146], TRMS 2 DOF sistemi için merkezi olmayan kayan kip kontrolörün gerçek zamanlı bir uygulamasını ele almaktadır. [147]'de SMC ve ISMC kontrol yöntemleri gerçek zaman TRMS sistemi kontrolünde kullanılmaktadır. [148]'te simülasyon ortamında TRMS sistemi kontrolü için geliştirilen bulanık mantık SMC ve bulanık mantık ISMC yöntemleri PID kontrolör ile karşılaştırılmıştır. [149]'da TRMS sisteminin kontrolü için adaptif ikinci derece kayan kip kontrolör geliştirilmiş ve simülasyon ortamında PID kontrolör ile performansları karşılaştırılmıştır. [150]'de TRMS için ISMC kullanarak dayanıklı bir kontrolör önerilmektedir. Kontrol sinyalindeki süreksizliği ortadan kaldırmak için, kontrolör bir kayan kipli bozulma gözlemcisi (SMDO) ile güçlendirilmiştir.

TRMS sistemi için tasarlanan SMC kontrolörler incelendiğinde, çoğunlukla sürekli zaman tasarımlar gerçekleştirilmiş ve kontrolör performansları simülasyon ortamında değerlendirilmiştir. Gerçek zaman uygulamalarda, doğrudan sayısal tasarım yapan az sayıda çalışma bulunmaktadır. Bu bölümde TRMS sistemi 1 DOF yatay eksen ve 1 DOF dikey eksen modeller için ayrık zaman model referans kayan kip kontrolör tasarımları gerçekleştirilecektir. TRMS 2 DOF sistemde kuplaj etkileri bozucu olarak kabul edilip her bir çıkış için ayrı MR-SMC tasarlanacaktır. Ölçülemeyen durumlar önceki bölümlerde detayı verilen CS-EKF ile tahmin edilecektir. MR-SMC ile TRMS sistemi lineer bir modeli takibe zorlandığı için, çalışma bölgelerine bağlı olmadan lineer bir sistem gibi kontrol edilecektir.

Bölümün devamında ayrık zaman MR-SMC tasarım detayları verilmektedir. Sırası ile 1 DOF yatay eksen sistem, 1 DOF dikey eksen sistem ve TRMS 2 DOF sistem için tasarımlar yapılmış ve simülasyon/gerçek zaman sonuçlar verilmiştir. Bölümün sonunda çıkarımlar ve öneriler sunulmaktadır.

## 6.2. Ayrık Zaman Model Referans Kayan Kip Kontrolör

Model referans kontrolünün amacı, kontrol edilen sistemi referans model olarak da adlandırılan istenen bir modelin dinamiklerini takip etmeye zorlayan bir kontrol algoritması geliştirmektir. Kontrolörün, zaman sonsuza gittiğinde referans model ile kontrol edilen sistem durumları arasındaki hatanın sıfır olmasını sağlaması beklenir ve böylece kontrol edilen sistem çıkışları referans model çıkışlarını takip eder. Bu bölümde, ayrık zamanlı model referanslı kayan kipli kontrol ile desteklenmiş çıkış geri beslemeli integral kontrolör, TRMS sisteminin kontrolü için önerilmektedir. Kontrolör, artırılmış ayrık zamanlı hata dinamikleri kullanılarak tasarlanmıştır. Ayrık zamanlı model referanslı kayan kipli kontrol tasarım aşamaları aşağıda verilmiştir.

Denklem 6.1 ve denklem 6.2’de sırası ile kontrol edilecek sistemin ve referans sistemin sürekli zaman durum uzay modeli verilmiştir.

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{6.1}$$

$$\begin{aligned}\frac{dx_m(t)}{dt} &= A_mx_m(t) + B_mr(t) \\ y_m(t) &= C_mx_m(t)\end{aligned}\tag{6.2}$$

$x$  ve  $x_m$  kontrol edilecek sistemin ve referans sistemin durum vektörünü,  $u(t)$  kontrol işaretini,  $r(t)$  referans girişi, ifade etmektedir. Sistemlerin kontrol edilebilir olduğu ve referans modelin kararlı olduğu kabul edilmektedir. Denklem 6.3'te verilen koşullar sağlandığında, denklem 6.1'de verilen sistem denklem 6.2'deki referans modeli takip edebilir.

$$\begin{aligned} A - A_m &= B\Gamma_g \\ B_m &= B\Gamma_h \end{aligned} \quad (6.3)$$

$$\Gamma_g \in R^{1 \times n} \quad \Gamma_h \in R$$

Ayrık kontrolör tasarımı yapılacağı için kontrol edilecek sistemin ve referans sistemin ayrık zaman durum uzay modeli, denklem 6.4 ve denklem 6.5 ile elde edilir.

$$\begin{aligned} x[k+1] &= Gx[k] + Hu[k] \\ y[k] &= Cx[k] \end{aligned} \quad (7.4)$$

$$\begin{aligned} x_m[k+1] &= G_mx_m[k] + H_mr[k] \\ y_m[k] &= C_mx_m[k] \end{aligned} \quad (7.5)$$

$G = I + AT$ ,  $G_m = I + A_mT$ ,  $H = BT$ ,  $H_m = B_mT$ ,  $T$  örnekleme zamanını ifade eder.

Sistem ve referans model arasındaki izleme hatası, denklem 6.6'daki gibi ifade edilir.

$$e[k] = x[k] - x_m[k] \quad (6.6)$$

Hatanın dinamiği, denklem 6.7 ile verilmiştir.

$$e[k+1] = x[k+1] - x_m[k+1] \quad (6.7)$$

Denklem 6.4 ve denklem 6.5, denklem 6.7'de yerine konulursa hatanın dinamiği

$$e[k+1] = \{Gx[k] + Hu[k]\} - \{G_mx_m[k] + H_mr[k]\} \quad (6.8)$$

olarak elde edilir. Denklem 6.8'de  $Gx_m[k]$  ifadesi eklenir ve çıkartılırsa, hata dinamiği denklem 6.9'daki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} e[k+1] &= \{Gx[k] + Hu[k]\} - \{G_mx_m[k] + H_mr[k]\} + Gx_m[k] - Gx_m[k] \\ e[k+1] &= Ge[k] + (G - G_m)x_m[k] + Hu[k] - H_mr[k] \end{aligned} \quad (6.9)$$

Denklem 6.9 ile hata dinamiği denklem 6.3'te verilen koşulları kullanarak denklem 6.10'daki gibi yazılabilir.

$$e[k+1] = Ge[k] + H\{\Gamma_g x_m[k] + u[k] - \Gamma_h r[k]\} \quad (6.10)$$

Kayan kip kontrolör tasarımı ilk aşamasında, kayan moddaki sistem dinamiği kararlı olacak şekilde bir anahtarlama fonksiyonu  $\sigma[k]$  tasarımı yapılarak gerçekleştirilmektedir. İkinci olarak, sistemin sonlu zamanda kayan yüzeye hareketini ve o yüzeyde kalmasını garantileyen kontrol kanunu  $u[k]$  elde edilecektir.

Kayan kip kontrolör katsayıları  $S$  matrisi, ayrık zaman Ricatti eşitliği çözülerek optimal kayma yüzeyi tasarımı ile hesaplanır [151] .

Lineer ulaşma kanunu tabanlı anahtarlama [152], [153]

$$\sigma[k] = S(x[k] - x_m[k]) = Se[k] \quad (6.11)$$

olarak seçilir.

SMC tasarımında ikinci aşama, kapalı döngü sistem yörüngesini kayan moda yönlendiren ve ulaşıldığında orada tutan bir kontrol yasası türetmektir.

Denklem 6.12 ile verilen lineer ulaşma kanunu tekniği kullanılacaktır.

$$\sigma[k + 1] = \phi\sigma[k] \quad (6.12)$$

Denklem 6.12, denklem 6.10 ve denklem 6.11 kullanılarak tekrar düzenlenirse

$$\begin{aligned} \phi\sigma[k] &= Se[k + 1] = S\{x[k + 1] - x_m[k + 1]\} \\ \phi\sigma[k] &= S\{Ge[k] + (G - G_m)x_m[k] + Hu[k] - H_m r[k]\} \end{aligned} \quad (6.13)$$

elde edilir. Denklem 6.13'te  $u[k]$  yalnız bırakılırsa, denklem 6.14 ile gösterilen sistemi kayan yüzeyde tutacak olan kontrol kuralı elde edilir.

$$u[k] = (SH)^{-1} \left\{ -SGe[k] - S \underbrace{(G - G_m)}_{H\Gamma_g} x_m[k] + \phi\sigma[k] + S \underbrace{H_m}_{H\Gamma_h} r[k] \right\} \quad (6.14)$$

Tasarlanan bu kontrolörle sadece sistem dinamiği ayarlanmaktadır. Hata dinamiğine eklenecek ilave integratör ile sistemin sürekli hal hataları giderilebilir.

$$\varepsilon_i[k + 1] = e_i[k] + \varepsilon_i[k] \quad (6.15)$$

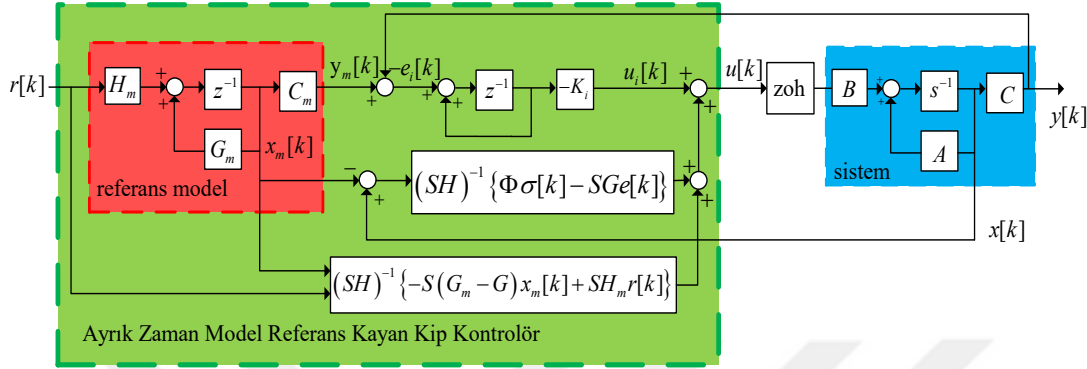
Sistemin sürekli hal hatası  $e_i[k] = y_m[k] - y[k] = C_m x_m[k] - Cx[k]$ 'dir. Eğer  $C_m = C$  seçilirse

$$e_i[k] = -Ce[k] \quad (6.16)$$

olarak elde edilir. Denklem 6.10 ve 6.15 kullanılarak arttırılmış hata dinamiği

$$\begin{bmatrix} e[k+1] \\ \varepsilon[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G & 0 \\ -C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e[k] \\ \varepsilon[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H \\ 0 \end{bmatrix} v[k] \quad (6.17)$$

ile ifade edilebilir. Ayırık zaman model referans kayan kip kontrolörün blok diyagramı, Şekil 6.1. ile gösterilmektedir.



Şekil 6.1. Ayırık zaman model referans kayan kip kontrolör blok diyagramı.

### 6.3. 1 DOF Yatay Eksen Model için MRSMC Tasarımı ve Sonuçları

Bu bölümde, denklem 2.33 ile verilen TRMS 1 DOF yatay eksen sistem için ayırık zaman MR-SMC tasarımı gerçekleştirilecektir. Geliştirilen kontrolörün performansı simülasyon ve gerçek zaman deneylerle değerlendirilecektir. TRMS 1 DOF yatay eksen sistem için tasarım aşamaları aşağıdaki gibidir.

Denklem 2.33 ile verilen nonlinear denklemler  $x = [117.8723; 0; 0]$  çalışma noktasında lineerleştirilmiş ve kontrol edilecek sisteme ait sürekli zaman durum denklemleri 6.18 ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \frac{dx(t)}{dt} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -1.306 & 0 & 0 \\ 0.0263 & -0.0506 & -4.199 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} x(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 93.163 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_B [u_1] \quad (6.18)$$

$$y(t) = \underbrace{[0 \quad 0 \quad 1]}_C [x(t)]$$

Referans sistem, aşımı %4.3, %2 kriterine göre yerleşme zamanı  $t_s = 12$  sn olan 2. Derece örnek sisteme, 2. derece örnek sistemin köklerinin reel kısmının 10 kat uzağında bir kök eklenerek elde edilmiştir. Referans sistemin sürekli zaman transfer fonksiyonu ve durum uzay modeli denklem 6.19 ve denklem 6.20 ile verilmiştir.

$$\frac{Y_m(s)}{R(s)} = \frac{0.2223}{s^2 + 0.6667s + 0.2223} * \frac{3.333}{s + 3.333} \quad (6.19)$$

$$\begin{aligned} \left[ \frac{dx_m(t)}{dt} \right] &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -0.741 \\ 1 & 0 & -2.445 \\ 0 & 1 & -4 \end{bmatrix}}_{A_m} x_m(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0.74096 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_m} r_1(t) \\ y_m(t) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_m} x_m(t) \end{aligned} \quad (6.20)$$

Denklem 6.3 ile verilen kontrol edilen sistemin, model referansı takip etme şartlarının sağlanması için katsayı matrisleri hesaplanır.  $H$  matrisi kare matris olmağı için matrisin tersi “Moore–Penrose inverse” yöntemi kullanılarak elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} \Gamma_g &= H^{-1}(G - G_m) = [0.014023 \quad 0 \quad -0.0079] \\ \Gamma_h &= H^{-1}H_m = [0.007953] \end{aligned} \quad (6.21)$$

Örnekleme zamanı  $T_s = 0.01$  sn olmak üzere, kontrol edilecek sistemin ve referans modelin ayrık zaman durum denklemleri sırası ile denklem 6.22 ve denklem 6.23 ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} x[k+1] &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0.9870 & 0 & 0 \\ 0.000261 & 0.999284 & -0.041985 \\ 0.0000013 & 0.009996 & 0.9997 \end{bmatrix}}_{\bar{G}} x[k] + \underbrace{\begin{bmatrix} 0.93163 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\bar{H}} u_1[k] \\ y(t) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\bar{C}} x[k] \end{aligned} \quad (6.22)$$

$$\begin{aligned} x_m[k+1] &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0.999998 & -0.000036 & -0.007263 \\ 0.009999 & 0.99987 & -0.023998 \\ 0.000049 & 0.009802 & 0.96067 \end{bmatrix}}_{G_m} x_m[k] + \underbrace{\begin{bmatrix} 0.007409 \\ 0.000037 \\ 0 \end{bmatrix}}_{H_m} r_1[k] \\ y(t) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C_m} x_m[k] \end{aligned} \quad (6.23)$$

Denklem 6.17 ile verilen arttırılmış durum denklemleri, denklem 6.24 ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} e[k+1] \\ \varepsilon[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.9870 & 0 & 0 & 0.93163 \\ 0.000261 & 0.999284 & -0.041985 & 0 \\ 0.0000013 & 0.009996 & 0.9997 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e[k] \\ \varepsilon[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.93163 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v[k] \quad (6.24)$$

Optimal kayan yüzey tasarımı için

$$Q = \begin{bmatrix} 0.001 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.001 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

olarak seçilmiş ve ayrık zaman Ricatti denklemi çözülerek, kayma yüzeyi matrisi denklem 6.26’daki gibi hesaplanır.

$$S = [0.046769 \quad 4.337748 \quad 2.9146 \quad -0.1021] \quad (6.26)$$

Denklem 6.14 ile verilen kontrol işaretindeki katsayılar aşağıda elde edilmiştir.

$$K_s = (SH)^{-1}SG = [1.07946 \quad 99.5836 \quad 64.6750 \quad -2.3315]$$

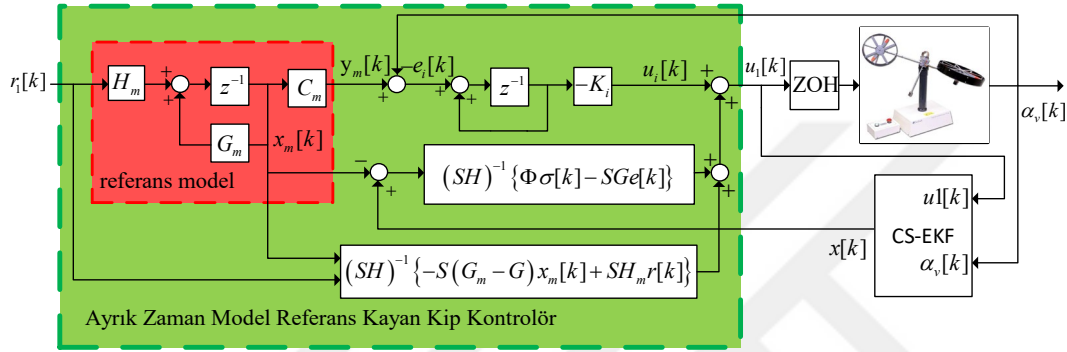
$$K_{s1} = [1.07946 \quad 99.5836 \quad 64.6750]$$

$$K_{i1} = [-2.3315]$$

$$K_{11} = (SH)^{-1}S(G - G_m) = [0.01402 \quad 0 \quad -0.007953]$$

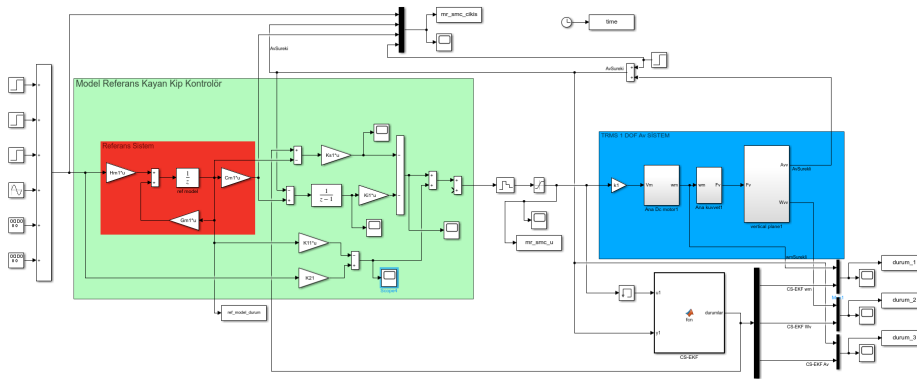
$$K_{21} = (SH)^{-1}SH_m = [0.007953]$$

Simülasyon ve gerçek zaman deneylerde kullanılacak olan blok diyagram Şekil 6.2 ile verilmiştir. TRMS yatay eksen modelin ölçülemeyen durumları CS-EKF ile kestirilecektir. Simülasyon ve gerçek zaman deneylerde nonlinear modelin ve CS-EKF algoritmasının durumlarının başlangıç değerleri  $x_0 = [0; 0; -0.3559]$ 'dir.



Şekil 6.2. TRMS yatay eksen MR-SMC blok diyagramı.

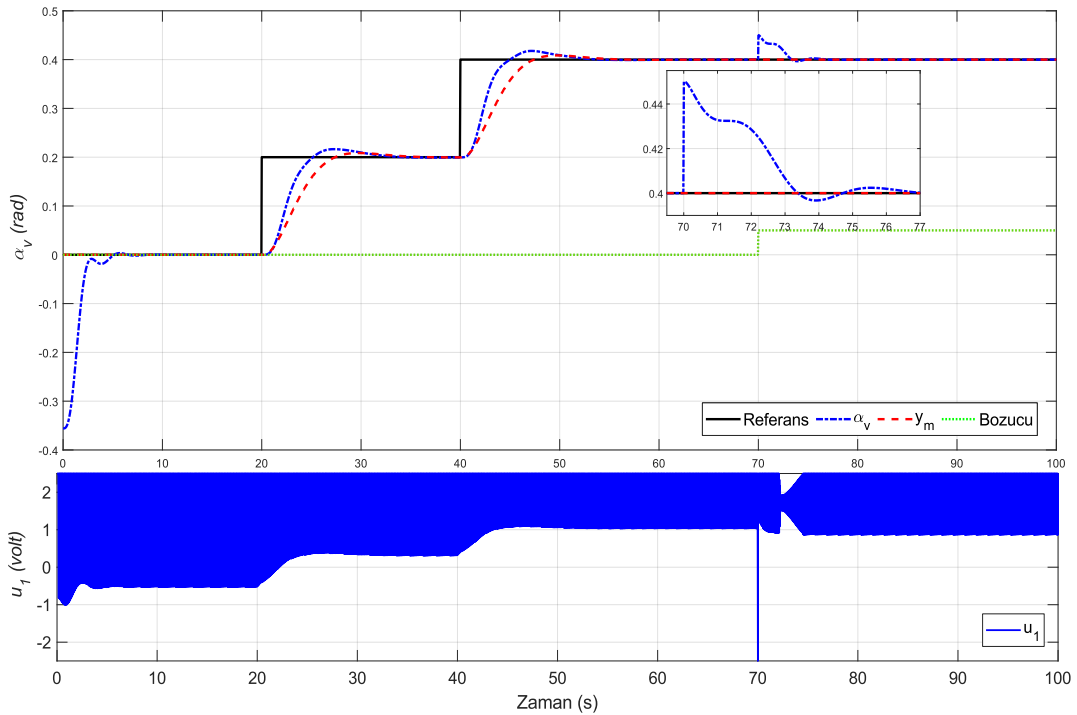
Kontrolör tasarımı sadece bir çalışma noktasındaki lineer model göz önüne alınarak yapılırsa da simülasyonlarda sistemin nonlinear modeli kontrol edilecektir. Kontrolörün herhangi bir çalışma noktasında sistemi lineer bir sistem gibi davranmaya zorladığı gösterilecektir. Kontrolörün farklı referans işaretleri için nonlinearliklere, sistem belirsizliklerine ve bozuculara karşı dayanıklılığı incelenecektir. Şekil 6.3'te MR-SMC Simulink simülasyon devresi verilmiştir. Şekil 6.4 ve Şekil 6.8 arasındaki şekillerde farklı referans işaretleri için sonuçlar verilmiştir. Bu şekillerdeki  $\alpha_v$  sistem çıkışını,  $y_m$  referans model çıkışını ifade etmektedir.



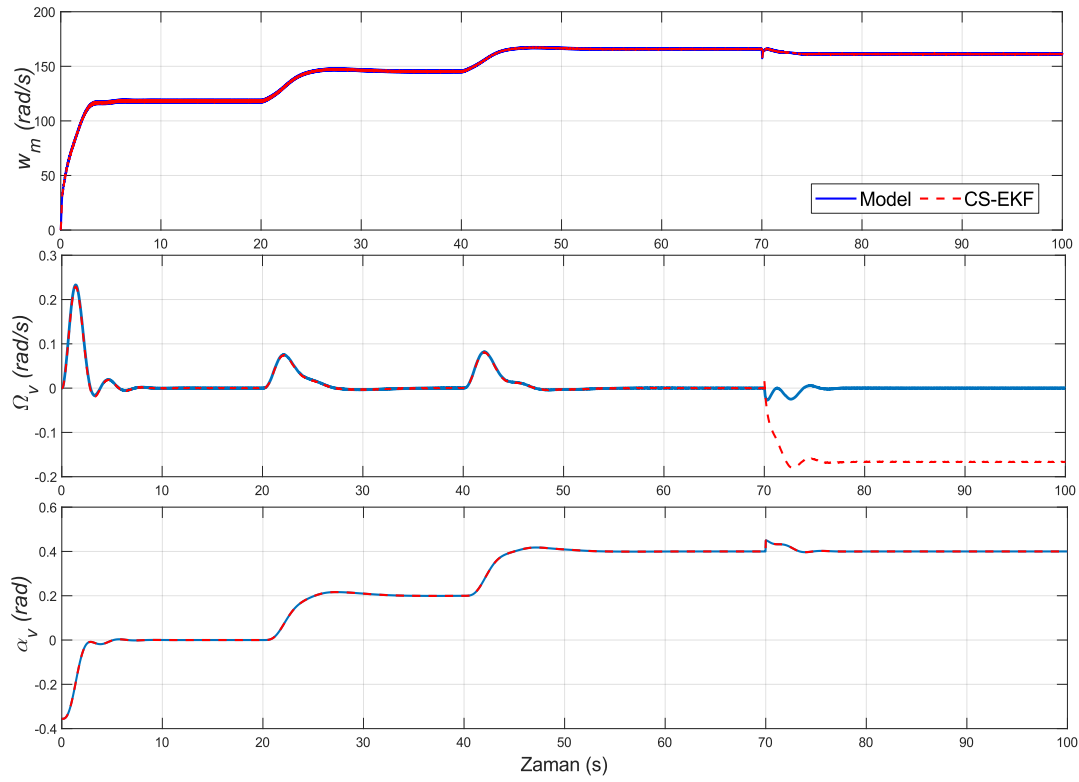
Şekil 6.3. TRMS 1 DOF yatay eksen MR-SMC simulink devresi.

Şekil 6.4'te referans faklı çalışma bölgelerinde basamak fonksiyonu olarak verilmiştir. Bu simülasyon çalışmasında nonlinear sistemin farklı çalışma bölgelerinde lineer bir sistem gibi davrandığı görülmektedir. MR-SMC nonlinear model ve referans modelin ilk değerleri farklı olmasına rağmen kararsız davranmamış ve dayanıklı davranmıştır. Simülasyonun 70. saniyesinde sistem çıkışına bozucu uygulanmıştır ve MR-SMC bozucu etkiyi gidermiştir. Şekil 6.5'te basamak giriş uygulanan senaryo için nonlinear model durumları ve CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar verilmektedir. 70. saniyede uygulanan bozucu sonrasında, CS-EKF'nin tahmin ettiği  $\Omega_v$  durumu bozucunun etkisi ile nonlinear model durumundan ıraksamıştır. Durumlardaki bu bozulmaya rağmen MR-SMC eklemiş olduğumuz integral sayesinde, dayanıklı bir şekilde sistem çıkışının referansı takip etmesi sağlanmıştır.

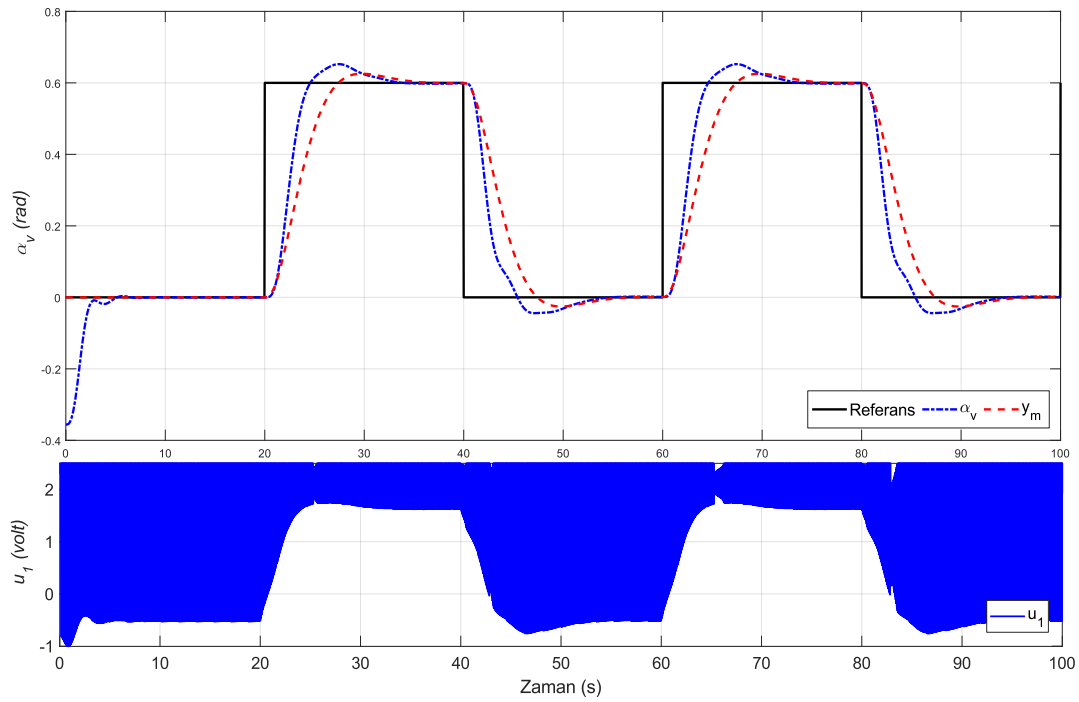
Şekil 6.6 ve Şekil 6.8 arasındaki şekillerde sırası ile kare, sinüs ve testere referans girişleri için kontrolör cevapları verilmiştir. İlk değerlerin farklı olmasına karşı kontrolörün dayanıklılığı bu senaryolarda da gerçekleşmiştir. Şekil 6.7'deki sinüs dalga referansı ve Şekil 6.8'deki testere dalga referansı, yörünge referans olarak sisteme uygulanmış ve sistem çıkışı referansı faz farkı ile takip etmiştir.



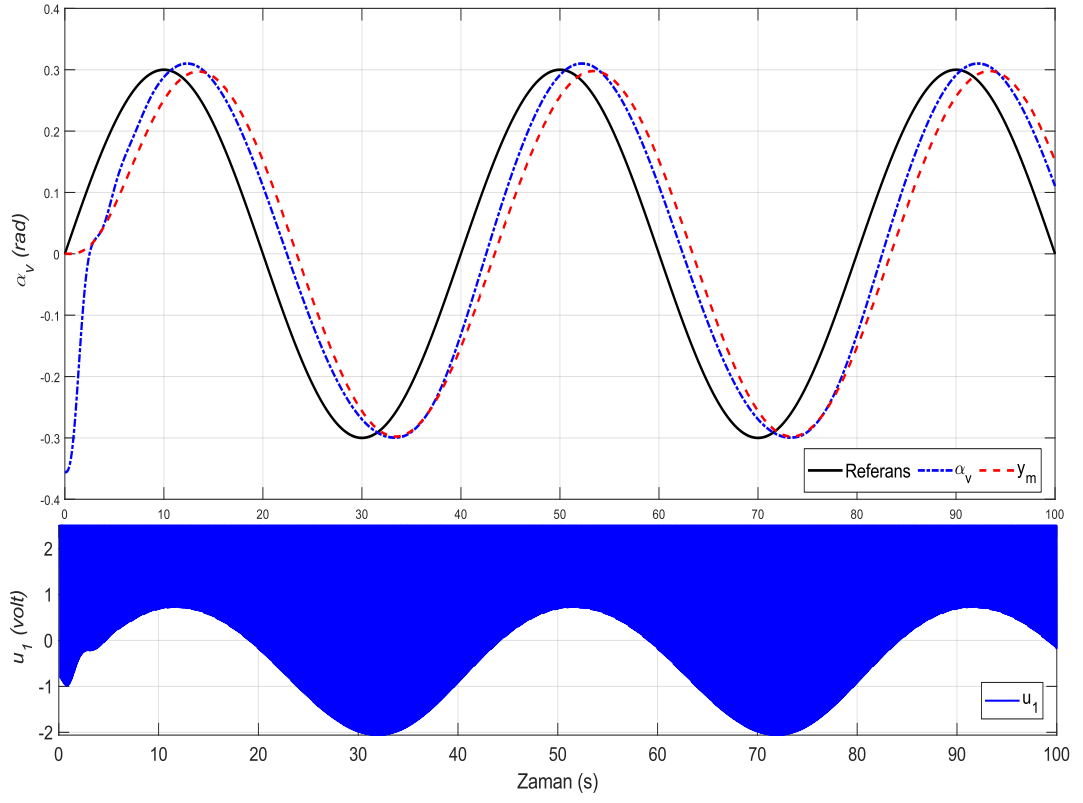
Şekil 6.4. Simülasyon ortamında 1 DOF yatay eksen MR-SMC basamak giriş cevabı.



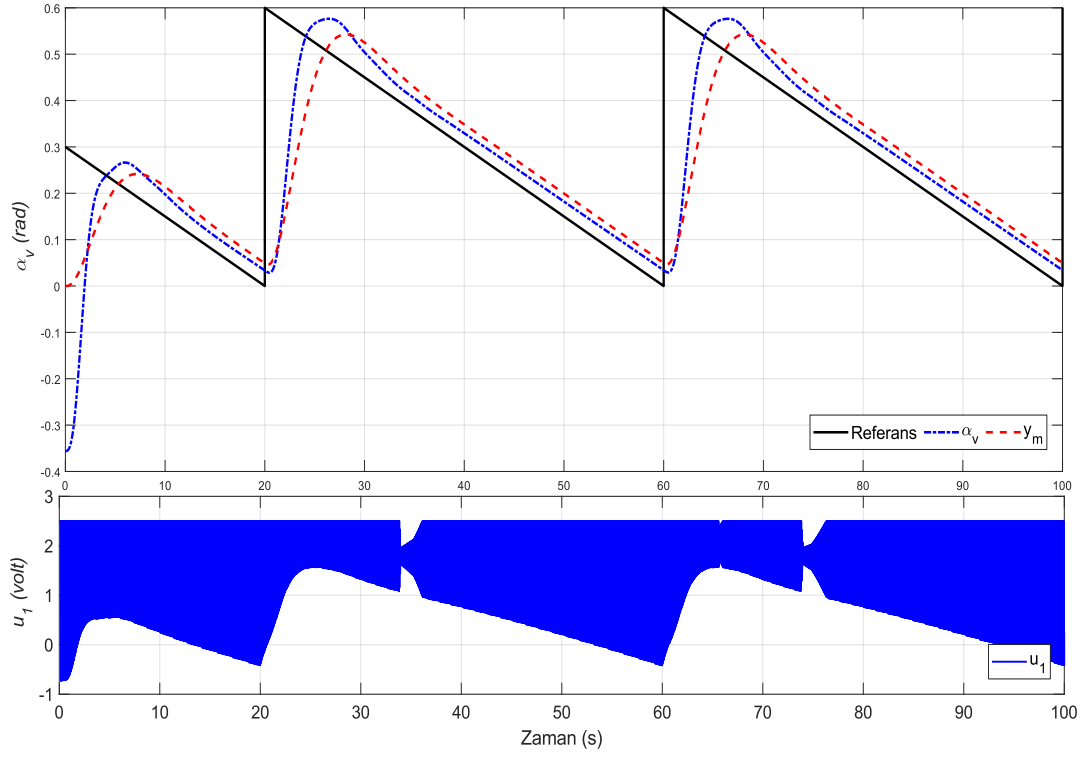
Şekil 6.5. Basamak giriş için yatay eksen model ve CS-EKF durumları.



Şekil 6.6. Simülasyon ortamında 1 DOF yatay eksen MR-SMC kare dalga referans cevabı.

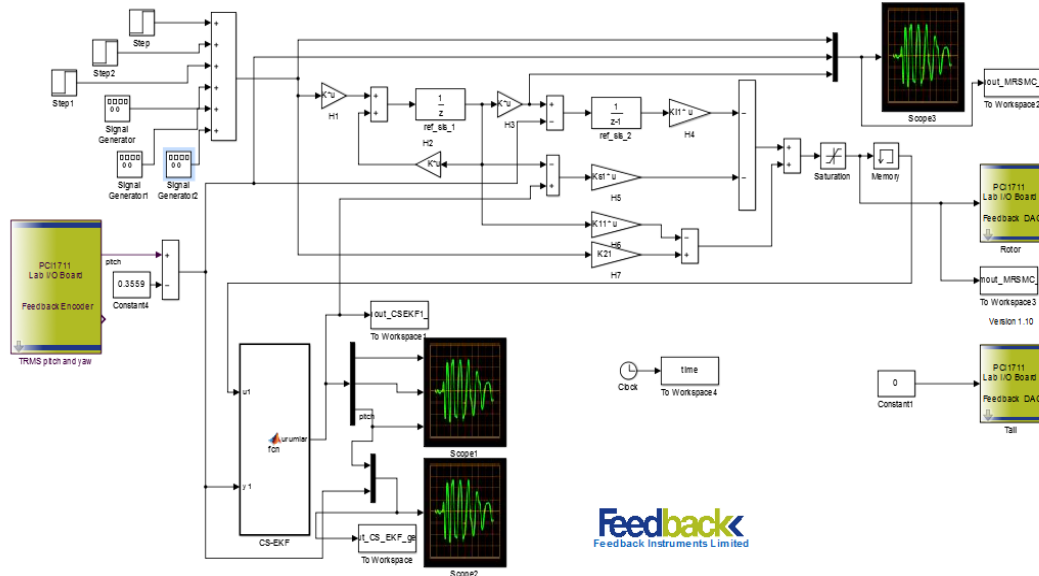


Şekil 6.7. Simülasyon ortamında 1 DOF yatay eksen MR-SMC referans giriş cevabı.



Şekil 6.8. Simülasyon ortamında 1 DOF yatay eksen MR-SMC testere referans cevabı.

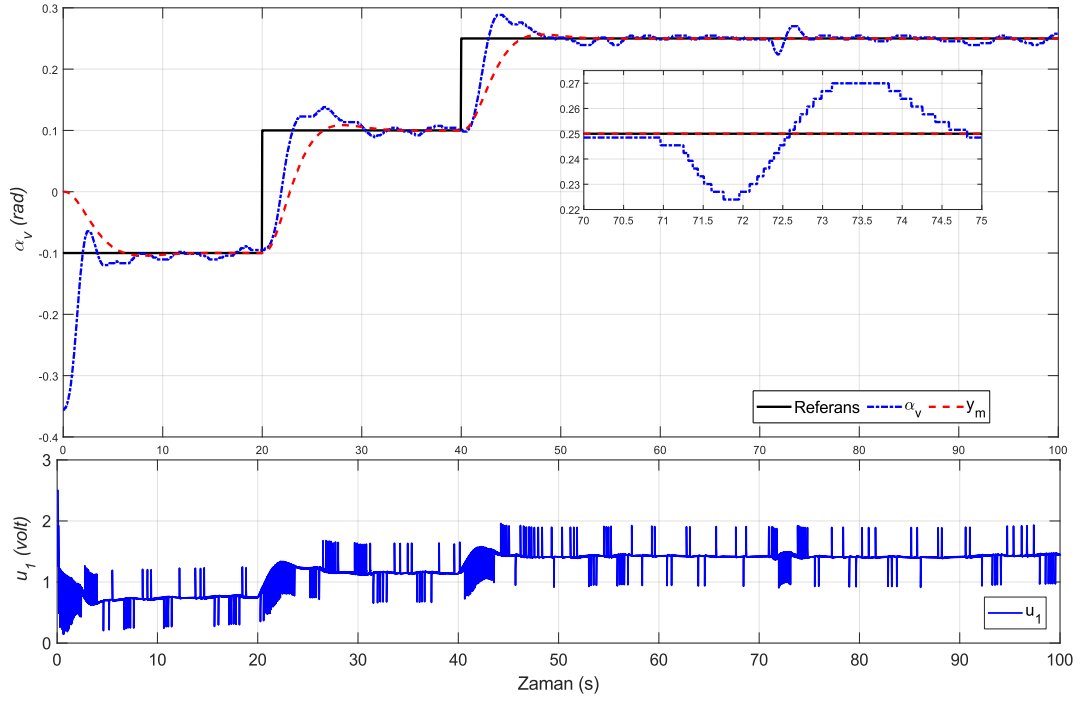
Şekil 6.9’da gösterilen MR-SMC, 1 DOF yatay eksen gerçek zaman deneyi için TRMS toolbox kullanılarak deney setine uygulanmıştır. Şekil 6.10 ve Şekil 6.14 arasındaki şekillerde, farklı referans işaretleri kontrolörün performansı incelenmiştir. Bu şekillerdeki  $\alpha_v$  sistem çıkışını,  $y_m$  referans model çıkışını ifade etmektedir.



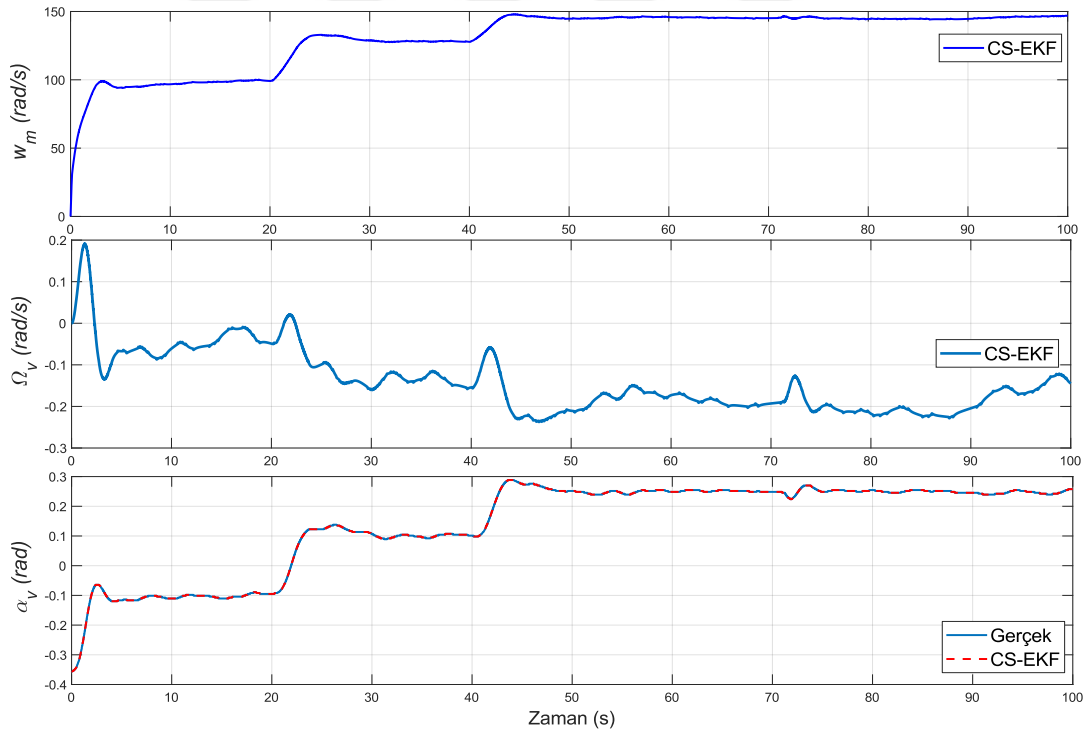
**Şekil 6.9.** MATLAB TRMS toolbox kullanılarak önerilen MR-SMC'nin gerçek zaman 1 DOF yatay eksen sisteme uygulanması

Şekil 6.10’da kontrolörün farklı çalışma bölgelerindeki basamak cevabı incelenmiştir. Sistemin çıkış cevabı incelendiğinde, sistemin farklı bölgelerde aynı karakterde davrandığı görülmektedir. Referans model ve gerçek sistemin başlangıç değerleri farklı olmasına rağmen kontrolör kararsızlığa gitmemiştir. Şekil 6.10’da gerçekleştirilen deneyde, 71. saniyede sisteme hareket ekseninde vurularak bozucu etki oluşturulmuştur. Kontrolörün bozucu etkiyi giderdiği görülmektedir. Şekil 6.11’de CS-EKF algoritmasının tahmin ettiği durumlar verilmiştir.

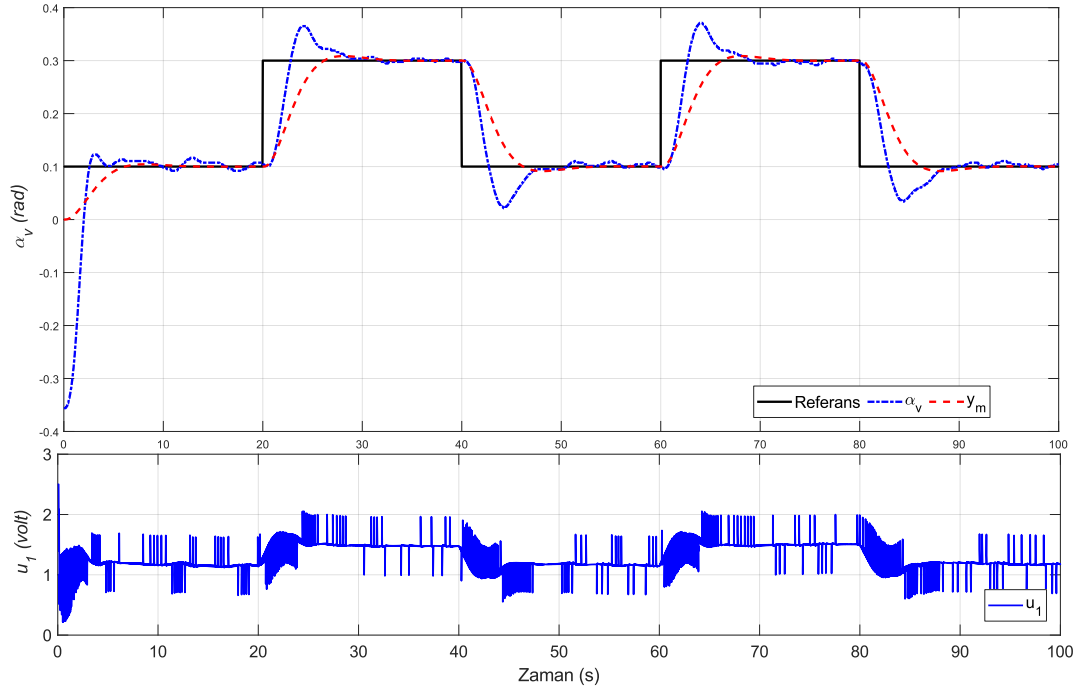
Şekil 6.12 ve Şekil 6.14 arasındaki şekillerde sırası ile kare, sinüs ve testere referans girişleri için kontrolör gerçek zaman cevapları verilmiştir. İlk değerlerin farklı olmasına karşı kontrolörün dayanıklılığı bu senaryolarda da gerçekleşmiştir. Şekil 6.3’teki sinüs dalga referansı ve Şekil 6.14’teki testere dalga referansı yörünge referans olarak sisteme uygulanmış ve sistem çıkışı referansı faz farkı ile takip edilmiştir. Gerçek zaman uygulamalardaki üretilen kontrol işaretleri incelendiğinde simülasyon çalışmasına göre daha az çatırdamanın olduğu görülmektedir.



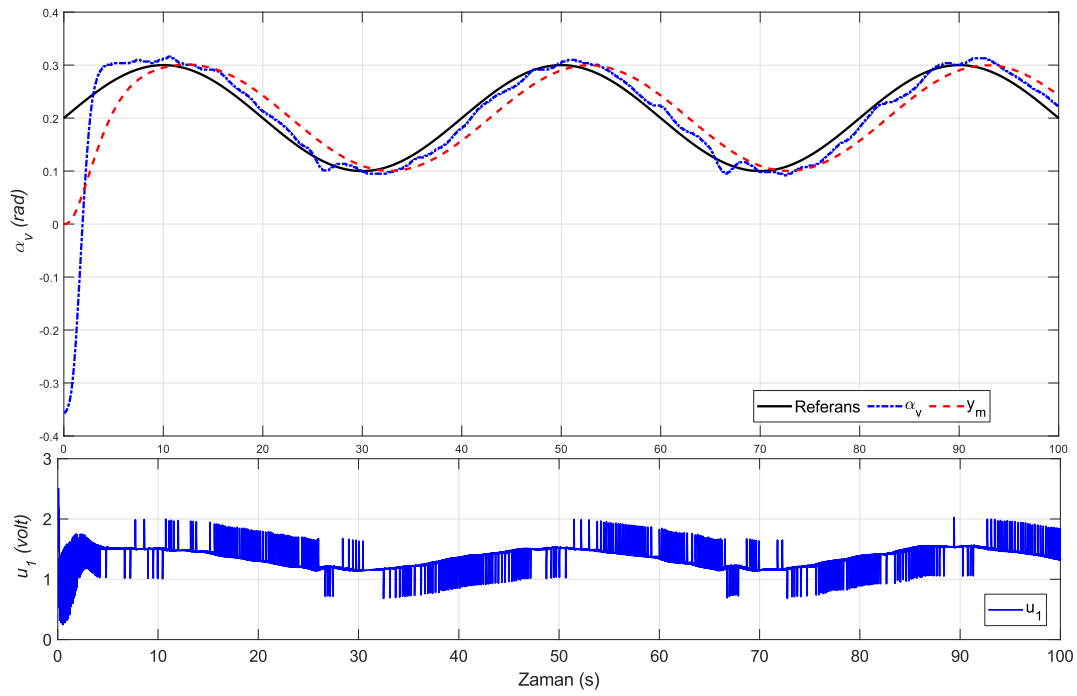
Şekil 6.10. Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen MR-SMC basamak giriş cevabı.



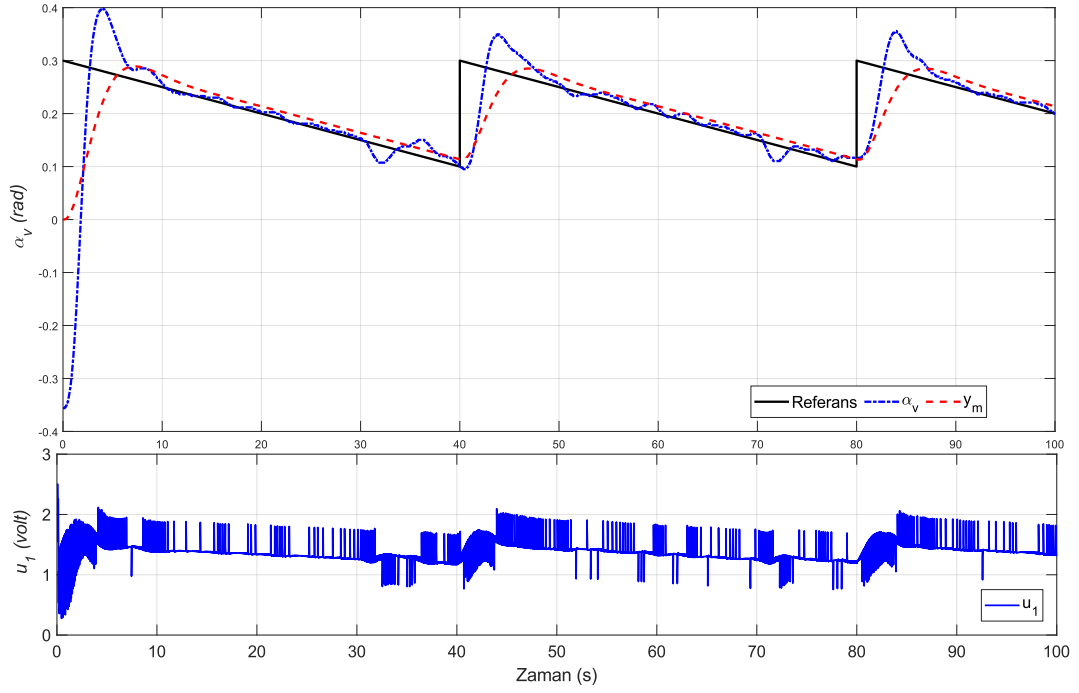
Şekil 6.11. Gerçek zaman basamak giriş için 1 DOF yatay eksen CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar.



**Şekil 6.12.** Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen MR-SMC basamak referans cevabı.



**Şekil 6.13.** Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen MR-SMC sinüs referans cevabı.



**Şekil 6.14.** Gerçek zaman 1 DOF yatay eksen MR-SMC testere referans cevabı.

#### 6.4. 1 DOF Dikey Eksen Model için MRSMC Tasarımı ve Sonuçları

Bu bölümde denklem 2.35 ile verilen TRMS 1 DOF dikey eksen sistem için ayrık zaman MR-SMC tasarımı gerçekleştirilecektir. Geliştirilen kontrolörün performansı simülasyon ve gerçek zaman deneylerle değerlendirilecektir. TRMS 1 DOF dikey eksen sistem için tasarım aşamaları aşağıdaki gibidir.

Denklem 2.35 ile verilen nonlinear denklemler  $x = [75.1395; 0; 0.8271]$  çalışma noktasında lineerleştirilmiş ve kontrol edilecek sisteme ait sürekli zaman durum denklemleri 6.27 ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} \left[ \frac{dx(t)}{dt} \right] &= \underbrace{\begin{bmatrix} -1.507 & 0 & 0 \\ 0.00299 & -0.2007 & -0.15664 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_A [x(t)] + \underbrace{\begin{bmatrix} 94.0011 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_B [u_2] \\ y(t) &= \underbrace{[0 \quad 0 \quad 1]}_C [x(t)] \end{aligned} \quad (6.27)$$

Referans sistem, aşımı %9.3, %2 kriterine göre yerleşme zamanı  $t_s = 20$  sn olan 2. Derece örnek sisteme, 2. derece örnek sistemin köklerinin real kısmınının 10 kat uzağında bir kök eklenerek elde edilmiştir. Referans sistemin sürekli zaman transfer fonksiyonu ve durum uzay modeli denklem 6.28 ve denklem 6.29 ile verilmiştir.

$$\frac{Y_m(s)}{R(s)} = \frac{0.111}{s^2 + 0.4s + 0.1111} * \frac{2}{s+2} \quad (6.28)$$

$$\begin{aligned} \left[ \frac{dx_m(t)}{dt} \right] &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & -0.2222 \\ 1 & 0 & -0.9111 \\ 0 & 1 & -2.4 \end{bmatrix}}_{A_m} [x_m(t)] + \underbrace{\begin{bmatrix} 0.2222 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_m} [r_2(t)] \\ y_m(t) &= \underbrace{[0 \quad 0 \quad 1]}_{C_m} [x_m(t)] \end{aligned} \quad (6.29)$$

Denklem 6.27 ile verilen kontrol edilen sistemin, model referansı takip etme şartlarının sağlanması için katsayı matrisleri hesaplanır.  $H$  matrisi kare matris olmadığı için matrisin tersi “Moore–Penrose inverse” yöntemi kullanılarak elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} \Gamma_g &= H^{-1}(G - G_m) = [0.01603 \quad 0 \quad -0.002364] \\ \Gamma_h &= H^{-1}H_m = [0.002364] \end{aligned} \quad (6.30)$$

Örnekleme zamanı  $T_s = 0.01$  sn olmak üzere kontrol edilecek sistemin ve referans modelin ayrık zaman durum denklemleri sırası ile denklem 6.31 ve denklem 6.32 ile verilmiştir.

$$\begin{aligned} x[k+1] &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0.98503 & 0 & 0 \\ 0.000029 & 0.997986 & -0.001564 \\ 0.00000014 & 0.009989 & 0.999992 \end{bmatrix}}_G x[k] + \underbrace{\begin{bmatrix} 0.93296 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_H u_2[k] \\ y(t) &= \underbrace{[0 \quad 0 \quad 1]}_C x[k] \end{aligned} \quad (6.31)$$

$$\begin{aligned} x_m[k+1] &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0.999999 & -0.000011 & -0.002195 \\ 0.0099998 & 0.999954 & -0.00901 \\ 0.00005 & 0.009880 & 0.9762 \end{bmatrix}}_{G_m} x_m[k] + \underbrace{\begin{bmatrix} 0.002222 \\ 0.000011 \\ 0 \end{bmatrix}}_{H_m} r_2[k] \\ y(t) &= \underbrace{[0 \quad 0 \quad 1]}_{C_m} x_m[k] \end{aligned} \quad (6.32)$$

Denklem 6.17 ile verilen arttırılmış durum denklemleri denklem 6.33 ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} e[k+1] \\ \varepsilon[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.98503 & 0 & 0 & 0.93296 \\ 0.000029 & 0.997986 & -0.001564 & 0 \\ 0.00000014 & 0.009989 & 0.999992 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e[k] \\ \varepsilon[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.93296 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v[k] \quad (6.33)$$

Optimal kayan yüzey tasarımı için

$$Q = \begin{bmatrix} 0.001e-5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.001e-5 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.01e-5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 8e-1 \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

olarak seçilmiş ve ayrık zaman Ricatti denklemleri çözülerek kayma yüzeyi matrisi denklem 6.35’teki gibi hesaplanmıştır.

$$S = [0.0453 \quad 54.904 \quad 94.27468 \quad -0.7911] \quad (6.35)$$

Denklem 6.14 ile verilen kontrol işaretindeki katsayılar aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$K_s = (SH)^{-1}SG = [1.075063 \quad 1292.665 \quad 2202.812 \quad -18.34]$$

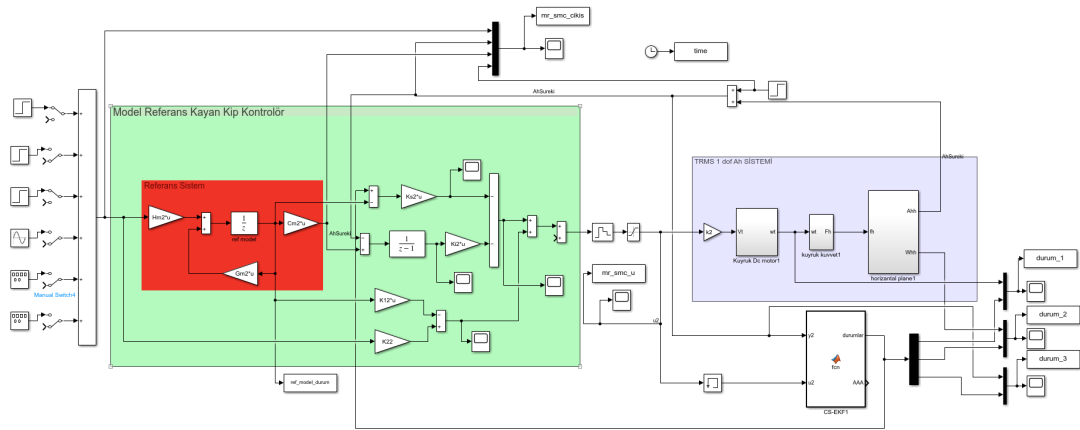
$$K_{s2} = [1.075063 \quad 1292.665 \quad 2202.812]$$

$$K_{i2} = [-18.34]$$

$$K_{12} = (SH)^{-1}S(G - G_m) = [0.01603 \quad 0 \quad -0.002364]$$

$$K_{22} = (SH)^{-1}SH_m = [0.002364]$$

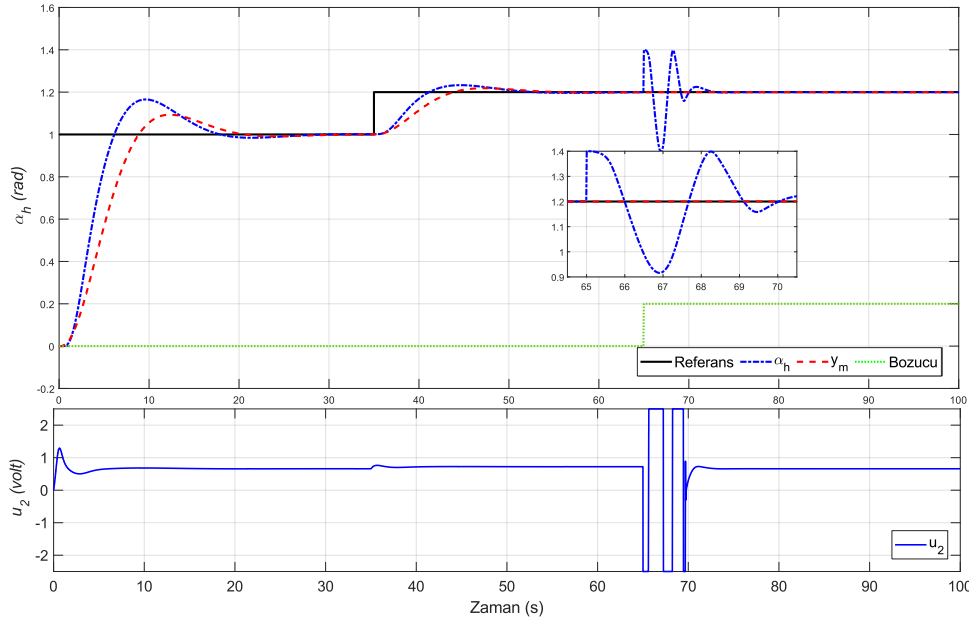
TRMS dikey eksen modelin ölçülemeyen durumları CS-EKF ile kestirilecektir. Simülasyon ve gerçek zaman deneylerde, nonlinear modelin ve CS-EKF algoritmasının durumlarının başlangıç değerleri  $x_0 = [0; 0; 0]$ 'dir. Kontrolör tasarımı sadece bir çalışma noktasındaki lineer model göz önüne alınarak yapılsa da simülasyonlarda sistemin nonlinear modeli kontrol edilecektir. Kontrolörün herhangi bir çalışma noktasında, sistemi lineer bir sistem gibi davranmaya zorladığı gösterilecektir. Kontrolörün farklı referans işaretleri için nonlinearliklere, sistem belirsizliklerine ve bozuculara karşı dayanıklılığı incelenecektir. Şekil 6.15'te MR-SMC Simulink simülasyon devresi verilmiştir. Şekil 6.16 ve Şekil 6.20 arasındaki şekillerde, farklı referans işaretleri için sonuçlar verilmiştir. Bu şekillerdeki  $\alpha_h$  sistem çıkışını,  $y_m$  referans model çıkışını ifade etmektedir.



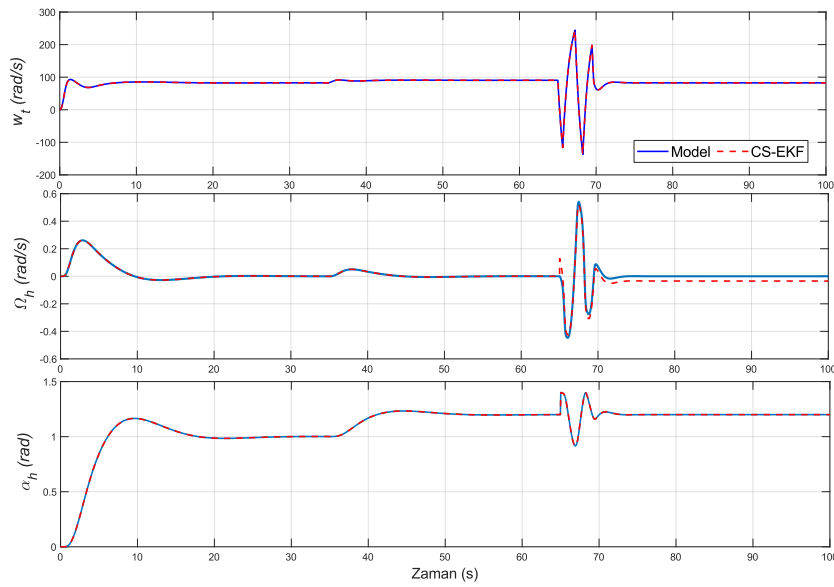
**Şekil 6.15.** TRMS 1 DOF dikey eksen MR-SMC simulink devresi.

Şekil 6.16'da referans farklı çalışma bölgelerinde basamak fonksiyonu olarak verilmiştir. Bu simülasyon çalışmasında nonlinear sistemin farklı çalışma bölgelerinde lineer bir sistem gibi davrandığı görülmektedir. Simülasyonun 65. saniyesinde sistem çıkışına bozucu uygulanmıştır ve MR-SMC bozucu etkiyi gidermiştir. Şekil 6.17'de

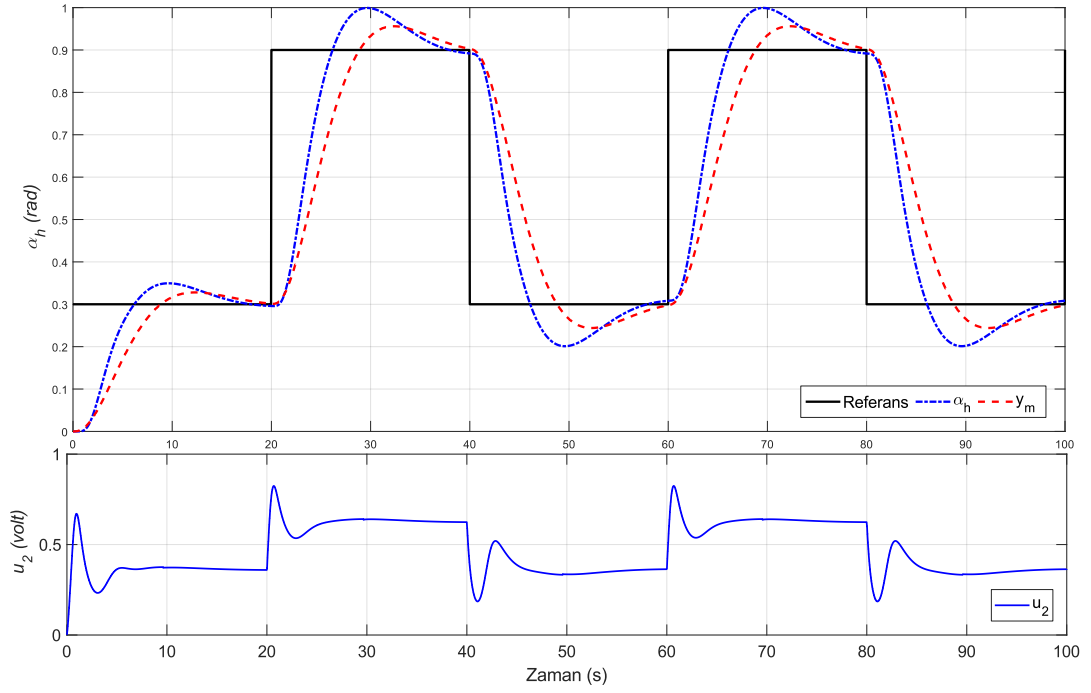
basamak giriş uygulanan senaryo için nonlinear model durumları ve CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar verilmektedir. 65. saniyede uygulanan bozucu sonrasında CS-EKF'nin tahmin ettiği  $\Omega_h$  durumu, bozucunun etkisi ile nonlinear model durumundan ıraksamıştır. Durumlardaki bu bozulmaya rağmen MR-SMC eklemiş olduğumuz integral sayesinde dayanıklı bir şekilde sistem çıkışının referansı takip etmesi sağlanmıştır. Şekil 6.18 ve Şekil 6.20 arasındaki şekillerde sırası ile kare, sinüs ve testere referans girişleri için kontrolör cevapları verilmiştir.



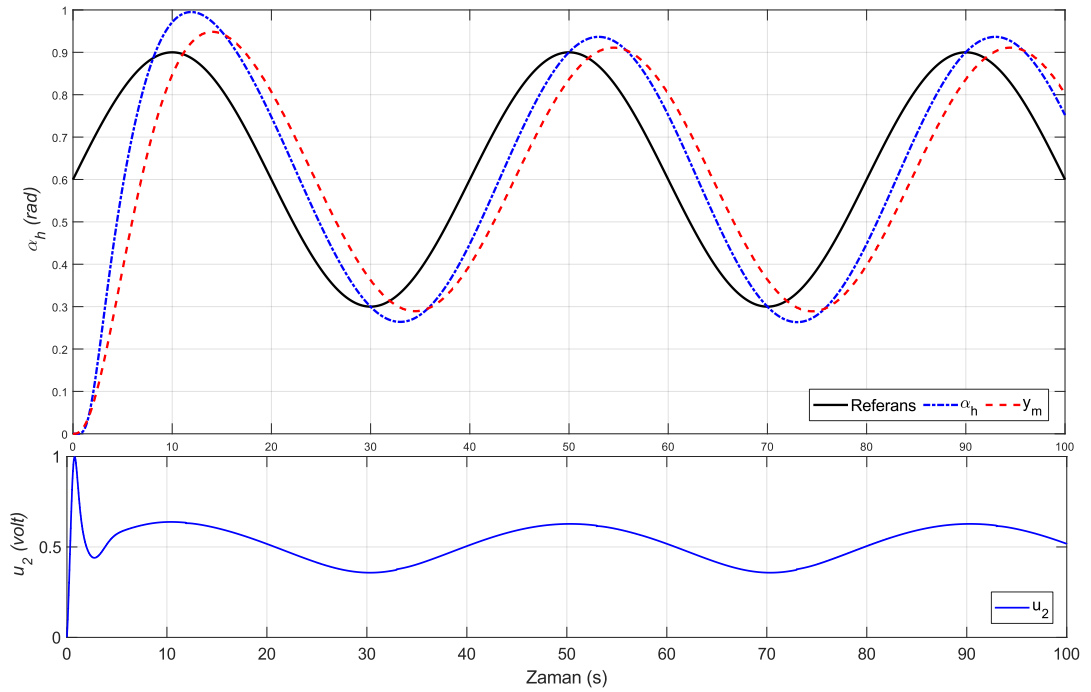
**Şekil 6.16.** Simülasyon ortamında 1 DOF dikey eksen MR-SMC basamak referans cevabı.



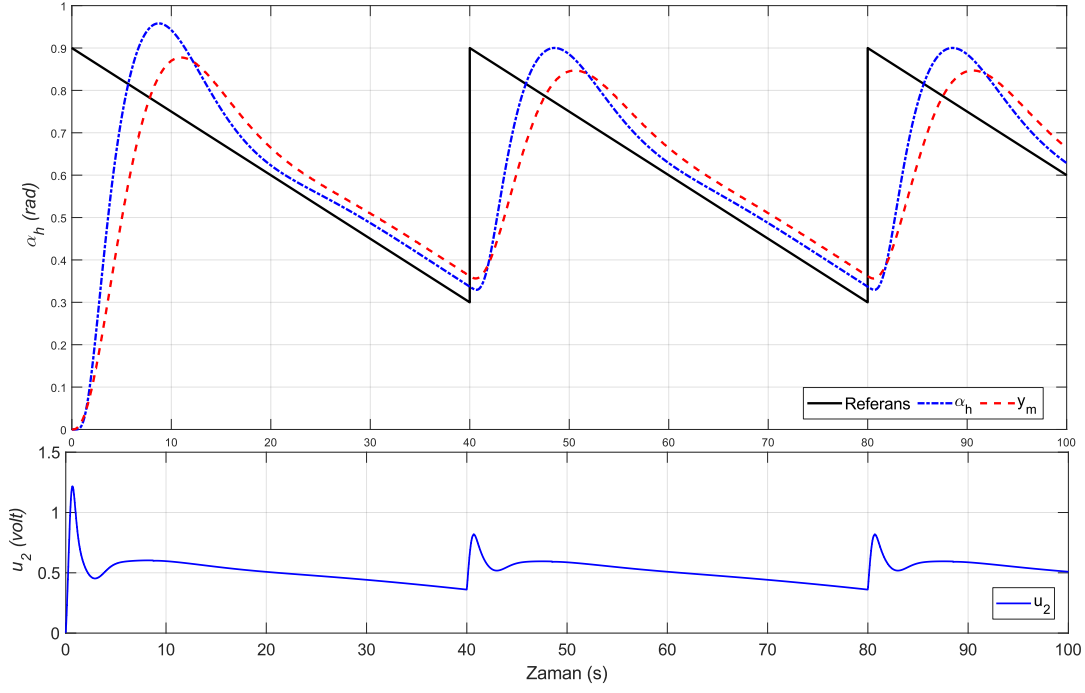
**Şekil 6.17.** Basamak giriş için dikey eksen model ve CS-EKF durumları.



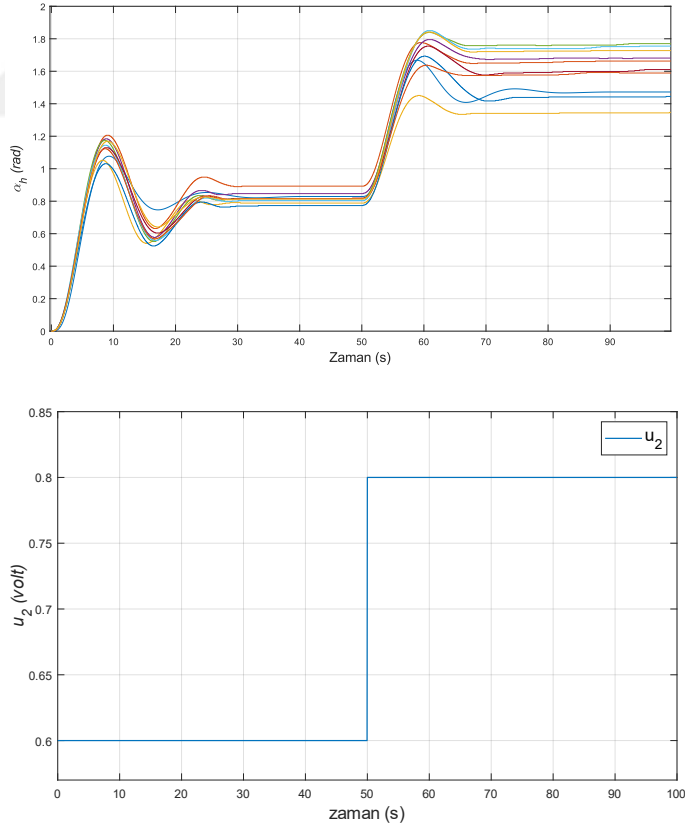
**Şekil 6.18.** Simülasyon ortamında 1 DOF dikey eksen MR-SMC kare dalga referans cevabı.



**Şekil 6.19.** Simülasyon ortamında 1 DOF dikey eksen MR-SMC sinüs referans cevabı.



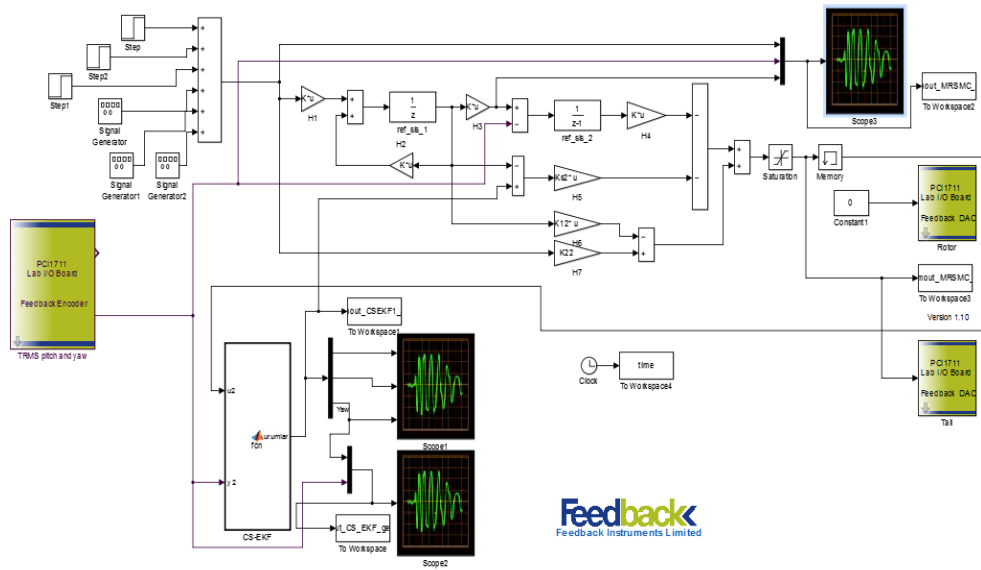
**Şekil 6.20.** Simülasyon ortamında 1 DOF dikey eksen MR-SMC testere referans cevabı.



**Şekil 6.21.** Gerçek zaman dikey eksen sistemin belirsizliği.

Şekil 6.21’de aynı  $u_2$  giriş işareti için tekrarlanan gerçek zaman dikey eksen sistemin çıkışı  $\alpha_h$ ’ler verilmektedir. Serbest çubuk üzerinde bulunan motorlar ve sensörlerle deney setinin içinde bulunan arayüz kartı bağlantısını sağlayan kablolar yüzünden TRMS dikey eksen sistem aynı giriş işareti için farklı çıkışlar vermektedir ve model belirsizliği bulunmaktadır.

Şekil 6.22’de gösterilen MR-SMC, 1 DOF dikey eksen gerçek zaman deneyi için TRMS toolbox kullanılarak deney setine uygulanmıştır. Şekil 6.23 ve Şekil 6.27 arasındaki şekillerde, farklı referans işaretleri kontrolörün performansı incelenmiştir. Bu şekillerdeki  $\alpha_h$  sistem çıkışını,  $y_m$  referans model çıkışını ifade etmektedir.

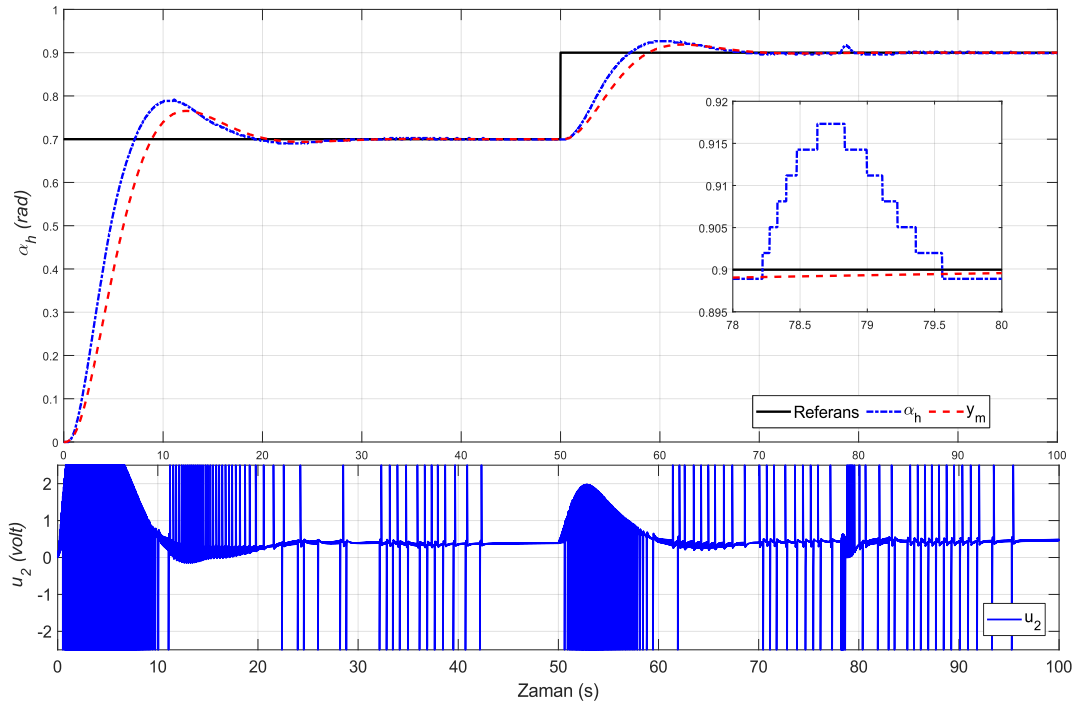


**Şekil 6.22.** MATLAB TRMS toolbox kullanılarak önerilen MR-SMC'nin gerçek zaman 1 DOF dikey eksen sisteme uygulanması.

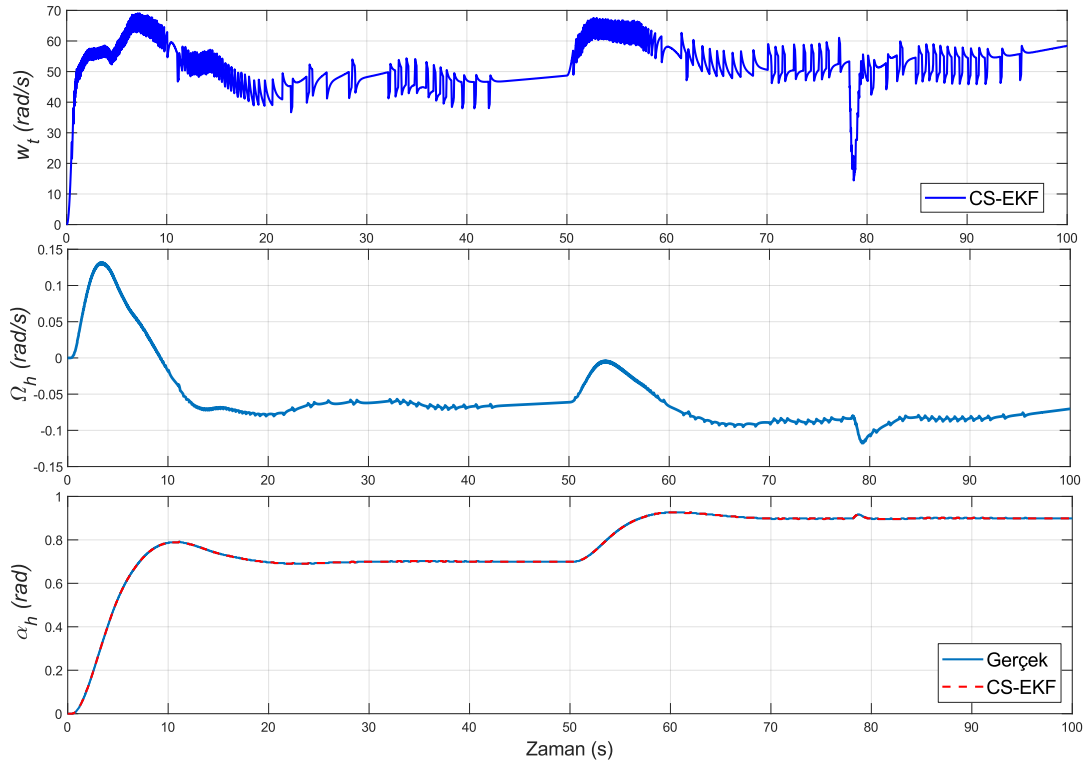
Şekil 6.23’te kontrolörün farklı çalışma bölgelerindeki basamak cevabı incelenmiştir. Sistemin çıkış cevabı incelendiğinde sistemin farklı bölgelerde aynı karakterde davrandığı görülmektedir. Şekil 6.23’te gerçekleştirilen deneyde, 78. saniyede sisteme hareket ekseninde vurularak bozucu etki oluşturulmuştur. Kontrolörün bozucu etkiyi giderdiği görülmektedir. Şekil 6.24’te CS-EKF algoritmasının tahmin ettiği durumlar verilmiştir.

Şekil 6.25 ve Şekil 6.27 arasındaki şekillerde sırası ile kare, sinüs ve testere referans girişleri için kontrolör gerçek zaman cevapları verilmiştir. Şekil 6.26’deki sinüs dalga referansı ve Şekil 6.27’deki testere dalga referansı yörünge referans olarak sisteme uygulanmış ve sistem çıkışı referansı faz farkı ile takip etmiştir. Gerçek zaman

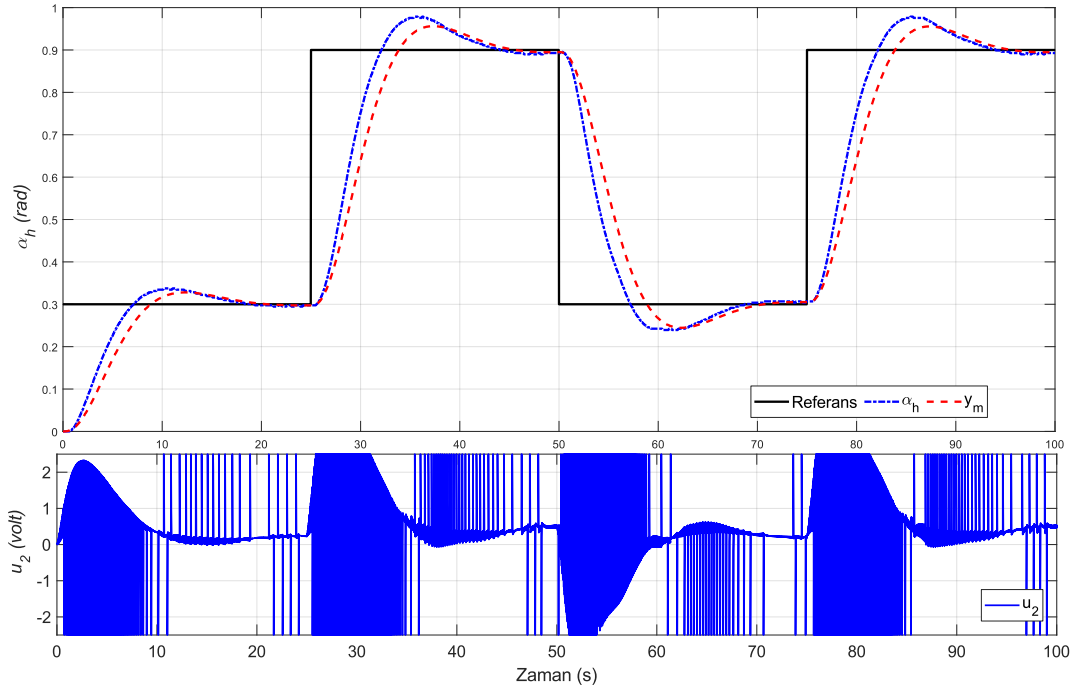
uygulamalarındaki üretilen kontrol işaretleri incelendiğinde, çatırdamanın olduğu görülmektedir.



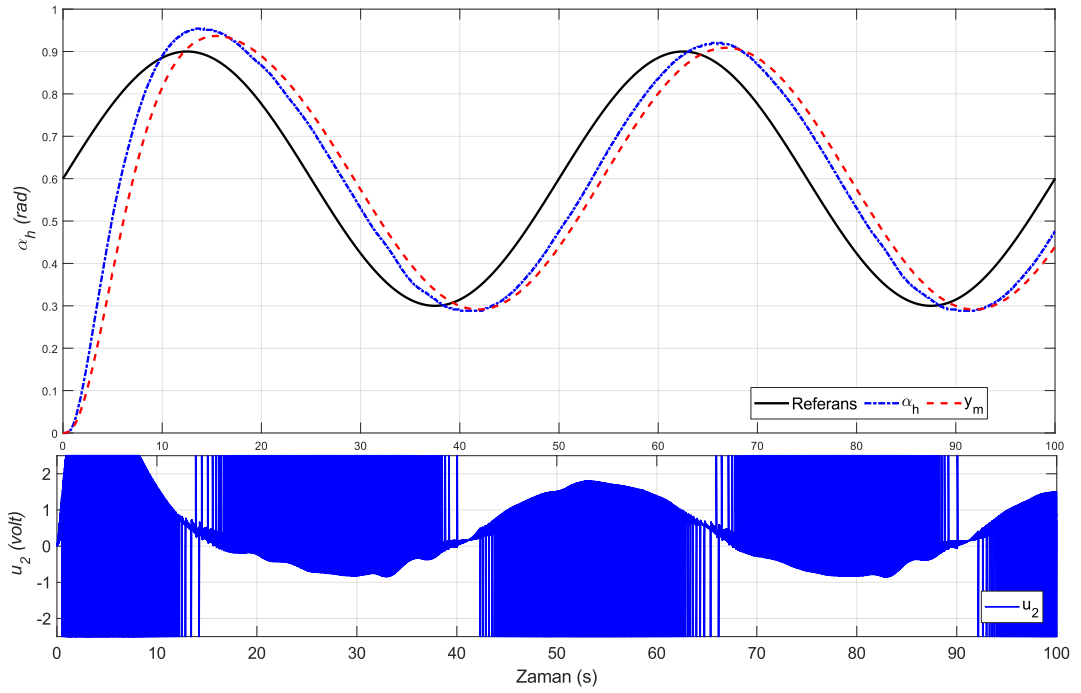
Şekil 6.23. Gerçek zaman 1 DOF dikey eksen MR-SMC basamak referans cevabı.



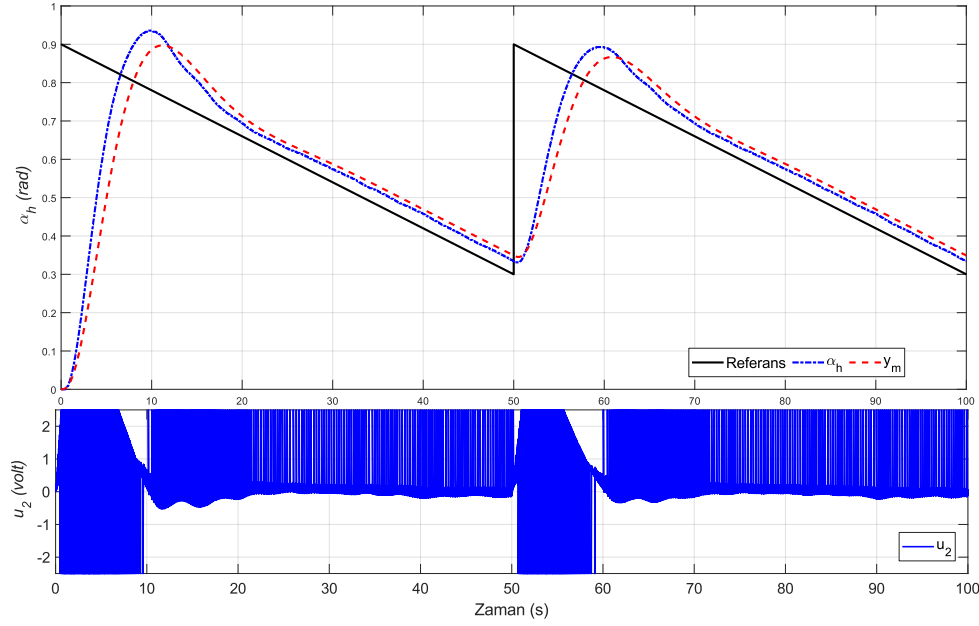
Şekil 6.24. Gerçek zaman basamak giriş için 1 DOF dikey eksen CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar.



**Şekil 6.25.** Gerçek zaman 1 DOF dikey eksen MR-SMC kare dalga referans cevabı.



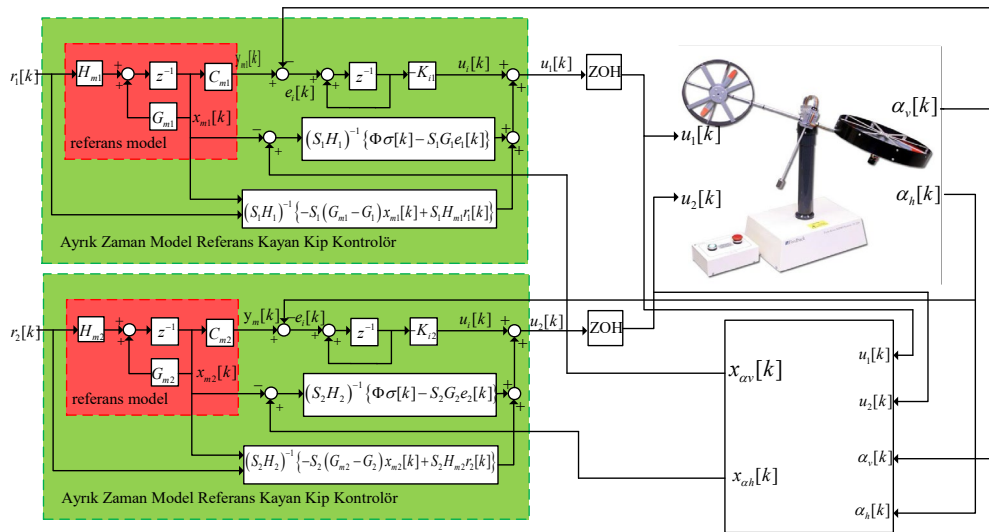
**Şekil 6.26.** Gerçek zaman 1 DOF dikey eksen MR-SMC sinüs referans cevabı.



Şekil 6.27. Gerçek zaman 1 DOF dikey eksen MR-SMC testere dalga referans cevabı.

### 6.5. 2 DOF TRMS için MRS MC Tasarımı ve Sonuçları

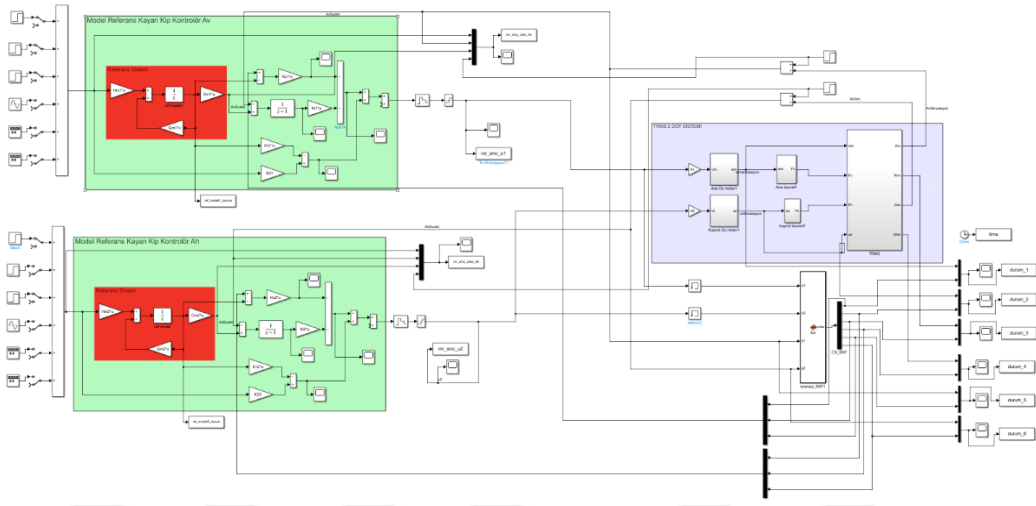
Bu bölümde denklem 2.31 ile verilen TRMS 2 DOF sistem için ayrık zaman MR-SMC tasarımı gerçekleştirilecektir. TRMS 2 DOF sistemde sistemin kuplaj etkileri bozucu olarak kabul edilecek ve daha önceki bölümlerde 1 DOF sistemler için tasarlanan kontrolörler, 2 DOF sisteme uygulanacaktır. Şekil 6.28’de, TRMS 2 DOF için MR-SMC blok diyagramı verilmiştir. TRMS 2 DOF sistemin durumlar CS-EKF ile tahmin edilecektir. Geliştirilen kontrolörün performansı simülasyon ve gerçek zaman deneylerle değerlendirilecektir.



Şekil 6.28. TRMS 2 DOF MR-SMC blok diyagramı.

Simülasyon ve gerçek zaman deneylerde, nonlinear modelin ve CS-EKF algoritmasının durumlarının başlangıç değerleri  $x_0 = [0; 0; 0; 0; -0.3559; 0]$ 'dir.

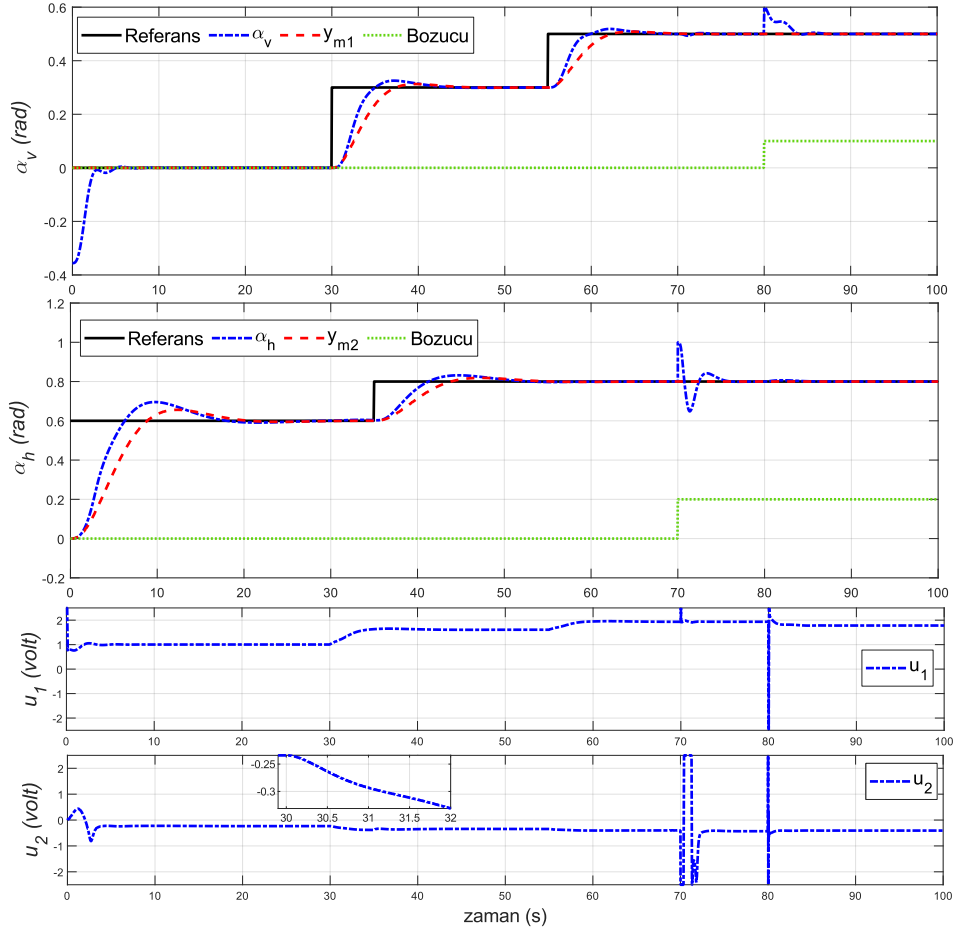
Kontrolörün farklı referans işaretleri için nonlinearliklere, sistem belirsizliklerine, kuplaj etkisine ve bozuculara karşı dayanıklılığı incelenecektir. Şekil 6.29'da MR-SMC simulink simülasyon devresi verilmiştir. Şekil 6.30 ve Şekil 6.36 arasındaki şekillerde, farklı referans işaretleri için sonuçlar verilmiştir. Bu şekillerdeki  $\alpha_v$  ve  $\alpha_h$  sistem çıkışlarını,  $y_{m1}$  ve  $y_{m2}$  belirlenen referans modellerin çıkışlarını ifade etmektedir.



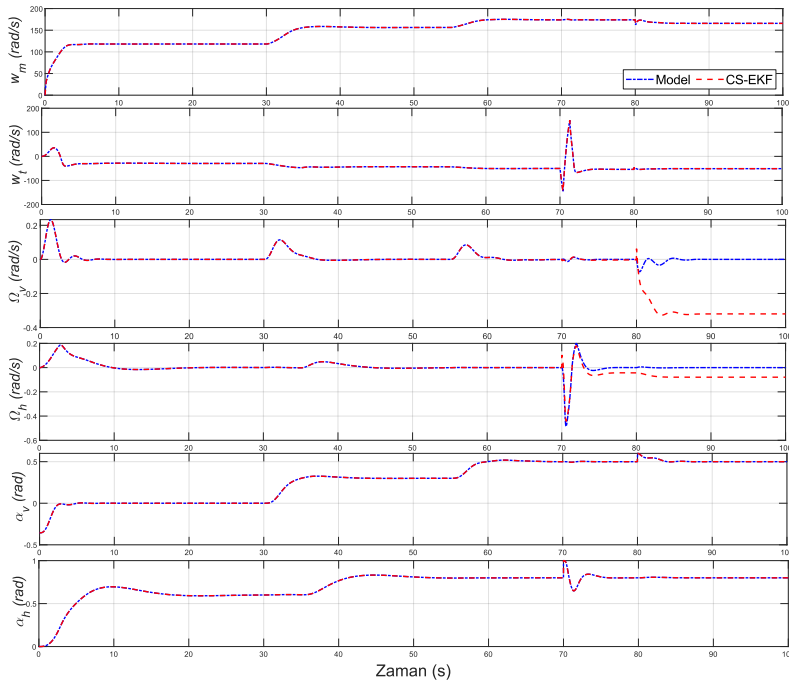
**Şekil 6.29.** TRMS 2 DOF sistem için MR-SMC simulink devresi.

Şekil 6.30'da referans, farklı çalışma bölgelerinde basamak fonksiyonu olarak verilmiştir. Şekil 6.30'da 30. saniyede yatay eksene referans olarak basamak fonksiyonu eklenmiştir ve dikey eksende oluşturduğu kuplaj etkisi kontrolör tarafından giderilmiştir. Simülasyonun 70. saniyesinde dikey eksene ve 80. saniyesinde yatay eksene bozucu uygulanmıştır. Her iki kontrolörde bu bozucu etkileri ve bozucu etkilerin oluşturduğu kuplaj etkilerini giderebilmiştir. Şekil 6.31'de referans işaretin basamak fonksiyonları olan deneyde CS-EKF'nin tahmin ettiği durumlar verilmektedir. Bozucu etkisi ile 70. ve 80. saniyedeki  $\Omega_v$  ve  $\Omega_h$  durumlarının gerçek değerlerinden ıraksamasına rağmen kontrolör, dayanıklı bir şekilde referansı takip edecek kontrol işaretini üretmiştir.

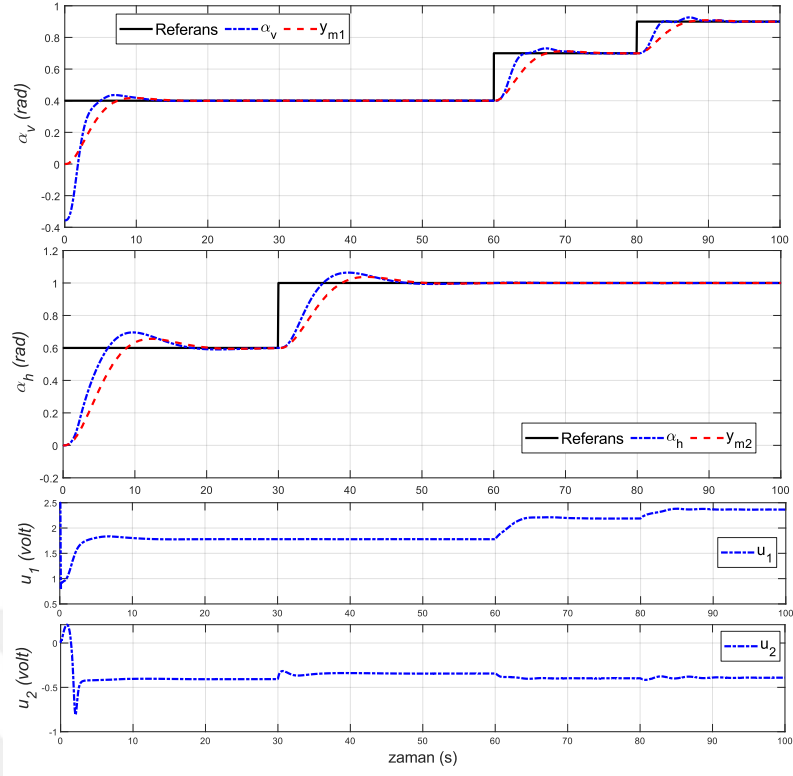
Şekil 6.33'te referans işaretleri, farklı frekanslarda kare dalga olarak verilmiştir ve kontrolörlerin kuplaj etkilerini giderdiği görülmektedir. Şekil 6.34'te yatay eksen sistem referansı sinüs, diğer referans kare dalga seçilmiştir. Şekil 6.35'te, çıkışların sinüs referansı faz farkı ile takip ettiği görülmektedir. Şekil 6.36'da testere referanslar için sonuçlar verilmiştir.



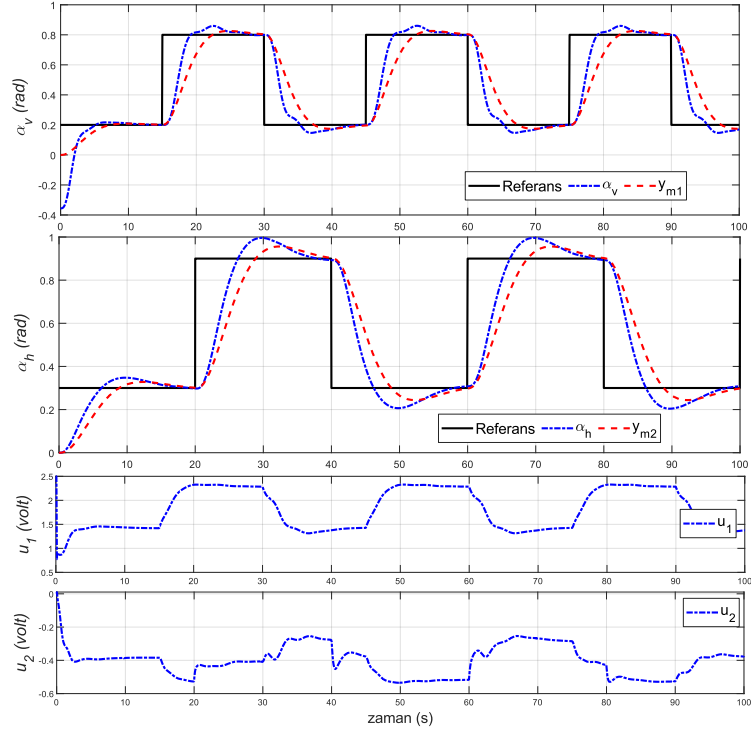
**Şekil 6.30.** Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC basamak referanslar ve bozucu cevabı.



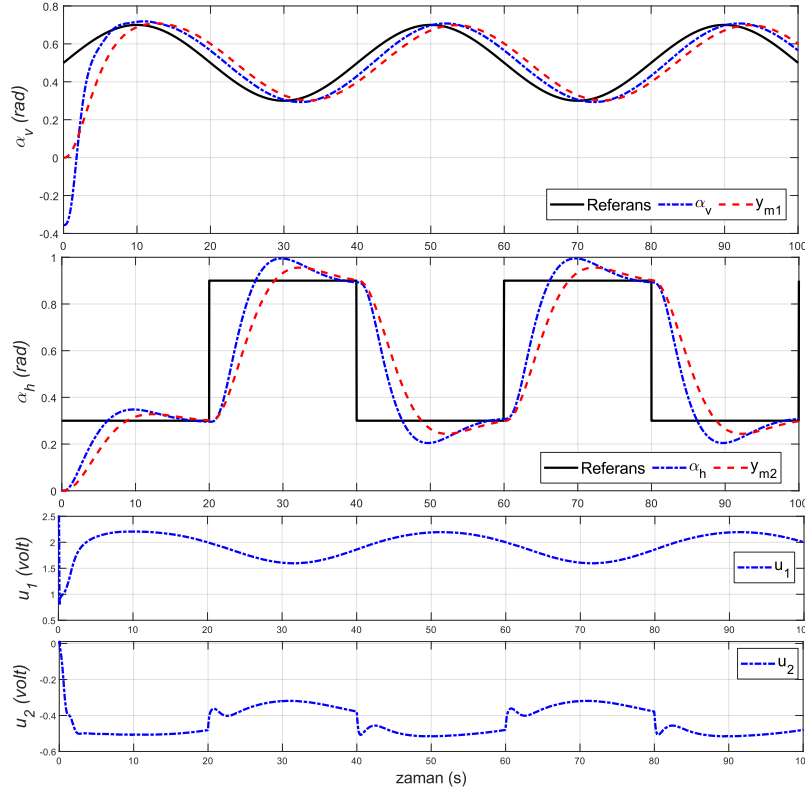
**Şekil 6.31.** Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin ve CS-EKF'nin durumları.



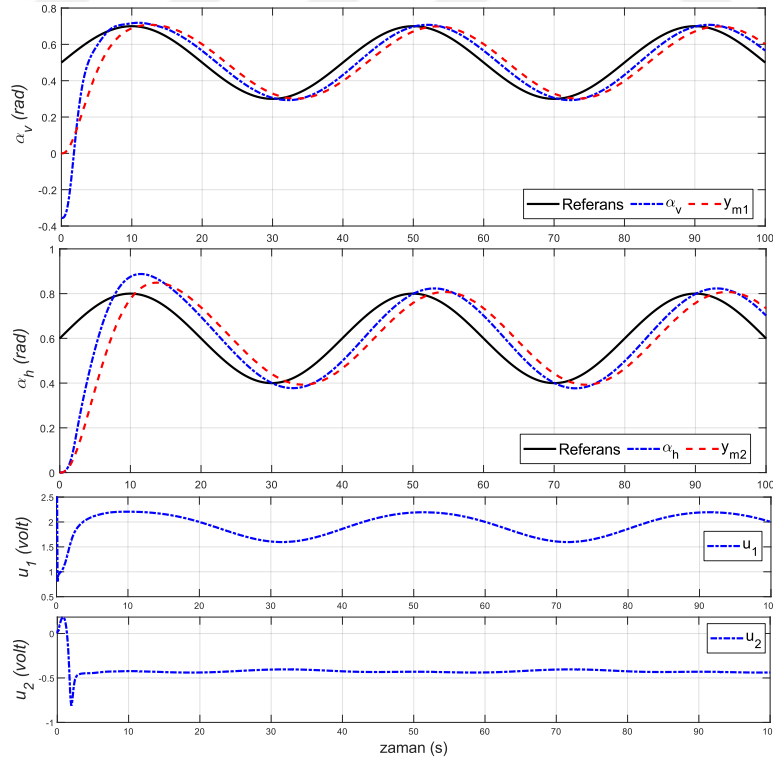
**Şekil 6.32.** Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC basamak referanslar için cevabı.



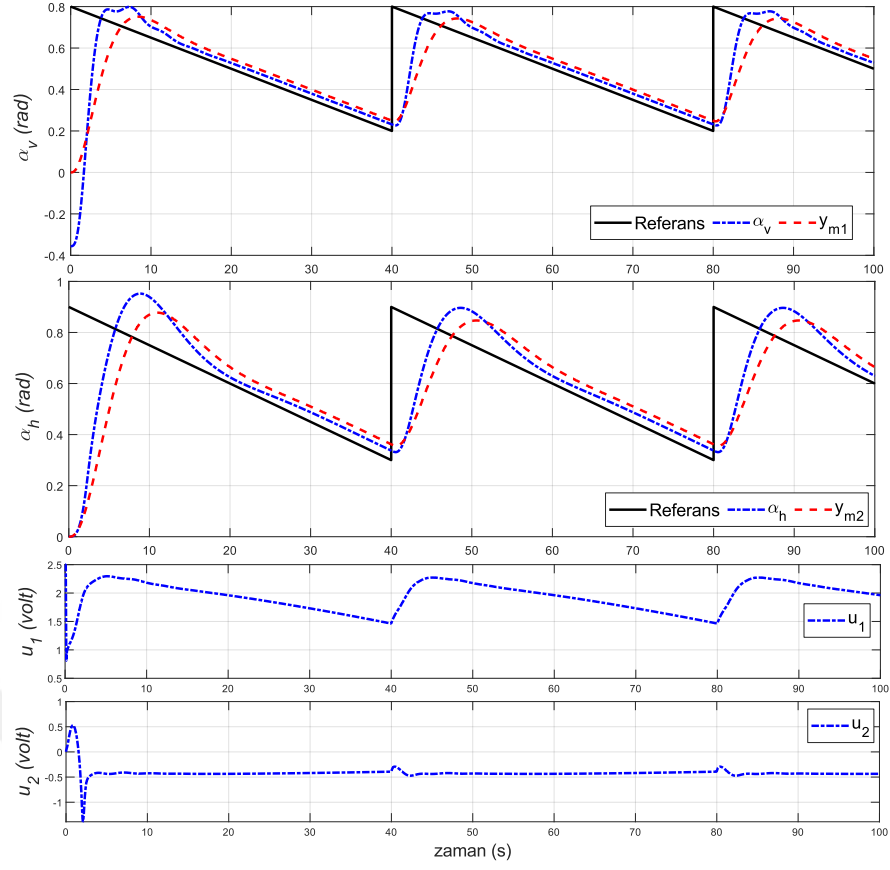
**Şekil 6.33.** Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC kare referanslar için cevabı.



**Şekil 6.34.** Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC kare ve sinüs referanslar için cevabı.

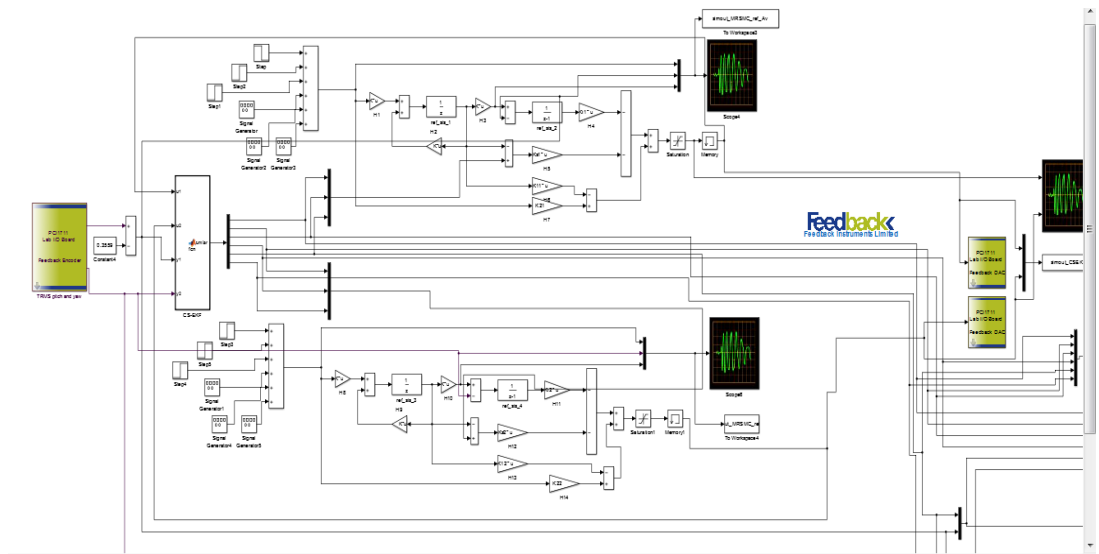


**Şekil 6.35.** Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC sinüs referanslar için cevabı.



**Şekil 6.36.** Simülasyon ortamında 2 DOF sistemin MR-SMC testere referanslar için cevabı.

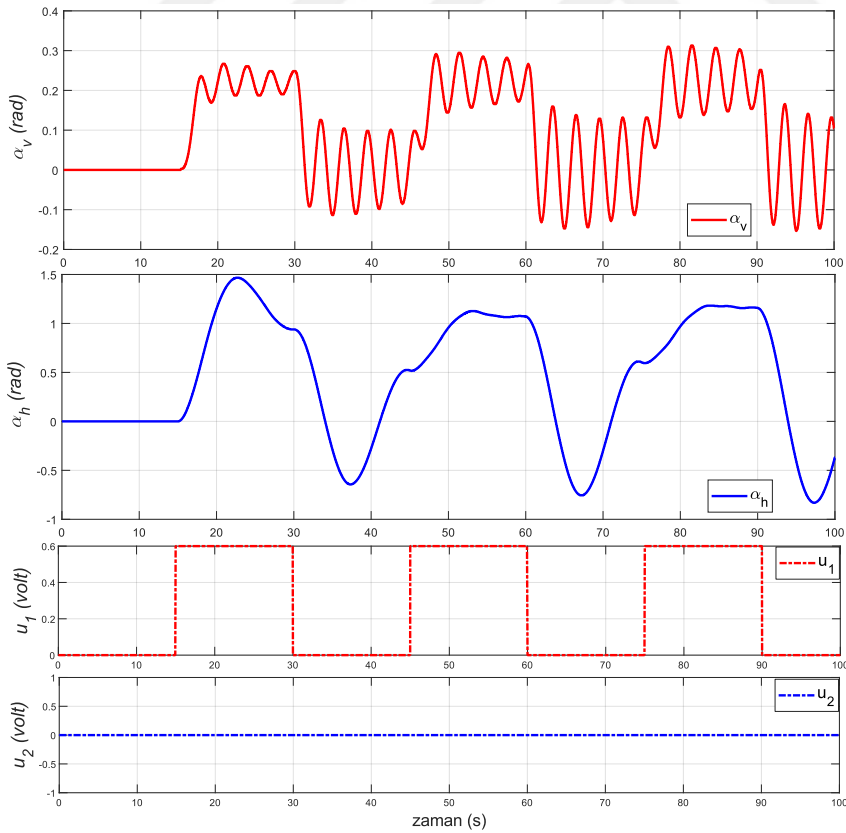
Şekil 6.37’de, TRMS toolbox kullanılarak MR-SMC’nin 2 DOF TRMS sistemine uygulandığı simulink devresi verilmektedir. Gerçek zaman deneylerde ölçülemeyen durumlar, CS-EKF ile tahmin edilmiştir.



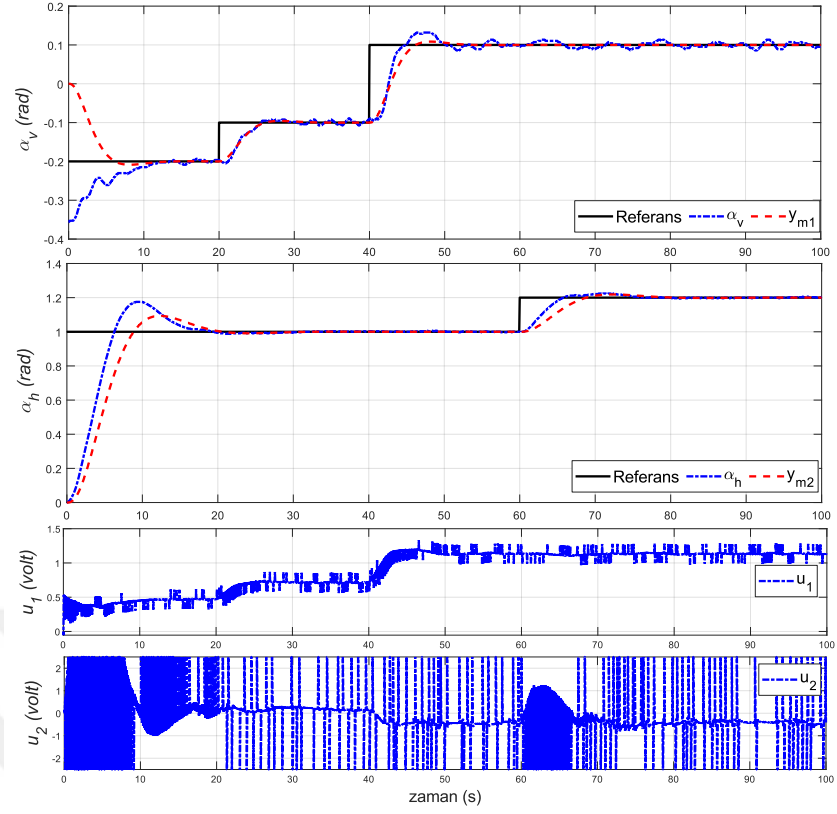
**Şekil 6.37.** MATLAB TRMS toolbox kullanılarak önerilen MR-SMC'nin gerçek zaman 2 DOF sisteme uygulanması.

Şekil 6.38’de, TRMS 2 DOF sisteminin kuplaj etkisini göstermek için açık çevrim deney sonuçları verilmiştir.  $u_1$  girişi işareti 30 saniye periyotlu kare dalga ve  $u_2 = 0$  giriş işareti TRMS 2 DOF sisteme uygulanmıştır. Yatay eksen ana motorun dönmesi ile oluşan kuplaj etkisi ile TRMS sistemi dikey eksen  $-0.5$  rad ve  $1.5$  rad açıları arasında salınım yapmıştır. Şekil 6.38’den ana motorun dikey eksenindeki kuplaj etkisinin oldukça fazla olduğu görülmektedir.

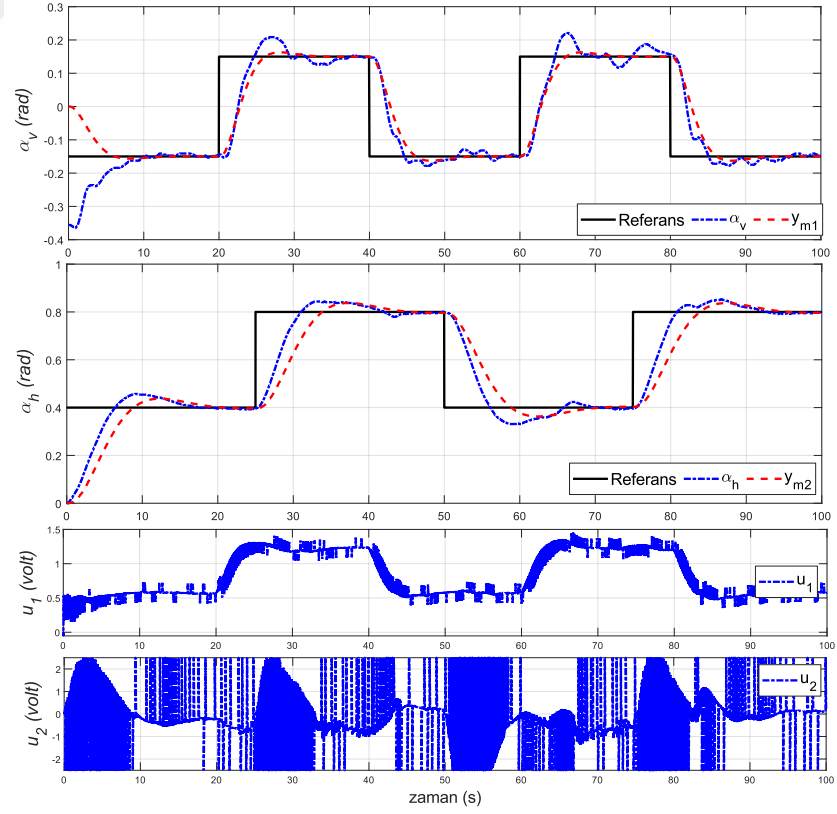
Şekil 6.39 ve Şekil 6.43 arasındaki grafiklerde, farklı referanslar için sonuçlar verilmiştir. Şekil 6.39’da referanslar farklı çalışma bölgelerinde basamak fonksiyonu olarak verilmiştir. Kontrolörün farklı çalışma bölgelerindeki lineersizliklere dayanıklı olduğu görülmektedir. Deneyin 20. ve 40. saniyesinde gerçekleşen  $\alpha_v$  referans değişikliklerinde,  $\alpha_h$  üzerinde oluşması gereken kuplaj etkisi kontrolör tarafından giderilmiştir. Her iki çıkışın referansı takip ettiği görülmektedir. Şekil 7.40’ta farklı periyotlarda kare dalga referanslar uygulanmıştır ve her iki çıkışın referans işareti takip ettiği görülmektedir. Şekil 6.41 ve Şekil 6.42’de sinüs ve Şekil 6.43’te testere referanslar için çıkışların referansları faz farkı ile takip ettiği görülmektedir.



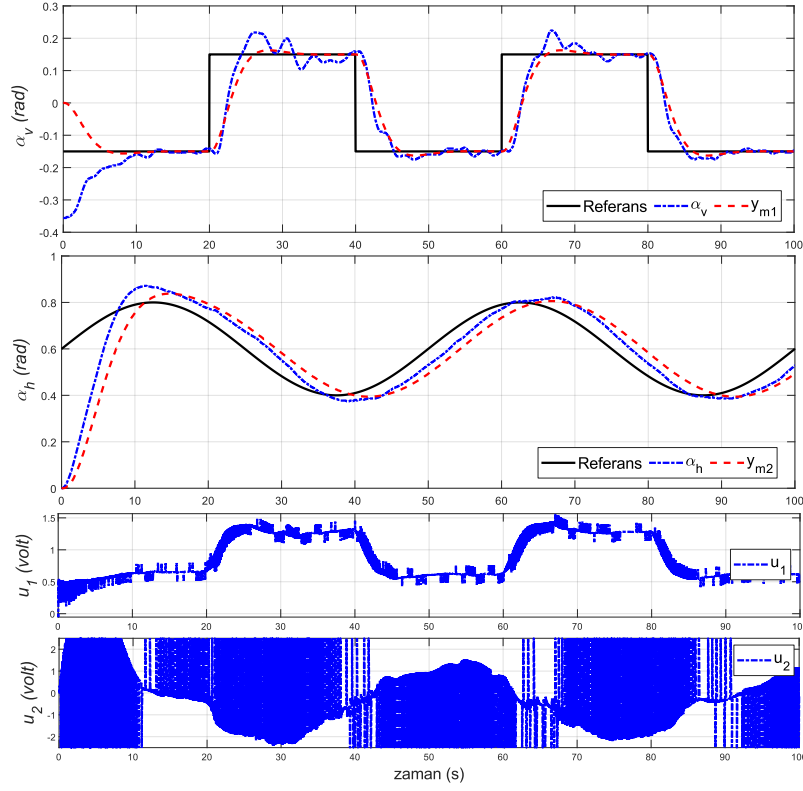
**Şekil 6.38.** Açık çevrim 2 DOF sistemde kuplaj etkisi.



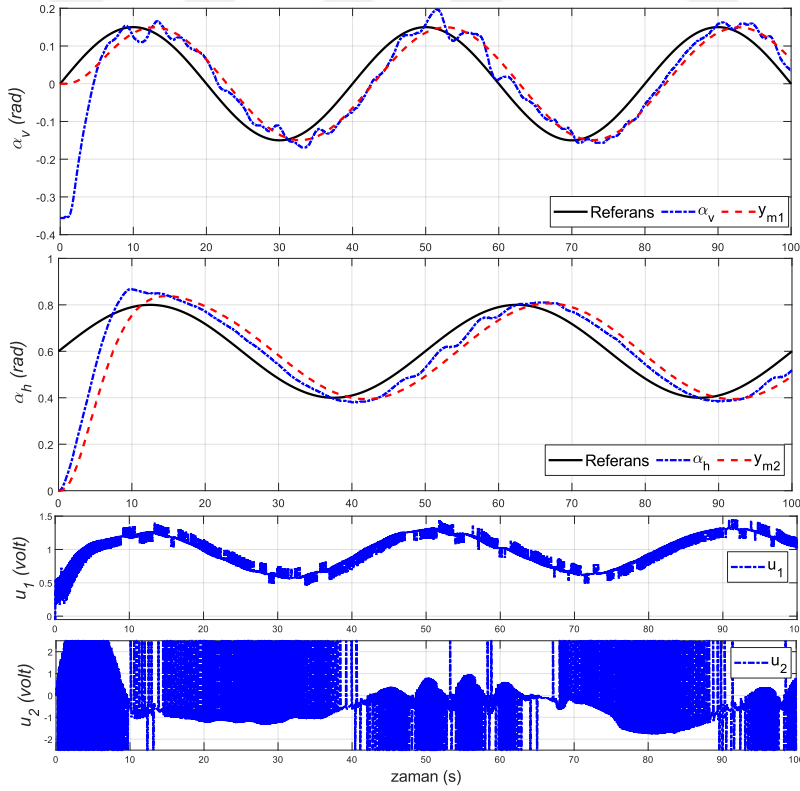
Şekil 6.39. Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC basamak referanslar için cevabı.



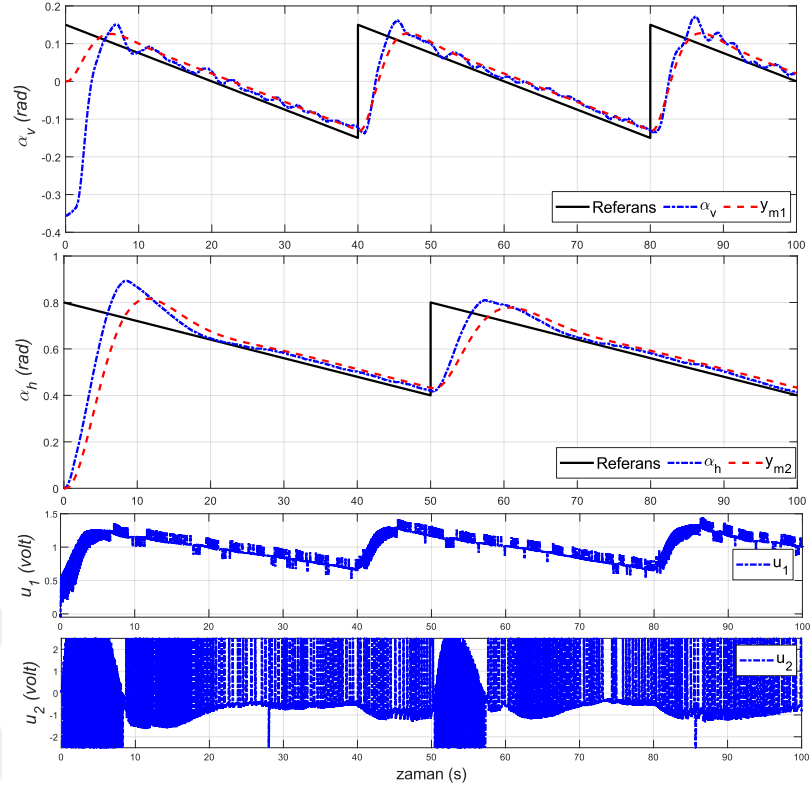
Şekil 6.40. Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC kare dalga referanslar için cevabı.



Şekil 6.41. Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC kare ve sinüs referanslar için cevabı.



Şekil 6.42. Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC sinüs referanslar için cevabı.



Şekil 6.43. Gerçek zaman 2 DOF sistem MR-SMC testere referanslar için cevabı.

## 6.6. Çıkarımlar ve Öneriler

Bu bölümde, ayrık zaman model referans kayan kip kontrolörü ile TRMS sisteminin kontrolü sağlanmıştır. TRMS'nin durumları, CS-EKF ile tahmin edilmiştir. TRMS sisteminde bulunan kuplaj etkisi bozucu olarak kabul edilmiş ve yatay/dikey sistemler için ayrı kontrolörler tasarlanmıştır. Yapılan simülasyon ve gerçek zaman deneylerde sistemdeki belirsizliklere, dış bozuculara, nonlinearliklere rağmen MR-SMC kontrolörün referans işareti takip performansı kanıtlanmıştır. Standart SMC'de oluşan sürekli hal hatası, hata dinamiğine eklenen integratör ile giderilmiştir. TRMS sistemi aşırı nonlinear bir sistem olmasına rağmen, kontrolör farklı bölgelerdeki basamak referans işarete lineer bir sistem gibi cevap vermiştir. Dikey eksen sistemde model belirsizliğine rağmen kontrolör dikey eksen sistemin, referansı belirlenen performansta takip etmesini sağlamıştır. TRMS 2 DOF sistemde belirgin kuplaj etkisi kontrolörler tarafından giderilmiştir ve dekoplatör tasarımına gerek olmadan gerçek zaman sisteme uygulanabilmektedir. MR-SMC kontrolörün ürettiği kontrol işaretlerinde çatırdamalar olabilmektedir. SMC tasarımda anahtarlama fonksiyonu değiştirilerek çatırdamaların engellenmesi düşünülmektedir.



## 7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Günümüzde gelişen teknolojiye paralel olarak insansız hava aracı sistemlerinin kullanımı oldukça yaygınlaşmıştır. İnsansız sistemler sinema sektörü, sınır güvenliği, silahlı araçlar, meteorolojik veri toplama gibi birçok farklı alanda kullanılmakta ve kullanıldıkları alanlarda çeşitli dönüşümlere neden olmaktadır. Ülkemizde, çeşitli insansız hava/kara/deniz araçlarının tasarımı üretim halen devam etmektedir. Bu sistemlerin performanslarının daha iyi hale getirilebilmesi için yeni geliştirilen kontrol yöntemlerinin ve teknolojilerin bu sistemlere entegre edilmesi önemlidir.

TRMS, helikopter dinamikleri ile benzerlik gösteren bir hava aracı modelidir. TRMS sisteminde bir helikopterde olduğu gibi yüksek derecede lineersizlik ve belirgin bir kuplaj etkisine sahiptir ve sistem durumlarının tamamı ölçülmemektedir. TRMS sistemi bu özellikleri sayesinde, hava araçları için geliştirilen ileri kontrol yöntemlerinin test edildiği bir deney düzeneği olmuştur.

TRMS sisteminin zorlukları göz önüne alınarak bu tez çalışmasında, TRMS sisteminin ölçülmeyen durumlarının tahmini için farklı gözleyicilerin simülasyon/gerçek zaman performansları karşılaştırılmış ve TRMS sisteminin model belirsizliklerine, nonlineerliklerine, kuplaj etkisine ve bozucu etkilere dayanıklı MR-SMC performansı, simülasyon ve gerçek zaman deneylerle incelenmiştir.

### 7.1. Sonuçlar

TRMS sisteminin tüm durumları ölçülmediği için durum bilgisine ihtiyaç duyan kontrolörlerin TRMS sistemine uygulanması amacı ile durum gözleyici tasarımı yapılması gerekmektedir. TRMS sistem modelinin karmaşık olması ve Jacobian matris hesabının zor olması sebebiyle, durum gözleyici olarak Jacobian matris hesabı gerektirmeyen UKF, En-KF gibi yöntemler tercih edilmiştir. Bu tez çalışmasında sistemin Jacobian matrisinin kompleks adım yöntemi kullanılarak hesaplanan, CS-EKF ile TRMS sistem durumları tahmin edilmiştir. CS-EKF'nin hesap yükü ve uygulama kolaylığı UKF ve CKF ile simülasyon ve gerçek zaman deneylerle karşılaştırılmıştır. Ayrıca CS-EKF'nin performansı, sonlu fark sayısal türev yöntemi

ile Jacobian matris hesabı yapan FD-EKF ile karşılaştırılmıştır. CS-EKF yöntemi küçük adımlarda FD-EKF'ye göre daha kararlı sonuç vermiştir. CS-EKF, UKF ve CKF ile karşılaştırıldığında daha az hesap yüküne ve daha kolay uygulanabilirliğe sahip olduğu görülmektedir.

TRMS sisteminde çalışma bölgesine göre değişen sistem parametreleri bulunmaktadır. Adaptif kontrol yöntemlerinin tasarımında kullanılan parametre tahmini, özelleştirilmiş kontrol amaçlarını gerçekleştirmede önemli bir rol oynamaktadır. Birleşik tahmin yönteminde CS-EKF, FD-EKF, UKF ve CKF'nin parametre tahmin performansları simülasyon ve gerçek zaman deneylerle incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre CS-EKF'nin, parametreleri daha hızlı ve doğru olarak tahmin ettiği görülmüştür.

TRMS sisteminin denetiminde kullanılan kontrolörün nonlineerliklere, model belirsizliklerine, dış bozuculara ve kuplaj etkisine karşı dayanıklı olması gerekmektedir. MR-SMC yapılan simülasyon ve gerçek zaman deneylerde çalışma bölgesinden bağımsız olarak, belirlenen lineer referans modeli takip ederek nonlineerliğe karşı dayanıklı olduğunu, hata dinamiğine eklenen integral sayesinde, dış bozucuları ve kuplaj etkisini giderebildiğini ve model belirsizliğine karşı dayanıklı olduğunu göstermiştir.

## 7.2. Öneriler

TRMS sisteminde model belirsizlikleri bulunmaktadır. Model belirsizliklerinin ve bozucuların tespit edilmesi ile kontrol işaretini destekleyici tasarımlar yapılabilir. Bu çalışmada tasarlanan durum gözleyici ve geliştirilen nonlineer denklemler kullanılarak, bozucu gözleyici tasarımı gerçekleştirilebilir. Durum gözleyici ile her durum için kontrolör tasarımı yapılarak, sisteme kaskat kontrolör tasarımı gerçekleştirilebilir. Ayrıca, MR-SMC kontrolörün üretmiş olduğu kontrol işaretlerinde çatırdamalar, anahtarlama fonksiyonuna integratör eklenerek engellenebilir.

## KAYNAKLAR

- [1] Zuo, Z., Liu, C., Han, Q. L., & Song, J. (2022). Unmanned Aerial Vehicles: Control Methods and Future Challenges. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, *PP*(99), 1–14. <https://doi.org/10.1109/JAS.2022.105410>
- [2] Abdolhosseini, M., Zhang, Y. M., & Rabbath, C. A. (2013). An efficient model predictive control scheme for an unmanned quadrotor helicopter. *Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory and Applications*, *70*(1–4), 27–38. <https://doi.org/10.1007/s10846-012-9724-3>
- [3] De Sousa, J. B., & Andrade Gonçalves, G. (2011). Unmanned vehicles for environmental data collection. *Clean Technologies and Environmental Policy*, *13*(2), 369–380. <https://doi.org/10.1007/s10098-010-0313-5>
- [4] Xiong, J. J., & Zhang, G. (2016). Discrete-time sliding mode control for a quadrotor UAV. *Optik*, *127*(8), 3718–3722. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2016.01.010>
- [5] Hanover, D., Foehn, P., Sun, S., Kaufmann, E., & Scaramuzza, D. (2022). Performance, precision, and payloads: Adaptive nonlinear MPC for quadrotors. *IEEE Robotics and Automation Letters*, *7*(2), 690–697. <https://doi.org/10.1109/LRA.2021.3131690>
- [6] Sandino, L. A., Bejar, M., & Ollero, A. (2013). A survey on methods for elaborated modeling of the mechanics of a small-size helicopter. Analysis and comparison. *Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory and Applications*, *72*(2), 219–238. <https://doi.org/10.1007/s10846-013-9821-y>
- [7] Khadidos, A. O., Al-Darraj, I., Khadidos, A. O., & Tsaramirsis, G. (2023). A new tilted aerial robotic platform: Modeling and control. *Alexandria Engineering Journal*, *84*(September), 126–137. <https://doi.org/10.1016/j.aej.2023.11.007>
- [8] Shao, X., Sun, G., Yao, W., Liu, J., & Wu, L. (2022). Adaptive Sliding Mode Control for Quadrotor UAVs With Input Saturation. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, *27*(3), 1498–1509. <https://doi.org/10.1109/TMECH.2021.3094575>
- [9] Wissa, B. E., Elshafei, K. O., & El-Badawy, A. A. (2020). Lyapunov-based control and trajectory tracking of a 6-DOF flapping wing micro aerial vehicle. *Nonlinear Dynamics*, *99*(4), 2919–2938. <https://doi.org/10.1007/s11071-020-05487-9>
- [10] Rahideh, A., & Shaheed, M. H. (2007). Mathematical dynamic modelling of a twin-rotor multiple input-multiple output system. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, *221*(1), 89–101. <https://doi.org/10.1243/09596518JSCE292>

- [11] Tastemirov, A., Lecchini-Visintini, A., & Morales-Viviescas, R. M. (2017a). Complete dynamic model of the Twin Rotor MIMO System (TRMS) with experimental validation. *Control Engineering Practice*, 66(April), 89–98. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2017.06.009>
- [12] Srinivasarao, G., Samantaray, A. K., & Ghoshal, S. K. (2021). Bond graph modeling and multi-body dynamics of a twin rotor system. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 235(1), 117–144. <https://doi.org/10.1177/0959651819899267>
- [13] Rotondo, D., Nejjari, F., & Puig, V. (2013b). Quasi-LPV modeling, identification and control of a twin rotor MIMO system. *Control Engineering Practice*, 21(6), 829–846. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2013.02.004>
- [14] Kelechi E., (2024). *Linear Model Predictive Control Implementations on a Twin Rotor MIMO System*.
- [15] Toha, S. F., Julai, S., & Tokhi, M. O. (2012). Ant colony based model prediction of a twin rotor system. *Procedia Engineering*, 41(November 2015), 1135–1144. <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2012.07.293>
- [16] Rahideh, A., Shaheed, M. H., & Huijberts, H. J. C. (2008). Dynamic modelling of a TRMS using analytical and empirical approaches. *Control Engineering Practice*, 16(3), 241–259. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2007.04.008>
- [17] Alam, M. S., & Tokhi, M. O. (2007). Modelling of a twin rotor system: A particle swarm optimization approach. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, 221(3), 353–375. <https://doi.org/10.1243/09544100JAERO151>
- [18] Rahideh, A., & Shaheed, M. H. (2011). Grey-box modelling of a non-linear aerodynamic system using genetic algorithms. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, 225(8), 863–873. <https://doi.org/10.1177/0954410011403817>
- [19] Maiti, R., Das Sharma, K., & Sarkar, G. (2018). PSO based parameter estimation and PID controller tuning for 2-DOF nonlinear twin rotor MIMO system. *International Journal of Automation and Control*, 12(4), 582–609. <https://doi.org/10.1504/IJAAC.2018.095109>
- [20] Gośliński, J., Giernacki, W., & Królikowski, A. (2019). A Nonlinear Filter for Efficient Attitude Estimation of Unmanned Aerial Vehicle (UAV). *Journal of Intelligent and Robotic Systems: Theory and Applications*, 95(3–4), 1079–1095. <https://doi.org/10.1007/s10846-018-0949-7>
- [21] Rigatos, G. G. (2012). Nonlinear kalman filters and particle filters for integrated navigation of unmanned aerial vehicles. *Robotics and Autonomous Systems*, 60(7), 978–995. <https://doi.org/10.1016/j.robot.2012.03.001>
- [22] Hajiyeve, C., & Soken, H. E. (2013). Robust Adaptive Kalman Filter for estimation of UAV dynamics in the presence of sensor/actuator faults. *Aerospace Science and Technology*, 28(1), 376–383. <https://doi.org/10.1016/j.ast.2012.12.003>
- [23] Huang, T., Jiang, H., Zou, Z., Ye, L., & Song, K. (2019). An integrated adaptive Kalman filter for high-speed UAVs. *Applied Sciences (Switzerland)*, 9(9). <https://doi.org/10.3390/app9091916>

- [24] Li, B., Ban, H., Gong, W., & Xiao, B. (2020). Extended state observer-based finite-time dynamic surface control for trajectory tracking of a quadrotor unmanned aerial vehicle. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 42(15), 2956–2968. <https://doi.org/10.1177/0142331220935710>
- [25] Rahideh, A., & Shaheed, M. H. (2012). Constrained output feedback model predictive control for nonlinear systems. *Control Engineering Practice*, 20(4), 431–443. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2011.12.003>
- [26] Srinivasarao, G., Samantaray, A. K., & Ghoshal, S. K. (2022). Cascaded adaptive integral backstepping sliding mode and super-twisting controller for twin rotor system using bond graph model. *ISA Transactions*. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2022.03.023>
- [27] Dutta, L., & Das, D. K. (2021a). A New Adaptive Explicit Nonlinear Model Predictive Control Design for a Nonlinear MIMO System: An Application to Twin Rotor MIMO System. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 19(7), 2406–2419. <https://doi.org/10.1007/s12555-020-0272-5>
- [28] Dutta, L., & Das, D. K. (2021b). An adaptive feedback linearized model predictive controller design for a nonlinear multi-input multi-output system. In *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing* (Vol. 35, Issue 6, pp. 991–1016). <https://doi.org/10.1002/acs.3239>
- [29] Dutta, L., & Das, D. K. (2023). Nonlinear Disturbance Observer Based Adaptive Explicit Nonlinear Model Predictive Control Design for a Class of Nonlinear MIMO System. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 59(2), 1965–1979. <https://doi.org/10.1109/TAES.2022.3211252>
- [30] Shaik, F. A., Purwar, S., & Pratap, B. (2011). Real-time implementation of Chebyshev neural network observer for twin rotor control system. *Expert Systems with Applications*, 38(10), 13043–13049. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2011.04.107>
- [31] Pratap, B., & Purwar, S. (2013). Real-time implementation of state observers for twin rotor MIMO system: an experimental evaluation. *International Journal of Modelling, Identification and Control*, 19(1), 98–110. <https://doi.org/10.1504/IJMIC.2013.054040>
- [32] Amini, S., Ahi, B., & Haeri, M. (2017). Nested saturation control based on the extended state observer: Twin rotor MIMO system. *2017 5th International Conference on Control, Instrumentation, and Automation, ICCIA 2017*, 2018-Janua, 55–59. <https://doi.org/10.1109/ICCIAutom.2017.8258653>
- [33] G. Chowdhary and R. Jategaonkar, “Aerodynamic parameter estimation from flight data applying extended and unscented Kalman filter,” *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 14, no. 2, pp. 106–117, 2010, doi: 10.1016/j.ast.2009.10.003
- [34] Lei, B., Liu, B., & Wang, C. (2024). Robust Geometric Control for a Quadrotor UAV with Extended Kalman Filter Estimation. *Actuators*, 13(6). <https://doi.org/10.3390/act13060205>
- [35] Dutta, L., & Kumar Das, D. (2021). Adaptive model predictive control design using multiple model second level adaptation for parameter estimation of two-degree freedom of helicopter model. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 31(8), 3248–3278. <https://doi.org/10.1002/rnc.5458>

- [36] Dimassi, H., Hadj Said, S., Loria, A., & M'Sahli, F. (2019). An adaptive observer for a class of nonlinear systems with a high-gain approach. Application to the twin-rotor system. *International Journal of Control*, 0(0), 1–12. <https://doi.org/10.1080/00207179.2019.1594387>
- [37] Dutta, L., & Das, D. K. (2022). Nonlinear disturbance observer-based adaptive nonlinear model predictive control design for a class of nonlinear MIMO system. *International Journal of Systems Science*, 53(9), 2010–2031. <https://doi.org/10.1080/00207721.2022.2034067>
- [38] Dutta, L., & Kumar Das, D. (2022). Nonlinear disturbance observer-based adaptive feedback linearized model predictive controller design for a class of nonlinear systems. *Asian Journal of Control*, June 2021, 1–14. <https://doi.org/10.1002/asjc.2684>
- [39] Dutta, L., & Das, D. K. (2021). An adaptive feedback linearized model predictive controller design for a nonlinear multi-input multi-output system. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 35(6), 991–1016. <https://doi.org/10.1002/acs.3239>
- [40] Pradhan, J. K., & Ghosh, A. (2013). Design and implementation of decoupled compensation for a twin rotor multiple-input and multiple-output system. *IET Control Theory and Applications*, 7(2), 282–289. <https://doi.org/10.1049/iet-cta.2012.0162>
- [41] Pandey, S. K., Dey, J., & Banerjee, S. (2022). Generalized discrete decoupling and control of MIMO systems. *Asian Journal of Control*, September, 1–19. <https://doi.org/10.1002/asjc.2716>
- [42] Ezekiel, D. M., Samikannu, R., & Matsebe, O. (2021). Pitch and Yaw Angular Motions (Rotations) Control of the 1-DOF and 2-DOF TRMS: A Survey. *Archives of Computational Methods in Engineering*, 28(3), 1449–1458. <https://doi.org/10.1007/s11831-020-09423-3>
- [43] Abdulwahhab, O. W., & Abbas, N. H. (2017). A New Method to Tune a Fractional-Order PID Controller for a Twin Rotor Aerodynamic System. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 42(12), 5179–5189. <https://doi.org/10.1007/s13369-017-2629-5>
- [44] Toha, S. F., & Tokhi, M. O. (2011). PID and inverse-model-based control of a twin rotor system. In *Robotica* (Vol. 29, Issue 6, pp. 929–938). <https://doi.org/10.1017/S0263574711000154>
- [45] Juang, J. G., Liu, W. K., & Lin, R. W. (2011). A hybrid intelligent controller for a twin rotor MIMO system and its hardware implementation. *ISA Transactions*, 50(4), 609–619. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2011.06.006>
- [46] Sain, D., Praharaj, M., & Bosukonda, M. M. (2022). A simple modelling strategy for integer order and fractional order interval type-2 fuzzy PID controllers with their simulation and real-time implementation. *Expert Systems with Applications*, 202(July 2021), 117196. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2022.117196>

- [47] Yeroğlu, C., & Ateş, A. (2014). A stochastic multi-parameters divergence method for online auto-tuning of fractional order PID controllers. *Journal of the Franklin Institute*, 351(5), 2411–2429. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2013.12.006>
- [48] Alagoz, B. B., Ates, A., & Yeroglu, C. (2013). Auto-tuning of PID controller according to fractional-order reference model approximation for DC rotor control. *Mechatronics*, 23(7), 789–797. <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2013.05.001>
- [49] Norsahperi, N. M. H., & Danapalasingam, K. A. (2020). Particle swarm-based and neuro-based FOPID controllers for a Twin Rotor System with improved tracking performance and energy reduction. *ISA Transactions*, 102, 230–244. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2020.03.001>
- [50] Tao, C. W., Taur, J. S., & Chen, Y. C. (2010). Design of a parallel distributed fuzzy LQR controller for the twin rotor multi-input multi-output system. *Fuzzy Sets and Systems*, 161(15), 2081–2103. <https://doi.org/10.1016/j.fss.2009.12.007>
- [51] Miah, S., Kafi, M. R., & Chaoui, H. (2019). Generalized Cascaded Control Technology for a Twin-Rotor MIMO System with State Estimation. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 30(2), 170–180. <https://doi.org/10.1007/s40313-019-00448-z>
- [52] Belmonte, Lidia María, Morales, R., Fernández-Caballero, A., & Somolinos, J. A. (2016). Nonlinear Cascade-Based Control for a Twin Rotor MIMO System. *Nonlinear Systems - Design, Analysis, Estimation and Control*. <https://doi.org/10.5772/64875>
- [53] Paul, P. K., & Jacob, J. (2020).  $H_2$  Vs  $H_\infty$  control of TRMS via output error optimization augmenting sensor and control singularities. *Ain Shams Engineering Journal*, 11(1), 77–85. <https://doi.org/10.1016/j.asej.2019.07.001>
- [54] Ahmad, U., Anjum, W., & Bukhari, S. M. A. (2013).  $H_2$   $H_\infty$  Controller Design of Twin Rotor System (TRS). *Intelligent Control and Automation*, 04(01), 55–62. <https://doi.org/10.4236/ica.2013.41008>
- [55] Ahmad, M., Ali, A., & Choudhry, M. A. (2016). Fixed-Structure  $H_\infty$  Controller Design for Two-Rotor Aerodynamical System (TRAS). *Arabian Journal for Science and Engineering*, 41(9), 3619–3630. <https://doi.org/10.1007/s13369-016-2232-1>
- [56] Abbas, N., Liu, X., & Iqbal, J. (2024a). A flexible mixed-optimization with  $H_\infty$  control for coupled twin rotor MIMO system based on the method of inequality (MOI)- An experimental study. *In PLoS ONE* (Vol. 19, Issue 3 March). <https://doi.org/10.1371/journal.pone.0300305>
- [57] Rahideh, Akbar, & Hasan Shaheed, M. (2011). Stable model predictive control for a nonlinear system. *Journal of the Franklin Institute*, 348(8), 1983–2004. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2011.05.015>
- [58] Ebirim, K. U., Lecchini-Visintini, A., Rubagotti, M., & Prempain, E. (2023). Constrained Model Predictive Control With Integral Action for Twin Rotor MIMO Systems. *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 145(8). <https://doi.org/10.1115/1.4062735>

- [59] Jahed, M., & Farrokhi, M. (2013). Robust adaptive fuzzy control of twin rotor MIMO system. *Soft Computing*, 17(10), 1847–1860. <https://doi.org/10.1007/s00500-013-1026-6>
- [60] Dheeraj, K., Jacob, J., & Nandakumar, M. P. (2019). Direct Adaptive Neural Control Design for a Class of Nonlinear Multi Input Multi Output Systems. *IEEE Access*, 7, 15424–15435. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2892460>
- [61] Milovanovic, M. B., Antic, D. S., Milojkovic, M. T., & Spasic, M. D. (2022). Adaptive Control of Nonlinear MIMO System with Orthogonal Endocrine Intelligent Controller. *IEEE Transactions on Cybernetics*, 52(2), 1221–1232. <https://doi.org/10.1109/TCYB.2020.2998505>
- [62] Netto, W., Lakhani, R., & Meenatchi Sundaram, S. (2019). Design and performance comparison of different adaptive control schemes for pitch angle control in a Twin-Rotor-MIMO-System. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 9(5), 4114–4129. <https://doi.org/10.11591/ijece.v9i5.pp4114-4129>
- [63] Chiem, N. X., Hai, B. X., & Phan, T. C. (2024). Synthesis of Adaptive Sliding Mode Control for Twin Rotor MIMO System with Mass Uncertainty based on Synergetic Control Theory. *International Journal of Robotics and Control Systems*, 4(1), 174–187. <https://doi.org/10.31763/ijres.v4i1.1307>
- [64] Rezoug, A., Messah, A., Messaoud, W. A., Baizid, K., & Iqbal, J. (2024). Adaptive-optimal MIMO nonsingular terminal sliding mode control of twin-rotor helicopter system: meta-heuristics and super-twisting based control approach. *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, 46(3), 1–21. <https://doi.org/10.1007/s40430-024-04714-3>
- [65] Panda, M., Peyada, N. K., & Ghosh, A. (2020). Saturated adaptive backstepping control of uncertain nonlinear systems with validation using twin rotor system. *Journal of the Franklin Institute*, 357(18), 13477–13510. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2020.10.003>
- [66] Haruna, A., Mohamed, Z., Efe, M., & Abdullahi, A. M. (2023). Switched step integral backstepping control for nonlinear motion systems with application to a laboratory helicopter. *ISA Transactions*, 141, 470–481. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2023.07.002>
- [67] Pratap, B., & Purwar, S. (2014). Real-time implementation of neuro adaptive observer-based robust backstepping controller for twin rotor control system. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 25(2), 137–150. <https://doi.org/10.1007/s40313-013-0098-y>
- [68] Haruna, A., Mohamed, Z., Efe, M., & Basri, M. A. M. (2017). Dual boundary conditional integral backstepping control of a twin rotor MIMO system. *Journal of the Franklin Institute*, 354(15), 6831–6854. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2017.08.050>
- [69] Singh, V. K., Kamal, S., & Ghosh, S. (2023). Prescribed-time constrained feedback control for an uncertain twin rotor helicopter. *Aerospace Science and Technology*, 140, 108483. <https://doi.org/10.1016/j.ast.2023.108483>

- [70] Yang, X., Cui, J., Lao, D., Li, D., & Chen, J. (2016). Input Shaping enhanced Active Disturbance Rejection Control for a twin rotor multi-input multi-output system (TRMS). *ISA Transactions*, 62, 287–298. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2016.02.001>.
- [71] Belmonte, Lidia M, Morales, R., & Fern, A. (2016). A Tandem Active Disturbance Rejection Control for a Laboratory Helicopter With Variable-Speed Rotors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(10), 6395–6406. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2587238>
- [72] Katsuhiko, O. (2010). Modern Control Engineering. In Fifth Edition (Ed.), PEARSON.
- [73] Feedback Instruments. (2006). Twin Rotor MIMO Systems Experiments.
- [74] Tastemirov, A., Lecchini-Visintini, A., & Morales-Viviescas, R. M. (2017). Complete dynamic model of the Twin Rotor MIMO System (TRMS) with experimental validation. *Control Engineering Practice*, 66(April), 89–98. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2017.06.009>
- [75] Rotondo, D., Nejjari, F., & Puig, V. (2013a). Quasi-LPV modeling, identification and control of a twin rotor MIMO system. *Control Engineering Practice*, 21(6), 829–846. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2013.02.004>
- [76] Paul, P. K., & Jacob, J. (2017). On The Modeling of Twin Rotor MIMO System Using Chirp Inputs as Test Signals. *Asian Journal of Control*, 19(5), 1731–1740. <https://doi.org/10.1002/asjc.1502>
- [77] Rahideh, Akbar. (2009). Model Identification and Robust Nonlinear Model Predictive Control of a Twin Rotor MIMO System.
- [78] A. K. Tangirala, *Principles of System Identification: Theory and Practice*. 2014.
- [79] Keesman, K. J. (2011). Sytem Identification, An Introduction. <https://link.springer.com/content/pdf/10.1007%2F978-0-85729-522-4.pdf>
- [80] Alfi, A., & Modares, H. (2011). System identification and control using adaptive particle swarm optimization. *Applied Mathematical Modelling*, 35(3), 1210–1221. <https://doi.org/10.1016/j.apm.2010.08.008>
- [81] Toha, S. F., & Tokhi, M. O. (2009). Real-coded genetic algorithm for parametric modelling of a TRMS. 2009 *IEEE Congress on Evolutionary Computation*, CEC 2009, 2022–2028. <https://doi.org/10.1109/CEC.2009.4983189>
- [82] Toha, S. F., & Tokhi, M. O. (2010). Parametric modelling application to a twin rotor system using recursive least squares, genetic, and swarm optimization techniques. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: *Journal of Aerospace Engineering*, 224(9), 961–977. <https://doi.org/10.1243/09544100JAERO706>
- [83] Joseph, A. V., & Arjunan, S. P. (2019). Comparative Analysis of Parameter Estimation Techniques for Modelling a Twin Rotor MIMO System. 2019 3rd *International Conference on Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering*, RDCAPE 2019, 704–709. <https://doi.org/10.1109/RDCAPE47089.2019.8979083>

- [84] Rahideh, Akbar, & Shaheed, M. H. (2008). Dynamic modelling of a twin rotor mimo system using grey box approach. *Proceeding of the 5th International Symposium on Mechatronics and Its Applications*, ISMA 2008, 25–30. <https://doi.org/10.1109/ISMA.2008.4648835>
- [85] Kennedy, J., & Russell, E. (1995). Particle Swarm Optimization. *Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks, Perth, WA, Australia*, 1942–1948. <https://doi.org/10.1109/ICNN.1995.488968>
- [86] Nápoles, G., Grau, I., & Bello, R. (2012). Constricted Particle Swarm Optimization based Algorithm for Global Optimization. *Polibits*, 46(46), 5–11. <https://doi.org/10.17562/pb-46-1>
- [87] Bratton, D., & Kennedy, J. (2007). Defining a standard for particle swarm optimization. *Proceedings of the 2007 IEEE Swarm Intelligence Symposium, SIS 2007*, Sis, 120–127. <https://doi.org/10.1109/SIS.2007.368035>
- [88] Clerc, M., & Kennedy, J. (2002). The particle swarm-explosion, stability, and convergence in a multidimensional complex space. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 6(1), 58–73. <https://doi.org/10.1109/4235.985692>
- [89] Eberhart, R. C., & Shi, Y. (2000). Comparing inertia weights and constriction factors in particle swarm optimization. *Proceedings of the 2000 Congress on Evolutionary Computation, CEC 2000*, 1(February 2015), 84–88. <https://doi.org/10.1109/CEC.2000.870279>
- [90] İlhan, S., Mucuk, I., & Özdemir, A. (2022). Çift Pervaneli Çok Girişli Çok Çıkışlı (TRMS) Sistemin Parçacık Sürü Optimizasyonu ve Yapay Arı Kolonisi kullanarak Parametrik Modellenmesi. *Academic Perspective Procedia*, 5(3), 517–529. <https://doi.org/10.33793/acperpro.05.03.9964>
- [91] Karaboga, D. (2010). Artificial Bee Colony Algorithm. Scholarpedia.
- [92] Akay, B., & Karaboga, D. (2012). A modified Artificial Bee Colony algorithm for real-parameter optimization. *Information Sciences*, 192, 120–142. <https://doi.org/10.1016/j.ins.2010.07.015>
- [93] Gao, W. F., & Liu, S. Y. (2012). A modified artificial bee colony algorithm. *Computers and Operations Research*, 39(3), 687–697. <https://doi.org/10.1016/j.cor.2011.06.007>
- [94] Gao, W., Liu, S., & Huang, L. (2012). A global best artificial bee colony algorithm for global optimization. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 236(11), 2741–2753. <https://doi.org/10.1016/j.cam.2012.01.013>
- [95] Karaboga, D., & Basturk, B. (2007). Artificial Bee Colony (ABC) optimization algorithm for solving constrained optimization problems. *Lecture Notes in Computer Science (Including Subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, 789–798. [https://doi.org/10.1007/978-3-540-72950-1\\_77](https://doi.org/10.1007/978-3-540-72950-1_77)
- [96] Zeghlache, S., & Amardjia, N. (2018). Real time implementation of non linear observer-based fuzzy sliding mode controller for a twin rotor multi-input multi-output system (TRMS). *Optik*, 156, 391–407. <https://doi.org/10.1016/j.ijleo.2017.11.053>

- [97] Dimassi, H., Hadj Said, S., Loria, A., & M'Sahli, F. (2021). An adaptive observer for a class of nonlinear systems with a high-gain approach. Application to the twin-rotor system. *International Journal of Control*, 94(2), 370–381. <https://doi.org/10.1080/00207179.2019.1594387>
- [98] Pandey, V. K., Kar, I., & Mahanta, C. (2017). Controller design for a class of nonlinear MIMO coupled system using multiple models and second level adaptation. *ISA Transactions*, 69, 256–272. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.05.005>
- [99] Schei, T. S. (1997). A finite-difference method for linearization in nonlinear estimation algorithms. *Automatica*, 33(11), 2053–2058. [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(97\)00127-1](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(97)00127-1)
- [100] He, L., Hu, M. K., Wei, Y. J., Liu, B. J., & Shi, Q. (2020). State of charge estimation by finite difference extended Kalman filter with HPPC parameters identification. *Science China Technological Sciences*, 63(3), 410–421. <https://doi.org/10.1007/s11431-019-1467-9>
- [101] Zhang, Z., & Zhang, J. (2009). A novel strong tracking finite-difference extended Kalman filter for nonlinear eye tracking. *Science in China, Series F: Information Sciences*, 52(4), 688–694. <https://doi.org/10.1007/s11432-009-0081-1>
- [102] Martins, J. R. R. A., Sturdza, P., & Alonso, J. J. (2003). The complex-step derivative approximation. *ACM Transactions on Mathematical Software*, 29(3), 245–262. <https://doi.org/10.1145/838250.838251>
- [103] J. N., L., & MOLER, C. B. (1967). Numerical Differentiation of Analytic Functions. *Society for Industrial and Applied Mathematics*, 4(2), 202–210.
- [104] Squire, W., & Trapp, G. (1998). Using complex variables to estimate derivatives of real functions. *SIAM Review*, 40(1), 110–112. <https://doi.org/10.1137/S003614459631241X>
- [105] Lai, Kok Lam, & Crassidis, J. L. (2006). Generalizations of the complex-step derivative approximation. *Collection of Technical Papers - AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference 2006*, 4, 2540–2564. <https://doi.org/10.2514/6.2006-6348>
- [106] Lai, K. L., & Crassidis, J. L. (2008). Extensions of the first and second complex-step derivative approximations. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 219(1), 276–293. <https://doi.org/10.1016/j.cam.2007.07.026>
- [107] F. Alonge, F. D'Ippolito, A. Fagiolini, and A. Sferlazza, “Extended complex Kalman filter for sensorless control of an induction motor,” *Control Eng. Pract.*, vol. 27, no. 1, pp. 1–10, 2014, doi: 10.1016/j.conengprac.2014.02.007
- [108] Gharamti, M. E., & Hoteit, I. (2014). Complex step-based low-rank extended Kalman filtering for state-parameter estimation in subsurface transport models. *Journal of Hydrology*, 509, 588–600. <https://doi.org/10.1016/j.jhydrol.2013.12.004>
- [109] Nikolovski, F., & Stojkovska, I. (2018). Complex-step derivative approximation in noisy environment. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 327, 64–78. <https://doi.org/10.1016/j.cam.2017.05.046>

- [110] Kalman, R. E. (1960). A new approach to linear filtering and prediction problems. *Journal of Fluids Engineering*, , 82(1), 35–45. <https://doi.org/10.1115/1.3662552>
- [111] Setoodeh, P., Habibi, S., & Haykin, S. (2022). *Nonlinear Filters Theory and Applications*.
- [112] GREWAL, M. S., & ANDREWS, A. P. *KALMAN FILTERING Theory and Practice Using MATLAB®*.
- [113] Becker, A. (2023). *KALMAN FILTER from the Ground Up*.
- [114] Kalman, R. E.; Bucy, R. S. (1961). New Results in Linear Filtering and Prediction Theory. *ASME. J. Basic Eng.*, 83(1), 95–108. <https://doi.org/10.1115/1.3658902>
- [115] Julier, S., Uhlmann, J., & Durrant-Whyte, H. F. (2000). A New Method for the Nonlinear Transformation of Means and Covariances in Filters and Estimators. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(3), 477–482. <https://doi.org/10.1109/TAC.2002.800742>
- [116] Arasaratnam, I., & Haykin, S. (2009). Cubature kalman filters. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54(6), 1254–1269. <https://doi.org/10.1109/TAC.2009.2019800>.
- [117] Saderla, S., Kim, Y., & Ghosh, A. K. (2018). Online system identification of mini cropped delta UAVs using flight test methods. *Aerospace Science and Technology*, 80, 337–353. <https://doi.org/10.1016/j.ast.2018.07.008>
- [118] Stojanovic, V., He, S., & Zhang, B. (2020). State and parameter joint estimation of linear stochastic systems in presence of faults and non-Gaussian noises. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 30(16), 6683–6700. <https://doi.org/10.1002/rnc.5131>
- [119] Bian, X., Li, X. R., & Chen, H. (2011). Joint Estimation of State and Parameter With Synchrophasors — Part I: State Tracking. September. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2010.2098422>
- [120] Bian, X., Li, X. R., Chen, H., Gan, D., Member, S., & Qiu, J. (2011). Joint Estimation of State and Parameter With Synchrophasors — Part II : Parameter Tracking. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER SYSTEMS*, 26(3), 1209–1220.
- [121] Kopp, R. E., & Richard, J. (1963). Linear regression applied to system identification for adaptive control systems. *AIJA Journal*, 1(10), 2300–2306.
- [122] Abderrahmene, S. (2021). LQGi/LTR controller with integrators and feedforward controller applied to a Twin Rotor MIMO System. *Przegląd Elektrotechniczny*, 1(4), 50–55. <https://doi.org/10.15199/48.2021.04.08>
- [123] Pandey, V. K., Kar, I., & Mahanta, C. (2016). Control of twin-rotor MIMO system using multiple models with second level adaptation. *IFAC-PapersOnLine*, 49(1), 676–681. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2016.03.134>
- [124] ÖZDEMİR, A., YAZICI, İ., & ERDEM, Z. (2015). Model-reference sliding mode control of a three-phase four-leg voltage source inverter for stand-alone distributed generation systems. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 23, 1817–1833. <https://doi.org/10.3906/elk-1403-25>

- [125] Utkin, V. I. (1977). Variable Structure Systems with Sliding Modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-22(c), 212–222.
- [126] Young, K. D., Utkin, V. I., & Özgüner, Ü. (1999). A control engineer's guide to sliding mode control. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 7(3), 328–342. <https://doi.org/10.1109/87.761053>.
- [127] Hung, J. Y., Gao, W., & Hung, J. C. (1993). Variable Structure Control: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(1), 2–22. <https://doi.org/10.1109/41.184817>
- [128] Boiko, I., Fridman, L., Pisano, A., & Usai, E. (2007). Analysis of chattering in systems with second-order sliding modes. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(11), 2085–2102. <https://doi.org/10.1109/TAC.2007.908319>
- [129] Rubagotti, M., Estrada, A., Castaños, F., Ferrara, A., & Fridman, L. (2011). Integral sliding mode control for nonlinear systems with matched and unmatched perturbations. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 56(11), 2699–2704. <https://doi.org/10.1109/TAC.2011.2159420>
- [130] Ekbote, A. K., Srinivasan, N. S., & Mahindrakar, A. D. (2011). Terminal sliding mode control of a twin rotor multiple-input multiple-output system. In *IFAC Proceedings Volumes (IFAC-PapersOnline) (Vol. 44, Issue 1 PART 1)*. IFAC. <https://doi.org/10.3182/20110828-6-IT-1002.00645>.
- [131] Chang, J. L. (2008). Robust discrete-time model reference sliding-mode controller design with state and disturbance estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(11), 4065–4074. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.928149>.
- [132] Baek, S., Baek, J., & Han, S. (2019). An Adaptive Sliding Mode Control with Effective Switching Gain Tuning Near the Sliding Surface. *IEEE Access*, 7, 15563–15572. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2894911>
- [133] Utkin, V. I. (1994). Sliding mode control in discrete-time and difference systems. *Variable Structure and Lyapunov Control*, 193, 87–107. <https://doi.org/10.1007/bfb0033680>
- [134] Irfan, S., Zhao, L., Ullah, S., Javaid, U., & Iqbal, J. (2024). Differentiator- and Observer-Based Feedback Linearized Advanced Nonlinear Control Strategies for an Unmanned Aerial Vehicle System. *Drones*, 8(10). <https://doi.org/10.3390/drones8100527>
- [135] Ozer, H. O., Hacıoglu, Y., & Yagiz, N. (2024). Fuzzy Logic Enhanced Second-Order Sliding Mode Controller Design for an Experimental Twin Rotor System Under External Disturbances. *Journal of Vibration Engineering and Technologies*, 0123456789. <https://doi.org/10.1007/s42417-024-01464-3>
- [136] Palepogu, K. R., & Mahapatra, S. (2023). Pitch orientation control of twin-rotor MIMO system using sliding mode controller with state varying gains. *Journal of Control and Decision*. <https://doi.org/10.1080/23307706.2023.2165977>.
- [137] Palepogu, K. R., & Mahapatra, S. (2023). Design of Sliding Mode Control with State Varying Gains for a Benchmark Twin Rotor MIMO System in Horizontal Motion. *European Journal of Control*, 100909. <https://doi.org/10.1016/j.ejcon.2023.100909>

- [138] Palepogu, K. R., & Mahapatra, S. (2024). Synchronous Pitch and Yaw Orientation Control of a Twin Rotor MIMO System Using State Varying Gain Sliding Mode Control. *Arabian Journal for Science and Engineering*. <https://doi.org/10.1007/s13369-024-08869-y>
- [139] Abbas, N., Liu, X., & Iqbal, J. (2024b). Robust GDI-based adaptive recursive sliding mode control (RGDI-ARSMC) for a highly nonlinear MIMO system with varying dynamics of UAV. *Journal of Mechanical Science and Technology*, 38(4), 2015–2028. <https://doi.org/10.1007/s12206-024-0234-6>
- [140] Abukan, Y., & Almalı, M. N. (2023). Control of 2-Dof TRMS MIMO system using FOPID & FOSTSMC method. *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, 38(1), 605–615. <https://doi.org/10.17341/gazimmfd.947168>.
- [141] Ghellab, M. Z., Zeghlache, S., Djerioui, A., & Benyettou, L. (2021). Experimental validation of adaptive RBFNN global fast dynamic terminal sliding mode control for twin rotor MIMO system against wind effects. *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*, 168(September 2020), 108472. <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2020.108472>
- [142] Rohith, G. (2021). Fractional power rate reaching law for augmented sliding mode performance. *Journal of the Franklin Institute*, 358(1), 856–876. <https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2020.11.018>
- [143] Khan, S. G., Bendoukha, S., Naeem, W., & Iqbal, J. (2019). Experimental validation of an integral sliding mode-based LQG for the pitch control of a UAV-mimicking platform. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 17(3), 275–284. <https://doi.org/10.15598/aeec.v17i3.3031>.
- [144] Lisy, E. R., Nandakumar, M., & Anasraj, R. (2019). Design and real time implementation of nonlinear sliding surface with the application of super-twisting algorithm in nonlinear sliding mode control for twin rotor MIMO system. *Journal of Vibroengineering*, 21(8), 2159–2179. <https://doi.org/10.21595/jve.2019.20531>
- [145] Precup, R. E., Radac, M. B., Roman, R. C., & Petriu, E. M. (2017). Model-free sliding mode control of nonlinear systems: *Algorithms and experiments*. *Information Sciences*, 381, 176–192. <https://doi.org/10.1016/j.ins.2016.11.026>
- [146] Faris, F., Moussaoui, A., Djamel, B., & Mohammed, T. (2017). Design and real-time implementation of a decentralized sliding mode controller for twin rotor multi-input multi-output system. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 231(1), 3–13. <https://doi.org/10.1177/0959651816680457>
- [147] Saroj, D. K., Kar, I., & Pandey, V. K. (2013). Sliding mode controller design for twin rotor MIMO system with a nonlinear state observer. *Proceedings - 2013 IEEE International Multi Conference on Automation, Computing, Control, Communication and Compressed Sensing*, IMac4s 2013, 668–673. <https://doi.org/10.1109/iMac4s.2013.6526493>

- [148] Tao, Chin Wang, Taur, J. S., Chang, Y. H., & Chang, C. W. (2010). A novel fuzzy-sliding and fuzzy-integral-sliding controller for the twin-rotor multi-inputmulti-output system. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 18(5), 893–905. <https://doi.org/10.1109/TFUZZ.2010.2051447>
- [149] Mondal, S., & Mahanta, C. (2012). Adaptive second-order sliding mode controller for a twin rotor multi-input-multi-output system. *IET Control Theory and Applications*, 6(14), 2157–2167. <https://doi.org/10.1049/iet-cta.2011.0478>
- [150] Rashad, R., El-Badawy, A., & Aboudonia, A. (2017). Sliding mode disturbance observer-based control of a twin rotor MIMO system. *ISA Transactions*, 69, 166–174. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.04.013>
- [151] V. I. (1992). Sliding Modes in Control and Optimization. In *Sliding Modes in Control and Optimization*. <https://doi.org/10.1007/978-3-642-84379-2>
- [152] Abidi, K., & Xu, J. X. (2015). Discrete-time sliding mode control. [https://doi.org/10.1007/978-981-287-478-8\\_2](https://doi.org/10.1007/978-981-287-478-8_2)
- [153] Utkin, V., Guldner, J., & Shi, J. (2009). Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems (pp.126–132). <http://books.google.fr/books?id=lZyIGAAACAAJ>



## ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : İbrahim MUCUK

### ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2015, Sakarya Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik & Elektronik Mühendisliği Bölümü
- **Yükseklisans** : 2018, Sakarya Üniversitesi, Elektrik & Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Programı

### MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

- 2016-devam ediyor. Sakarya Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaya devam etmekte.

### TEZDEN TÜRETİLEN ESERLER:

- I. Mucuk ve A. Özdemir, “Complex-step derivative-based extended Kalman filter for state estimation in twin rotor MIMO system,” *IET Control Theory Appl.*, no. May, pp. 1–13, 2024, doi: 10.1049/cth2.12715.
- S. İlhan, İ. Mucuk, ve A. Özdemir, “Çift Pervaneli Çok Girişli Çok Çıkışlı (TRMS) Sistemin Parçacık Sürü Optimizasyonu ve Yapay Arı Kolonisi kullanarak Parametrik Modellenmesi,” *Acad. Perspect. Procedia*, vol. 5, no. 3, pp. 517–529, 2022, doi: 10.33793/acperpro.05.03.9964.

### DİĞER ESERLER:

- A. Ozdemir, I. Mucuk, ve S. İlhan, “Çift Pervaneli Çok Girişli Çok Çıkışlı (TRMS) Sistemin Kontrolü için Ayrık Zaman PID Kontrolör Tasarımı ve Gerçek Zaman Uygulaması,” *Acad. Perspect. Procedia*, vol. 3, no. 1, pp. 597–608, 2020, doi: 10.33793/acperpro.03.01.113.
- A. Ozdemir, I. MUCUK, “DC Motor Pozisyon Kontrolü için Ayrık Zaman P D Katsayılarının Parametrik Denklemlerle Elde Edilmesi,” vol. 2017, no. September, 2017.