



Stabilization and precise tracking control of a 2-axis antenna system mounted on a ground vehicle

Orhan Gürbüz¹ , Bülent Özkan^{1*} , Galip Serdar Tombul²

¹Department of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, Gazi University, 06570, Ankara, Türkiye

²ASELSAN AGS Sector, 06200, Ankara, Türkiye

Highlights:

- Design of a multi input multi output controller
- Indirect stabilization of line of sight
- Precise tracking control

Keywords:

- 2-axis gimbal
- Stabilization
- Tracking control
- Nonlinear disturbance observer
- Multi input multi output

Article Info:

Research Article

Received: 26.03.2025

Accepted: 28.05.2026

DOI:

10.17341/gazimmfd.1623658

Correspondence:

Author: Bülent Özkan

e-mail: bozkan37@gmail.com

phone: +90 533 465 9320

Graphical/Tabular Abstract

In this study, a multi input multi output (MIMO) controller structure proposed for stabilization and precise tracking control of a 2-axis antenna gimbal system. Controller structure is composed of nonlinear disturbance observer, friction compensator, computed torque linearization, linear controller and Kalman filter. Nonlinear disturbance observer, friction compensator and computed torque linearization not only linearize system dynamics but also compensate disturbances simultaneously. Linear controller is utilized in stabilization and tracking control of antenna gimbals. Kalman filter estimates accelerations from measurements in order to improve tracking accuracy for the case known as indirect stabilization that inertial sensors are placed on the base instead of the line of sight. The proposed MIMO controller demonstrated in Figure A has been validated in respect of tracking accuracy via computer simulations applying sinusoidal and land mobile Class A motion profile scenarios.

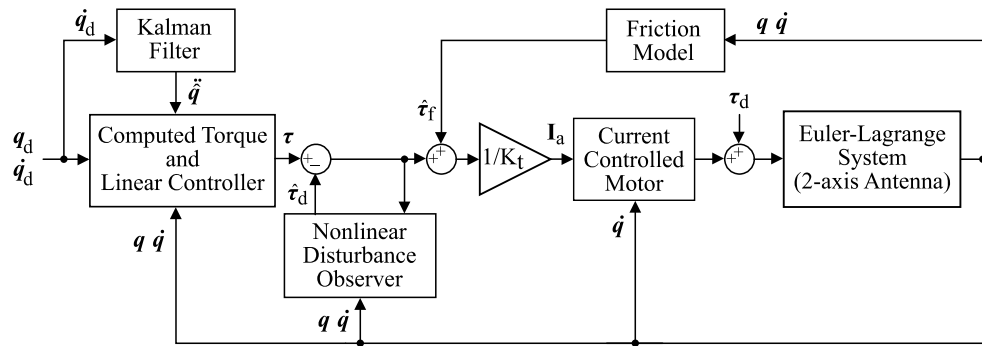


Figure A. Proposed MIMO controller scheme

Purpose:

The main purpose of this study is to design a digital controller to achieve stabilization and precise tracking control of 2-axis antenna gimbal system within the $\pm 0.2^\circ$ error limit under the effect of disturbances like model uncertainties and unbalanced mass.

Theory and Methods:

Emulation approach is applied to design digital controllers using backward Euler discretization method. Sampled data continuous plant is discretized using zero order hold transform. Jury's stability test has been carried out.

Results:

Simulation results confirm that single input single output (SISO) PID, proposed MIMO PD and P-PI controllers satisfy the tracking accuracy to around ± 2 mrad, ± 50 μ rad and, ± 50 μ rad respectively for sinusoidal motion profile scenario and ± 30 mrad, ± 250 μ rad and, ± 100 μ rad respectively for land mobile Class A motion profile scenario. MIMO controllers have higher torque control effort in RMS and require higher current limit compared to the SISO controller.

Conclusion:

It has been concluded that proposed MIMO controllers have superior tracking performance compared to decentralized SISO PID controller. Moreover while the proposed MIMO controllers meet the design requirements, decentralized SISO PID does not.



Bir kara platformu üzerinde konumlandırılmış iki eksenli anten sisteminin kararlılaştırılması ve hassas takip denetimi

Orhan Gürbüz¹, Bülent Özkan^{1*}, Galip Serdar Tombul²

¹Gazi Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Makine Mühendisliği Bölümü, 06570, Ankara, Türkiye

²ASELSAN MGEO Sektör Başkanlığı, 06200, Ankara, Türkiye

Ö N E Ç İ K A N L A R

- Çok girişli çok çıkışlı denetleyici tasarımı
- Görüş hattının dolaylı yöntemle kararlılaştırılması
- Hassas takip denetimi

Makale Bilgileri

Araştırma Makalesi

Geliş: 26.03.2025

Kabul: 28.05.2026

DOI:

10.17341/gazimmfd.1623658

Anahtar Kelimeler:

İki eksenli kardan,
kararlılaştırma,
takip denetimi,
doğrusal olmayan bozucu
gözleyici, çok girişli çok
çıkışlı denetim

ÖZ

Bu çalışma, bir kara platformu üzerinde çalışan iki eksenli kardanlı anten dengeleme sisteminde dolaylı yöntemle görüş hattının kararlılaştırılması ve hassas takip denetimi problemine odaklanmaktadır. Çalışma kapsamında; kütle dengesizliği kaynaklı bozucu torklar, model belirsizlikleri ve GVF-105 A sınıfı girdiler altındaki görüş hattı hatasının $0,2^\circ$ sınırını aşmaması başarımlı ölçütü olarak belirlenmiştir. Karşılaştırma amacıyla ilk olarak, eksenler arası etkileşimleri bozucu kabul eden ve bağımsız çalışan tek çevrimli oransal-tümlevsel-türevsel denetleyiciler kullanılmıştır. İkinci aşamada, Euler-Lagrange modeli hesaplamalı tork yaklaşımıyla ayrıştırılarak doğrusal eşdeğer bir denetim yapısı elde edilmiş; bozucu torkların etkisi doğrusal olmayan bozucu gözleyici ile telafi edilmiştir. Doğrusal eşdeğer sistem üzerinde, konum-hız geri beslemesine dayalı oransal-türevsel yapı ile iç içe oransal/oransal-tümlevsel yapı olmak üzere iki farklı çok girişli çok çıkışlı denetleyici tasarlanmıştır. Dönüölçer kaynaklı faz gecikmesini azaltmak amacıyla hız ve ivme ileri besleme terimleri denetim yapısına eklenmiştir. Benzetim sonuçları, tek çevrimli denetleyici yapısının GVF-105 A sınıfı hareket profili altında hedeflenen hata sınırını sağlayamadığını; buna karşın hesaplamalı tork tabanlı çift çevrimli denetleyicilerin incelenen benzetim senaryolarında $0,2^\circ$ hata sınırının altında kaldığını göstermektedir.

Stabilization and precise tracking control of a 2-axis antenna system mounted on a ground vehicle

H I G H L I G H T S

- Design of a multi-input multi-output controller
- Indirect line-of-sight stabilization
- Precise tracking control

Article Info

Research Article

Received: 26.03.2025

Accepted: 28.05.2026

DOI:

10.17341/gazimmfd.1623658

Keywords:

Two-axis gimbal,
stabilization,
tracking control,
nonlinear disturbance
observer, multi-input multi-
output control

ABSTRACT

This study focuses on the line-of-sight (LOS) stabilization and precision tracking control of a two-axis gimbaled antenna system mounted on a ground platform. The primary performance criterion is to maintain the LOS error below 0.2° under GVF-105 Class A motion profiles, model uncertainties, and mass imbalance torques. For comparison, independent single-loop PID controllers-treating inter-axis coupling as a disturbance-were initially implemented. Subsequently, a linear equivalent control structure was obtained by decoupling the Euler-Lagrange model via the computed torque method, while disturbance torques were compensated using a nonlinear disturbance observer (NDOB). On this linear equivalent system, two different MIMO controllers were designed: a position-velocity feedback PD structure and a cascaded P/PI structure. Velocity and acceleration feedforward terms were integrated into the control architecture to mitigate gyroscope-induced phase lag. Simulation results demonstrate that while the single-loop controller fails to meet the target error threshold, the computed-torque-based dual-loop controllers remain within the 0.2° limit across all investigated scenarios.

1. Giriş (Introduction)

Gözlem birimleri, optik aygıtlar, teleskoplar ve çeşitli mühimmat sistemlerinin hassas bir şekilde hedefe doğrultulması (İng. *pointing*) ve dış bozucu etkilerden arındırılarak kararlılaştırılması (İng. *stabilization*) süreçlerinde ataletsel dengeleme sistemleri kritik bir rol oynamaktadır. Kardan (İng. *gimbal*) yapısı, yatak elemanları, eyleyiciler ve dönüölçerlerden (İng. *gyroscope*) oluşan bu sistemler, kullanım amacına göre farklı performans gereksinimlerine göre tasarlanmaktadır. Nitekim haberleşme antenleri veya taşınabilir kamera sistemlerinde miliradyan düzeyindeki çözünürlük değerleri operasyonel ihtiyaçları karşılarken, yüksek çözünürlüklü hedef arama cihazları ve astronomik gözlem teleskopları gibi üst düzey hassasiyet gerektiren platformlarda bu gereksinim mikroradyan mertebesine kadar inmektedir [1].

Kararlılaştırma (İng. *stabilization*) kavramı temelde, dengeleme düzeneğine ait görüş hattının (İng. *line of sight*) hedef hattı ile en düşük açısal hata ve titreşim değerlerinde çakıştırılması esasına dayanır. Bu süreçte hem takip edilen hedefin hem de sistemin üzerine konumlandırıldığı platformun hareketleri dikkate alınarak, dönüölçerler sayesinde gerekli düzeltmeler gerçekleştirilir. Öte yandan izleme ve odaklanma süreci, bir algılayıcı tarafından ölçülen veya özel bir denetim algoritmasıyla türetilen açısal konum hatasının en aza indirilerek görüş hattının hedefle çakıştırılmasını kapsar. Örneğin; bir antenin en yüksek uydu sinyal gücüne ulaşacak şekilde yönlendirilmesi, bu işlemin pratik bir uygulaması olarak değerlendirilmektedir [2].

Ataletsel dengeleme sistemlerinin etkinliği yalnızca sistem bileşenlerinin hassasiyeti ile kararlılaştırma ve odaklanma yeteneklerine değil, aynı zamanda çevresel koşullara ve fiziksel etkenlere de bağlıdır. Bu bağlamda, açısal hız ve ivme gibi parametrelerin belirlenmesi, sistem başarımını etkileyen önemli faktörlerdendir. Literatürde, teknik standartlarda ve ticari ürün spesifikasyonlarında çeşitli açısal hız ile ivme verilerine rastlansa da bu verilerin farklı platform tipleri ve belirli sürüş senaryoları altındaki geçerliliğine dair kapsamlı bir literatür çalışması bulunmamaktadır. Bu nedenle, incelenen sistem ve sürüş senaryosuna özgü hareket verilerinin kullanılması daha güvenilir bir değerlendirme zemini sunmaktadır. Hız, ivme ve bozucu etkiler frekans alanında belirli bileşenler ile temsil edilebilse de yalnızca baskın frekansların dikkate alınması yaklaşık bir değerlendirme sağlar. Böyle bir yaklaşım, farklı frekans bileşenlerinin zamansal birleşimini, faz ilişkilerini ve eşzamanlı etkilerini tam olarak yansıtmayabilir. Genellikle, zaman alanı (domeni) ölçümleri ile bu etkiler daha doğru temsil edilebilmektedir [3].

Zaman alanı ölçümleri için standart bir başarıım kıstası (kriteri) elde etmek amacıyla, tüm bu sistemlerin uygulama alanlarında, farklı araçlar ve sürüş koşulları göz önünde bulundurularak, belirli hareket profilleri oluşturulabilmektedir. Örneğin, GVF-105 standardına göre, hareket profilleri kara ve deniz platformları için ayrı başlıklar altında ele alınmaktadır. Her iki platform türü için de profiller, hareket şiddetine göre A ve B sınıfı olarak sınıflandırılmıştır. Kara aracı profillerinde A sınıfı, arazi koşullarında ortaya çıkan daha zorlayıcı hareketleri temsil ederken; B sınıfı, asfalt yol veya daha hafif arazi koşullarındaki görece düşük şiddetli hareketleri ifade etmektedir. Deniz araçları için kullanılan A sınıfı hareket profili, bir kurtarma botunun orta dereceli deniz koşullarındaki hareketinin ölçümlerini; B sınıfı hareket profili ise aynı kurtarma botunun sakin deniz koşullarındaki hareketinin ölçümlerini ifade etmektedir. Bu hareket profilleri, yaygın kara ve deniz araçlarının hareketlerini istatistiksel olarak temsil etmesi amacıyla özel olarak seçilmiş ve belirlenmiştir. Bu sınıflandırmada öncelikle farklı araçların farklı sürüş

koşullarındaki Q95 açısal hız vektörü normlarının olasılık yoğunluk fonksiyonu elde edilmekte, toplam (kümülatif) olasılık yoğunluk fonksiyonunun alt %90'lık kısmının içine düşen ölçümler B sınıfı, üst %10'luk kısmının içine düşen ölçümler ise A sınıfı olarak kategorize edilmektedir [4-6].

Hareket sınıfları tek başına bir başarıım metriği olarak değerlendirilemez, çünkü hangi hareket sınıfında kaç derecelik açısal hataya ulaşıldığının belirlenmesi gerekmektedir. Kabul edilebilir açısal hata sınırları, uydu haberleşme teknolojisine bağlı olarak değişmektedir. Jeostatik yörüngeli uydu ağları, yeryüzündeki farklı istasyonlar arasında veri iletimini sağlamak amacıyla geniş bir kullanım alanına sahiptir. Bu uydular uzayda görece sabit bir konumda bulunurken, hareketli (mobil) platformlardaki anten üniteleri için temel problem görüş hattının bu sabit noktaya kilitlenmesidir. Özellikle sabit yörüngeli uydu kapasitesinin en yükseğe çıkarılması çabaları, uydular arası açısal boşlukların daralmasına yol açmıştır. Bu durum, komşu uydu girişimlerini ve sinyal bozulmalarını engellemek adına anten sistemlerinin çok daha yüksek bir odaklanma hassasiyetiyle çalışmasını zorunlu kılmaktadır. Nitekim FCC-VMES (Federal Communications Commission - Vehicle Mounted Earth Station) standartları, operasyonel odaklanma hatasının üst sınırını 0,2° (yaklaşık 3491 µrad) olarak tayin etmiştir [7].

Bu çalışmada, iki eksenli bir anten dengeleme sisteminin kararlılaştırma ve takip denetimi problemi ele alınmıştır. İncelenen dengeleme mekanizması, yandönüş kardanı ve bu yapı üzerine konumlandırılmış yükseliş kardanından oluşan ikili konfigürasyon şeklindedir. Antenin, rüzgâr ve yağmur gibi çevresel etkilere karşı genellikle "radom" olarak adlandırılan bir dış koruyucu ile muhafaza edildiği kabul edilmiştir.

Çalışmanın özgün yönü, literatürde yaygın olarak kullanılan sinüzoidal veya idealize edilmiş test sinyalleri yerine, GVF-105 kılavuzunda kara araçları için tanımlanan A sınıfı sürüş senaryosuna ait gerçekçi zaman alanı verilerinin benzetim ortamında doğrudan kullanılmış olmasıdır. Bu sayede denetleyici başarıımı, pratik uygulamalara daha yakın ve periyodik olmayan hareket profilleri altında değerlendirilmiştir.

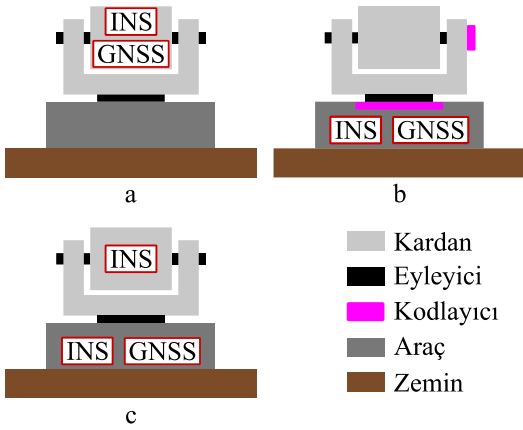
Literatürde, ataletsel algılayıcıların doğrudan görüş hattı üzerine yerleştirildiği yaklaşımlar ayrıntılı biçimde incelenmiş olup bu çalışmada, dolaylı yöntem olarak adlandırılan ve algılayıcıların kara aracı üzerine konumlandırılarak bozucuların doğrudan ölçüldüğü yapı ele alınmıştır. Takip doğruluğunu artırmak amacıyla ivme ileri beslemesi uygulanmış ve bu ileri besleme teriminin hesaplanmasında kullanılan ivme tahmin denklemleri açıkça ortaya konulmuştur.

"Bir Kara Platformu Üzerinde Konumlandırılmış İki Eksenli Anten Sisteminin Kararlılaştırılması ve Hassas Takip Denetimi" başlıklı makale metni, çalışmanın birinci yazarı olan Orhan Gürbüz'ün aynı başlıklı yüksek lisans tezinden türetilmiştir. Belirtilen kapsamda, ele alınan bir kara aracı modeli üzerine yerleştirildiği varsayılan ve birbirine dik iki dönüş eksenli bir kardan yapısının içine konumlandırılan anten bütünü, aracın farklı yol profili ve sürüş koşulları ile bozucu dış girdiler altında kurgulanan hareketi sırasındaki yönlendirme başarıımı incelenmiştir. Bahsedilen başarıım incelemesine araç ve anten sistemine dahil olan parametre belirsizlikleri de dahil edilmiş olup kardanlı anten sisteminin kararlılaştırılması ve hassas konum denetimi (kontrolü) için çeşitli geleneksel denetim yaklaşımları, uygun şekilde tasarlanan filtre ve alt bileşen modellerinin de dahil edilmesiyle bilgisayar ortamında gerçekleştirilen benzetimlerle değerlendirilmiştir.

2. Anten Dengeleme Sistemi (Antenna Stabilization System)

Sistemin dinamik analizi ve denetimi, kinematik zincir yapısı ile algılayıcı kurulum detaylarını temel almaktadır. Dış kardanın yandönüş, iç kardanın ise yükseliş hareketini gerçekleştirdiği bu seri kinematik yapıya yönelik üç farklı algılayıcı kurulumu Şekil 1 üzerinde gösterilmiştir [7]:

- Ataletsel algılayıcılar görüş hattını taşıyan kardan üzerine yerleştirilir.
- Ataletsel algılayıcılar gövdede yer alırken, kardan konumları kodlayıcı veya çözücülerle ölçülmektedir.
- Ataletsel algılayıcılar hem araç gövdesinde hem de görüş hattı kardanı üzerindedir.



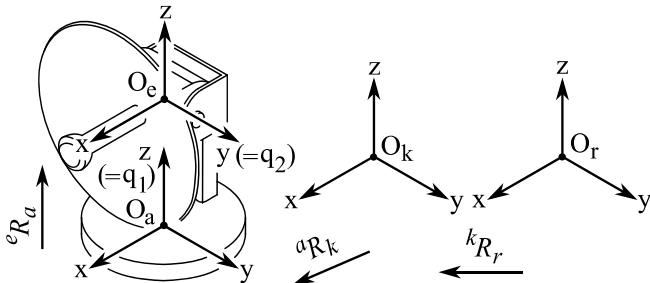
Şekil 1. Başlıca kararlılaştırma yöntemleri: a. Doğrudan, b. Dolaylı, c. Dayanıklı [7]

(Major stabilization methods: a. Direct, b. Indirect, c: Strong)

Bu çalışma kapsamında, denetleyiciler Şekil 1.b ile gösterilen dolaylı yöntemle göre tasarlanmış olup ele alınan anten sisteminin dinamik bağıntıları literatürde yer almaktadır [8, 9]. Çalışmada kodlayıcılar, yandönüş ve yükseliş kardanlarının dönme eksenleri üzerinde; ataletsel algılayıcılar, GNSS alıcısı ve manyetik pusula ise kara aracı üzerinde konumlandırılmıştır.

2.1. Kinematik Model (Kinematic Model)

İki eksenli anten dengeleme sisteminin kinematik bağıntıları, referans koordinat sistemi, araç gövde koordinat sistemi ve anten kardanlarına bağlı koordinat sistemleri arasındaki yönelim ilişkileri üzerinden tanımlanmıştır. Bu koordinat sistemleri arasındaki dönüşümler dönme matrisleri (İng. *rotation matrices*) ile ifade edilmiş olup kinematik modelde kullanılan eksen takımları ve dönüşüm ilişkileri Şekil 2 ile verilmiştir.



Şekil 2. Koordinat sistemleri ve dönme matrisleri (Coordinate systems and rotation matrices)

Şekil 2 üzerinde yer alan O_r, yerküre üzerinde tanımlı lokal bir referans koordinat sisteminin orijin noktasını ifade etmektedir. Bu koordinat sistemi algılayıcının yön tayini için referans aldığı, orijin noktası araçla birlikte hareket eden bir koordinat sistemidir. Benzer biçimde, O_k, O_a ve O_e ile orijin noktaları gösterilen koordinat sistemleri sırasıyla kara aracı, yandönüş kardanı ve yükseliş kardanı üzerine sabitlenmiş koordinat sistemleridir. O_a ve O_e yandönüş ve yükseliş kardanlarının kütle merkezleri üzerinde tanımlanmış olup kütle merkezleri ile dönme eksenleri çakışık durumdadır. Ayrıca, q₁ ve q₂ sırasıyla yandönüş ve yükseliş hareketi serbestliğini göstermekte ve iki eksenli anten dengeleme sisteminin genelleştirilmiş koordinatlarını temsil etmektedir. ^kR_r, ^aR_k, ^eR_a ∈ R^{3×3} matrisleri, ilgili koordinat sistemleri arasındaki dönme matrisleridir. Örneğin, ^kR_r matrisi, r indisli koordinat sisteminin eksenlerini k indisli koordinat sisteminde ifade etmektedir.

Vektörlerin farklı koordinat sistemlerindeki gösterimleri, ilgili eksen takımları arasındaki yönelim ilişkilerini tanımlayan dönme matrisleri kullanılarak elde edilmektedir. İçsel dönme (İng. *intrinsic rotation*) için kullanılan temel dönme matrisleri Eş. 1-3 ile tanımlanmaktadır. Bu matrisler, iç kardanın koordinat sistemine göre sabit duran bir vektörü, dış kardanın koordinat sistemine izdüşürmektedir.

$$R_x(\theta) \triangleq \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$R_y(\theta) \triangleq \begin{bmatrix} \cos(\theta) & 0 & \sin(\theta) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\theta) & 0 & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$R_z(\theta) \triangleq \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Herhangi bir dönme matrisi, bu üç temel dönme matrisinin belirli sıralarla çarpılmasıyla elde edilebilmektedir. Bu amaçla, kardan açıları olarak da adlandırılan Tait-Bryan açıları sıklıkla tercih edilmektedir. Bu açıları üç eksenli bir kardan yapısının x, y ve z eksenlerinde yaptığı dönme hareketine karşı gelmektedir. Dönme matrislerinin Tait-Bryan ZYX parametrelendirmesini tanımlayan büyüklüklerin açıklamaları Tablo 1 üzerinde yer almaktadır.

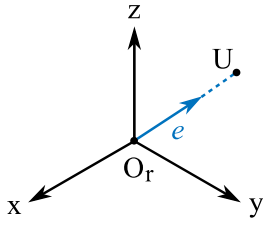
Tablo 1. Tait-Bryan ZYX parametrelendirmesi (Tait-Bryan ZYX parametrization)

Dönme Sırası	Dönme Hareketi	Dönme Eksen	Dönme Açısı
1	Yandönme (İng. <i>yaw</i>)	z	ψ
2	Yunuslama (İng. <i>pitch</i>)	y	θ
3	Yuvarlanma (İng. <i>roll</i>)	x	ϕ

O_k koordinat sisteminin O_r referans koordinat sistemine göre yönelimi ^rR_k, Tablo 1 ve Eş. 1-3 ile verilen tanımlamalar doğrultusunda içsel dönmeye dayalı Tait-Bryan ZYX parametrelendirmesi uygulanarak Eş. 4 ile hesaplanmaktadır:

$${}^rR_k = R_z(\psi)R_y(\theta)R_x(\phi) \quad (4)$$

Uydunun referans koordinat sistemindeki konumu Şekil 3 ile gösterilmektedir. Uydunun konumu U harfi ile, $\vec{O_rU}$ ışınının birim vektörü $\vec{e}$ harfi ile ifade edilmektedir.



Şekil 3. Referans koordinat sistemine göre uydu konumu
(Line of sight with respect to reference frame)

O_r ve O_k koordinat sistemlerinin orijinleri çakışık kabul edildiğinde, referans koordinat sisteminde tanımlanan uydu doğrultu vektörü kara aracı koordinat sistemine Eş. 5-9 kullanılarak dönüştürülmektedir:

$$\begin{bmatrix} e_x \\ e_y \\ e_z \end{bmatrix} \triangleq \mathbf{e} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{bmatrix} \triangleq {}^k R_r \cdot \mathbf{e} \quad (6)$$

$$k_x = \cos(y) \cos(z) e_x + \cos(y) \sin(z) e_y - \sin(y) e_z \quad (7)$$

$$k_y = -(\cos(x) \sin(z) - \sin(x) \sin(y) \cos(z)) e_x + (\cos(x) \cos(z) + \sin(x) \sin(y) \sin(z)) e_y + \sin(x) \cos(y) e_z \quad (8)$$

$$k_z = (\sin(x) \sin(z) + \cos(x) \sin(y) \cos(z)) e_x - (\sin(x) \cos(z) - \cos(x) \sin(y) \sin(z)) e_y + \cos(x) \cos(y) e_z \quad (9)$$

Uydu doğrultusuna yönelim için yandönüş ve yükseliş eksenlerinde uygulanması gereken referans açıları, Eş. 10 üzerindeki kinematik bağıntının çözülmesiyle belirlenmektedir. Bağıntı çözüldüğünde Eş. 11-13 elde edilmektedir:

$$R_z(q_1^*) R_y(q_2^*) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_x \\ k_y \\ k_z \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$q_1^* = \text{atan2}(k_y, k_x) \quad (11)$$

$$q_2^* = \sin^{-1}(-k_z) \quad (12)$$

$$\text{atan2}(y, x) \triangleq \begin{cases} \tan^{-1}\left(\frac{y}{x}\right) & x > 0 \\ \tan^{-1}\left(\frac{y}{x}\right) + \pi & x < 0 \text{ ve } y \geq 0 \\ \tan^{-1}\left(\frac{y}{x}\right) - \pi & x < 0 \text{ ve } y < 0 \\ +\frac{\pi}{2} & x = 0 \text{ ve } y > 0 \\ -\frac{\pi}{2} & x = 0 \text{ ve } y < 0 \\ \text{tanımsız} & x = 0 \text{ ve } y = 0 \end{cases} \quad (13)$$

q_1^* : Yandönüş eksenini için türetilen referans açısı

q_2^* : Yükseliş eksenini için türetilen referans açısı

Platformun açısal hareketlerinin görüş hattı üzerindeki etkisini telafi etmek amacıyla, yandönüş ve yükseliş eksenlerine ait referans hız komutları Eş. 14 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left(R_y^T(q_2^*) \left(R_z^T(q_1^*) \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{q}_1^* \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{q}_2^* \\ 0 \end{bmatrix} \right) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Burada, p , q ve r sırasıyla araç koordinat sistemine göre yuvarlanma, yunuslama ve yandönme hızlarını temsil etmektedir:

Eş. 14 ile verilen bağıntı çözüldüğünde Eş. 15-16 ile tanımlanan kinematik denklemler elde edilmektedir:

$$\dot{q}_1^* = -\cos(q_1^*) \tan(q_2^*) p - \sin(q_1^*) \tan(q_2^*) q - r \quad (15)$$

$$\dot{q}_2^* = \sin(q_1^*) p - \cos(q_1^*) q \quad (16)$$

Eş. 15 üzerinde yer alan $\tan(q_2^*)$ terimi nedeniyle, q_2^* açısının 90° değerine yaklaşması durumunda yandönüş eksenini için gerekli referans hız ve ivme değerleri hızla büyümektedir. Bu durum, iki eksenli kardan yapısında teklik oluşturarak kardan kilitlenmesi probleminin yol açmaktadır. Bu nedenle çalışmada, anten kardan sisteminin yükseliş hareketinin 0° ile 80° aralığında kaldığı kabul edilmiştir.

Eş. 15-16 ile verilen bağıntıların zamana göre türevleri alındığında Eş. 17-18 elde edilmektedir. Denklemlerdeki $\nabla_{(q_1^*, q_2^*, p, q, r)}$ operatörü, $\dot{q}_1^*$ 'nin durum değişkenlerine göre gradyanını ifade etmektedir. Ayrıca, p , q ve r hızlarının bir dönüölçer vasıtasıyla elde edildiği varsayımıyla, kardan eksenlerinde sağlanması gereken açısal ivmeler, algılayıcı ölçümleri ve Kalman filtresi ile tahmin edilen ölçüm türevleri kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$\ddot{q}_1^* = \nabla_{(q_1^*, q_2^*, p, q, r)} \dot{q}_1^* \cdot [\dot{q}_1^* \quad \dot{q}_2^* \quad \dot{p} \quad \dot{q} \quad \dot{r}]^T \quad (17)$$

$$\ddot{q}_2^* = \nabla_{(q_1^*, q_2^*, p, q, r)} \dot{q}_2^* \cdot [\dot{q}_1^* \quad \dot{q}_2^* \quad \dot{p} \quad \dot{q} \quad \dot{r}]^T \quad (18)$$

Yandönüş, yükseliş eksenleri ile görüş hattına ilişkin takip hataları Eş. 19-21 ile hesaplanmaktadır.

$$E_{q1} = q_1^* - q_1 \quad (19)$$

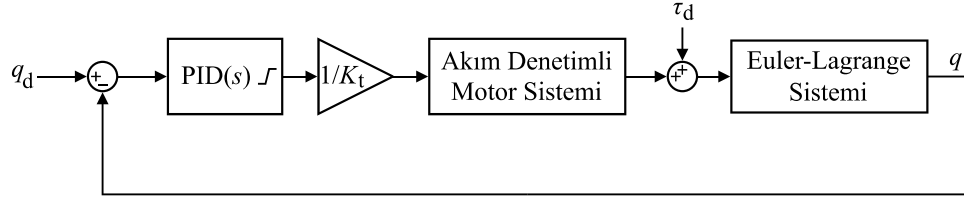
$$E_{q2} = q_2^* - q_2 \quad (20)$$

$$E_T = \cos^{-1} \left([1 \quad 0 \quad 0] R_y(q_2^*) R_z(q_1^*) R_z^T(q_1) R_y^T(q_2) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \right) \approx \sqrt{E_{q1}^2 \cos^2(q_2^*) + E_{q2}^2} \quad (21)$$

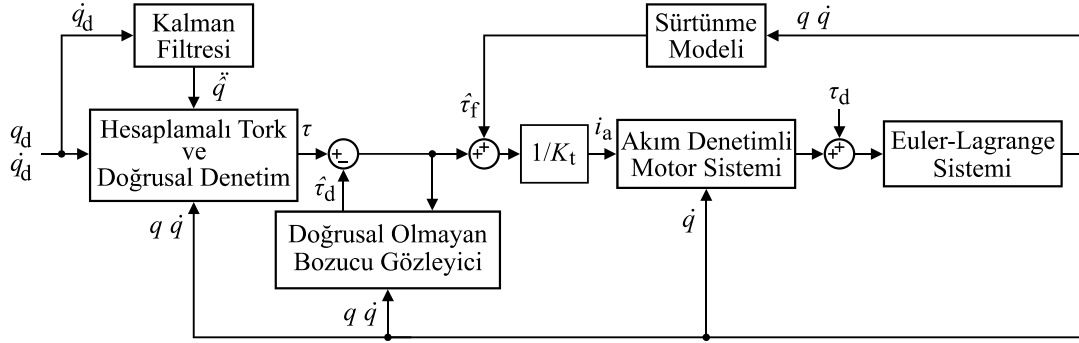
Burada, E_{q1} , E_{q2} ve E_T , sırasıyla yandönüş ekseninin açısal hatası, yükseliş ekseninin açısal hatası ve anten görüş hattı ile anten-uydu hattı arasındaki açısal hatayı ifade etmektedir. Yaklaşık değer hesaplanırken $|E_{q1}|, |E_{q2}| \ll 1 \text{ rad}$ olacak şekilde küçük açı varsayımı yapılmaktadır.

3. Denetim Kuralı (Control Law)

İlk denetim yaklaşımı olarak, yandönüş ve yükseliş eksenlerinin birbirinden bağımsız ele alındığı tek giriş tek çıkışlı (TGTC) yapı kullanılmıştır. Bu yaklaşımda çapraz bağlaşım etkileri bozucu giriş olarak kabul edilmiş ve eksenler arası ayrıştırma (İng. *decoupling*) yapılmamıştır. Her eksen için oransal, tülevsel ve türevsel (İng. *proportional plus integral plus derivative, PID*) işlemleri tek çevrimli denetleyici tasarlanmış; tek eksene ait blok diyagram Şekil 4 üzerinde sunulmuştur [1], [10], [11]. Denetleyicinin yığılma önleyici özelliği bulunmakta olup, şekilde yer alan K_t motor tork sabitini temsil etmektedir. Daha yüksek başarımlar elde etmek amacıyla ayrıştırma ve doğrusallaştırma işleminin yapıldığı çok girişli çok çıkışlı (ÇGÇÇ) denetleyici yapısı ise Şekil 5 ile gösterilmektedir.



Şekil 4. Tek giriş tek çıkış denetim [9] (Single input single output control)



Şekil 5. Çok girişli çok çıkışlı denetim [9] (Multi-input multi-output control)

3.1. Sürtünme Telifisi (Friction Compensation)

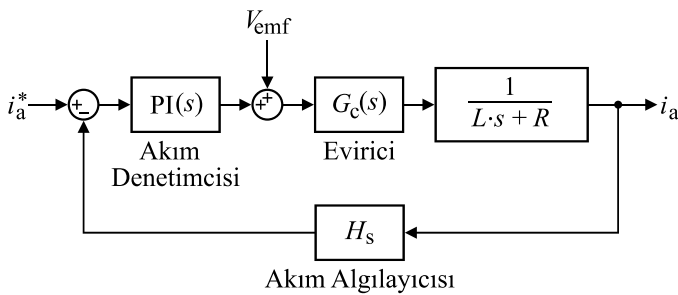
Sürtünmenin denetim üzerindeki bozucu etkisini azaltmak amacıyla, Coulomb, viskoz ve Stribeck bileşenlerinden oluşan statik sürtünme modeli esas alınmıştır. Eş. 22 ile tanımlanan bu modelde, Coulomb sürtünmesine bağlı işaret süreksizliği hiperbolik tanjant fonksiyonu ile sürekli hâle getirilmiştir [12]:

$$\tau_f = \sqrt{2e}(\tau_b - \tau_c)e^{-\frac{\omega^2}{\omega_{st}^2}} + \tau_c \tanh\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) + K^f \omega \quad (22)$$

Burada, K^f viskoz sürtünme katsayısını, ω dönme hızını, ω_b kopma hızını, ω_{st} Stribeck hız eşiğini, ω_c Coulomb hız eşiğini, τ_f sürtünme torkunu, τ_b kopma torkunu ve τ_c Coulomb torkunu temsil etmektedir. $\omega_{st} = \omega_b \sqrt{2}$ ve $\omega_c = \frac{\omega_b}{10}$ yaklaşık değerleri kullanılmaktadır [12].

3.2. Motor Akım Denetimi (Current Control of Motor)

Tork denetimi, motor akım denetimi vasıtasıyla yapılmaktadır. Motor akım denetleyicisinin blok diyagramı Şekil 6 üzerinde gösterilmektedir.

Şekil 6. Motor akım denetleyicisi blok diyagramı [9]
(Block diagram of the current controller of the motor)

Şekil 6 ile gösterilen denetleyici diyagramında eviricinin motor dinamiğine kıyasla yeterince hızlı davrandığı kabul edilerek evirici kazancı $G_c(s) = 1$, akım algılama kazancı ise $H_s = 1$ alınmıştır.

Oransal ve tümevsel (İng. *proportional plus integral, PI*) denetleyici, motorun elektriksel kutbu ile denetleyici sıfırının eşleştirilmesine dayanan kutup-sıfır yok etme yöntemiyle Eş. 23-25 ile belirtildiği şekilde tasarlanmıştır [13]:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (23)$$

$$K_p = L\omega_c \quad (24)$$

$$K_I = R\omega_c \quad (25)$$

Burada, G_{PI} PI türü denetleyicinin transfer fonksiyonunu, K_p oransal sabiti, K_I tümevsel sabiti, ω_c kesim frekansını, L elektriksel endüktansı ve R elektrik direncini temsil etmektedir.

3.3. Doğrusal Olmayan Bozucu Gözleyici (Nonlinear Disturbance Observer)

İvme ölçümü gerektirmeyen bir bozucu gözleyici yapısı Eş. 26-27 ile ifade edilmektedir [14]:

$$\dot{z} = -L(q, \dot{q})z + L(q, \dot{q})(C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) - \tau - p(q, \dot{q})) \quad (26)$$

$$\hat{\tau}_d = z + p(q, \dot{q}) \quad (27)$$

Eş. 26-27 dahilindeki L matrisi ile p vektörünü ilişkilendiren Eş. 28 koşulunun sağlanması gerekmektedir [14]:

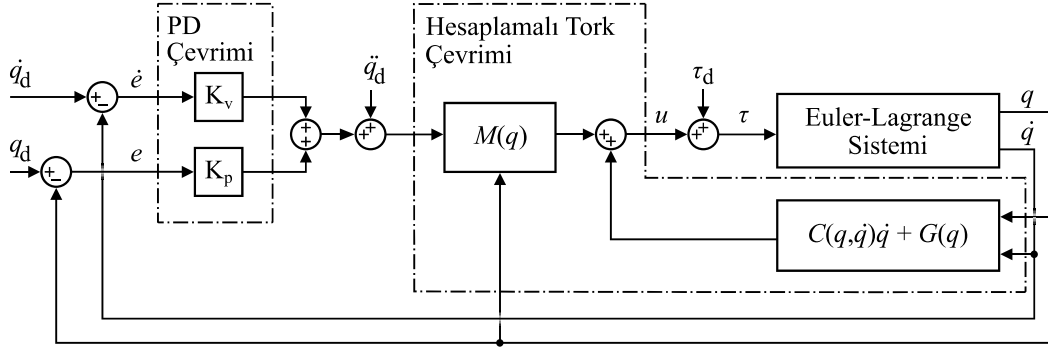
$$\frac{d}{dt}p(q, \dot{q}) = L(q, \dot{q})M(q)\ddot{q} \quad (28)$$

Eş. 29 ve 30 ile verilen bağıntılar yardımıyla L matrisi ve p vektörü belirlenebilmektedir. Eşitliklerdeki H matrisi, pozitif tanımlı köşegen yapıda seçilmekte ve bozucu gözleyicinin bant genişliğini doğrudan belirlemektedir [14]:

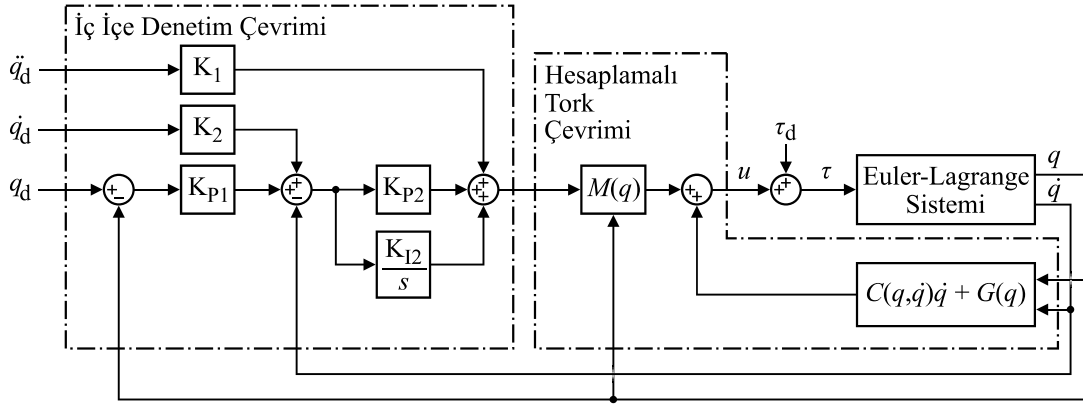
$$L(q) = HM^{-1}(q) \quad (29)$$

$$p(\dot{q}) = H\dot{q} \quad (30)$$

Euler-Lagrange sistemleri için uyarlanmış bir doğrusal olmayan bozucu gözleyicinin blok diyagramı Şekil 7 üzerinde sunulmaktadır.



Şekil 9. PD çevrimli denetim [9] (PD loop control)



Şekil 10. P-PI çevrimli denetim [9] (P-PI loop control)

Durum kestirimi ($\hat{x}_k$) ise, Eş. 34-35 ile elde edilen asimptotik değerler kullanılarak Eş. 36 ile tanımlanan bağıntıya göre hesaplanmaktadır [17]:

$$\hat{x}_k = F\hat{x}_{k-1} + Gu_{k-1} + K_{\infty}(z_k - H(F\hat{x}_{k-1} + Gu_{k-1})) \quad (36)$$

Eş. 36 ile verilen durum kestirim denklemi kullanılarak algılayıcıdan okunan açısal hız bilgisinden açısal ivme değeri elde etmek için belirlenmesi gereken durum geçiş matrisi ve denetim matrisi, Taylor serisi açılımlarından faydalanılarak sırasıyla Eş. 37 ve Eş. 38 içerisinde ifade edilmektedir. Sonuç olarak, Eş. 32 ile verilen genel durum-uzay gösterimi Eş. 39 ile daha açık ifade edilmiş bulunmaktadır [9]:

$$F = \begin{bmatrix} 1 & T_s & T_s^2/2 & T_s^3/6 \\ 0 & 1 & T_s & T_s^2/2 \\ 0 & 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$G = \begin{bmatrix} T_s^4/24 \\ T_s^3/6 \\ T_s^2/2 \\ T_s \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} \omega_k \\ \alpha_k \\ j_k \\ s_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & T_s & T_s^2/2 & T_s^3/6 \\ 0 & 1 & T_s & T_s^2/2 \\ 0 & 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{k-1} \\ \alpha_{k-1} \\ j_{k-1} \\ s_{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_s^4/24 \\ T_s^3/6 \\ T_s^2/2 \\ T_s \end{bmatrix} c_{k-1} + w_{k-1} \quad (39)$$

Burada, ω_k , α_k , j_k , s_k ve c_k sırasıyla açısal hız ve ardışık türevlerini, T_s ise örnekleme periyodunu temsil etmektedir.

Bu çalışmada, Eş. 39 içinde yer alan c_{k-1} giriş değişkeni doğrudan ölçülememektedir. Ancak örnekleme frekansının, kestirimi yapılan sinyalin bant genişliğine göre yeterince yüksek seçilmesi durumunda bu girişin ardışık örnekler arasında ihmal edilebilir düzeyde değiştiği kabul edilebilir. Bu varsayım altında sıfır girişli klasik Kalman filtresi kullanılabilmektedir. Bilinmeyen girişin kestirim üzerindeki etkisi ise süreç gürültüsü kovaryans matrisi Q üzerinden modele dâhil edilmiştir. Q matrisi Eş. 40 ile verilmiştir [9]:

$$Q = \begin{bmatrix} T_s^8/576 & T_s^7/144 & T_s^6/48 & T_s^5/24 \\ T_s^7/144 & T_s^6/36 & T_s^5/12 & T_s^4/6 \\ T_s^6/48 & T_s^5/12 & T_s^4/4 & T_s^3/2 \\ T_s^5/24 & T_s^4/6 & T_s^3/2 & T_s^2 \end{bmatrix} \sigma_s^2 \quad (40)$$

Problem σ_s^2 varyansının bulunmasına indirgenmiştir. σ_s^2 varyansı uygulamaya özgü olduğu için optimum değeri uygulamaya göre belirlenmektedir.

Eş. 36 ile verilen durum kestirim denklemini tam tanımlı hâle getirmek için gereken gözlem matrisi Eş. 41 ile verilmiştir. Böylece ölçüm denklemi Eş. 42 halini almaktadır [9]:

$$H = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \quad (41)$$

$$z_k = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} \omega_k \\ \alpha_k \\ j_k \\ s_k \end{bmatrix} + v_k \quad (42)$$

Bu aşamada, klasik Kalman filtresi modeli tüm parametreleriyle birlikte tanımlanmıştır. Eş. 37-40 incelendiğinde, zaman adımının küçülmesiyle tahmin hatalarının görece azaldığı görülmektedir.

Benzer şekilde, örnekleme frekansı kestirimi yapılan sinyalin bant genişliğine kıyasla yeterince yüksek seçildiğinde, sıfır girişli klasik Kalman filtresinin kullanımı mümkün hâle gelmektedir. Bu durumda bilinmeyen giriş sinyali, örnekleme aralığında yaklaşık olarak sabit kabul edilebilmektedir. Ayrıca, kestirimi yapılacak sinyallerin düzgün bir yörüngeye (İng. *smooth trajectory*) sahip olduğu varsayılmaktadır.

Sonuç olarak, ölçülen açısız hız sinyali durum gözleyiciye giriş olarak verilerek, gerçek açısız hız ve açısız ivme bileşenlerine ilişkin kestirimler elde edilebilmektedir. Ancak, tahmin edilen hız ve ivmeler algılayıcının alçak geçiren filtre etkisi nedeniyle faz kaymasına uğramaktadır. Kalman filtresi ile hesaplanan durum değişkenleri ve algılayıcı transfer fonksiyonu kullanılarak faz telafisi yapılması amacıyla, dönüştürülen ölçüm dinamiği Eş. 43 ile tanımlanan ikinci dereceden doğrusal sistem yapısı ile ifade edilmiştir [9]:

$$\omega_s(s) = \omega(s) \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (43)$$

Burada, $\omega_s(s)$ algılayıcı çıkışında elde edilen açısal hız ölçümünü, $\omega(s)$ ise sistemin gerçek açısal hızını temsil etmektedir. ω_n doğal frekans ve ζ sönüm katsayısıdır.

Eş. 43 ile belirtilen transfer fonksiyonu cebirsel olarak düzenlendiğinde Eş. 44 içerisinde verilen Laplace dönüşümü elde edilmektedir [9]:

$$\omega_s(s)s^2 + 2\zeta\omega_n\omega_s(s)s + \omega_n^2\omega_s(s) = \omega_n^2\omega(s) \quad (44)$$

Eş. 44 ifadesinin diferansiyel denklem formunda yeniden yazılmasıyla Eş. 45 elde edilir [9]:

$$\ddot{\omega}_s(t) + 2\zeta\omega_n\dot{\omega}_s(t) + \omega_n^2\omega_s(t) = \omega_n^2\omega(t) \quad (45)$$

Sürekli zamanlı diferansiyel denklemin ayrık zamanlı karşılığı Eş. 46 ile tanımlanmıştır. Bu bağıntı kullanılarak açılal hız (ω_k^*) kestirimi yapılmaktadır [9]:

$$\omega_k^* = \frac{j_k + 2\zeta\omega_n\alpha_k + \omega_n^2\omega_k}{\omega_n^2} \quad (46)$$

Benzer yaklaşımla, açısal ivme (α_k^*) kestirimi Eş. 47 içinde yer alan ayrık zamanlı denklem aracılığıyla gerçekleştirilmektedir [9]:

$$\alpha_k^* = \frac{s_k + 2\zeta\omega_n j_k + \omega_n^2 \alpha_k}{\omega_n^2} \quad (47)$$

3.6. Sayısal Denetim (Digital Control)

Hesaplamalı tork yöntemi, Euler-Lagrange sisteminin dinamik davranışını çift tümlevci (İng. *double integrator*) yapısına indirgemektedir. Denetleyici kazançları sürekli zamana göre hesaplanmaktadır. Sürekli zaman denetleyicileri dolaylı tasarımı (İng. *emulation*) yöntemiyle ayrık zamanlı denetleyicilerle çevrilmektedir. Denetleyicilerin dolaylı tasarımı için denklemi Eş. 48 ile verilen geri adımlı Euler (İng. *backward Euler*) dönüşümü tercih edilmiştir:

$$s = \frac{1}{T_s}(1 - z^{-1}) \quad (48)$$

Dolaylı yöntemle tasarlanan sayısal denetleyicilerin kullanıldığı sistemlerin kararlılığının ayrıca teyit edilmesi gerekmektedir. Bunun için denetlenen sistem (İng. *plant*), girişi örneklenmiş sistem (İng. *sampled data system*) olarak modellenmektedir. Bu amaçla sürekli zamanlı sistem, sıfırıncı mertebeden tutucu (İng. *zero order hold*, *ZOH*) yaklaşımı kullanılarak ayrık zamanlı eşdeğerine dönüştürülmektedir [18]. Ayrık zamanlı sinyalleri z-düzlemine

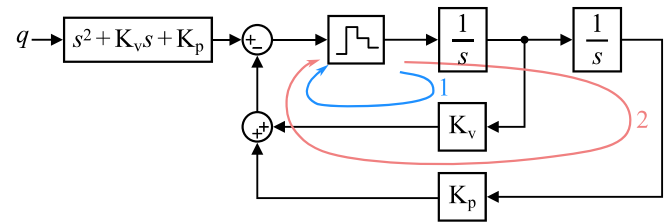
dönüştüren ve $Z\{\cdot\}$ notasyonu ile gösterilen z-dönüşümünün matematiksel tanımı Eş. 49-50 ile, sıfıncı mertebeden tutucu dönüşümünün denklemi ise Eş. 51 ile verilmektedir:

$$Z\{F(s)\} \triangleq \sum_{n=0}^{\infty} f(nT_s) z^{-n} \quad (49)$$

$$f(t) \triangleq \mathcal{L}^{-1}\{F(s)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s)e^{sT} ds \quad (50)$$

$$G_{ZOH}(z) \triangleq (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \quad (51)$$

İdeal model varsayımı altında, hesaplamalı tork yöntemi sistemdeki doğrusal olmayan dinamik terimleri bastırarak denetlenen yapıyı çift tümlevci eşdeğerine dönüştürmektedir. Elde edilen bu dinamik yapı Şekil 11 üzerinde verilmiştir.



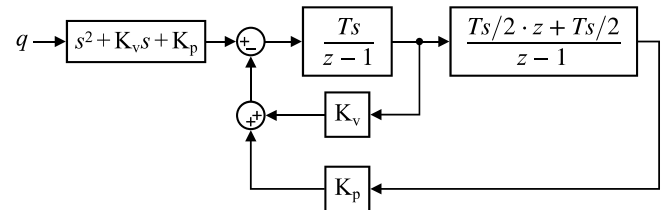
Şekil 11. Çift tûmlevci yapısının blok diyagramı [9]
(Block diagram of double integrator scheme)

Şekil 11 üzerinde yer alan çift tümlevci yapı, 1 ve 2 olarak numaralandırılan iç içe iki çevrimden oluşmaktadır. T_s örnekleme periyodu olmak üzere, bu çevrimlerin sıfıncı mertebeden tutucu yaklaşımla elde edilen ayırık zamanlı eşdeğerleri Eş. 52 ve Eş. 53 ile tanımlanmıştır [9]:

$$G_1(z) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z}\left\{\frac{K_v}{s^2}\right\} = \frac{K_v T_s}{z-1} \quad (52)$$

$$G_2(z) = (1 - z^{-1})\mathcal{Z}\left\{\frac{K_p}{s^3}\right\} = \frac{K_p T_s^2}{2} \frac{z+1}{(z-1)^2} \quad (53)$$

Sıfırıncı mertebeden tutucu yaklaşımıyla ayrıklaştırılan çift tümlevci yapının blok diyagramı Şekil 12 ile sunulmuştur.

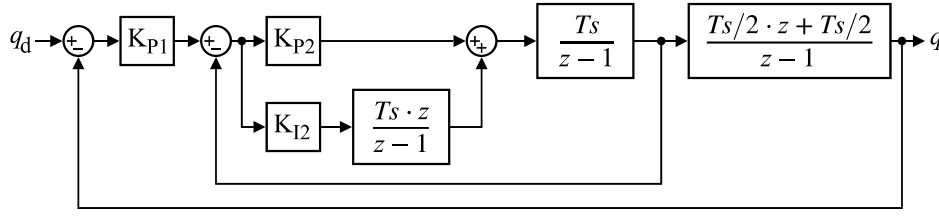


Şekil 12. Sayısal çift t mlevci yapısının blok diyagramı [9]
(Block diagram of digital double integrator scheme)

Şekil 12 ile gösterilen blok diyagramda ileri beslemeden sonra gelen kısmın kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eş. 54 ile verilmiştir [9]:

$$G_p(z) = \frac{T_s^2}{2} \frac{z+1}{z^2 + \left(\frac{T_s^2}{2} K_p + T_s K_v - 2\right)z + \left(\frac{T_s^2}{2} K_p - T_s K_v + 1\right)} \quad (54)$$

Eş. 54 ile tanımlanan transfer fonksiyonunun kararlılık koşulu, ayrık zamanlı dinamik sistemlerin kararlılık analizinde yaygın olarak kullanılan Jury kararlılık testi [16] yardımıyla hesaplanarak Eş. 55 ile sunulmaktadır. Elde edilen kararlılık koşulları, bu konuda yapılan benzer çalışmada elde edilenler ile örtüşmektedir [19].



Şekil 13. P-PI denetleyici yapısı [9] (Cascaded P-PI controller scheme)

P-PI türü iç içe denetleyicinin transfer fonksiyonu Eş. 56 ile tanımlanmaktadır [9]:

$$G_p(z) = \frac{(P_1(P_2 + I_2)z^2 + P_1I_2z - P_1P_2)/(2z^3 + (P_1P_2 + P_1I_2 + 2P_2 + 2I_2 - 6)z^2 + (P_1I_2 - 4P_2 - 2I_2 + 6)z - P_1P_2 + 2P_2 - 2)}{(2z^3 + (P_1P_2 + P_1I_2 + 2P_2 + 2I_2 - 6)z^2 + (P_1I_2 - 4P_2 - 2I_2 + 6)z - P_1P_2 + 2P_2 - 2)}$$

$$P_1 = K_{P1}T_s$$

$$P_2 = K_{P2}T_s$$

$$I_2 = K_{I2}T_s^2$$
(56)

Eş. 56 ile tanımlanan transfer fonksiyonuna Jury kararlılık testi uygulandığında Eş. 57 içerisinde sunulan kararlılık koşulları elde edilmektedir [9]:

$$\begin{aligned} 2 > P_1 > 0 \\ 2 > P_2 > 0 \\ 4 > I_2 > 0 \\ 4 > 2P_2 + I_2 \\ 4P_2I_2 + 4P_1P_2^2 > 4P_1I_2 + 2P_1^2P_2^2 + P_1^2P_2I_2 \end{aligned}$$
(57)

Kararlılık koşullarına ek olarak, örnekleme frekansı seçimi için kapalı çevrim bant genişliğini referans alan yaygın bir pratik tasarım yaklaşımı Eş. 58 ile verilmiştir [20].

$$10f_c < f_s < 40f_c$$
(58)

Burada, f_s örnekleme frekansını, f_c ise kapalı çevrim bant genişliğini temsil etmektedir.

Örnekleme frekansı yükseldikçe, denetim sisteminin bozucu etkilere karşı daha hızlı tepki verebilmesi mümkün hâle gelmektedir. Bununla birlikte, yüksek örnekleme frekansları işlemci yükünü ve hesaplama gereksinimini artırmaktadır. Bu nedenle örnekleme frekansı; bozucu frekans içeriği, algılayıcı bant genişliği, kapalı çevrim bant genişliği ve donanımsal hesaplama kapasitesi dikkate alınarak seçilmelidir. Dolaylı tasarım yöntemiyle elde edilen sayısal denetleyicilerde, örnekleme frekansının kapalı çevrim bant genişliğinden genellikle en az 20 kat yüksek olması tercih edilmektedir. Daha düşük oranlarda ise sistem kararlılığının ayrık zamanlı olarak ayrıca doğrulanması veya doğrudan sayısal tasarım yöntemlerinin kullanılması gerekir [20].

Jury testi ile kararlılık analizi yapıldıktan ve uygun örnekleme periyodu belirlendikten sonra, eyleyici doyumuna bağlı tümlevsel yığılma etkisi de dikkate alınmalıdır. PI denetleyicideki tümlevsel bileşen, doyum durumunda hata birikimini sürdürdüğü için denetim işaretinin gereğinden fazla büyümesine neden olabilecektir. Bu etki, yığılma önleyici şemalı PI denetleyici ile sınırlandırılmıştır. Kullanılan ayrık zamanlı PI denetleyici yapısı Şekil 14 ile verilmiştir. Bu yapıda K_a , yığılma önleyici geribesleme kazancını ifade etmekte olup K_a değeri 1 olarak seçilmiştir [21].

$$T_s < \min\left\{\frac{2}{K_v}, \frac{2K_v}{K_p}\right\}, 0 < K_p, 0 < K_v$$
(59)

İç içe P-PI denetleyici yapısının ayrık zamanlı karşılığı Şekil 13 ile gösterilmektedir. Denetleyici yapısında yer alan tümlev elemanı, geri adımlı Euler yaklaşımına göre çalışmaktadır.

P-PI türü iç içe denetleyicinin transfer fonksiyonu Eş. 60 ile tanımlanmaktadır [9]:

$$G_p(z) = \frac{(P_1(P_2 + I_2)z^2 + P_1I_2z - P_1P_2)/(2z^3 + (P_1P_2 + P_1I_2 + 2P_2 + 2I_2 - 6)z^2 + (P_1I_2 - 4P_2 - 2I_2 + 6)z - P_1P_2 + 2P_2 - 2)}{(2z^3 + (P_1P_2 + P_1I_2 + 2P_2 + 2I_2 - 6)z^2 + (P_1I_2 - 4P_2 - 2I_2 + 6)z - P_1P_2 + 2P_2 - 2)}$$

$$P_1 = K_{P1}T_s$$

$$P_2 = K_{P2}T_s$$

$$I_2 = K_{I2}T_s^2$$
(60)

Eş. 60 ile tanımlanan transfer fonksiyonuna Jury kararlılık testi uygulandığında Eş. 61 içerisinde sunulan kararlılık koşulları elde edilmektedir [9]:

$$\begin{aligned} 2 > P_1 > 0 \\ 2 > P_2 > 0 \\ 4 > I_2 > 0 \\ 4 > 2P_2 + I_2 \\ 4P_2I_2 + 4P_1P_2^2 > 4P_1I_2 + 2P_1^2P_2^2 + P_1^2P_2I_2 \end{aligned}$$
(61)

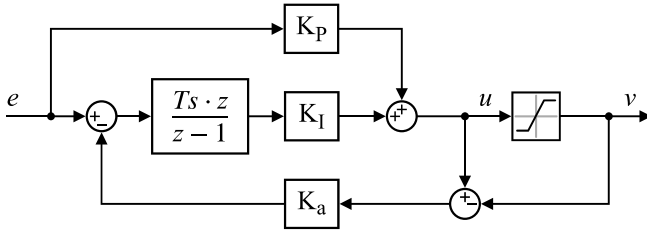
Kararlılık koşullarına ek olarak, örnekleme frekansı seçimi için kapalı çevrim bant genişliğini referans alan yaygın bir pratik tasarım yaklaşımı Eş. 62 ile verilmiştir [20].

$$10f_c < f_s < 40f_c$$
(62)

Burada, f_s örnekleme frekansını, f_c ise kapalı çevrim bant genişliğini temsil etmektedir.

Örnekleme frekansı yükseldikçe, denetim sisteminin bozucu etkilere karşı daha hızlı tepki verebilmesi mümkün hâle gelmektedir. Bununla birlikte, yüksek örnekleme frekansları işlemci yükünü ve hesaplama gereksinimini artırmaktadır. Bu nedenle örnekleme frekansı; bozucu frekans içeriği, algılayıcı bant genişliği, kapalı çevrim bant genişliği ve donanımsal hesaplama kapasitesi dikkate alınarak seçilmelidir. Dolaylı tasarım yöntemiyle elde edilen sayısal denetleyicilerde, örnekleme frekansının kapalı çevrim bant genişliğinden genellikle en az 20 kat yüksek olması tercih edilmektedir. Daha düşük oranlarda ise sistem kararlılığının ayrık zamanlı olarak ayrıca doğrulanması veya doğrudan sayısal tasarım yöntemlerinin kullanılması gerekir [20].

Jury testi ile kararlılık analizi yapıldıktan ve uygun örnekleme periyodu belirlendikten sonra, eyleyici doyumuna bağlı tümlevsel yığılma etkisi de dikkate alınmalıdır. PI denetleyicideki tümlevsel bileşen, doyum durumunda hata birikimini sürdürdüğü için denetim işaretinin gereğinden fazla büyümesine neden olabilecektir. Bu etki, yığılma önleyici şemalı PI denetleyici ile sınırlandırılmıştır. Kullanılan ayrık zamanlı PI denetleyici yapısı Şekil 14 ile verilmiştir. Bu yapıda K_a , yığılma önleyici geribesleme kazancını ifade etmekte olup K_a değeri 1 olarak seçilmiştir [21].



Şekil 14. Yığılma önleyici şemalı PI denetleyici [9]
(PI controller with an anti-windup scheme)

4. Benzetim Senaryoları (Simulation Scenarios)

Tasarlanan denetim yapılarının başarımı, MATLAB® Simulink® ortamında oluşturulan benzetim modeli üzerinden değerlendirilmiştir. Çözücü ayarlarından sabit adımlı Dormand-Prince yöntemi seçilmiştir. Sayısal çözümde zaman adımının uygun seçilebilmesi için modeldeki en hızlı dinamik göz önüne alınmıştır. Bu çalışmada en hızlı alt sistem, 500 Hz bant genişliğine ve 20 kHz ölçüm frekansına sahip akım denetim çevrimidir. Bu nedenle çözücü zaman adımı için 50 μ s ve 25 μ s değerleri karşılaştırılmıştır. Elde edilen RMS izleme hataları arasındaki farkın yaklaşık %2 düzeyinde kalması, çözümün zaman adımına duyarlılığının sınırlı olduğunu göstermiştir. Bu karşılaştırmaya dayanarak benzetimlerde 50 μ s çözücü zaman adımı kullanılmıştır.

Benzetimlerde kullanılan temel model parametreleri, antenin dinamik davranışını belirleyen eylemsizlik momentleridir. Araç hareketleri nedeniyle bu momentler, kardan eksenleri üzerinde bozucu torklar oluşturmaktadır. Sürtünme kaynaklı torklar da bozucu etki olarak dikkate alınmıştır. Bu bozucu etkiler altında dengelemenin sağlanabilmesi için gerekli torklar elektrik motorları aracılığıyla uygulanmakta ve söz konusu torkların büyüklüğü denetleyici tarafından hesaplanmaktadır. Bu kapsamda, benzetimlerde kullanılan eylemsizlik momentleri, sürtünme torkları ve elektrik motoruna ait parametreler sırasıyla Tablo 2, Tablo 3 ve Tablo 4 üzerinde sunulmaktadır.

Tablo 2. Eylemsizlik momenti parametreleri [9] (Moment of inertia parameters)

Eylemsizlik Momenti [kg·m ²]						
Yandönüş Kardanı			Yükseliş Kardanı			
I _{xx} I _{yy} I _{zz}	0,117	0,114	1,30·10 ⁻²	1,44·10 ⁻²	9,00·10 ⁻³	1,45·10 ⁻²
I _{xy} I _{xz} I _{yz}	0	0	0	-7,00·10 ⁻⁴	0	0

Tablo 3. Statik sürtünme modeli parametreleri [9] (Parameters of static friction model)

	Yandönüş Eksen	Yükseliş Eksen
Kopma torku [N·m]	0,02	0,0065
Stribeck hız eşiği [rad/s]	0,005	0,0075
Coulomb sürtünme torku [N·m]	0,015	0,005
Viskoz sürtünme katsayısı [N·m/(rad/s)]	0,08	0,04

Tablo 4. DC motor parametreleri [9] (DC motor parameters)

	Yandönüş Motoru	Yükseliş Motoru
Direnç [Ω]	5,06	4,6
Endüktans [mH]	4,72	2,72
K_e [V/(rad/s)]	2,05	0,4
K_t [N·m/A]	2,05	0,4
Sürekli tork limiti [N·m]	10,3	0,6

4.1. Hareket Senaryoları (Motion Scenarios)

Global VSAT Forum tarafından yayımlanan GVF-105 kılavuzu, hareketli uydu haberleşme sistemlerinin tip onayına yönelik başarımlar ve test esaslarını tanımlamaktadır [4]. Kılavuzda, araç hareketlerinin benzetimi için sinüzoidal profiller, standart hareket profilleri ve belirli araç/sürüş koşullarından elde edilen zaman serisi hareket verileri kullanılabilecek yöntemler olarak belirtilmiştir.

Bu çalışmada, sinüzoidal yol profili senaryosu (S1) için boylamasına, yanlamasına ve düşey yönde sırasıyla 7,5°, 13,5° ve 20° genlik ve 0,75 Hz frekanslı sinüzoidal hareket profili uygulanmaktadır. Sürüş senaryosu (S2) için ise GVF-105 kılavuzunda tanımlanan kara araçları A sınıfı hareket profili kullanılmıştır [4-6].

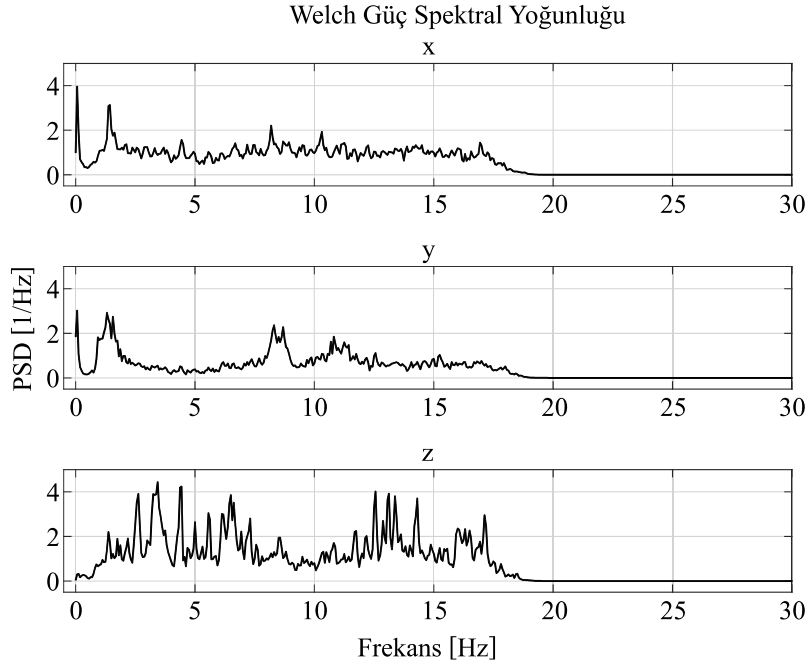
A sınıfı hareket profiline ait çizgisel ivmelerin güç spektral yoğunluğu Şekil 15 ile gösterilmiştir. Güç spektral yoğunluğu incelendiğinde etkin frekansların 0 ila 18 Hz aralığına yayıldığı görülmektedir. Bu frekans değerleri, benzetimlerde kullanılan dönüölçerin 2 kHz örnekleme frekansına kıyasla yeterince düşüktür. Bu sayede, durum gözleyici olarak sıfır girişli klasik Kalman filtresinin kullanılması mümkün olmuştur.

4.2. Denetleyici Tasarımları (Controller Designs)

PID ve PD çevrimli denetleyici katsayıları konum çevrimi bant genişliği 20 Hz olacak şekilde kutup yerleştirme yöntemiyle tasarlanmıştır. İç içe P-PI çevrimli denetleyici tasarlanırken akım, hız ve konum çevrimi bant genişlikleri sırasıyla 500, 100 ve 20 Hz olacak şekilde tasarlanmıştır. Bunu yaparken baskın kutup yaklaşımı ve kutup eşleme yöntemi kullanılmıştır. Denetleyicilerin birim basamak cevabına ilişkin bilgiler Tablo 5 ile sunulmaktadır.

Tablo 5. Birim basamak cevabı bilgileri [9]
(Unit step response characteristics)

	PID	PD	P-PI
Yükselme zamanı [ms]	12,5	16	17
%2 yerleşme zamanı [ms]	149	46	34
% aşım oranı	31	4,5	0



Şekil 15. A sınıfı hareket profili için çizgisel ivme güç spektral yoğunluğu [9]
(Power spectral density of linear accelerations for the Class A motion profile)

5. Benzetim Sonuçları (Simulation Results)

GVF-105 kılavuzunda tanımlanan A sınıfı hareket profili, mutlak yönelim bilgisinden bağımsız olarak, kara aracının gövde eksenleri etrafındaki açısal hızları ve bu hızlardan tümler ve türev işlemleri yoluyla türetilen konum ile ivme zorlanmalarını tanımlamaktadır. Öncelikle, başlangıç yönelimi sıfır kabul edilip açısal hız verileri kullanılarak “quaternion” temelli yönelim hesabı gerçekleştirilmiş, ardından Tait-Bryan ZYX parametrelendirmesi elde edilmiştir. Bu analiz sonucunda, yunuslama ekseninde tepeden tepeye yaklaşık 82° , yuvarlanma ekseninde ise yaklaşık 69° genliğinde bir hareket aralığı olduğu görülmüştür. Söz konusu açısal genlikler iki eksenli bir anten sisteminin kardan kilitlenmesi olmaksızın çalışmasına uygun olmadığından, standartta tanımlanan hareket büyüklükleri Simulink® ortamında kardan eksenlerine uygulanmış ve iç kardan, araç gövdesi olarak kabul edilmiştir. Bu yaklaşımın tercih edilmesinin temel dayanağı, bir kararlılaştırma sisteminin zorlanma düzeyinin mutlak yönelimden ziyade açısal hız ve ivmelerin RMS ve spektral içeriği ile belirleniyor olmasıdır. Dolayısıyla, farklı yönelim parametrelendirmeleri altında elde edilen yönelim genlikleri, uygulanan hareket profilinin eşdeğerliğini bozmamaktadır.

GVF-105 kara araçları A sınıfı hareket profiline sahip bir platform üzerinde bulunan iki eksenli anten dengeleme sisteminin, sabit bir uydunun konumuna yönelimini koruyabilmesi için anten eksenlerinin sağlaması gereken açısal ivme talepleri ters kinematik yöntemle hesaplanmıştır. Hesaplamalar, elevasyon (30° ila 90°) ve azimut (0° ila 360°) eksenlerinde 1° adımlarla tanımlanan her bir sabit uydunun konumu için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir.

Analiz sonuçları, yandönüş ekseninde uygulanması gereken ivmelerin uydunun elevasyon açısının artmasıyla birlikte üstel bir artış gösterdiğini ortaya koymuştur. 45° uydunun elevasyonu senaryosu referans alındığında, 60° elevasyondaki bir uydunun takip edebilmek için gerekli RMS ivmelerin yaklaşık %40 oranında arttığı gözlemlenmiştir. Kesintisiz iletişimin sağlanabilmesi için gerekli olan azami ivme gereksiniminin ise bu durumda yaklaşık iki katına çıktığı

belirlenmiştir. Benzer şekilde, uydunun elevasyon açısının 60° 'den 65° 'ye yükselmesiyle birlikte azami ivme gereksiniminin yeniden iki katına çıktığı görülmüştür.

Uydunun elevasyonunun 69° ve üzerine çıkması durumunda ise kardan kilitlenmesi sınırına yaklaşıldığı ve bu bölgede pratik açıdan uygulanabilir olmayan ivme gereksinimlerinin ortaya çıktığı tespit edilmiştir. Bu bulgular doğrultusunda, iki eksenli bir anten dengeleme sisteminin A sınıfı hareket profili altında, elevasyon açısı 60° ve üzerinde olan uyduları takip etmesinin pratik olmadığı sonucuna varılmıştır. Bu elevasyon bölgesine odaklanılabilmesi için anten yükseliş ekseninin açısı üst sınırının en az 80° olması gerekmektedir. Kısaca, A sınıfı hareket profiline sahip senaryolarda, uydunun elevasyon açısının 60° 'yi ve dolayısıyla anten yükseliş ekseninin açısının 80° 'yi aştığı durumlarda iki eksenli anten dengeleme sisteminin pratik bir çözüm sunmadığı değerlendirilmiştir.

Bu nedenle, öncelikle hedeflenen uydunun elevasyon açısının 45° olduğu varsayılmış ve keyfi bir azimut açısı seçilmiştir. Bu koşullar altında, TGTÇ PID çevrimli denetim sistemi girişlerine sinüzoidal ve A sınıfı hareket profili ayrı ayrı uygulanmış ve sonuçlar Tablo 6 ile verilmiştir. PID denetleyicinin istenen başarımlı koşulları sağlamadığı ortaya çıkmıştır. Akabinde, daha genel bir senaryo olarak, elevasyon (30° – 60°) ekseninde 15° ve azimut (0° – 360°) ekseninde 10° adımlarla tanımlanan her bir sabit uydunun konumu için, PD tipi hesaplamalı tork denetim sistemi ve iç içe P-PI denetim sistemi girişlerine sinüzoidal ve A sınıfı hareket profili ayrı ayrı uygulanmış, sonuçlar Tablo 7 ile gösterilmiştir. Tablolarda yer alan $E_{q1,m}$ yandönüş ekseninin açısal konum hatasının; $E_{q2,m}$ ise yükseliş ekseninin açısal konum hatasının mutlak azami değerine karşı gelmektedir. $T_{q1,RMS}$ ve $T_{q2,RMS}$, sırasıyla yandönüş ve yükseliş motorlarının denetim torku çabalarının RMS değerlerini, $A_{q1,m}$ ve $A_{q2,m}$ yandönüş ve yükseliş motorlarına uygulanan en yüksek akım değerlerini göstermektedir. Tablolardaki tüm değerler yerleşme zamanı sonrasındaki kalıcı durum için elde edilmiştir. Tablo 7 üzerinde her bir hareket profili–denetleyici–elevasyon kombinasyonu için 360° azimut taraması sonucunda elde edilen en kötü durum değerleri sunulmaktadır.

Tablo 6. TGTÇ PID denetim başarımı [9] (Performance of SISO PID controller)

S	$E_{q1,m}$ [μ rad]	$E_{q2,m}$ [μ rad]	$T_{q1,RMS}$ [N·m]	$T_{q2,RMS}$ [N·m]	$A_{q1,m}$ [A]	$A_{q2,m}$ [A]
S1	2080	654	0,195	0,043	0,199	0,209
S2	27900	8380	0,160	0,020	1,22	1,08

Tablo 7. ÇGÇÇ PD ve P-PI denetim başarımı [9] (Performance of MIMO PD and P-PI controllers)

S	Denetleyici	Elevasyon	$E_{q1,m}$ [μ rad]	$E_{q2,m}$ [μ rad]	E_T [μ rad]	$T_{q1,RMS}$ [N·m]	$T_{q2,RMS}$ [N·m]	$A_{q1,m}$ [A]	$A_{q2,m}$ [A]
S1	PD	30°	65	40	54	0,227	0,058	0,428	0,522
S1	PD	45°	84	41	51	0,290	0,058	0,517	0,539
S1	PD	60°	131	38	48	0,429	0,058	0,887	0,539
S1	P-PI	30°	50	32	41	0,265	0,070	0,538	0,719
S1	P-PI	45°	64	33	42	0,335	0,070	0,652	0,721
S1	P-PI	60°	111	34	39	0,482	0,071	1,168	0,738
S2	PD	30°	364	327	328	0,189	0,039	1,675	1,344
S2	PD	45°	548	325	326	0,282	0,038	2,930	1,042
S2	PD	60°	1143	327	405	0,468	0,038	6,467	1,005
S2	P-PI	30°	178	193	193	0,218	0,053	1,768	1,380
S2	P-PI	45°	284	192	195	0,302	0,052	2,963	1,156
S2	P-PI	60°	573	193	207	0,488	0,052	6,505	1,000

Tablo 6-7 incelendiğinde hem sinüzoidal hem de A sınıfı hareket profili senaryosunda ÇGÇÇ denetleyicilerin başarımlarının TGTÇ denetleyiciye oranla daha yüksek olduğu görülmektedir. Sinüzoidal hareket profili senaryosunda ÇGÇÇ denetleyicilerin başarımları birbirine yakın değerlerdedir. Ancak A sınıfı hareket senaryosunda, P-PI çevrimli denetleyici, bünyesindeki tümlev elemanı sayesinde daha yüksek başarımlar göstermiştir.

6. Sonuçlar (Conclusions)

GVF-105 kara araçları A sınıfı hareket profili altında iki eksenli anten tasarımının kesintisiz iletişimi sürdürebilmesi için, uydu elevasyon açısının 45°'den 60°'ye yükselmesi durumunda yandönüş eksenini tarafından sağlanması gereken azami ivmenin yaklaşık iki katına çıktığı belirlenmiştir. Benzer şekilde, uydu elevasyon açısının 60°'den 65°'ye çıkarılmasıyla birlikte, gerekli azami ivmenin yeniden yaklaşık iki katına yükseldiği gözlemlenmiştir. Bu sonuçlar, GVF-105 kara araçları A sınıfı hareket profili senaryosunda, elevasyon açısı 60° ve üzerindeki uydu hedeflerinin izlenmesinin "iki eksenli" bir anten dengeleme sistemi için pratik açıdan makul olmadığını, bir başka deyişle kullanım sınırlarını ortaya koymaktadır.

Bu çalışma kapsamında, öncelikle, eksenler arası bağlaşımı dikkate almayan bağımsız tek çevrimli PID denetleyiciler yandönüş ve yükseliş eksenlerine ayrı ayrı uygulanmıştır. Ancak, elevasyon açısı 45° olan bir uydu hedeflendiğinde; GVF-105 kara araçları A sınıfı hareket profili altında, FCC-VMES düzenlemelerinde, iletişim antenlerinin görüş hattı ile uydu hattı arasındaki açısal fark için müsaade edilebilir azami hata sınırı olan 0,2° ($\approx 3491 \mu$ rad) değerinin aşıldığı gözlemlenmiştir. Bu bulgular, tek çevrimli ve eksenler arası etkileşimi ihmal eden PID denetleyici yapısının, söz konusu hareket profili altında gerekli izleme doğruluğunu sağlayamadığını ortaya koymuştur. Dolayısıyla, FCC-VMES gereksinimlerini karşılayabilmek amacıyla daha gelişmiş bir denetleyici tasarımına ihtiyaç duyulduğu sonucuna varılmıştır.

Hesaplamalı tork yöntemiyle doğrusal eşdeğer yapıya dönüştürülen sistem için tasarlanan konum ve hız çevrimli PD ve P-PI işlemli denetim yapıları, A sınıfı hareket profili senaryosunda sırasıyla 405 ve 207 μ rad düzeyinde kalıcı durum azami izleme hatası sergilemiştir.

Elde edilen bu sonuçlar 0,2°'lik ($\approx 3491 \mu$ rad) müsaade edilebilir azami hata sınırının güvenli bir payla sağlandığını göstermektedir. Buna ek olarak, söz konusu denetleyicilerin; statik olarak dengelenmemiş kütlelerin çizgisel ivmeler altında oluşturduğu harici bozulalara ve %20 mertebesindeki parametrik belirsizliklere karşı da gürbüz bir davranış sergilediği gözlemlenmiştir. Elevasyon açısının artmasıyla yandönüş eksenine uygulanan RMS tork değerleri ile açısal hataları yükselmiştir. Çünkü elevasyon açısının artışı, anten yükseliş ekseninin kardan kilitlenme sınırına yaklaşmasına neden olmakta; bu da yandönüş ekseninin ivme gereksinimlerini artırmaktadır.

PD ve P-PI işlemli denetim yapılarının karşılaştırılması, algılayıcı gürlütüsü, kütle dengesizliği, sürtünme etkileri ve %20 oranındaki parametrik belirsizliklerin aynı anda modellendiği, tamamen özdeş koşullar altında gerçekleştirilmiştir. Her iki denetleyiciye de A sınıfı hareket profili girdileri uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, P-PI işlemli denetleyicinin, PD esaslı yapıya kıyasla kalıcı durumdaki azami hatayı daha etkin biçimde bastırdığını göstermektedir. Bu üstünlüğün, tümlev elemanının kütle dengesizliği ve çizgisel ivmelerden kaynaklanan sabit veya yavaş değişen bozucu etkileri telafi edilebilir yeteneğinden kaynaklandığı değerlendirilmektedir. Buna ilave olarak sinüzoidal hareket profili altında, PD ile P-PI denetleyicilerin başarımlarının birbirine oldukça yakın olduğu gözlemlenmiştir. Bunun temel nedeni, sinüzoidal girişlerin dar bantlı ve tekil frekans içeriğine sahip olması nedeniyle, denetleyicilerin bozucu baskılama yetenekleri arasındaki farkların sınırlı biçimde ortaya çıkmasıdır. Buna karşılık, A sınıfı hareket profili gibi periyodik olmayan ve geniş bantlı frekans içeriğine sahip zaman alanı girdileri altında, P-PI çevrimli denetleyicinin bünyesinde bulunan tümlev bileşeninin etkisi daha belirgin hâle gelmiştir. Özellikle kütle dengesizliği, çizgisel ivmeler ve parametrik belirsizlikler gibi düşük frekanslı ve yavaş değişen bozucuların baskılanmasında tümlevsel etkinin katkısı artmış; bu durum P-PI işlemli denetleyicinin A sınıfı hareket senaryosunda daha yüksek bir başarımlar sergilemesine neden olmuştur. Böyle bir sonucun ortaya çıkmasında etkili olan bir başka faktör, A sınıfı hareket profilinin frekans içeriği ile denetleyici bant genişliği arasındaki ilişkidir. Bu kapsamda gerçekleştirilen spektral analizler, A Sınıfı hareket profilinin frekans spektrumunun yaklaşık 0 ila 18 Hz aralığına yayıldığını göstermiştir. Denetleyicilerin konum çevrimi bant genişliğinin, söz konusu bozucu frekans içeriğinin etkin

biçimde bastırılabilmesi amacıyla, tasarım aşamasında bu bant aralığının üzerinde olacak şekilde 20 Hz olarak seçilmiş olması, özellikle tümlev bileşeninin etkisinin belirginleşmesine olanak tanımış ve P-PI işlemleri denetleyicinin bozucu baskılama kabiliyetini daha net biçimde ortaya koymuştur.

Sinüzoidal ve GVF-105 kara araçları A sınıfı hareket profiline ait giriş verileri kullanılarak gerçekleştirilen analizler incelendiğinde, benzer RMS değerlerine sahip giriş sinyallerinin, kalıcı durum mutlak azami izleme hatası ve denetim torku gereksinimleri açısından anlamlı farklılıklar gösterdiği görülmüştür. Bu durumun temel nedeni, sistemin dinamik davranışının yalnızca giriş sinyalinin genliğine değil; açıl konum, hız ve ivme gibi durum değişkenlerinin zamana bağlı dağılımına da doğrudan bağlı olmasıdır. Bir algılayıcı vasıtasıyla elde edilen zaman alanındaki açıl konum verisine göre RMS değeri eşitlenerek oluşturulan sinüzoidal bir giriş sinyali, konum, hız ve ivme bileşenleri arasında belirlenimci (deterministik) ve periyodik bir ilişki kurmaktadır. Buna karşılık, A sınıfı hareket profili gibi periyodik olmayan zaman alanı girdilerinde bu değişkenler arasında böyle bir bağ bulunmamakta; özellikle ani ivmeler ve düzensiz hız değişimleri sistem dinamiklerini farklı biçimde uyarmaktadır. Bu nedenle, yalnızca RMS değeri temel alınarak oluşturulan sinüzoidal girişlerin, A sınıfı hareket profillerinin dinamik etkilerini temsil etmekte yetersiz kaldığı değerlendirilmiştir.

Benzetimlerinden elde edilen sonuçlar, gerçekçi ve periyodik olmayan hareket profilleri altında denetleyici başarımının değerlendirilmesinde yalnızca sinüzoidal testlerin yeterli olmadığını; GVF-105 gibi zaman alanında tanımlı, standardize edilmiş hareket profillerinin kullanılmasının hem pratik uygulanabilirlik hem de denetleyiciler arası adil karşılaştırma açısından daha anlamlı bir değerlendirme zemini sunduğunu göstermektedir.

Bu çalışma kapsamında ele alınmayan ancak elde edilen bulgular ışığında, aşağıda listelenen konuların gelecekte yapılacak çalışmalar için anlamlı ve tamamlayıcı katkılar sunabileceği değerlendirilmektedir:

- Önerilen denetim sistemi doğrudan (Bkz. Şekil 1.a) ve dayanıklılı (Bkz. Şekil 1.c) denetim yaklaşımlarına entegre edilerek başarımları kıyaslanabilir.
- Önerilen denetim sistemi farklı sinyal tarama yöntemleriyle birlikte uygulanarak bu yöntemlerin sistem başarımına etkisi incelenebilir.

Kaynaklar (References)

1. Hilkert J.M., Inertially stabilized platform technology: concepts and principles, IEEE Control Systems Magazine, 28 (1), 26-46, 2008.
2. Reis M.F., Line-of-sight stabilization and tracking control for inertial platforms, Master's Thesis, The Electrical Engineering Department (PEE) of COPPE, Rio de Janeiro, 2018.
3. Lorenz M., Mehnert M., Heuberger A., Measurements of mechanical disturbances of vehicle mounted, mobile very small aperture terminals (VSAT), Proc. of the 11th Workshop Digital Broadcasting, 61-65, 2010.
4. Global VSAT Forum, Performance and test guidelines for type approval of 'comms on the move' mobile satellite communications terminals, GVF, Tech. Rep. GVF-105 Rev 8, 2016.
5. Fraunhofer IIS, Standard motion profiles, https://motiondb.iis.fraunhofer.de/cmtn/main/portal/motion_profiles, Erişim Tarihi: 10.12.2024.
6. Elkhoully M.A., Standardized testing conditions for satellite communications on-the-move (SOTM) terminals, Doctoral Thesis, Ilmenau University of Technology, Ilmenau, 2018.
7. VectorNav, SATCOM on the move (SOTM), <https://www.vectornav.com/applications/satcom-on-the-move>, Erişim Tarihi: 10.12.2024.
8. Ekstrand B., Equations of motion for a two-axes gimbal system, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 37 (3), 1083-1091, 2001.
9. Gürbüz O., Bir kara platformu üzerinde konumlandırılmış iki eksenli anten sisteminin kararlaştırılması ve hassas takip denetimi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2024.
10. Ogata, K., Modern Control Engineering, 5th Edition, Prentice-Hall, 2010.
11. Kuo, B. C., Golnaraghi, F., Automatic Control Systems, 8th Edition, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 2002.
12. MathWorks®, Rotational friction, <https://www.mathworks.com/help/simscape/ref/rotationalfriction.html>, Erişim Tarihi: 10.12.2024.
13. Gücin T.N., Biberoğlu M., Fincan B., Gülbahçe M.O., Tuning cascade PI(D) controllers in PMDC motor drives: a performance comparison for different types of tuning methods, 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 1061-1066, 2015.
14. Chen W., Balance D., Gawthrop P., O'Reilly J., A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47 (4), 932-938, 2000.
15. Yang J., Chen W.H., Li S., Non-linear disturbance observer-based robust control for systems with mismatched disturbances/uncertainties, Control Theory & Applications, IET, 5, 2053-2062, 2011.
16. Kim Y., Bang H., Introduction to Kalman Filter and Its Applications, Introduction and Implementations of the Kalman Filter, Editör: Govaers F., IntechOpen, 2018.
17. Wikipedia, Kalman filter, https://en.wikipedia.org/wiki/Kalman_filter, Erişim Tarihi: 10.12.2024.
18. Fadali S., Visioli A., Digital Control Engineering, 3rd Edition, Academic Press, 2020.
19. Ishihara T., Direct digital design of computed torque controllers, Journal of Robotic Systems, 11 (3), 197-209, 1994.
20. Levine W.S., The Control Handbook: Control System Fundamentals, 2nd Edition, CRC Press, 2011.
21. Li X.L., Park J.G., Shin H.B., Comparison and evaluation of anti-windup PI controllers, Journal of Power Electronics, 11 (1), 45-50, 2011.