

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TRANSMİSYON KAVRAMLARININ MODELLENMESİ
VE KONTROLÜ

Seyit Ali YILMAZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Makine Mühendisliği Anabilim Dalı
Makine Teorisi ve Kontrol Programı

Danışman
Doç. Dr. Muzaffer METİN

Mart, 2022

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TRANSMİSYON KAVRAMALARININ MODELLENMESİ VE
KONTROLÜ

Seyit Ali YILMAZ tarafından hazırlanan tez çalışması 04.03.2022 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Makine Mühendisliği Anabilim Dalı Makine Teorisi ve Kontrol Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Muzaffer METİN
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Muzaffer METİN, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Meral BAYRAKTAR, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üye. Mahmut PAKSOY, Üye
Selçuk Üniversitesi

Danışmanım Doç. Dr. Muzaffer METİN sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Transmisyon Kavramalarının Modellenmesi ve Kontrolü başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Seyit Ali YILMAZ

İmza

Dedicated to my family



TEŐEKKÜR

BaŐta tez danışmanım Doç. Dr. Muzaffer Metin olmak üzere, yüksek lisans eğitimim boyunca verdikleri kıymetli eğitim ve aktardıkları tecrübeler sebebiyle tüm Yıldız Teknik Üniverstesı Makine Teorisi A.B.D. akademik kadrosuna teŐekkürlerimi sunarım. Ayrıca tez hazırlama sürecinde yaptığımız ufuk açıcı sohbetler sebebiyle tüm mesai arkadaşlarıma ve bu süreçte verdikleri destek ve gösterdikleri sabır sebebiyle tüm yakın arkadaşlarıma ve aileme teŐekkürü borç bilirim.

Seyit Ali YILMAZ

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	vii
KISALTMA LİSTESİ	viii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
TABLO LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT	xiv
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	12
1.3 Hipotez	13
2 SİSTEMİN FİZİKSEL MODELİ	14
3 VİTES GEÇİŞ KONTROLCÜLERİ	20
3.1 PI Kontrolcü	20
3.2 Lineer Olmayan Kontrolcü	21
3.2.1 Sistemin Modellenmesi ve Kontrolcünün Derlenmesi	21
3.2.2 Giriş-Durum Kararlılığının Gösterilmesi	30
4 OPTİMİZASYON	32
4.1 Maliyet Fonksiyonları ve Kısıtlar	32
4.2 Genetik Algoritma ile Optimizasyon	37
5 KONTROLCÜ PERFORMANSLARININ KARŞILAŞTIRILMASI	42
6 SONUÇ VE ÖNERİLER	46
KAYNAKÇA	48
A MODEL DEĞİŞKENLERİ	51

A.1 Model Değişkenleri	51
B AMESIM MODELİNİN AÇIKLAMASI	52
B.1 Modelin Genel Görünümü	52
B.2 Model Elemanlarının Açıklanması	53
C TERMİNOLOJİ	55
D KONTROLÇÜ MODELİ GENEL GÖRÜNÜMÜ	56
E LİTERATÜR KARŞILAŞTIRMA TABLOSU	60
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	62



SİMGE LİSTESİ

γ	Güneş dişlisinin çevre dişlisine oranı
ρ	Hava yoğunluğu
V	Lyapunov fonksiyonu
μ	Sürtünme katsayısı
λ	Tork konvertör hız oranı
τ	Zaman sabiti

KISALTMA LİSTESİ

1-D	Bir Boyutlu
3-D	Üç Boyutlu
CF	Kapasite Faktörü
DoE	Deney Tasarımı
DOF	Serbestlik Derecesi
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
HIL	Donanımlı Benzetim
Ki	İntegral Kazanç Katsayısı
Kp	Oransal Kazanç Katsayısı
MAP	Maksimum Ortalama Güç
PI	Oransal, Integral Kontrolcü
PID	Oransal, Integral, Türevsel Kontrolcü
PSD	Spektral Güç Yoğunluğu
SI	Buji Ateşlemeli
TR	Tork Çarpanı
VDV	Titreşim Doz Değeri

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1	İçten yanmalı motor tipik güç/tork eğrisi [2]	1
Şekil 1.2	Teorik maksimum çekiş kuvveti eğrisi [2]	2
Şekil 1.3	WLTP sürüş profili [3]	2
Şekil 1.4	5 vitese sahip bir aracın tipik vites geçiş haritası [4]	3
Şekil 1.5	Çeki eğrisinde tork/güç kaybı yaşanan bölgeler [5]	4
Şekil 1.6	Tam otomatik tipteki bir şanzımanın elemanları [6], [7], [8], [9], [10]	5
Şekil 1.7	Kavrama elemanlarının üç boyutlu görseli [11]	6
Şekil 1.8	Kavrama elemanlarının şematik gösterimi [18]	7
Şekil 1.9	Bir vites geçişi esnasındaki hız ve torklar [5]	9
Şekil 1.10	Bir vites geçişi esnasındaki kavrama basınçları [5]	10
Şekil 2.1	İçten yanmalı motor maksimum tork eğrisi	14
Şekil 2.2	Tork değiştirici kapasite tork eğrisi	15
Şekil 2.3	Tork değiştirici tork çarpanı eğrisi	16
Şekil 2.4	Kavrama sürtünme yüzeyi sürtünme katsayısı eğrisi	16
Şekil 2.5	Amesim'de modellenen simülasyon modelinin görünümü	18
Şekil 2.6	Amesim modelinin serbestlikleri ve durum değişkenleri	19
Şekil 3.1	PI kontrolcü kapalı çevrim blok şeması	20
Şekil 4.1	PSD elde edilmesinde kullanılan Amesim modeli	33
Şekil 4.2	0-50 Hz bandında sisteme gönderilen frekans tarama sinyali	34
Şekil 4.3	Sisteme gönderilen kontrol frekansı	35
Şekil 4.4	Frekans tarama girdisine kavrama kuvveti cevabı	35
Şekil 4.5	Sistemin spektral güç yoğunluğu eğrisi (PSD)	36
Şekil 4.6	Lineer kontrolcü K_i optimizasyonu iterasyonları	38
Şekil 4.7	Lineer kontrolcü K_p optimizasyonu iterasyonları	39
Şekil 4.8	Lineer olmayan kontrolcü K_1 optimizasyonu iterasyonları	39
Şekil 4.9	Lineer olmayan kontrolcü K_2 optimizasyonu iterasyonları	40
Şekil 4.10	Lineer olmayan kontrolcü K_3 optimizasyonu iterasyonları	40
Şekil 4.11	Lineer olmayan kontrolcü K_4 optimizasyonu iterasyonları	41
Şekil 4.12	Lineer olmayan kontrolcü K_5 optimizasyonu iterasyonları	41
Şekil 5.1	Kayma hızı karşılaştırması	43
Şekil 5.2	Kontrol akımı karşılaştırması	43

Şekil 5.3	Parametre değişimine karşı kontrol enerjisi değişimi	44
Şekil 5.4	Parametre değişimine karşı hız takip hatası değişimi	45
Şekil B.1	Amesim modeli etiketlenmiş şematik gösterimi	52
Şekil D.1	Lineer olmayan kontrolcü Amesim modeli - 1. kısım	56
Şekil D.2	Lineer olmayan kontrolcü Amesim modeli - 2. kısım	57
Şekil D.3	Lineer olmayan kontrolcü Amesim modeli - 3. kısım	58
Şekil D.4	Lineer olmayan kontrolcü Amesim modeli - 4. kısım	59



TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1	Amesim modeli serbestlikleri	17
Tablo 4.1	Spektral güç yoğunluğu ayarları	36
Tablo 4.2	Genetik algoritma ayarları	37
Tablo 4.3	Genetik algoritma ile optimizasyon sonuçları	37
Tablo A.1	Kontrolcü modeli değişkenleri tablosu	51
Tablo B.1	Mekanik ve kontrol model elemanlarının açıklamaları	53
Tablo B.2	Hidrolik model elemanlarının açıklamaları	54
Tablo C.1	Zaman bazlı model sinyalleri tablosu	55
Tablo E.1	Literatür karşılaştırma tablosu	61

Transmisyon Kavramalarının Modellenmesi ve Kontrolü

Seyit Ali YILMAZ

Makine Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Doç. Dr. Muzaffer METİN

Tam otomatik şanzımanlar, otomotiv endüstrisinin ilk dönemlerinden günümüze kadar yaygın bir kullanım alanı bulmaktadırlar. Vites değişim işleminin sürücü müdahalesi olmadan yapılmasını sağlayan bu sistemler, özellikle kullanım konforu açısından son kullanıcılar tarafından tercih edilmektedir. Aracın kalkışı esnasında, motor ve şanzıman hızının eşitlenmesini sağlayan tork değiştirici(konvertör), belirli konfigürasyonlar ile birbirine bağlanmış ve şanzıman içerisinde istenilen çevrim oranlarının oluşmasını sağlayan planet dişli sistemleri, planet dişli paketindeki istenilen elemanların serbest dönmesini, hızlarının eşitlenmesini ya da frenlenmesini sağlayan kavrama elemanları, istenilen kavrama elemanlarına kontrollü bir şekilde yağ gönderilmesini sağlayan elektro-hidrolik kontrol sistemi ve tüm sistemin istenilen sınır koşulları içerisinde çalışmasını sağlayan destekleyici diğer sistemlerden oluşmaktadır.

Modern tam otomatik şanzımanlarda, istenilen kavramalarda kapalı çevrim basınç kontrolünün doğrudan yapılabilmesi, oransal doğrudan kontrol valfleri kullanılmaktadır. Bu sayede vites geçiş performans ve konforundan ödün verilmeden vites değişimi yapılabilir. Oransal kontrol valfleri, vites geçişi esnasında kavrama elemanlarının her iki tarafındaki hızı, kavrama pistonuna kontrollü basınç uygulanmasını sağlayarak eşitlemektedir. Bir diğer ifadeyle, kavramaların iki ucu arasındaki göreceli hızın ifadesi olan kavrama kayma hızını, kontrollü bir şekilde sıfıra indirmektedir. Kavrama kayma hızının zamana bağlı istenilen bir profili takip ederek indirilmesi sayesinde, minimum vites geçiş süresi ve maksimum vites geçiş konforu aynı anda sağlanabilmektedir. Kontrolcü performansı ise, hedeflenen kayma

hızı profili ile gerçekleşen zamana bağlı kayma hızının arasındaki farka bakılarak belirlenebilmektedir.

Bu çalışmada önce, tam otomatik şanzımana sahip bir aracın fiziksel modellemesi amesim ortamında yapılmış, kavrama kontrol akımından planet sistem dinamiklerine kadar tüm vites geçiş dinamikleri, bir boyutlu ortamda oluşturulmuştur. Vites geçişi esnasında kavrama kayma hızını kontrol etmek ve performanslarını karşılaştırmak amacıyla sisteme geri-adımlama yöntemi ile geliştirilmiş, Lyapunov tabanlı, model belirsizlikleri ve modellenmeyen dinamikler altında giriş-durum kararlılığını sağlayan lineer olmayan kontrolcü ve alternatif olarak PI kontrolcü entegre edilmiştir. Her iki kontrolcünün kazanç katsayıları da, aynı maliyet fonksiyonları ile genetik algoritma yöntemi kullanılarak optimize edilmiş, optimize edilen kazanç katsayılarına sahip kontrolcülerin, kavrama kayma hızına bağlı sürtünme katsayısı ve motor torku değişikliğine olan hassasiyetleri, kayma hızı takip performansı ve toplam kontrol enerjisi açısından karşılaştırılmıştır. Karşılaştırmalar, yüzdesel sürtünme katsayısı ve motor torku değişikliğine bağlı, yüzdesel kayma hızı takip hatası değişimi ve yüzdesel kontrol enerjisi değişimi olarak verilmiştir.

Çalışma sonucunda, aynı maliyet fonksiyonlarına bağlı olarak optimize edilmiş lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcünün, parametre değişikliğine benzer kontrol enerjisi değişimi göstermesine rağmen çok daha iyi bir kayma hızı takip performansı gösterdiği gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Tam otomatik şanzımanlar, geri-adımlama, Lyapunov kararlılığı, genetik algoritma

Modeling and Control of Transmission Clutches

Seyit Ali YILMAZ

Department of Mechanical Engineering

Master of Science Thesis

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Muzaffer METİN

Full automatic transmissions has been used in wide range of applications since the early years of automotive industry. These systems which changes the gears without driver interference are preferred by end users because of the better driving comfort they provide. A full automatic transmission consists of a torque converter which maintains the vehicle launch and equlize the engine and transmission speed, planet gear systems which are connected to each other by pre-defined configurations and provides stepped gear ratios, clutch systems that are used either to match or brake speeds of planet gear system elements or let them rotate freely, hydraulic control system that provides and control hydraulic pressure that are applied to the selected clutch packs and other subsystems that guarantees that the automatic transmission is working within the required boundary conditions.

Proportional direct drive valves which directly controls clutch pressures in a closed loop manner are use in modern automatic transmissions. This provides gear changes without sacrificing neither shift performance nor driving comfort. Proportional control valves eqaulize the speeds of both ends of clutch packs by applying and controlling presure of the clutch pistons. In other words, slip speed which refers to the relative speed between both end of clutch pack is decreased to zero in a controlled way. Minimum gear shift time and maximum gear shift comfort is maintained by decreasing the slip speed by following a pre-defined target slip speed. Speed tracking performance of the controller can be evaluated by the cumulative difference between target slip speed and actual slip speed.

In this study, a vehicle model with a full automatic transmission is done in amesim

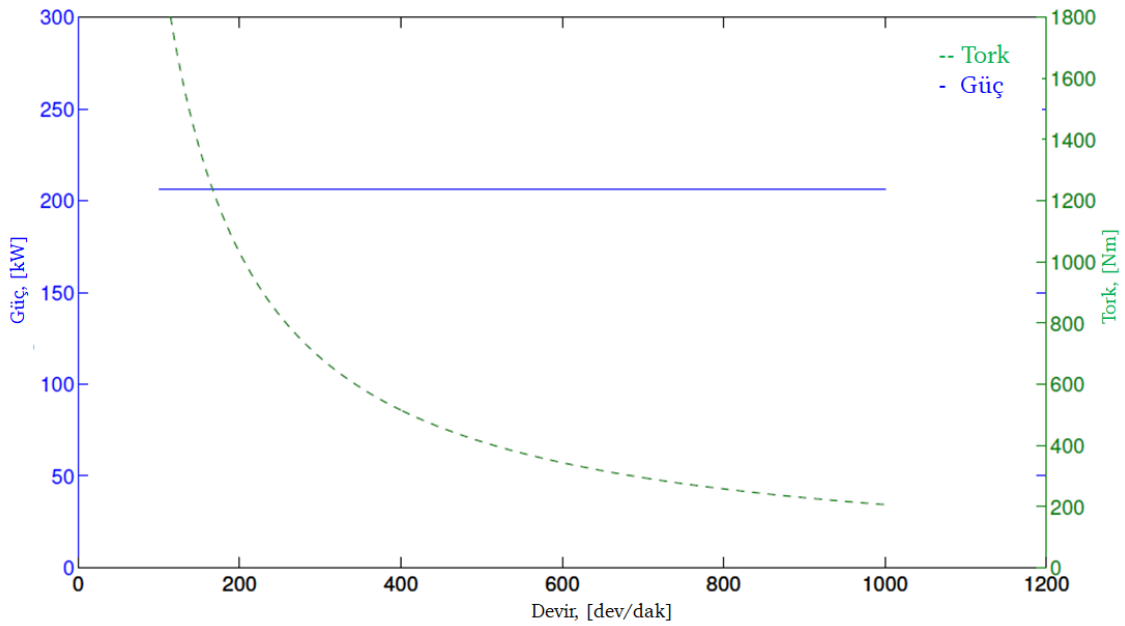
environment and all the gear shift dynamics including valve control current to planet gear set dynamics are modeled in 1-D environment. A Lyapunov based non-linear controller that provides input-to-state stability under unmodelled system dynamics and model unknowns is developed by backstepping methodology to control the slip speed of a gear shift and to compare its performance with an alternative PI controller. Controller gains of both controller are optimized by genetic algorithm methodology with same cost functions. Robustness of controllers with optimized gains to the clutch friction coefficient change and engine torque change during a gear shift are compared in terms of slip speed tracking performance and total control energy. Percent change of valve control energy and speed tracking error with respect to percent change of engine torque and clutch friction coefficient are compared for both linear and non-linear controllers.

The study concludes that, Lyapunov based non-linear controller whose gains are optimized according to the same cost functions as in linear one provides same control energy change wrt parameter variation while it provides much better slip speed track performance.

Keywords: Full automatic transmission, backstepping, Lyapunov stability, genetic algorithm

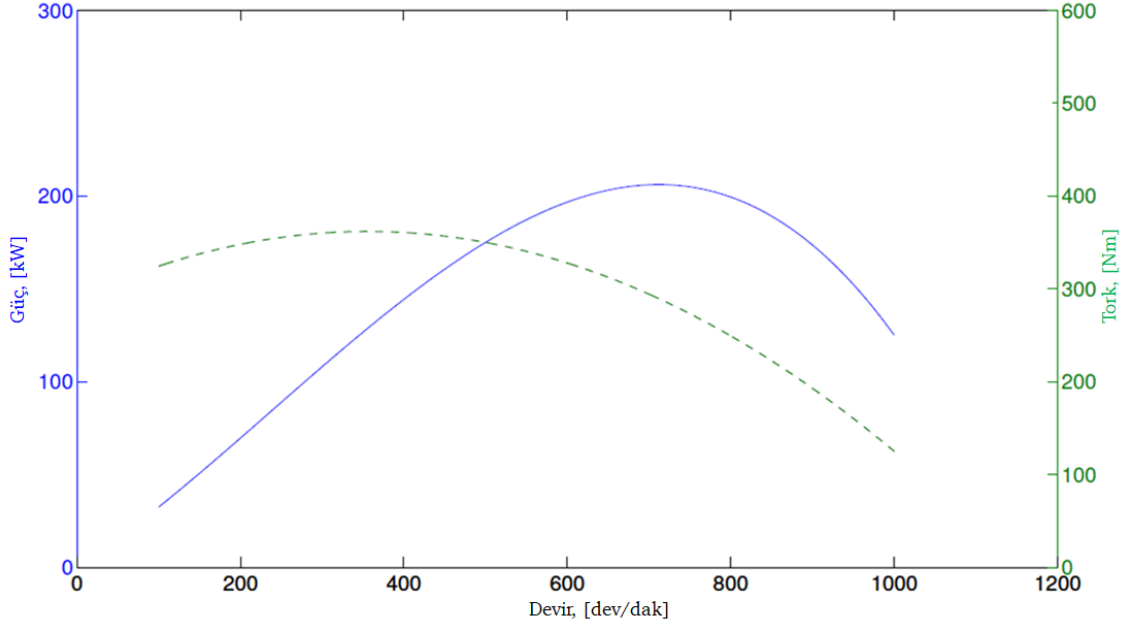
1.1 Literatür Özeti

Otomotiv endüstrisinin tarihi kadar eski olan otomatik şanzımanlar, geçmişten günümüze özellikle kullanıcı konforunu ciddi oranda artırıyor olması sebebiyle yaygın kullanım alanı bulmaktadırlar [1]. Otomatik şanzımanlar, içten yanmalı motordan, kısıtlı bir devir aralığında elde edilen belirli aralıktaki güç/torku, aracın tüm kullanım hızı ve yük profili aralığında kullanılabilmesini sağlayan tork/devir dönüştürücü sistemlerdir. İçten yanmalı tipik bir motor maksimum tork ve maksimum güç değerlerine, Şekil 1.1'de görüldüğü gibi ancak çok kısa bir devir aralığında ulaşabilmektedir. Elde edilen maksimum tork ve güç değeri, teorik ideal bir şanzıman ile Şekil 1.2'de görüldüğü gibi aracın tüm kullanım hızı aralığında kullanılabilmesine imkan verebilmektedir ancak pratik uygulamalarda bu mümkün değildir.



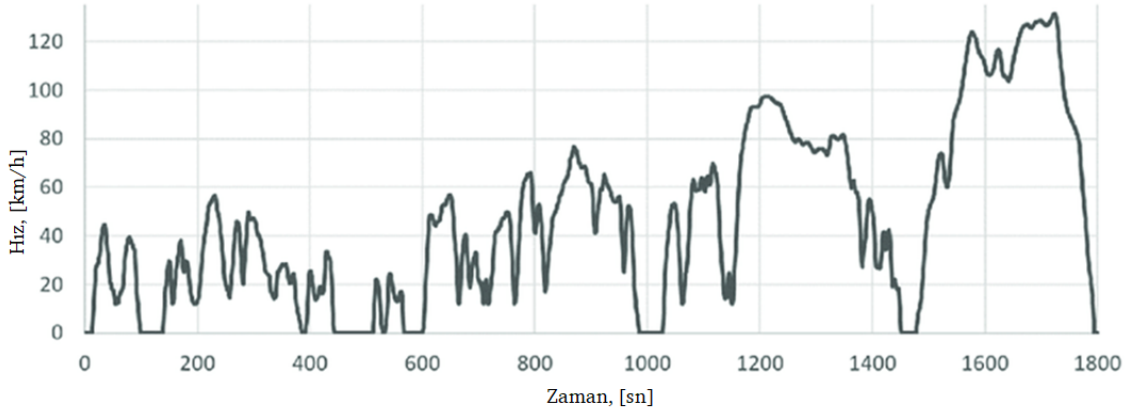
Şekil 1.1 İçten yanmalı motor tipik güç/tork eğrisi [2]

Hem içten yanmalı motorların tipik davranışı, hem de paket, maliyet, ağırlık gibi



Şekil 1.2 Teorik maksimum çekiş kuvveti eğrisi [2]

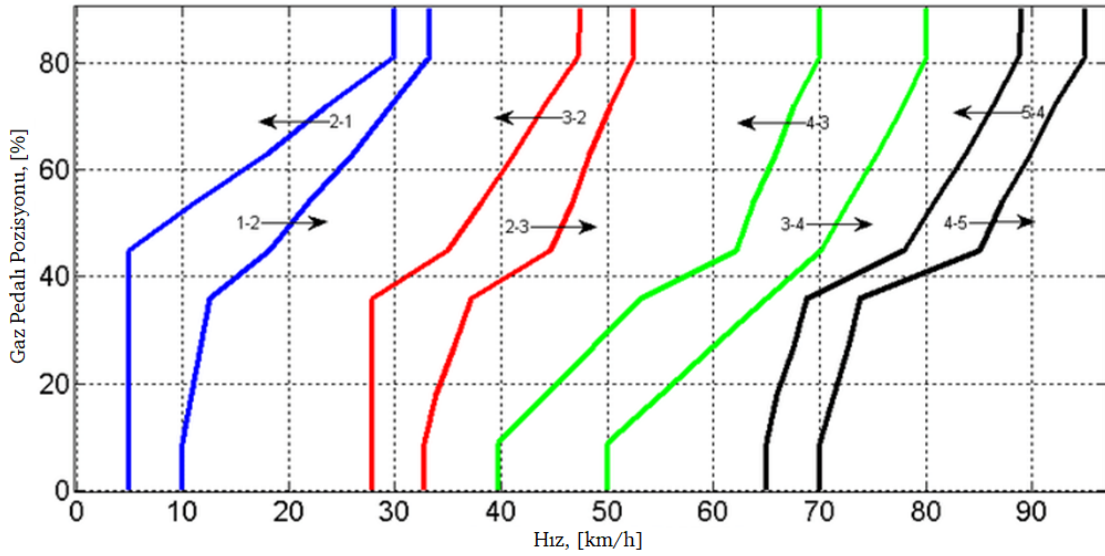
sebeplerle eklenebilecek vites sayısının sınırlı olması, Şekil 1.5'te görülen tork ve güç kayıp bölgelerine sebep olmaktadır. Binek tipteki araçlar denetleyici kurumlar tarafından belirlenen Şekil 1.3'tekine benzer sürüş profilleri boyunca kullanımları esnasında, bu sınırlı sayıdaki vitesleri uygun zamanlarda değiştirerek, içten yanmalı motordan maksimum verimle yararlanabilmektedir.



Şekil 1.3 WLTP sürüş profili [3]

Otomatik araçlarda vites değiştirme stratejileri çeşitli kriterlere göre oluşturulabilmektedir. En temel kriterler arasında, performans, yakıt tüketimi, sürüş konforu parametreleri gösterilebilir. Tipik bir otomatik şanzıman kontrol ünitesine Şekil 1.4'daki gibi bir vites değişim haritası entegre edilerek, araç hızına ve kullanıcı gaz pedalı pozisyonuna bağlı vites değişimi sağlanabilmektedir. Bu çalışmanın konusu olmamakla birlikte, bu vites değişim haritasının uygun tasarlanması ile

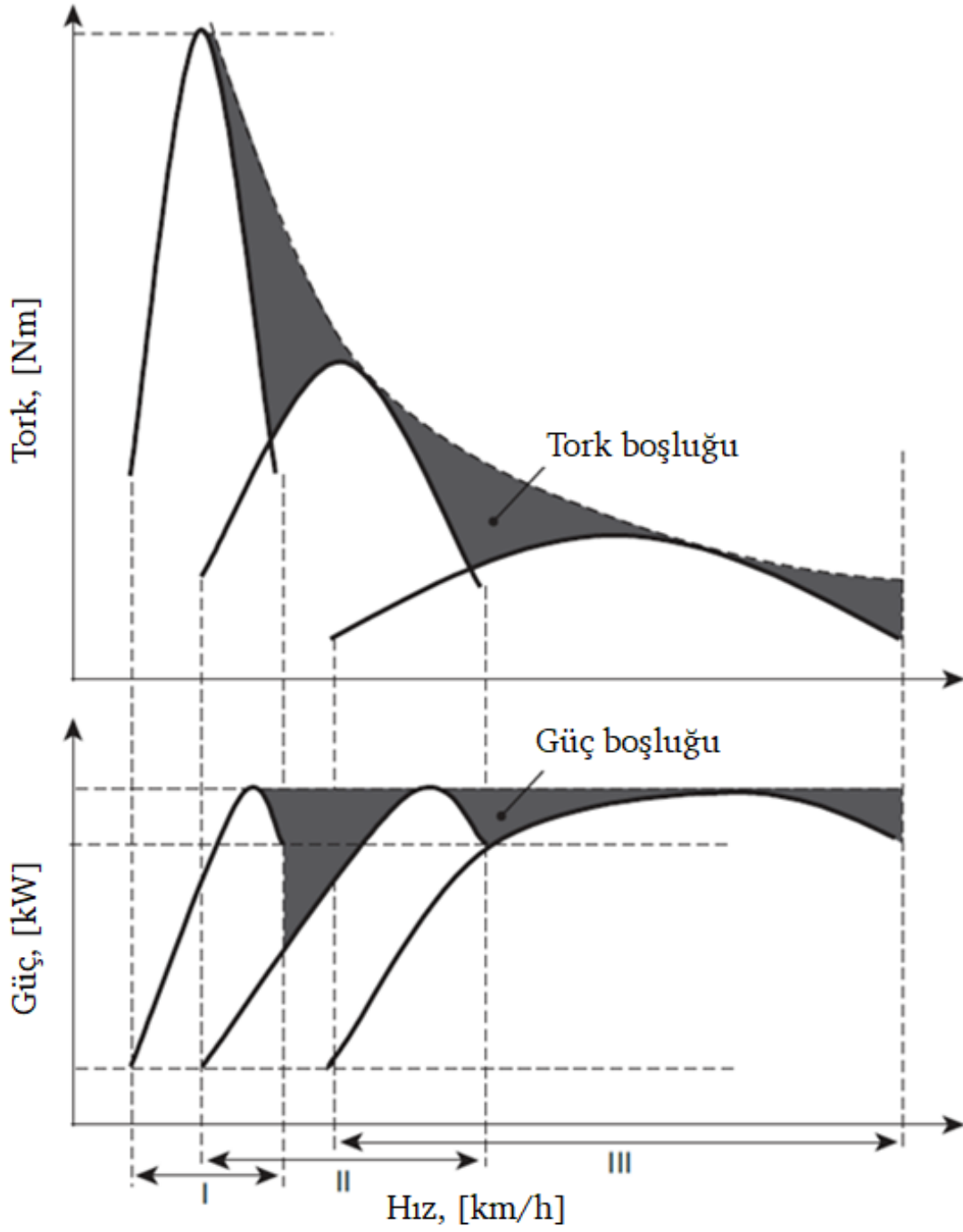
araçtan istenilen performans özellikleri elde edilebilmektedir.



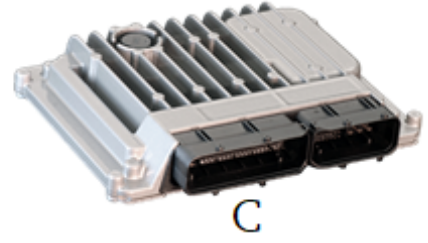
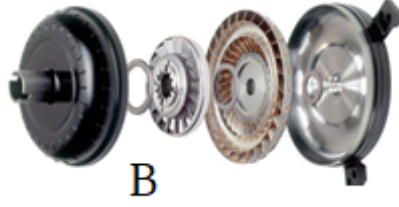
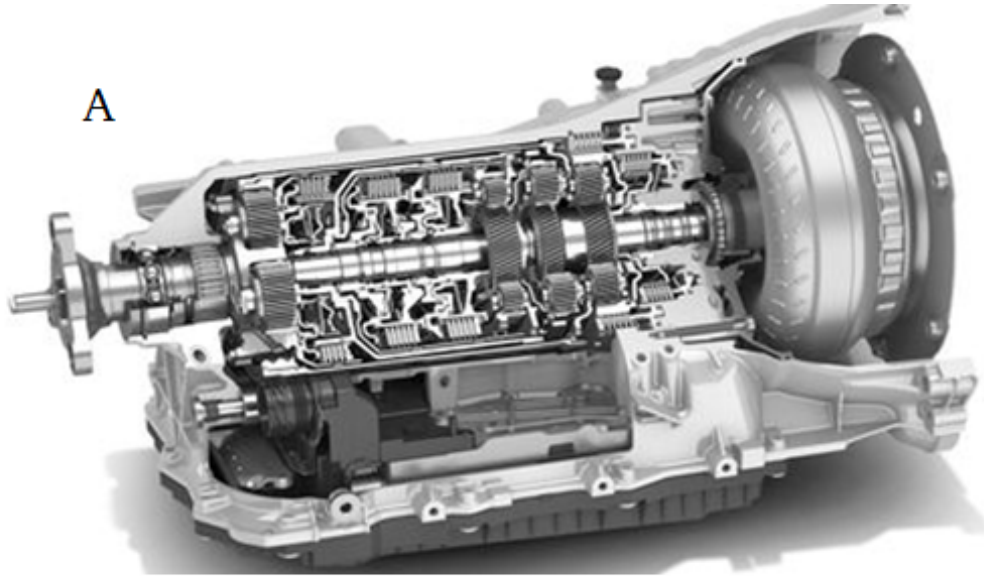
Şekil 1.4 5 vitese sahip bir aracın tipik vites geçiş haritası [4]

Tasarım aşamasında kademelerin belirlendiği ve vites değişim esnasında bu kademelerin birinden diğerine geçişin sağlandığı kademeli otomatik şanzımanlar ve kullanıcıya teoride sonsuz kademe sağlayan kademesiz otomatik şanzımanlar olarak ayrılabilir [1]. Vites değişim esnasında motordan aktarılan tork/gücün kesilip kesilmediği durumlara göre de yarı otomatik ya da tam otomatik şanzımanlar olarak da ayrılabilirler. Vites değişimi esnasındaki güç akışının kesilmediği şanzımanlar “güç akışlı değişim” (powershift), kesildiği şanzımanlar ise “güç kesintili değişim” (interrupted shift) olarak sınıflandırılabilir [5]. Kademeli otomatik şanzımanlar, genellikle içerisinde bulunan planet ya da normal dişli gruplarının farklı kombinasyonlarda birbirlerine bağlanmasıyla çevrim oranları elde etmektedirler. Bu çalışmada tam otomatik tipte bir şanzıman tercih edilmiştir. Bu şanzımanlarda tipik olarak tork konvertör, planet dişli grupları, kavrama elemanları, hidrolik kontrol üniteleri, hidrolik pompalar ve destekleyici diğer sistemler bulunmaktadır. Şekil 1.6’de bu elemanlardan bazılarının görselleri verilmiştir. Bu şekilde A ile verilen eleman, otomatik şanzımandaki planet dişli gruplarının, kavrama elemanlarının ve tork değiştiricinin kesit görünümüdür. Yine aynı şekilde B tork değiştiricinin türbin, pompa ve stator elemanlarının, C şanzıman kontrol ünitesinin, D hidrolik kontrol elemanlarının, E ise hidrolik pompanın görünümüdür.

Uygulamaya uygun olarak seçilen bu çevrim oranlarının elde edilmesi, çeşitli hız eşitleyici elemanlar sayesinde sağlanmaktadır. Şekil 1.7’de kavrama elemanlarının üç boyutlu tasarımı incelenebilirken, 1.8’de ise bir kavrama paketindeki elemanların şematik gösterimi incelenebilmektedir.

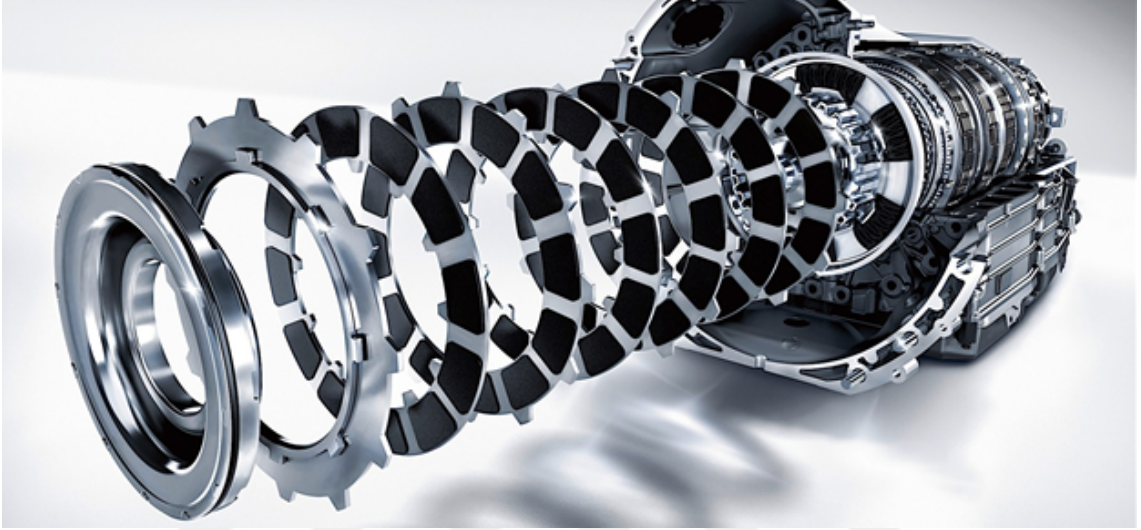


Şekil 1.5 Çeki eğrisinde tork/güç kaybı yaşanan bölgeler [5]



Şekil 1.6 Tam otomatik tipteki bir şanzımanın elemanları [6], [7], [8], [9], [10]

Vites değişiminin, daha yüksek orandan düşük orana ya da tam tersinin yapıldığı durumlarda, kavramalardaki tork aktarım davranışı çok değişeceğinden, vites değişmi, vites yükseltme ya da vites düşürme olarak ta sınıflandırılabilir. Vites yükseltme, daha düşük oranlı bir vitesi ifade ederken, vites düşürme düşük hızlarda kullanılan ve daha yüksek oranlı bir vitesi ifade etmektedir. Bu çalışmada, sabit kademeli tam otomatik (powershift) şanzıman tipi modellenmiş ve sadece vites yükseltme senaryosu dikkate alınmıştır.



Şekil 1.7 Kavrama elemanlarının üç boyutlu görseli [11]

Tam otomatik şanzımana sahip bir araçta, kademeli vites değişimini sağlayan “hız paketi” sisteminin yanında, içten yanmalı motor, tork değiştirici(konvertörü) ve diferansiyel gibi sistemler de yer almaktadır. Bu çalışmada kullanılan motor modeli, motor maksimum tork karakteristiğinin bir boyutlu harita ile temsil edildiği, bir adet açisal serbestlik derecesine sahip bir modeldir [12]. Motor maksimum tork eğrisi, 0 ve 1 arasında değişen ve sürücü modeli [13] tarafından sağlanan tork talebi ile çarpılarak motor tork değeri elde edilmekte, motor açisal dinamiğinin çözümlenmesi sonucunda elde edilen motor devrine karşılık gelen maksimum motor torku bir boyutlu haritadan iteratif olarak okunarak, dinamik motor torku elde edilmektedir. Tork değiştirici, iki serbestlik dereceli bir sistem olarak modellenmiştir. Pompa olarak adlandırılan ve içten yanmalı motor tarafına bağlı sistemin bir serbestlik derecesine sahip açisal dinamiği ile, türbin olarak adlandırılan ve tam otomatik şanzımanın girişine bağlanmış sistemin bir serbestlik derecesine sahip açisal dinamiği arasındaki hız/tork akış ilişkisi, [14]’da anlatıldığı şekilde, kapasite faktörü ve tork çarpanı karakteristik eğrilerine bağlı denklemler kullanılarak modellenmiştir. Tek bir planet dişli sistemi ile, iki adet kavrama paketi kullanılarak oluşturulan, kontrol çalışmaları için gerekli sadeliği sağlarken, vites geçişi analizleri için gerekli dinamikleri yansıtan basitleştirilmiş bir tam otomatik şanzıman modeli, [15]’ dakine benzer şekilde oluşturulmuştur. [16]’de

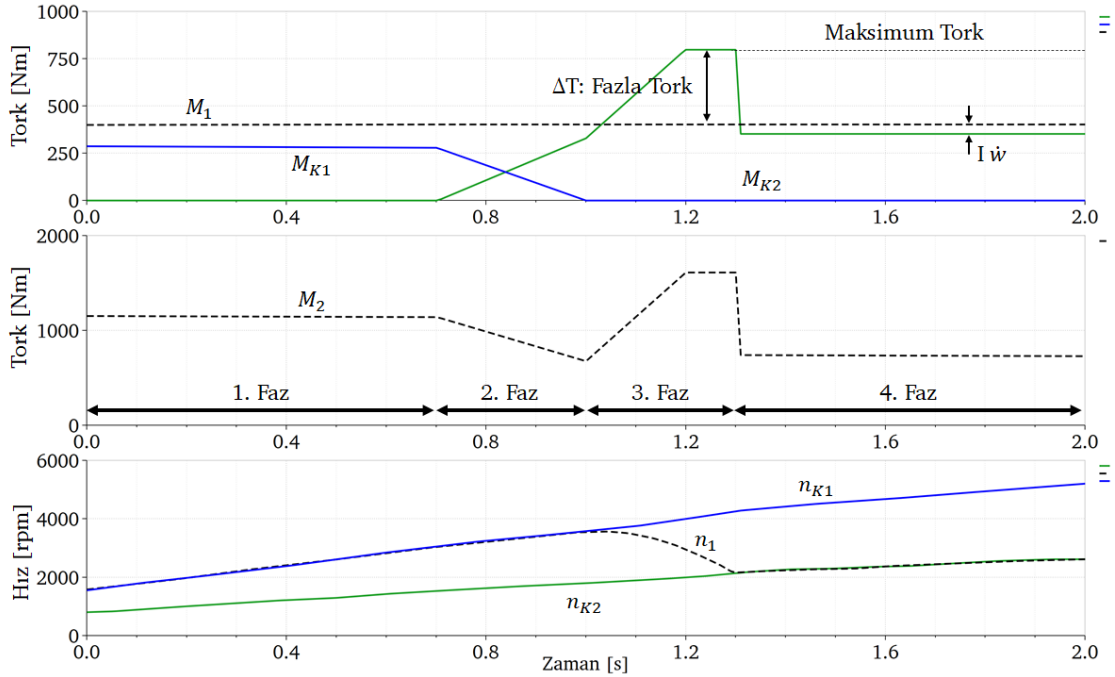
modellenmiştir. Özetle, güç aktarım sistemi, bir boyutlu haritalar kullanılarak modellenmiş bir serbestlik derecesine sahip motor modeli, yine bir boyutlu kapasite faktörü ve tork çarpanı eğrileri kullanılarak modellenmiş iki serbestlik derecesine sahip tork değiştirici modeli, bir planet dişli sisteminden oluşan ve iki adet serbestlik derecesinden oluşan şanzıman modeli, kontrolcü algoritmalarının derlenmesi için oluşturulan bir serbestlik derecesine sahip basit bir hidrolik aktüasyon modeli, kontrolcü kazanç katsayılarının optimize edilmesi aşamasında maksimum kontrol frekansının tespiti için geliştirilen detaylı hidrolik aktüasyon modeli, basit bir tork/hız çevrimi yapan hız azaltan modeli ve rüzgar ve yuvarlanma dirençlerinin davranışını yansıtan basit bir araç modelinden oluşmaktadır.

Tam otomatik şanzımanlarda vites geçişi, geçişi sağlayacak kavramaların bir tanesinin üzerindeki kontrol basıncı azaltılıp diğerinin artırılmasıyla sağlanmaktadır. Hangi kavramalarda basıncın artırılıp hangilerinde azaltılacağına, kavrama konfigürasyonuna göre karar verilmektedir. Bu işlem geçmişte hidromekanik sistemler vasıtasıyla yapılmakta, kısıtlı kontrol imkanları sunmaktaydı [21]. Ancak günümüzde vites değişimi esnasında kullanılan kavramaların ayrı ayrı kontrol edilmesine imkan sağlayan modern teknolojiler sayesinde yakıt tüketimi, emisyon, sürüş performansı ve konforu konularında gelişmeler kaydedilmektedir [5].

Oransal kontrol valfleri ve entegre kontrolcü sistemler sayesinde, her bir kavramadaki basınç kapalı çevrim olarak kontrol edilebilmekte, bu sayede vites geçişleri, konfor, performans, ömür gibi kriterler açısından optimize edilebilmektedir. Günümüzde bir vites geçişi dört farklı fazda incelenmektedir [5]. Bu sayede, farklı fazlarda farklı performans kriterlerini incelemek ve kontrol etmek mümkün olmaktadır. Bu fazlar sırasıyla, hazırlık fazı (preparatory phase), tork el değiştirme fazı (handover phase), sekronizasyon fazı (synchronization or inertia phase) ve bitiş fazı (completion phase) dir.

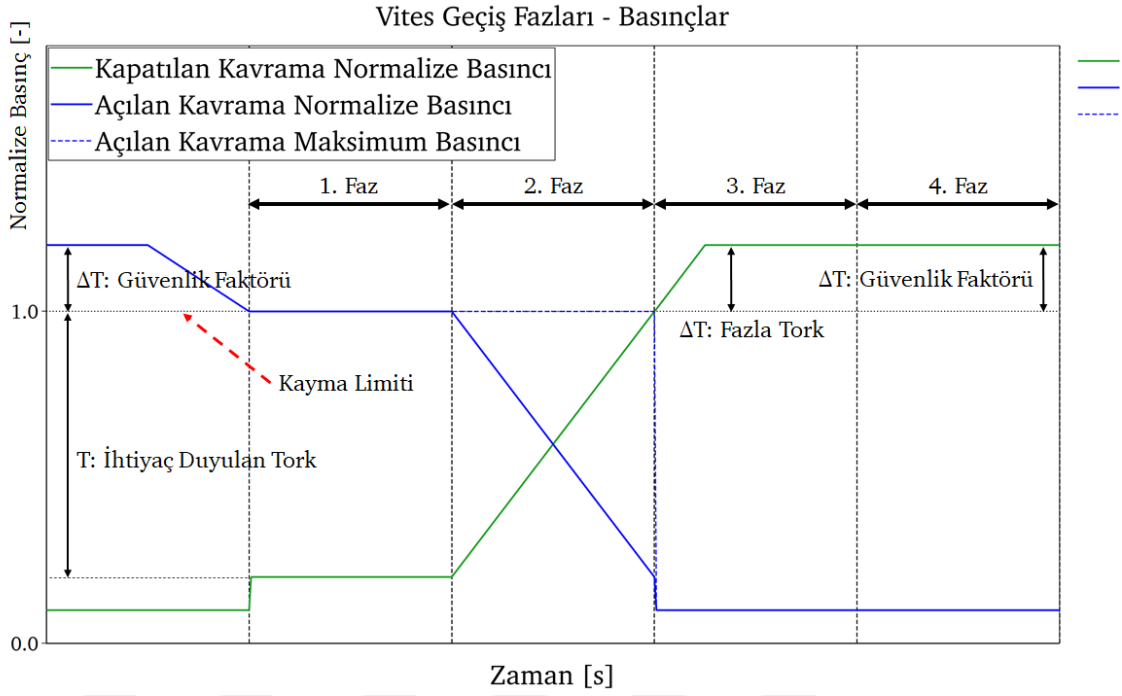
Bu dört faz, tam yük altında hızlanan bir aracın vites artış senaryosu dikkate alındığında şu şekilde detaylandırılabilir. Hazırlık fazında, basıncı azaltılacak kavramadaki kayma hızı sıfırken, basıncı artırılarak vites geçişini sağlayacak kavramadaki kayma hızı, araç artış hızına paralel olarak artmaya devam etmektedir (Şekil 1.9). Bu şekilde M_{K1} açılan kavramadaki torku, M_{K2} kapatılan kavramadaki torku, M_2 şanzıman çıkış torkunu, n_{K1} açılan kavramanın hızını, n_{K2} kapatılan kavramanın hızını, n_1 ise şanzıman çıkış hızını ifade etmektedir. Basıncı artırılacak kavramanın pistonu ile sürtünme plakaları arasındaki mesafenin sıfıra indirilmesi ve kavramanın tork aktarımına başlamasına hazır hale getirilmesi amacıyla, bu pistondaki basınç bir miktar artırılırken, serbest bırakılacak kavramanın üzerindeki sıyırma olmaması için güvenlik katsayısı sebebiyle uygulanmış fazladan basınç

azaltılarak, diğer kavramaya tork transferine hazır hale getirilmesi işlemleri bu fazda uygulanmaktadır (Şekil 1.10). Bir kavramadaki basıncın azaltılıp, paralel olarak diğerinin artırılması ile, şanzıman içerisinde taşınan torkun tamamen angaje olan kavramaya aktarıldığı faz tork el değiştirme fazı olarak adlandırılmaktadır. Bu fazın sonunda, basıncı artırarak maksimum düzeye çekilen kavramada, kavrama uçları arasındaki kayma hızı, sürtünme torku ve ataletler etkisi altında azalarak sıfıra inmektedir. Kavrama üzerindeki kayma hızının azalarak sıfırlandığı bu faz senkronizasyon ya da atalet fazıdır. Angaje olan kavramadaki kayma hızının sıfırlanıp, tork altında sıyrma olmaması sebebiyle güvenlik katsayısı oranınca fazladan basıncın uygulandığı ve vites geçişinin tamamlandığı faz ise bitiş fazıdır. Tüm bu fazlardaki şanzıman giriş ve çıkış hızları, piston basınçları ve kavrama torkları Şekil 1.9 ve Şekil 1.10'te detaylı olarak incelenebilir. Vites geçiş dinamikleri, her bir fazda diğerinden çok farklı olduğundan, kontrol çalışmaları açısından ayrı ayrı incelenmesi ve her bir faza özel mod değiştiren kontrolcüler uygulaması gerekmektedir. Bu çalışmada, tam otomatik şanzımana sahip bir aracın tam yük altındaki vites yükseltme senaryosu, sadece atalet fazında incelenmiş ve kontrolcü performansları sadece bu faz için değerlendirilmiştir.



Şekil 1.9 Bir vites geçişi esnasındaki hız ve torklar [5]

İyi bir vites geçişinin, çoğu birbiriyle zıt çalışan belirleyici faktörleri bulmaktadır [22]. Bunlardan bazıları, vites geçiş süresi, araç ivmesi, araç ivmesinin türevi(jerk), çıkış torku, titreşim doz değeri(VDV) ve maximum ortalama güçtür(MAP). Bir vites geçişinin atalet fazında, kavrama uçları arasındaki görece hızın ifadesi olan kayma hızını kontrollü bir şekilde azaltıp sıfırlayarak, iyi bir vites geçişi sağlanabilmektedir.



Şekil 1.10 Bir vites geçiş esnasındaki kavrama basınçları [5]

Uygun olarak belirlenen kayma hızı profili sayesinde, vites geçiş kalitesinin en önemli metriklerinden olan vites geçiş süresi ve jerk aynı anda kontrol edilebilmektedir. Bu durumda bir kontrolcünün hedef kayma hızını takip performansı da doğrudan vites geçiş kalitesi olarak yorumlanabilmektedir.

Kavrama kayma hızının hedeflenen profili takip etmesi geri beslemeli kontrolcüler sayesinde mümkün olmaktadır [2]. İlgili çalışmada otomatik şanzımana sahip bir aracın modellenmesi ve kontrolü yapılmıştır. Öncelikle vites geçiş dinamiklerini inceleyebilmek için gerekli detay seviyesine sahip bir güç aktarım sistemi ve araç modellenmiştir. Otomatik şanzıman içerisindeki planet sistemler Lagrange yöntemi ile modellenirken, içten yanmalı motor modeli için 2 adet taşınma gecikmesi ile birlikte toplamda 5 durum değişkenine sahip SI (buji ateşlemeli tipte içten yanmalı motor) model kullanılmıştır. Kavrama pistonuna basınç gönderen solenoid valf ise birinci derece gecikme olarak modellenmiştir. Sonrasında vites geçiş kalitesini belirleyen metrikler; vites geçiş süresi, kavramadaki maksimum tork aşımı, maksimum jerk ve VDV olarak tanımlanmıştır. Açık çevrim, kapalı-çevrim PID ve lineer olmayan "sliding mode" kontrolcüler sisteme entegre edilmiş ve bu kontrolcülerin farklı test koşullarında kapalı çevrim cevapları Monte Carlo simülasyonları yapılarak karşılaştırılmıştır. Ayrıca çalışmada "sliding mode" kontrolcü için gözlemci tasarımı yapılmıştır. Simülasyonlarda full gaz pedalı ile kalkış yapıp sonrasında aynı pedal pozisyonu ile tüm vitesler geçilerek sonlandırılmıştır. Kontrolcülerin kullanılmasında temel amaç vites geçiş esnasında hedeflenen kavrama

kayma hızlarının yakalanmasıdır. PID ve "sliding mode" katsayılarının tespiti, belirli sistem cevabı hedefleri doğrultusunda deneme yanılma yöntemiyle yapılmıştır. Kapalı çevrim kontrolcü ile alınan sonuçların, vites geçiş kriterleri açısından açık çevrim kontrolcüye oranla çok daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. Ancak çalışmada PID ve "sliding mode" kontrolcülerin performansı karşılaştırılmamıştır.

Literatürde, değişken çevre koşulları, sürücü davranışı, yıpranma gibi sebeplerle öngörülemeyen araç parametrelerine daha iyi cevap veren alternatif kontrolcü tasarımları mevcuttur. [23]'da anlatılan çalışmada lineer olmayan bir kontrolcü, geri adımlama yöntemiyle tasarlanmıştır. Kontrolcü tüm bu değişkenler altında, hata dinamiklerinde giriş-durum kararlılığı sağlamaktadır. Sentezlenen kontrolcü, kompleks güç aktarım sistemi dinamikleri içeren amesim modeline entegre edilmiştir. Lineer olmayan kontrolcü, başka bir çalışmada geliştirilen [12], iki serbestlik derecesine sahip lineer kontrolcü ile karşılaştırılmıştır. Son olarak, sentezlenen kontrolcü, sabit zaman adımlı HIL ortamına entegre edilerek, gerçek zamanlı performansı incelenmiştir. Kavrama kayma hızının, sentezlenen kontrolcü ile hedeflenen bir profili takip etmesi sağlanarak vites geçişi sağlanmaktadır. Kayma hızı hedef profilinin uygun seçilmesi ile, minimum süredeki vites geçişi, diğer performans kriterlerinden ödün vermeden gerçekleştirilebilmektedir. Hedeflenen kayma hızı profilinin, senkronizasyon işlemine başlandığı andaki türevi sıfır, işlemin bittiği andaki türevi ise sıfıra yakın bir değer seçilmiştir. Sentezlenen kontrolcü sadece atalet fazında etkin olmaktadır. Çalışmada araç modeli üç boyutlu harita olarak modellenirken, tork değiştirici kapasite faktörü ve tork çarpanı eğrileri, bir boyutlu haritalar olarak modellenmiştir [14]. Lineer olmayan kontrolcü sentezinde kullanılan kavrama basınç değeri, araç üzerinde gerçek zamanlı ölçüm alan bir sensör olmayabileceği düşünülerek bir gözlemci yardımıyla kestirilmiştir. Ayrıca, hedeflenen kayma hızının türevinin sentezlenen kontrolcü içinde kullanılıyor olması sebebiyle, türevlenen bu sinyale birinci dereceden filtre entegre etme zorunluluğu oluşmuştur. Sentezlenen kontrolcü kazançları, [24]'da anlatıldığı şekliyle elde edilmiştir. Çalışma sonucunda [23] geri adımlama yöntemi ile sentezlenen Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcü, iki serbestlik derecesine sahip kontrolcüye göre, farklı bir simülasyon koşulu için daha iyi sonuç vermiştir.

Bu çalışmada, [23] ve [2]'te yapılan çalışmalar kapsamlı olarak incelenmiş, bu çalışma ile olan benzerlikleri ve farklılıkları Kaynakça E.1'de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmada, tam otomatik şanzımana sahip bir aracın vites geçiş performansı, farklı kontrolcüler kullanılarak karşılaştırılmıştır. Çalışmada öncelikle, tam otomatik şanzımana sahip bir araç modeli amesim ortamında modellenmiştir. Motor modeli açısıl olarak bir serbestlik derecesine sahip bir sisteme, bir boyutlu harita olarak entegre edilmiş maksimum tork eğrisi uygulanarak hazırlanmıştır. Tork değiştirici modeli kapasite faktörü ve tork çarpanı eğrileri kullanılarak modellenmiştir. Tam otomatik tipteki transmisyon, model sadeliği açısından sadece bir vites geçişini temsil edecek şekilde, bir adet planet dişli sistemi kullanılarak modellenmiştir. Vites geçişini sağlayan kavramalardaki sürtünme davranışı kayma hızına bağlı sürtünme katsayısı haritası olarak modellenirken, bu kavramlar üzerinde sürtünme torku oluşmasını sağlayan hidrolik piston ve geri çağırma yayı, atalet etkileri ihmal edilerek, geometrik özelliklerine bağlı olarak hesaplanmış ve kavrama basıncını sürtünme plakasında normal kuvvete dönüştürecek kazançlar olarak modellenmiştir. Kontrol akımı sayesinde, kavrama pistonlarına kontrollü olarak basınç gönderilmesini sağlayan hidrolik kontrol sistemi, birinci derece gecikme olarak modellenmiştir. Ancak bu modelin zaman sabiti ve kazanç değerinin elde edilmesi için, gerçek bir otomotiv uygulamasında kullanılan detay dinamiklere sahip, kapsamlı hidrolik kontrol modeli kullanılmış, zaman sabiti ve kazanç değerleri uygun şekilde kalibre edilmiştir. Şanzıman çıkışından tekerlere kadar olan, diferansiyel, aks milleri ve lastikler sabit kazançlar olarak modellenmiştir. Araç modeli ise, yol eğimi, yuvarlanma ve hava direnci dinamiklerini yansıtacak şekilde modellenmiştir. Elde edilen bu model ile, farklı tipteki kontrolcülerin, tam yük altındaki tek bir vites geçişi esnasındaki performansı sadece atalet fazı için karşılaştırılmıştır. Bu kontrolcüler, PI ve geri adımlama yöntemi kullanılarak sentezlenmiş, Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcülerdir.

Kontrolcülerin elde edilmesinin ardından, kontrolcünün davranışını etkileyen, PI için oransal ve integral kazançları, lineer olmayan kontrolcü için, kontrolcü sentezi esnasında elde edilmiş beş adet kontrolcü kazancı, genetik algoritma optimizasyon yöntemiyle elde edilmiştir [25], [26]. Optimizasyon öncesinde, optimizasyona girdi sağlayacak maliyet fonksiyonları belirlenmiştir. Bunlardan ilki, daha önce bahsedilen kapsamlı hidrolik kontrol modelinden elde edilen ve kontrol sisteminin kendi iç dinamikleri sebebiyle kontrol edebileceği maksimum kontrol frekansıdır. Bu değer belirlenirken, kapsamlı kontrol modelinin giriş/kontrol akımı, sıfırdan başlayarak 50 Hz limitine kadar tüm frekans bandını taramış, zaman bağlı eğri olarak elde edilen kontrollü çıkış basınç değerinin PSD eğrisi elde edilmiştir [27]. Diğer maliyet fonksiyonu ise hedef kayma hızı ile elde edilen kayma hızı arasındaki hatanın toplamıdır. Bu şartlar altında optimize edilen kontrolcü kazançlarına sahip araç

modelleri, DoE (deney tasarımı) yöntemi ile parametre değişiklerine maruz bırakılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

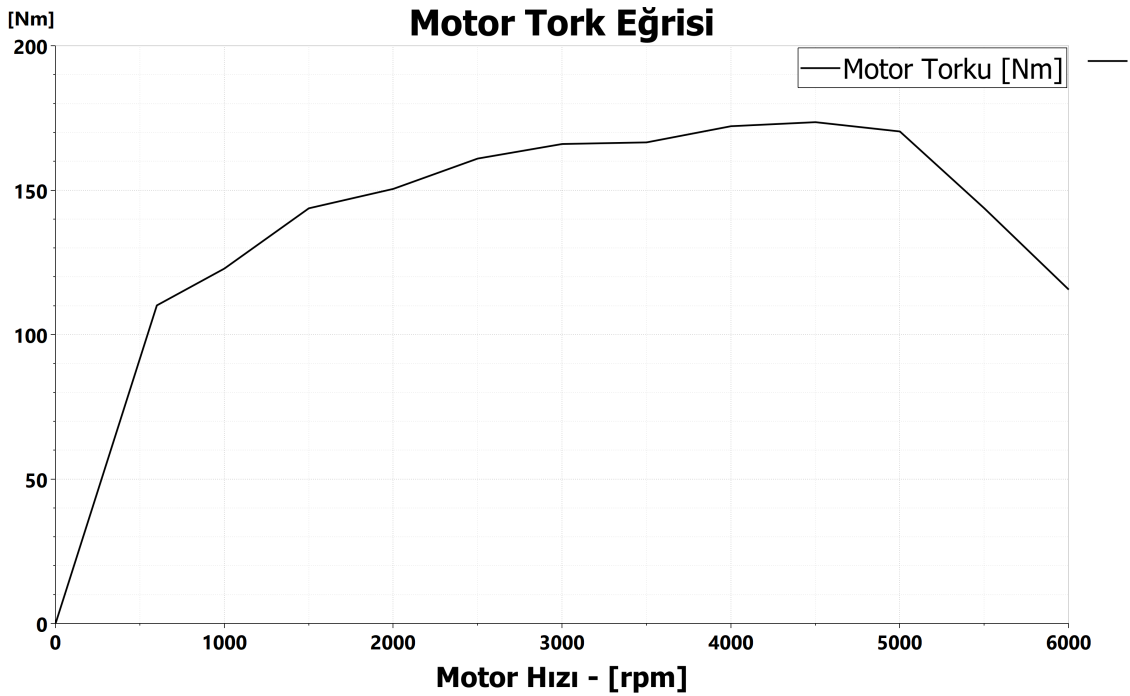
1.3 Hipotez

Güncel otomotiv uygulamalarında, tam otomatik şanzımanların vites geçiş dinamikleri genelde PID kontrolcüler ile kontrol edilmektedir [28]. Ancak oldukça değişken sürücü profilleri ve çalışma koşulları, ciddi kalibrasyon yükü getirmekte, tüm bu değişken koşullar için haritalanmış kontrolcü kazançları belirlenmektedir. Bu çalışmada aynı maliyet fonksiyonlarına bağlı olarak tek bir çalışma koşulu için optimize edilmiş PI kontrolcü ve geri adımlama yöntemi ile Lyapunov tabanlı olarak sentezlenmiş lineer olmayan kontrolcünün, DoE yöntemi ile elde edilmiş farklı çalışma koşullarında performansı karşılaştırılmıştır. Lineer olmayan kontrolcünün, değişken çalışma koşullarında daha iyi performans vermesi beklenmekte, bunun da ürün geliştirme süreçlerindeki kalibrasyon yükünü azaltacağı öngörülmektedir.

2 SİSTEMİN FİZİKSEL MODELİ

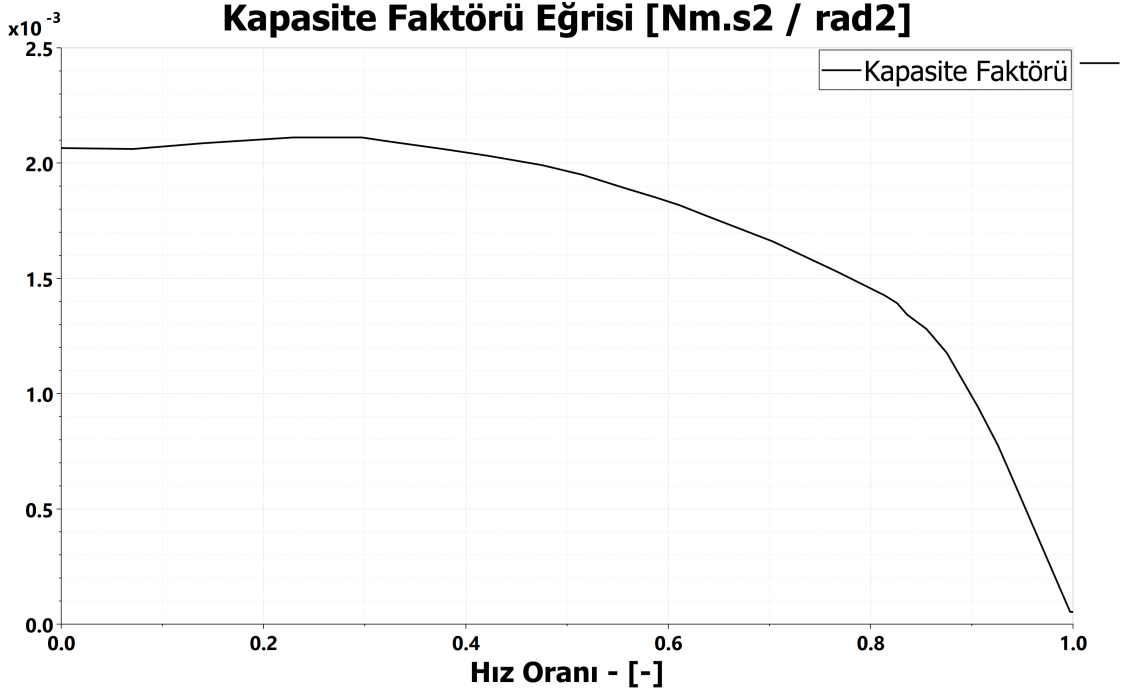
Bu çalışmada, tam otomatik şanzımana sahip bir aracın vites geçiş dinamiklerinin doğru olarak yansıtılabilmesi amacıyla, Simcenter Amesim ortamında fiziksel modellemesi yapılmıştır. Bu model hazırlanırken, Amesim’de bulunan *signal*, *powertrain*, *hydraulic* ve *hydraulic component design* kütüphaneleri kullanılmıştır.

Motor, amesim *1D mechanical* kütüphanesindeki atalet momenti tanımlama elemanı kullanılarak modellenmiş, motor hızına bağlı motor maksimum torku, Şekil 2.1’de verilen harita kullanılarak ara değer hesaplama yönetemi ile hesaplanmıştır. Şekil 2.1’den hesaplanan maksimum motor torku, zamana bağlı sürücü pedal pozisyonunun olduğu başka bir haritadan gelen kazanç katsayısı ile çarpılarak, motor atalet momentine iteratif olarak uygulanacak tork elde edilmiştir.



Şekil 2.1 İçten yanmalı motor maksimum tork eğrisi

Motor atalet momenti komponenti, amesim *powertrain* kütüphanesinde bulunan tork değıştirici komponentine bağlanmıştır. Burada tork değıştirici girişi için ekstradan bir atalet momenti tanımlamasına gerek olmamıştır. Tork değıştirici modeli, motor ile transmisyon planet sistemi güneş dişlisi arasındaki hız/tork paylaşımını Şekil 2.2 ve Şekil 2.3'te verilen kayma hızına bağli kapasite faktörü ve tork çarpanı eğrilerine bağli olarak yapmaktadır. Bu hesabın nasıl yapıldığı ile alakalı detaylar (3.4)'de verildiği gibidir.

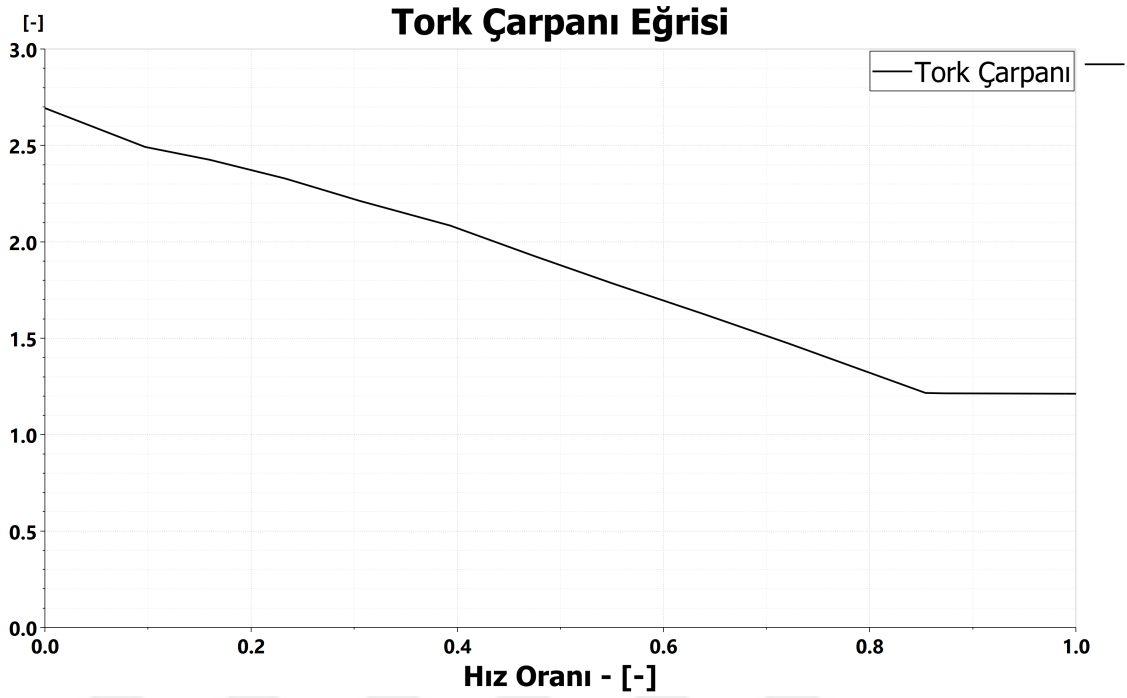


Şekil 2.2 Tork değıştirici kapasite tork eğrisi

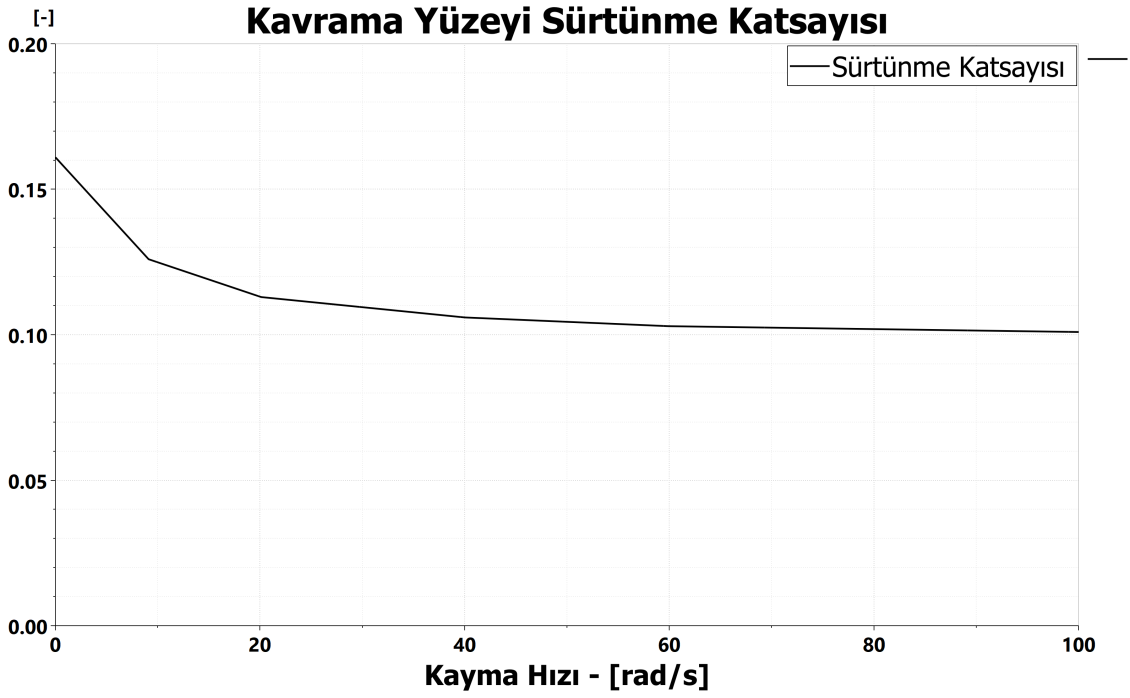
Bu çalışmada, tork değıştirici içerisindeki kilitleme kavraması modellenmemiştir. Tipik uygulamalarda, vites geçişi esnasında geçişin daha yumuşak olması, hidrodinamik yağ davranışının sönümleyici etkisinin kullanılması, geçişi esnasında motor'da alınması gereken aksiyonların daha az kritik hale gelmesi sebebiyle, tork değıştirici kilit kavraması açılmaktadır. Bu sebeple vites geçişinde bu dinamiklere ihtiyaç duyulmamakta, modellenmesi durumunda gereksiz karmaşa getirmektedir.

Şanzıman kavrama paketleri modellenirken yine amesim *powertrain* kütüphanesindeki *clutch* komponenti kullanılmıştır. Bu komponent, en basit sabit sürtünme katsayısı yaklaşımından, tüm hidrodinamik etkilerin olduğu oldukça kompleks modelleme alternatifleri sunmaktadır. Bu çalışmada kayma hızına bağli değişken sürtünme katsayısı yaklaşımını içeren bir alt-komponent seçilmiştir. Kayma hızına bağli sürtünme katsayısı değişimi Şekil 2.4'te verildiği gibidir.

Amesim ortamında hazırlanan fiziksel modelle, kontrolcü sentezinde kullanılan



Şekil 2.3 Tork değiştirici tork çarpanı eğrisi



Şekil 2.4 Kavrama sürtünme yüzeyi sürtünme katsayısı eğrisi

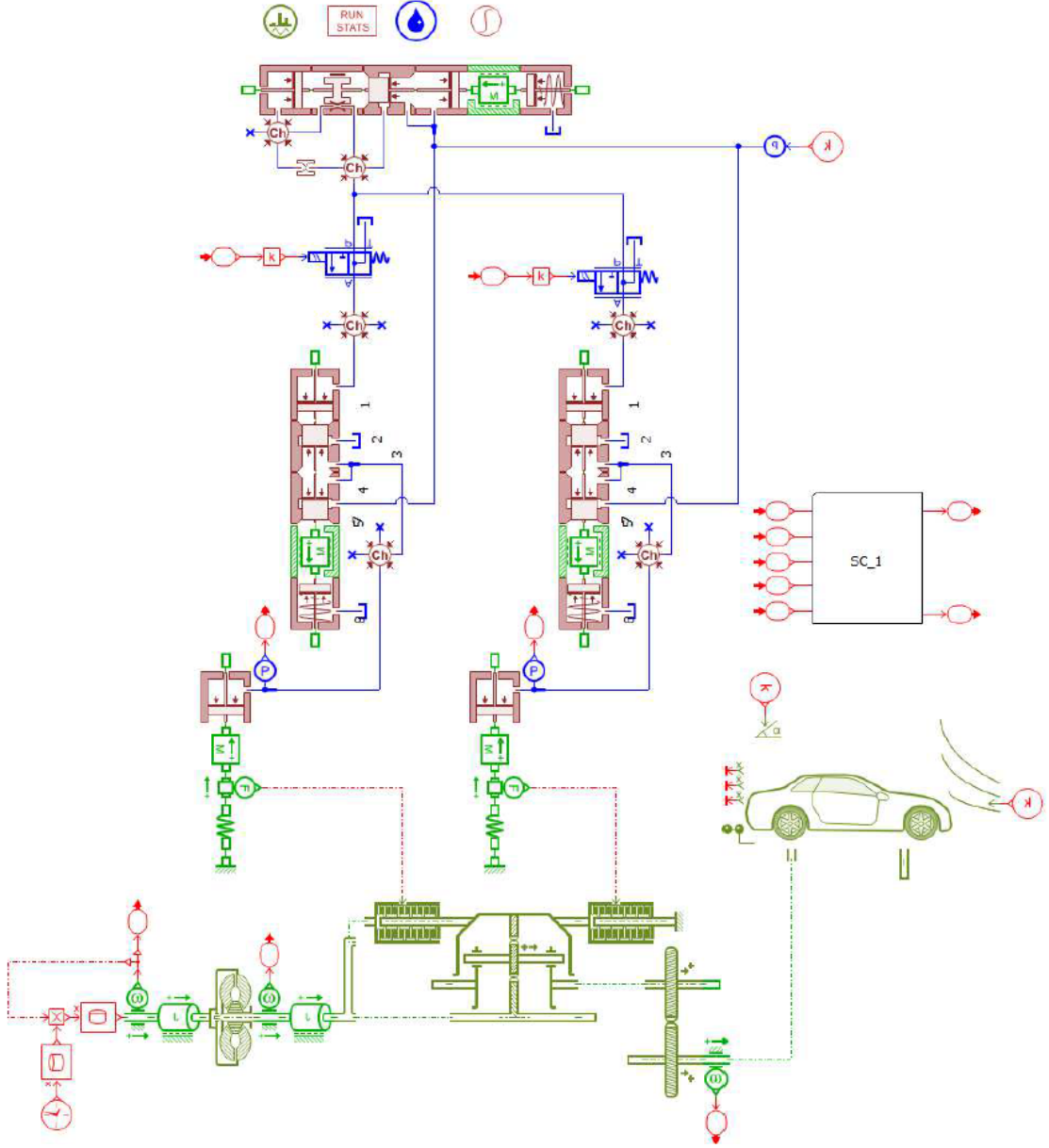
matematik tabanlı modeller arasında, motor, tork değiştirici, şanzıman planet dişli sistemi, sũrtũnme ve araç modelleri açısından ciddi farklar bulunmamaktadır. Ancak, kavrama kontrol valfi akımı ile kavrama normal kuvveti arasındaki dinamiklerin modellenmesi oldukça ayrışmaktadır.

Amesim ortamında, elektro-hidrolik oransal y¶nlendirme valfi, her bir kavrama için y¶nlendirme valfinden gelen pilot sinyaline bağlı olarak basıncı regũle eden basıncı regũle valfleri ve hidrolik basıncı kaynak hattındaki basıncın kararlı olmasını sağlayarak her durumda aynı vites geçiş performansının sağlanması destek olan ana hat basıncı regũlator valfleri, *hydraulic component design* kũtũphanesi kullanılarak kapsamlı olarak modellenmiştir. Burada her bir valf sũrgũsũ, ¼zerine binen basıncı ve geri çağırma yayı kuvvetleri altında dinamik olarak pozisyon değiştirebilmekte, bu sayede sũrgũ ¼zerindeki yollardan istenilen portlara basıncı/debi dinamik olarak y¶nlendirilebilmektedir. Kavrama pistonları da benzer yaklaşımla modellenmiştir.

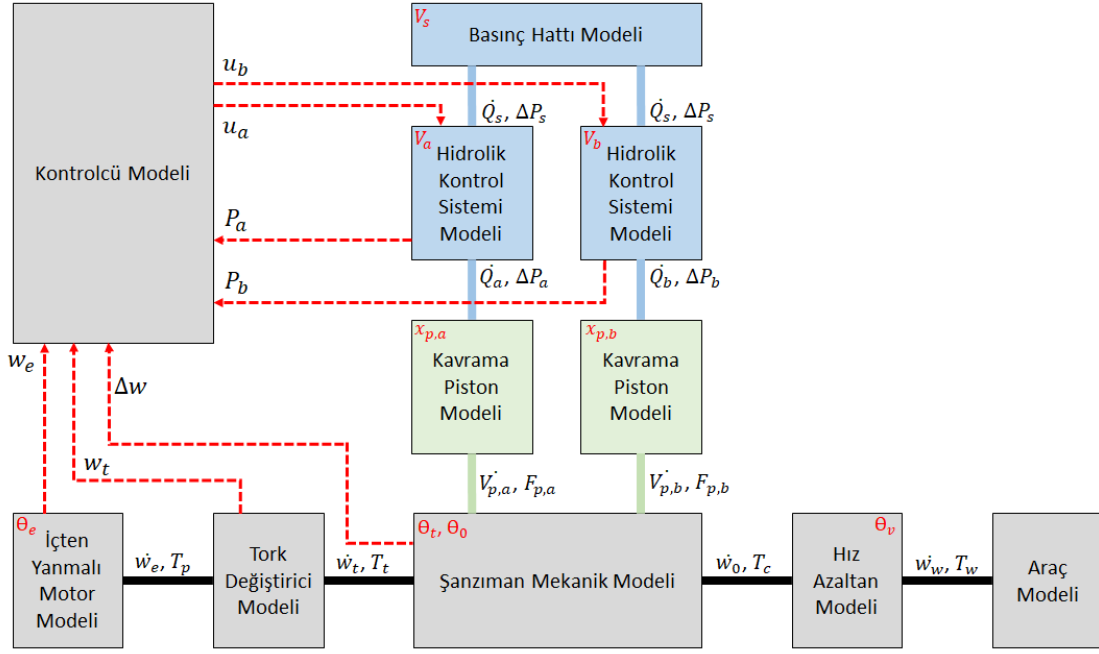
Tablo 2.1 Amesim modeli serbestlikleri

Kısaltma	Açıklama
θ_e	Motor d¶nme y¶n¼ndeki açısal hareketi
θ_t	Tork değiştirici t¼rbini açısal hareketi
θ_0	şanzıman çıkış şaftı açısal hareketi
θ_v	Motor boylamsal hareketinin teker eksenindeki açısal ifadesi
$x_{p,a}$	şanzıman A kavraması pistonu hareketi
$x_{p,b}$	şanzıman B kavraması pistonu hareketi
V_a	A pistonu hidrolik haznesi hacimsel değişimi
V_b	B pistonu hidrolik haznesi hacimsel değişimi
V_s	Basıncı hattı hidrolik haznesi hacimsel değişimi

Amesim modeli ana katmanı ¼zerinde, sentezlenen kontrolc¼n¼n çalışabilmesi için gerekli sistem durumları, *sensor* komponentleri kullanılarak okunmuş ve bu değerler *transmitter/reciever* komponentleri kullanılarak, kontrolc¼ alt katmanına aktarılmıştır. Kaynakça D'de, oluşturulan bu alt katman kontrolc¼ modeli incelenebilirken, şekil 2.5 ve 2.6'da amesim ortamında modellenen t¼m sistemin genel g¶r¼n¼m¼ ve şematik olarak g¶sterimi incelenebilmektedir. Tablo 2.1'de ise, şekil 2.6'da verilen şematik g¶sterimdeki sistem serbestlik derecelerinin açıklamaları verilmiştir. şekil 2.5'te g¶sterilen Amesim modelinin detaylı anlatımı tezin B.1 ve B.2 kısmında verilirken, fiziksel modele ait değişkenler, değerleri ve birimleri bu tezin Kaynakça A.1 kısmında verilmiştir.



Şekil 2.5 Amesim’de modellenen simülasyon modelinin görünümü



Şekil 2.6 Amesim modelinin serbestlikleri ve durum değişkenleri

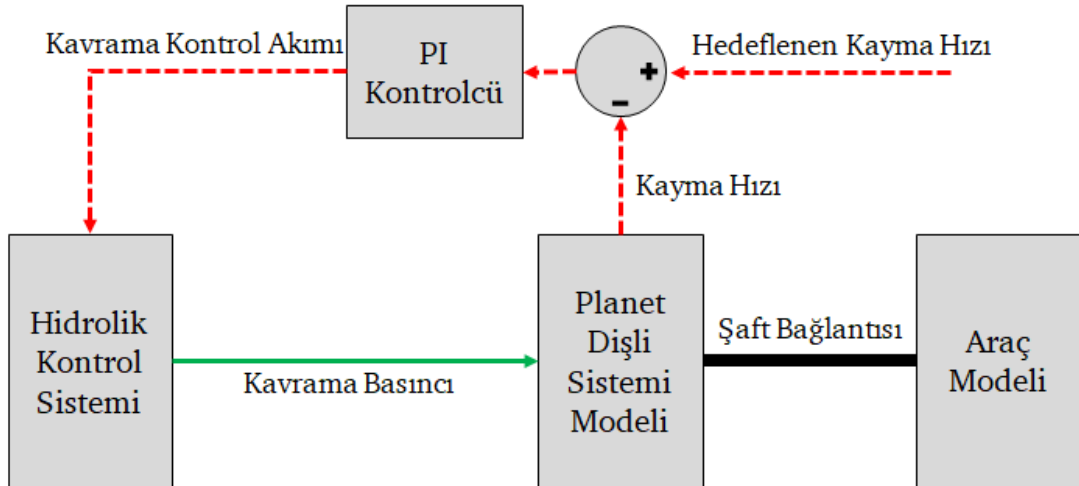
3

VİTES GEÇİŞ KONTROLCÜLERİ

3.1 PI Kontrolcü

Lineer olmayan kontrolcü ile çeşitli performans kriterleri açısından karşılaştırmak amacıyla, sisteme ilk olarak lineer PI kontrolcü entegre edilmiştir. Kontrolcüye girdi olarak, kontrol edilmek istenilen kavramadaki kayma hızı (Δw) ve hedeflenen kayma hızı arasındaki hata sinyali ($e(t)$) kullanılmıştır. Sonrasında (3.1)'de verilen ifade kullanılarak elde edilen kontrol sinyali, ilgili kavramaya basınçlı yağ gönderen solenoid valfi sürerek kapalı çevrim kontrol döngüsü Şekil 3.1'de olduğu gibi elde edilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_{t_0}^{t_f} e(t) dt \quad (3.1)$$



Şekil 3.1 PI kontrolcü kapalı çevrim blok şeması

3.2 Lineer Olmayan Kontrolcü

3.2.1 Sistemin Modellenmesi ve Kontrolcünün Derlenmesi

Geri adımlama yöntemi ile lineer olmayan kontrolcünün derlenmesi aşamasında ilk olarak amesim ortamında oluşturulan komple araç modelinin hareket denklemlerinin elde edilmiştir. Motor bir adet açısız serbestlik derecesine sahip sistem olarak modellenmiştir. Şekil 2.1’de motor hızına bağlı olarak verilmiş motor maksimum tork değeri, 0 ile 1 arasında bir değere sahip gaz pedalı pozisyon sinyali ile çarpılarak nihai tork değeri elde edilmiştir. (3.2)’de hesaplanan motor hız değeri kapalı çevrim olarak motor maksimum tork haritasına girdi olarak kullanılmış, bu sayede zaman tabanlı motor tork değişim davranışı elde edilmiştir.

$$I_e \dot{w}_e + C_e w_e = T_e - T_p \quad (3.2)$$

Burada T_e yukarıda bahsedilen haritadan elde edilen tork değeri iken, T_p ise motora bağlanmış tork değiştiricinin, pompa tarafında hesaplanan torku ifade etmektedir. w_e iteratif olarak hesaplanan motor hızını ifade ederken, I_e motor atalet momentini, C_e ise motora etki eden sürtünme dirençlerini ifade etmektedir.

$$T_e = \theta_{cv} \times T_{e,max} \quad (3.3)$$

(3.3)’de verilen denklem ise, yukarıda bahsedilen, gaz pedalı pozisyonu ve motor maksimum torku üzerinden yapılan hesabı ifade etmektedir. θ_{cv} , gaz pedalı pozisyonu, $T_{e,max}$ ise motor maksimum tork eğrisinde interpolate edilen tork değeridir.

Tork konvertör hesabında ise, [14]’te anlatıldığı şekilde, kapasite faktörü ve tork çarpanı eğrileri kullanılmış, (3.4)’teki denklemler kullanılarak, tork konvertör türbin ve pompası arasındaki tork / hız aktarım davranışı modellenmiştir.

$$T_p = CF(\lambda)w_e^2, \quad T_t = TR(\lambda)T_p, \quad \lambda = \frac{w_t}{w_e} \quad (3.4)$$

Burada λ tork konvertörün türbini ile pompası arasındaki hız oranını ifade etmektedir. TF ve CF ise, λ ’ya bağlı olarak verilmiş, sırasıyla tork çarpanı ve kapasite faktörü eğrilerinden interpolate edilmiş anlık tork çarpanı ve kapasite faktörü değerleridir. (3.4)’te w_t türbin hızı iken, w_e ise pompa doğrudan motora bağlı olduğundan motor hızıdır.

Türbinden üzerinden aktarılan motor torku, doğrudan şanzımana girmektedir. Bu çalışmada ise bir adet planet dişli sistemi olarak modellenmiş sistemin güneş dişlisini tahrik etmektedir. Şanzımanın güneş dişlisi doğrudan tork konvertör türbinine bağlı olduğundan w_t olarak ifade edilirken, şanzımanın çıkışı olan taşıyıcı dişli w_0 , çevre dişlisi ise w_r olarak ifade edilmiştir.

$$\dot{w}_t = C_{11}T_t + C_{12}T_{ca} + C_{13}T_{cb} + C_{14}T_v \quad (3.5)$$

Bir adet planet dişli ile oluşturulmuş şanzımandaki dinamik hareket denklemleri (3.5) ve (3.6) olduğu gibidir. Burada T_{ca} ve T_{cb} , a ve b kavramalarındaki tork değerleri iken, T_t yukarıda da bahsedildiği gibi türbin torkunu, T_v ise araca aktarılan torku ifade etmektedir.

$$\dot{w}_r = C_{21}T_t + C_{22}T_{ca} + C_{23}T_{cb} + C_{24}T_v \quad (3.6)$$

C_{ij} ise sistemdeki tüm ataletlerin planet dişli mertebesine indirgenmesi ile elde edilmiş atalet momentlerini ifade etmektedir. Ataletlere bağlı katsayılar hesaplanırken, [29]'da bahsedilen yöntem kullanılmıştır.

$$C_{11} = \left[\frac{R_g^2 I_r + (R_g - 1)^2 I_v}{R_g^2 I_t I_r + (R_g - 1)^2 I_t I_v + I_r I_v} \right] \quad (3.7)$$

$$C_{12} = -C_{11} \left[\frac{(R_g - 1) I_v}{R_g^2 I_r + (R_g - 1)^2 I_v} \right] \quad (3.8)$$

$$C_{13} = -C_{11} \left[\frac{(R_g - 1) I_v}{R_g^2 I_r + (R_g - 1)^2 I_v} + 1 \right] \quad (3.9)$$

$$C_{14} = C_{11} \left[\frac{-R_g I_r}{R_g^2 I_r + (R_g - 1)^2 I_v} \right] \quad (3.10)$$

$$C_{21} = - \left[\frac{(R_g - 1) I_v}{R_g^2 I_t I_r + (R_g - 1)^2 I_t I_v + I_r I_v} \right] \quad (3.11)$$

$$C_{22} = -C_{21} \left[\frac{R_g^2 I_t + I_v}{(R_g - 1) I_v} \right] \quad (3.12)$$

$$C_{23} = -C_{21} \left[\frac{R_g^2 I_t + I_v}{(R_g - 1) I_v} + 1 \right] \quad (3.13)$$

$$C_{24} = C_{21} \left[\frac{R_g I_t}{I_v} \right] \quad (3.14)$$

Şanzıman çıkışı ve aynı zamanda araç diferansiyeline giriş hızını ifade eden, planet dişli sistemin taşıyıcı hızı olan w_0 ise (3.15) verildiği şekilde hesaplanmaktadır.

$$w_0 = \frac{w_r(R_s + 2R_p) + w_t R_s}{2(R_s + R_p)} \quad (3.15)$$

Böylece yukarıdaki hesaplamalar kullanılarak elde edilmiş şanzıman modelinde, a ve b kavramalarının kullanılmasıyla elde edilen sırasıyla bir ve ikinci vitesler için elde edilen oranlar ve bu oranların hesaplanmasında kullanılan eşitlik (3.16) verildiği gibidir.

$$i_1 = 1 + \frac{1}{\gamma}, \quad i_2 = 1, \quad \gamma = \frac{R_s}{R_s + 2R_p} \quad (3.16)$$

Araç ve güç aktarım sistemi ataletlerine bağlı olarak hesaplanan atalet katsayıları C_{ij} 'nin içerisinde kullanılan R_g ifadesi ise (3.17)'de verildiği gibidir. Burada $i_{1,2}$ birinci ve ikinci vites oranlarını ifade etmektedir.

$$R_g = i_{1,2} \quad (3.17)$$

Planet dişli sistemine ait elemanların bazılarının frenlenmesi ya da serbest bırakılması ile vites oranları elde edilmektedir. Bu işlem ise, planet sisteme bağlı olan kavrama paketlerinde tork oluşumunu sağlayan kavrama pistonlarına kontrollü olarak yağ gönderilmesiyle sağlanmaktadır. Bir kavrama paketinde elde edilecek kavrama torkunun hesabı (3.18)'de verildiği gibi yapılmaktadır. Burada $\mu(\Delta w)$ kavrama üzerinde, kayma hızına bağlı olarak değişen sürtünme katsayısı ifade etmektedir (Şekil 2.4). Sürtünme plakası efektif yarıçapı R olarak ifade edilirken, N kavrama paketindeki toplam sürtünme yüzeyi sayısını, A kavrama pistonu efektif alanını, $P_{ca,cb}$, a ve b kavrama pistonlarındaki yağ basıncını, F_s ise kavrama pistonu geri çağırma yay kuvvetini ifade etmektedir.

$$T_{ca,cb} = \mu(\Delta w)RNA(P_{ca,cb} - F_s) \quad (3.18)$$

Vites geçişleri esnasında kavrama pistonlarına kontrollü olarak yağ gönderilmesini

sağlayan hidrolik kontrol sistemi, solenid bobin, yönlendirme valfi sürgüsü ve kovanı, yağ yönlendirme hortum ve boruları, kavrama pistonu, piston geri çağırma yayı ve sürtünme plakalarından oluşmaktadır. Kontrol akımından kavrama torkuna kadar olan dinamikleri içeren bu sistem, kontrolcü sentezinde fiziksel olarak modellemek için çok fazla detay içermekte, bu sebeple basit bir valf modeli tercih edilmektedir. Bu çalışmada valf dinamiklerini temsil etmesi için (3.19) verilen eşitlik kullanılmıştır. Burada $P_{ca,cb}$, a ve b kavrama pistonlarındaki basıncı ifade ederken, K_{cv} kazanç katsayısını, u kontrol akımını, t zamanı, L_{cv} ise zaman gecikmesini ifade etmektedir.

$$P_{ca,cb} \cdot = -\frac{P_{ca,cb}}{\tau_{cv}} + \frac{K_{cv}}{\tau_{cv}}u(t - L_{cv}) \quad (3.19)$$

Araç üzerinde etki eden hava direncini ifade etmek için (3.20)'de verilen eşitlik kullanılmıştır. Burada ρ hava yoğunluğunu, C_D araç sürtünme katsayısını, A_A araç kesit alanını, V ise araç hızını ifade etmektedir.

$$D_A = \frac{1}{2}\rho C_D A_A V^2 \quad (3.20)$$

Araç hava direnç hesabının, sentezlenen kontrolcüde daha rahat temsil edilmesi için araç hava direnci, 3.21'de verildiği gibi, C_A ismindeki bir katsayıya eşitlenmiştir.

$$C_A = \frac{1}{2}\rho C_D A_A \quad (3.21)$$

Araç kütesinin planet sistemi taşıyıcı elemanına atalet momenti olarak indirgenebilmesi amacıyla (3.22) denklem kullanılmıştır. Burada i_{df} araç diferansiyel oranını, R_w tekerlek efektif yarıçapını, m ise araç kütesinin ifade etmektedir. İndirgenmiş atalet momenti ise I_v olarak ifade edilmiştir.

$$I_v = \frac{mR_w^2}{i_{df}^2} \quad (3.22)$$

Araç hava direnci ve yuvarlanma direnci T_w 'nin, şanzıman içerisinde yer alan planet sistemin taşıyıcı elemanına uygulanmak üzere, tork olarak hesaplanmış hali (3.23)'de verilmiştir.

$$T_v = \frac{T_w}{i_{df}} + \frac{C_A R_w^3}{i_{df}^3} w_0^2 \quad (3.23)$$

Araç ve güç aktarma sistemi dinamikleri, yukarıda bahsedilen eşitlikler kullanılarak, şanzıman içerisindeki planet dişli sistemine indirgenebilmektedir. Bu sayede kontrol algoritmasının sentezlenmesi daha pratik hale getirilmiştir. (3.24) ve (3.25)'de verilen denklemler ile tüm araç ve güç aktarma sisteminin dinamikleri ifade edilmiştir.

$$\Delta \dot{w} = a_1 \mu(\Delta w) p_{cb} + f + b_{11} w_1 \quad (3.24)$$

$$p_{cb} \dot{=} a_2 p_{cb} + b_{22} u + b_{21} w_2 \quad (3.25)$$

(3.24) ve (3.25) verilen, a_1 , a_2 , f , b_{11} , b_{21} ve b_{22} katsayıları, yine kontrolcü sentezinin pratikleştirilmesi amacıyla kullanılmış ve temsil ettiği eşitlikler, (3.26), (3.27) ve (3.28)'de verilmiştir.

$$f = (C_{11} - C_{21}) T_t(w_t, w_e) + (C_{14} - C_{24}) T_{ve}(\Delta w, w_t) - (C_{13} - C_{23}) \mu(\Delta w) R N F_s \quad (3.26)$$

$$a_1 = (C_{13} - C_{23}) R N A \times 1000 \quad a_2 = -\frac{1}{\tau_{cv}} \quad (3.27)$$

$$b_{11} = 1, \quad b_{21} = 1, \quad b_{22} = \frac{K_{cv}}{\tau_{cv} \times 1000} \quad (3.28)$$

Kontrolcü sentezi aşamasında, sistem belirsizliklerini ifade etmesi amacıyla (3.24) ve (3.25)'deki denklemlere w_1 ve w_2 parametreleri eklenmiş, bunlara ait kazanç katsayılarının kontrol edilebilmesi amacıyla da b_1 ve b_2 çarpanları eklenmiştir. Böylece, valf kontrol akımından, kavrama kayma hızına sistem dinamik denklemleri elde edilmiştir. Bu süreçte [23] ve [12]'deki çalışmalardan yararlanılmıştır.

Kontrolcü hesaplarında, kavramlardaki basınç değerleri zaman bazlı olarak biliniyor olması gerekmektedir. Ancak hem bu basıncın okunması gereken yerde enstrümantasyon açısından ulaşılabilirliğin zor olması hem de getireceği ekstra maliyetler sebebiyle sensör kullanımı tercih edilmemektedir. Bunun yerine, kavrama basıncın kestirimi için gözlemci kullanılabilir. Bu çalışmada, [30]'da tasarlanan gözlemci kullanılmıştır. Kullanılan gözlemciye ait matematiksel ifadeler şu şekildedir;

$$\dot{\eta} = (a_2 - L a_1 \mu(\Delta w))(\eta + L \Delta w) + b_{22} u - L f \quad (3.29)$$

$$\hat{P}_{cb} = \eta + L\Delta w \quad (3.30)$$

Burada \hat{P}_{cb} kestirilen kavrama basıncını ifade ederken, η gözlemci durumunu, L ise gözlemci kazanç değerini ifade etmektedir. Gözlemci entegrasyonu sonrasında (3.24) ve (3.25)'deki ifade (3.31) ve (3.32)'de verildiği gibi yazılabilmektedir. Burada u hidrolik kontrol valfi akımını ifade etmektedir.

$$\dot{\Delta w} = a_1\mu(\Delta w)\hat{P}_{cb} + f + b_{11}w_1 \quad (3.31)$$

$$\dot{\hat{P}}_{cb} = a_2\hat{P}_{cb} + b_{22}u + b_{21}w_2 \quad (3.32)$$

Daha önce de ifade edildiği gibi, uygun bir şekilde seçilmiş kayma hızı hedef profili ve iyi bir takip kontrolü ile vites geçiş performansı istenilen seviyelerde elde edilebilmektedir. Bu çalışmada hedef kayma hızı olarak belirli kriterlere göre elde edilmiş bir fonksiyon kullanılmıştır. Bu kriterlerler, vites geçiş işleminin istenilen sürede tamamlanması, vites geçişinin bittiği andaki hedef kayma hızı profilinin türevinin sıfır olması ve vites geçişine başlandığı andaki kayma hızı profili türevinin de olabildiğinde düşük olmasıdır.

$$\Delta w_{des} = 2\Delta w_0 \frac{(t-t_0)^3}{(t_f-t_0)^3} - 3\Delta w_0 \frac{(t-t_0)^2}{(t_f-t_0)^2} + \Delta w_0 \quad (3.33)$$

Bu amaçla oluşturulan hedef kayma hızı profili fonksiyonu ve işlemler esnasında kullanılacak türev fonksiyonu (3.33) ve (3.34)'de verildiği gibidir.

$$\dot{\Delta w}_{des} = 6\Delta w_0 \frac{(t-t_0)^2}{(t_f-t_0)^3} - 6\Delta w_0 \frac{(t-t_0)}{(t_f-t_0)^2} \quad (3.34)$$

Bu çalışmada, [23]'de geri adımlama (*backstepping*) yöntemi ile *Lyapunov* tabanlı olarak geliştirilmiş ve giriş-durum kararlılığı sağlayan kontrolcü kullanılmıştır. Geri adımlama yöntemi, hedeflenen durum (*state*) ile kontrol giriş sinyali arasında ara hata sinyalleri tanımlanması ve bu hata sinyallerinin her birinin kararlılığını garanti eden ara kontrol kuralları tasarlanması ile elde edilir. Ancak bu yöntemin elde edilebilmesi için sistemin öncelikle "strict feedback" formunda olması gerekmektedir [31]. (3.24) ve (3.32)'den görüleceği üzere, vites geçiş dinamiklerini içeren sistem "strict feedback" formundadır ve geri adımlama yöntemi uygulanabilmektedir.

Kontrolcü sentezlenmesi esnasında, giriş-durum kararlılığını sağlayan kontrol kurallarının belirlenmesi için kontrol edilecek Δw ile u arasında ara hata sinyallerinin tanımlanması gerekmektedir. Öncelikle, (3.31)'de verilen Δw sinyalinin istenilen Δw_{des} sinyalini takip edebilmesi için e_1 hata sinyali tanımlanması gerekmektedir. Ayrıca (3.31)'deki Δw ifadesinin kontrolü yalnızca (3.32)'de verilen \hat{P}_{cb} üzerinden yapılabileceğinden, istenilen kayma hızını kontrol için istenilen kavrama basıncı ile (3.32)'deki kavrama basıncı arasında da e_2 hata sinyali tanımlanması gerekmektedir. Bu ifadeler

$$e_1 = \Delta w - \Delta w_{des} \quad (3.35)$$

$$e_2 = \hat{P}_{cb} - P_{cb_{des}} \quad (3.36)$$

Bu aşamda, e_1 hata sinyalinin kararlılık analizi için seçilen V_1 Lyapunov fonksiyonu (3.37)'de verildiği gibi seçilmiştir. Bu fonksiyonun türevinin (\dot{V}_1) sifıra eşit ya da küçük bir fonksiyon olmasını sağlayan kontrol girdisi ile e_1 hata sinyali giriş-durum kararlılığını sağlamaktadır.

$$V_1 = \frac{1}{2}e_1^2 \quad \dot{V}_1 = e_1\dot{e}_1 \quad (3.37)$$

(3.31), (3.35) ve (3.36) ifadeleri kullanılarak V_1 ifadesi tekrar yazılırsa;

$$\dot{V}_1 = e_1 \left[a_1 \mu(\Delta w)(e_2 + P_{cb_{des}}) + f + b_{11}w_1 - \Delta \dot{w}_{des} \right] \quad (3.38)$$

(3.38)'da verilen \dot{V}_1 ifadesine kontrol kuralı tasarlanabilmesi için çarpım durumundaki hata ve belirsizlik sinyallerinin ayrıştırılması gerekmektedir. Bunun için [31]'de verilen Young eşitsizliği kullanılmıştır. Kullanılan eşitsizlik (3.39)'de verildiği gibidir.

$$xy \leq \frac{\varepsilon^p}{p}|x|^p + \frac{1}{q\varepsilon^q}|y|^q \quad (3.39)$$

Burada $p = q = 2$ olarak seçilmiştir. Ayrıca ε^2 de $2K_i$ olarak seçilmiştir. Böylece (3.38)'da verilen ifade (3.40)'de verildiği gibi ayrıştırılmıştır. Bu sayede uygun olan $P_{cb_{des}}$ ifadesi seçilerek e_1 için kontrol kuralı tasarlanabilecektir.

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 \leq e_1 [a_1 \mu(\Delta w) P_{cb_{des}} + f - \Delta \dot{w}_{des} + |b_{11}| K_1 e_1 + |a_1 \mu(\Delta w)| K_2 e_2] + \\ + \frac{|b_{11}|}{4K_1} w_1^2 + \frac{|a_1 \mu(\Delta w)|}{4K_2} e_2^2 \end{aligned} \quad (3.40)$$

(3.40)'de verilen ifadede, e_1 ile çarpım durumundaki ifadenin içerisinde bulunan $P_{cb_{des}}$, (3.41)'de verildiği gibi seçilirse, \dot{V}_1 ifadesi (3.42)'de verilen ifadeye dönüşmektedir. Böylece e_1 için w_1 ve e_2 'ye bağlı giriş durum kararlılığı sağlayan kontrol kuralı elde edilmektedir.

$$P_{cb_{des}} = \frac{-K_3 e_1 - f + \Delta \dot{w}_{des} - |b_{11}| K_1 e_1 - |a_1 \mu(\Delta w)| K_2 e_1}{a_1 \mu(\Delta w)} \quad (3.41)$$

$$\dot{V}_1 \leq -K_3 e_1^2 + \frac{|b_{11}|}{4K_1} w_1^2 + \frac{|a_1 \mu(\Delta w)|}{4K_2} e_2^2 \quad (3.42)$$

Bu aşamda (3.32)'de verilen ifadenin, e_2 cinsinden ve lineer olarak parametrize edilebilir formda tekrar yazılması ve böylece kontrol döngüsünün kapatılması gerekmektedir. Bu sebeple $P_{cb_{des}}$, $\dot{P}_{cb_{des}}$ ve b_{22} ifadelerinden oluşan ara kontrol kuralı (3.43)'de veriliği gibi tanımlanarak (3.31)'deki ifade (3.44)'deki gibi yeniden düzenlenmiştir. Burada u kontrol giriş sinyalidir.

$$v = u - u_d \quad u_d = \frac{\dot{P}_{cb_{des}} - P_{cb_{des}}}{b_{22}} \quad (3.43)$$

$$\dot{e}_2 = a_2 e_2 + b_{22} v + b_{21} w_2 \quad (3.44)$$

(3.43)'de verilen ifadede, içerisindeki bir boyutlu haritalar vs. sebebiyle doğrudan türevlenemeyen $P_{cb_{des}}$ 'nin, birinci dereceden bir filtreden geçirilmesi ile $\dot{P}_{cb_{des}}$ elde edilmiştir. Filtreden geçirilerek elde edilen sinyal $\dot{P}_{cb_{des}}$, (3.45)'de verilen ifadede olduğu gibidir.

$$\dot{P}_{cb_{des}} = \frac{P_{cb_{des}} - \bar{P}_{cb_{des}}}{\tau_2} \quad (3.45)$$

Filtreden geçirilerek elde edilen $P_{cb_{des}}^{\dot{}}$ sonrası, (3.43)'deki ifade (3.46)'deki güncellenmiştir.

$$v = u - u_d \quad u_d = \frac{P_{cb_{des}}^{\dot{}} - P_{cb_{des}}}{b_{22}} \quad (3.46)$$

Bu aşamada, e_2 hata sinyali için kararlılık sağlayan V_2 Lyapunov fonksiyonu (3.47)'de verildiği gibi seçilmiştir. Bu fonksiyonun türevinin (\dot{V}_2) sıfıra eşit ya da küçük bir fonksiyon olmasını sağlayan kontrol girdisi ile e_2 hata sinyali giriş-durum kararlılığını sağlamaktadır.

$$V_2 = \frac{1}{2}e_2^2 \quad \dot{V}_2 = e_2\dot{e}_2 \quad (3.47)$$

$$\dot{V}_2 \leq e_2 [a_2 e_2 + b_{22} v + |b_{21}|K_4 e_2] + \frac{|b_{21}|}{4K_4} w_2^2 \quad (3.48)$$

(3.36), (3.44) ve (3.39)'da verilen ifadelerden yararlanılarak, \dot{V}_2 için (3.48)'de verilen eşitsizlik elde edilmiştir. Bu eşitsizlikte e_2 ile çarpım durumundaki ifadenin içerisindeki v , (3.49)'de verildiği gibi seçilirse, \dot{V}_2 ifadesi (3.50)'de verildiği gibi elde edilmektedir. Bu sayede, e_2 için w_2 'ye bağlı giriş durum kararlılığı sağlayan kontrol kuralı elde edilmektedir.

$$v = -e_2 \left[\frac{K_5 + a_2 + |b_{21}|K_4}{b_{22}} \right] \quad (3.49)$$

$$\dot{V}_2 \leq -K_5 e_2^2 + \frac{|b_{21}|}{4K_4} w_2^2 \quad (3.50)$$

Böylece, e_1 ve e_2 hata dinamikleri ile elde edilmiş, kapalı çevrim hata sistemi, (3.51)'de verildiği gibi elde edilmektedir.

$$\dot{e}_1 = -(K_3 + |b_{11}|K_1 + |a_1\mu(\Delta w)|K_2)e_1 + a_1\mu(\Delta w)e_2 + b_{11}w_1 \quad (3.51a)$$

$$\dot{e}_2 = -(K_5 + |b_{21}|K_4)e_2 + b_{21}w_2 \quad (3.51b)$$

Hata dinamiklerini zamanla sıfırlaması amacıyla elde edilen \dot{V}_1 ve \dot{V}_2 eşitsizliklerinin,

kendi içerisinde de toplam hatayı sıfırlıyor olması gerekmektedir. Bu sebeple, bu iki fonksiyonun toplamında elde edilen (3.52)'deki ifadesindeki e_1 ve e_2 değişkenlerinin de negatif katsayıya sahip olması gerekmektedir. Bu sebeple, K_2 ve K_5 katsayılarının seçiminde bu kurala dikkat ediliyor olması gerekmektedir.

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2 \leq -K_3 e_1^2 + \left[\frac{|a_1 \mu(\Delta w)|}{4K_2} e_2^2 - K_5 \right] e_2^2 + \frac{|b_{11}|}{4K_1} w_1^2 + \frac{|b_{21}|}{4K_4} w_2^2 \quad (3.52)$$

Bu çalışmada geliştirilen kontrolcülere ait değişkenler, değerleri ve birimleri bu tezin A.1 kısmında verilmiştir.

3.2.2 Giriş-Durum Kararlılığının Gösterilmesi

Geri adımlama yöntemi ile Lyapunov tabanlı olarak geliştirilen ve giriş durum kararlılığını sağlayan lineer olmayan kontrolcünün hata dinamikleri olan e_1 ve e_2 'nin, zamanla azalarak sıfıra gittiğinin gösterilmesi ile kontrolcünün kararlılığı ispat edilebilmektedir. Bu amaçla (3.42) ve (3.50)'de verilen ifadelerin ve dolayısıyla (3.52)'de verilen ifadenin içerisinde belirsizlik katsayıları içeren ifadelerin limit değerlerinin sınırlı olduğunun gösterilmesi gerekmektedir.

$$\frac{d}{dt}(V_i e^{2K_i t}) = \dot{V}_i e^{2K_i t} + V_i 2K_i e^{2K_i t} \quad (3.53)$$

$$e^{2K_i t} \quad (3.54)$$

Bu işlemin yapılabilmesi için öncelikle, (3.53)'de verilen ifadeden yararlanılarak, (3.42) ve (3.50) eşitsizliklerinin (3.54)'de verilen ifade ile çarpılması ve gerekli manipülasyonların yapılması gerekmektedir. Sonrasında, ifadelerin 0 - t arasında integralleri alınarak sınırlı olduğunun gösterilmesi gerekmektedir.

$$\frac{d}{dt}(V_1 e^{2K_3 t}) \leq \frac{|b_{11}|}{2K_1} w_1^2 e^{2K_3 t} + \frac{|a_1 \mu(\Delta w)|}{4K_2} e_2^2 e^{2K_3 t} \quad (3.55)$$

$$\frac{d}{dt}(V_2 e^{2K_5 t}) \leq \frac{|b_{21}|}{4K_4} w_2^2 e^{2K_5 t} \quad (3.56)$$

(3.55) ve (3.56)'de elde edilen ifadelerin entegre edilmesi ile (3.57) ve (3.58)'de

verilen ifadeler elde edilmiştir. Bu ifadeler sayesinde, w_1 ve w_2 'nin genlik olarak sınırlı olması durumunda, e_1 ve e_2 ifadelerinin de sınırlı olduğu söylenmektedir.

$$\|e_1(t)\|^2 \leq \frac{|b_{11}|\|w_1\|_\infty^2}{4K_1K_3} + \frac{|a_1\mu_{max}|\|e_2\|_\infty^2}{4K_2K_3}, \quad t \rightarrow \infty \quad (3.57)$$

$$\|e_2(t)\|^2 \leq \frac{|b_{21}|\|w_2\|_\infty^2}{4K_4K_5}, \quad t \rightarrow \infty \quad (3.58)$$

Böylece K_i seçiminde (3.59) ve (3.60)'de verilen kurallara uyulduğu takdirde, hedeflenen sistem için giriş durum kararlılığı sağlanmış olmaktadır.

$$K_{1,2,3,4,5} > 0 \quad (3.59)$$

$$K_2 > \frac{|a_1\mu_{max}|}{4K_5} \quad (3.60)$$

Bu çalışmanın 3.2.1 kısmında türetilen kontrolcü için [23]'dan yararlanılmıştır. Elde edilen kontrolcü Amesim ortamında entegre edilmiş ve sonrasında yine Amesim ortamında modellenen araç ve güç aktarım sistemi modeline enregre edilerek sonuçlar alınmıştır (Şekil 2.6). Amesim ortamında oluşturulan model Kaynakça D'de incelenebilmektedir.

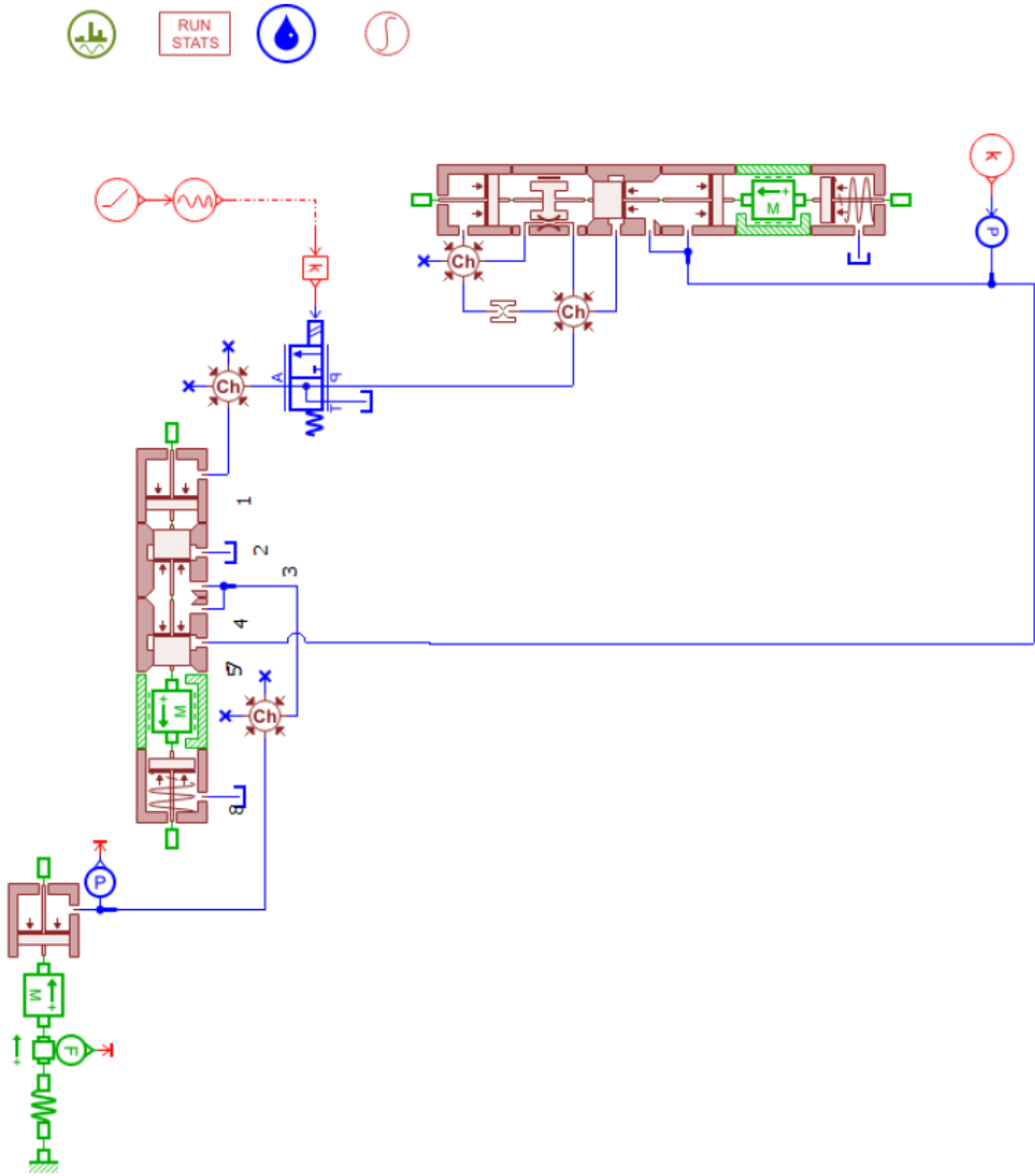
4.1 Maliyet Fonksiyonları ve Kısıtlar

Bu çalışmada, tam otomatik şanzımanlarda vites geçiş performansı farklı kontrolcüler için karşılaştırılmıştır. Bu kontrolcüler lineer PI kontrolcü ve geri adımlama yöntemi ile elde edilmiş Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcülerdir. Vites geçiş dinamikleri oldukça lineer olmayan davranış göstermektedir ve bu sebeple istenilen performans kriterlerine uygun oransal ve integral kazanç katsayıları analitik olarak seçilememektedir. Ancak güncel otomotiv uygulamalarında sıklıkla kullanılan PI kontrolcülerin kazanç katsayılarının tespiti, farklı sürüş senaryolarında yapılan kalibrasyon faaliyetleri ile elde edilmektedir.

Yukarıdakine benzer durum lineer olmayan kontrolcü için de geçerlidir. Hata dinamiklerinin vites geçiş süresi boyunca sifıra inmesi için gerekli kazanç katsayıları belirli kabullerle kestirilebilmektedir. Seçilen maliyet fonksiyonları çerçevesinde tüm kazanç katsayılarının birbirlerine olan etkilerinin de kombine olarak incelenmesi için genetik optimizasyon yöntemi kullanılabilir [25].

Bu çalışmada her iki kontrolcü tipi ile de, aynı maliyet fonksiyonları altında, aynı simulasyon senaryosu için optimizasyon yapılarak, kontrolcü kazanç katsayıları elde edilebilmekte, bu sayede kontrolcü performansları objektif olarak karşılaştırılabilmektedir. Seçilen optimizasyon senaryosu için optimize edilen kontrolcü kazançlarının değişken sürüş senaryolarındaki performanslarını objektif olarak karşılaştırmak ta bu şekilde mümkün olmaktadır.

Kontrolcü optimizasyonu için iki adet maliyet fonksiyonu seçilmiştir. Bunlardan ilki, hedeflenen kayma hızı ile oluşan kayma hızı arasındaki farkın karesinin toplamıdır. Kullanılan maliyet fonksiyonu (4.1)'de verildiği gibidir. Burada W_1 , bu maliyet fonksiyonu için ağırlıklandırma katsayısıdır. Her iki maliyet fonksiyonu için de bu ağırlıklandırma değerleri uygun olarak seçilerek, maliyetlerin sifıra indirilmesi hedeflenmektedir.

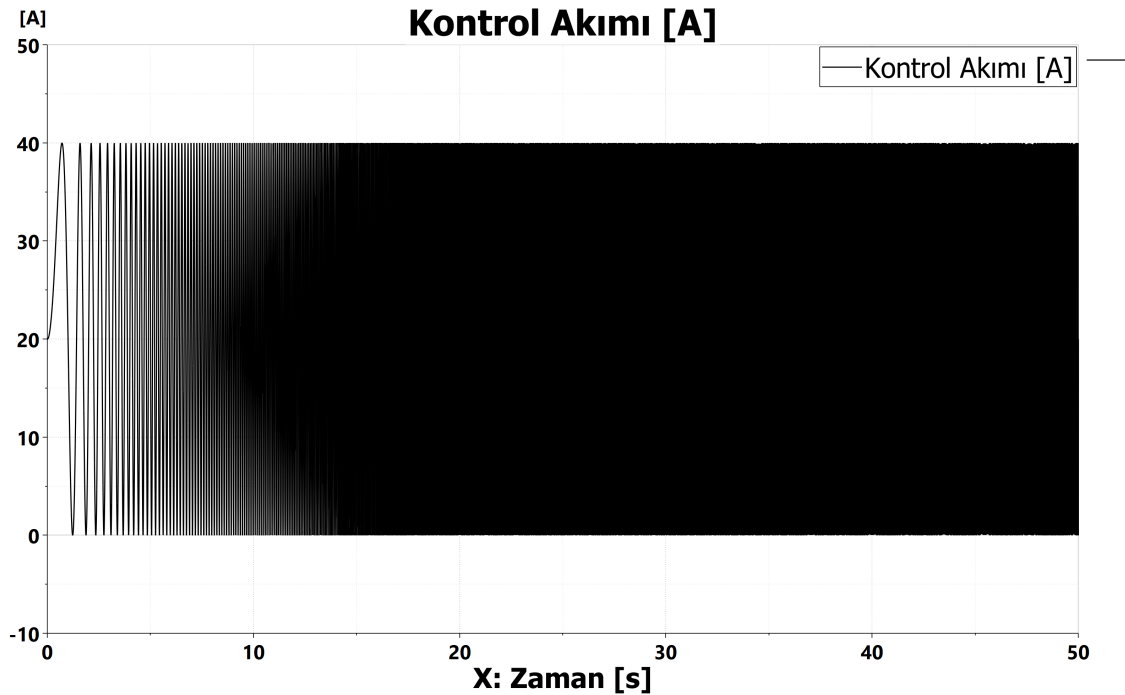


Şekil 4.1 PSD elde edilmesinde kullanılan Amesim modeli

$$Maliyet_1 = W_1 \int_{t_0}^{t_f} (\Delta w_{des} - \Delta w)^2 dt \quad (4.1)$$

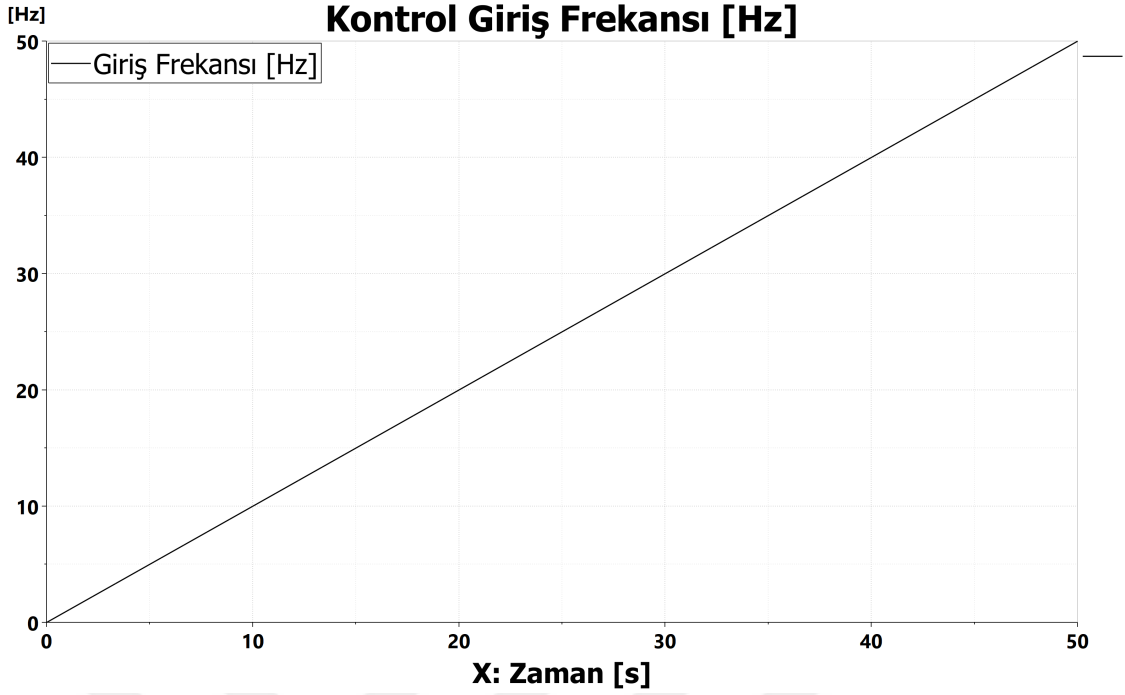
Optimizasyon süreçlerinde, sadece (4.1)'de verilen maliyet fonksiyonu çerçevesinde optimizasyon yapılması durumunda elde edilen kazanç değerleri ile yapılan simülasyonlarda, kayma hızı takip performansı çok iyi seviyelerde elde edilse dahi, kontrolcü sentezi esnasında kullanılan hidrolik sistem modellerinin sadeleştirilmiş dinamikleri sebebiyle gerçeği yansıtmamaktadır. Çok yüksek frekanslarda basınç kontrolü yapılamadığı takdirde, optimizasyondan elde edilen sonuçlar kullanılabilir olmamaktadır. Bu sebeple, kontrol akımından kavrama torkuna kadar olan dinamikleri kapsamlı olarak içeren bir model Şekil 4.1'de verildiği gibi oluşturulmuştur. Bu aşamada, amesim kütüphanesinde bulunan şanzıman parametreleri kullanılmıştır [17].

Akımdan torca kapsamlı aktüasyon modelinin elde edilmesinin ardından, bu modele Şekil 4.2 ve Şekil 4.3 de verildiği gibi 0 - 100 Hz arasında artan bir frekans tarama girdisi uygulanarak kavrama kuvveti cevabı elde edilmiştir [27]. Bu sayede, olası tüm kontrol frekansı aralığı boyunca sistemin dinamik davranışı elde edilmiş olacaktır.



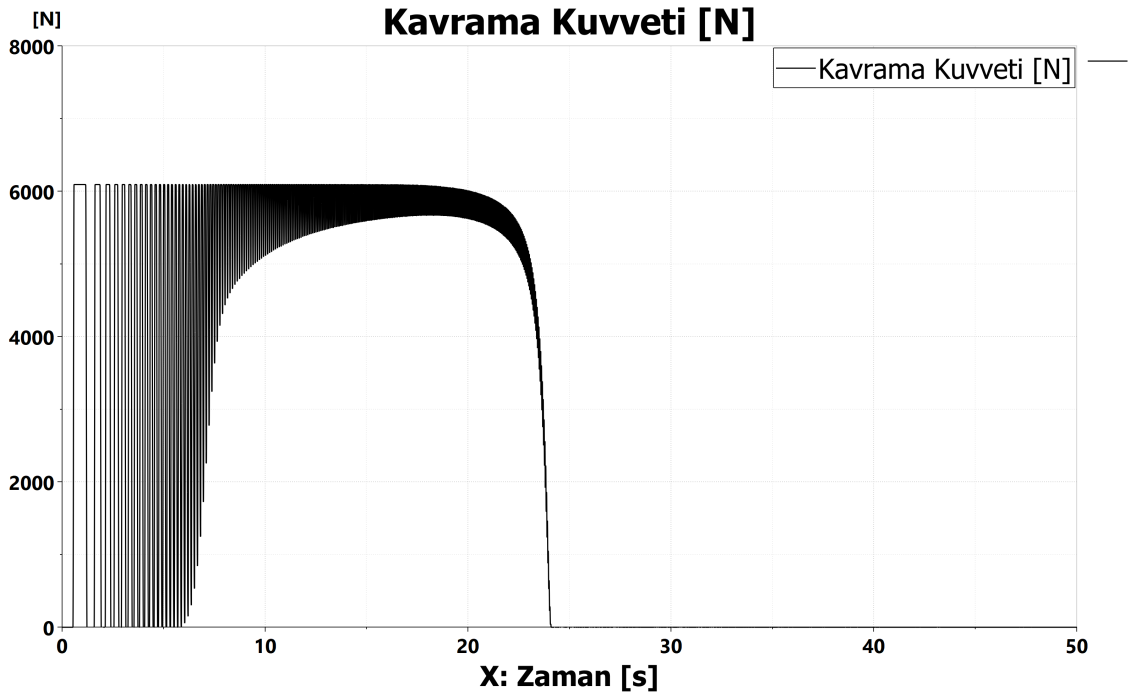
Şekil 4.2 0-50 Hz bandında sisteme gönderilen frekans tarama sinyali

Elde edilen kavrama kuvvet cevabı(Şekil 4.4) sonucu kullanılarak, bu sinyalin spektral güç yoğunluğu elde edilmiştir. Bu sayede optimizasyon süreçlerinde kullanılacak bir diğer maliyet fonksiyonu için kullanılabilecek maksimum kontrol frekans cevabı elde



Şekil 4.3 Sisteme gönderilen kontrol frekansı

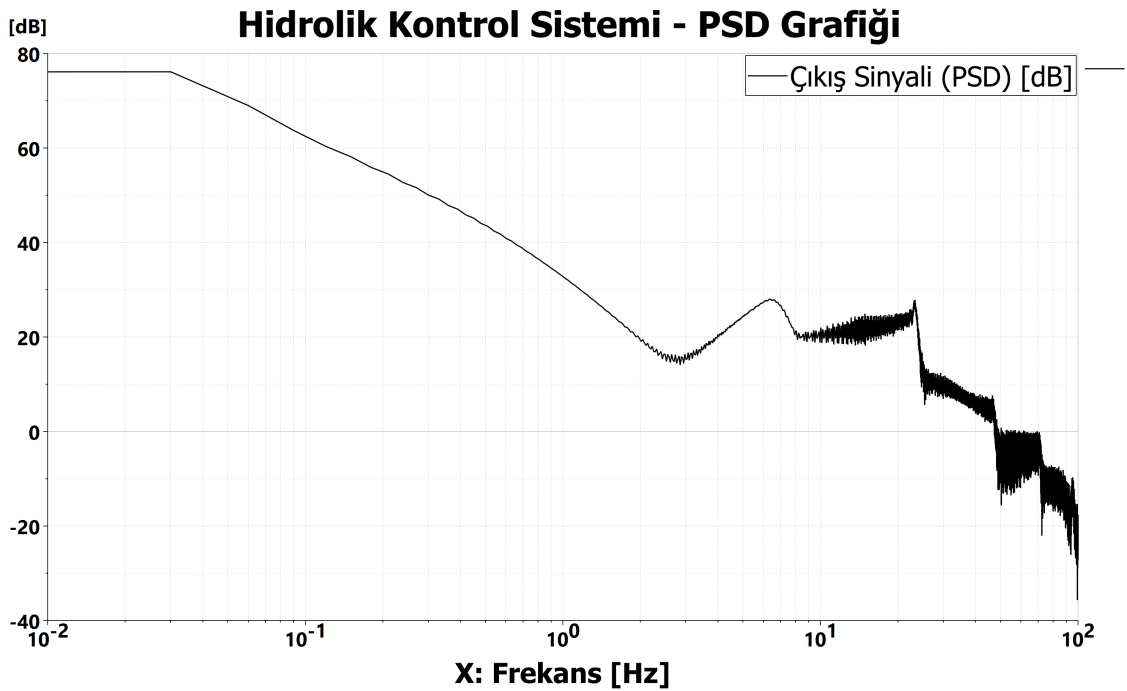
edilmiştir.



Şekil 4.4 Frekans tarama girdisine kavrama kuvveti cevabı

$$Maliyet_2 = W_2 \int_{t_0}^{t_f} (u_{chebyshev})^2 dt \quad (4.2)$$

Optimizasyon süreçlerinde, fiziksel sistemin cevap verebileceğinden hızlı kontrol girdisi uygulanan senaryoların, optimizasyon süreçlerinde cezalandırılması için, her bir senaryoda zaman bazlı olarak elde edilen kontrol sinyali (u), yüksek geçişli bir Chebyshev filtreye sokulmuştur. Bu filtrenin tasarlanmasında ihtiyaç duyulan sınır frekansı olarak spektral güç yoğunluğu eğrisinden elde edilen frekans değeri kullanılmıştır (Şekil 4.5). Filtreden elde edilen zaman bazlı cevabın R^2 olarak entegrasyonu sonucunda diğer maliyet fonksiyonu (4.2)'de veriliği gibi elde edilmiştir. Burada W_2 , bu maliyet fonksiyonu için ağırlıklandırma katsayısıdır. Her iki maliyet fonksiyonu için de bu ağırlıklandırma değerleri uygun olarak seçilerek, maliyetlerin sıfıra indirilmesi hedeflenmektedir.



Şekil 4.5 Sistemin spektral güç yoğunluğu eğrisi (PSD)

Spektral güç yoğunluğu eğrisinin çizdirilmesi aşamasında Amesim programından yararlanılmış, Tablo 4.1'de verilen ayarlar kullanılarak bu eğri elde edilmiştir.

Tablo 4.1 Spektral güç yoğunluğu ayarları

Değişken	Değer	Birim
FFT Sayısı	5000	-
Üst üstüne binme oranı	99.99	%
FFT Aralığı	33.3	s
Pencere Tipi	Hanning	-
Maksimum Frekans	100	Hz

(3.52)'de elde edilen, e_1 ve e_2 hata dinamiklerine giriş durum kararlılığı sağlayan Lyapunov fonksiyonlarının toplamı ile ifade edilen V fonksiyonunda, e_2^2 ile

çarpım durumundaki ifadenin negatif değer alıyor olması gerekmektedir. Bunun sağlanabilmesi için optimizasyon süreçlerine kısıt olarak 4.3'de verilen ifade eklenmiştir.

$$K_2 > \frac{|a_1 \mu_{max}|}{4K_5} \quad (4.3)$$

4.2 Genetik Algoritma ile Optimizasyon

Bu çalışmada, tam otomatik şanzımanlarda vites geçiş performansı farklı kontrolcüler için karşılaştırılmıştır. Bu kontrolcüler lineer PI kontrolcü ve geri adımlama yöntemi ile elde edilmiş Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcülerdir. Vites geçiş dinamikleri oldukça lineer olmayan davranış gösterdiği için, istenilen performans kriterlerine uygun oransal ve integral kazanç katsayıları analitik olarak seçilememektedir. Benzer durum lineer olmayan kontrolcü için de geçerlidir. Hata dinamiklerinin vites geçiş süresi boyunca sifıra inmesi için gerekli kazanç katsayıları belirli kabullerle kestirilebilmektedir. Ancak tüm katsayılarının birbirlerine olan etkilerinin de kombine olarak incelenmesi için genetik optimizasyon yöntemi kullanılmıştır [25].

Optimizasyon işlemleri Amesim yazılımında yapılmıştır. Her iki kontrolcü için de Tablo 4.2'de verilen ayarlar kullanılarak optimizasyonlar tamamlanmıştır. Elde edilen kontrolcü kazançları Tablo 4.3'de verildiği gibidir.

Tablo 4.2 Genetik algoritma ayarları

Değişken	Lineer	Lineer Olmayan	Birim
Popülasyon Boyutu	100	100	-
Çoğalma Oranı	80	80	%
Maksimum Nesil Sayısı	40	100	-
Mutasyon Olasılığı	10	10	%
Mutasyon Genliği	0.2	0.2	-
Tohum	1	1	-

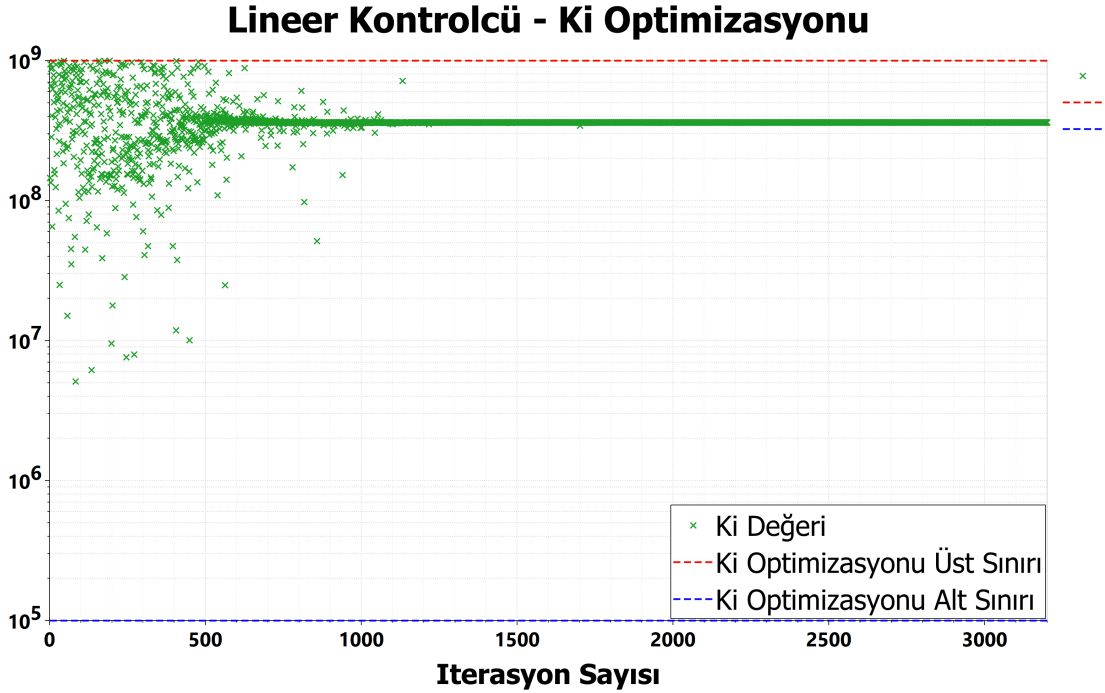
Tablo 4.3 Genetik algoritma ile optimizasyon sonuçları

Lineer Kontrolcü		Lineer Olmayan Kontrolcü	
K_p	3.50e6	K_1	33
K_i	3.61e8	K_2	6.7
		K_3	112.6
		K_4	14.4
		K_5	10.6

Genetik algoritma optimizasyon sürecinde, toplamda popülasyon boyutunun çoğalma oranı kadarı, maksimum nesil sayısında simule edilerek optimizasyon

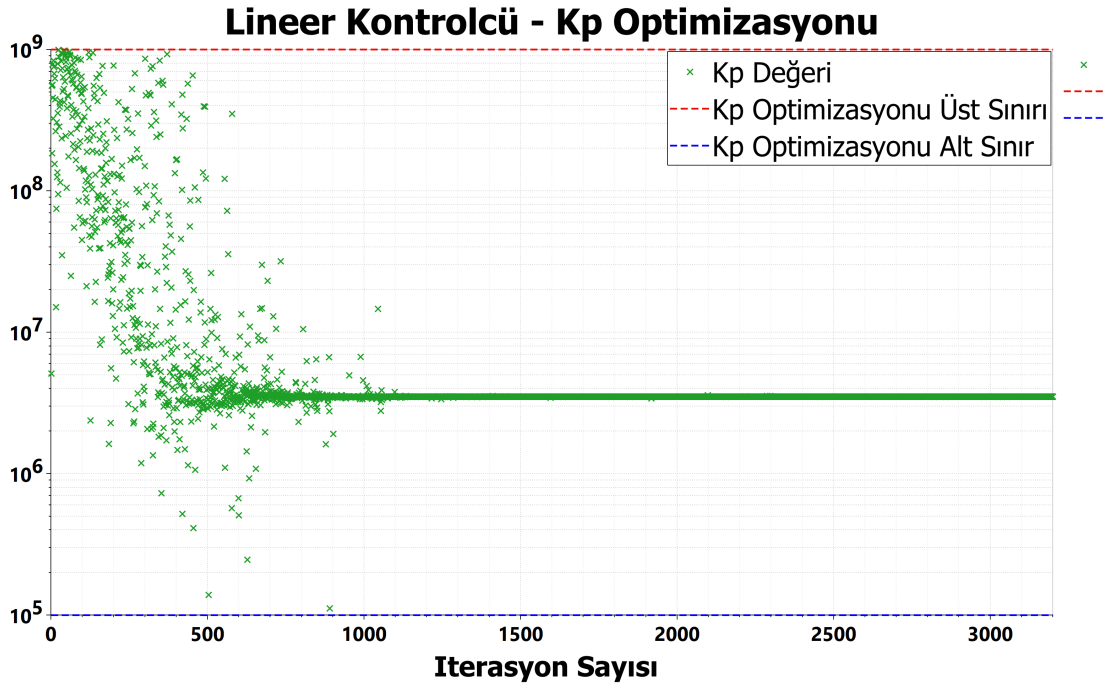
tamamlanmaktadır. Dolayısıyla bu değerler lineer kontrolcü optimizasyonu için 3200 simülasyon senaryosuna karşılık gelirken, lineer olmayan kontrolcü optimizasyonu için 8000 simülasyon senaryosuna karşılık gelmektedir. Optimizasyon iterasyonları ilerledikçe, optimize edilmesi beklenen kazanç katsayılarının da belirli değerlere yakınsıyor olması gerekmektedir. Genetik algoritma optimizasyon ayarları seçilirken, yakınsama davranışı gözlenmiş, lineer olmayan kontrolcüde optimize edilmesi gereken kazanç katsayısı daha fazla olduğundan, maksimum nesil sayısı daha yüksek seçilerek makul bir yakınsama sağlanmıştır.

Şekil 4.6 ve 4.7'de lineer kontrolcünün, oransal ve integral kazanç katsayılarının optimizasyon iterasyonları boyunca aldığı değerler ve yakınsama davranışı görülmektedir. Her iki kazanç katsayısı için de, optimizasyona alt ve üst sınırlar tanımlanmıştır. İterasyonların oldukça başında iki değer de nihai değerlerine yakınsadığı görülmektedir.

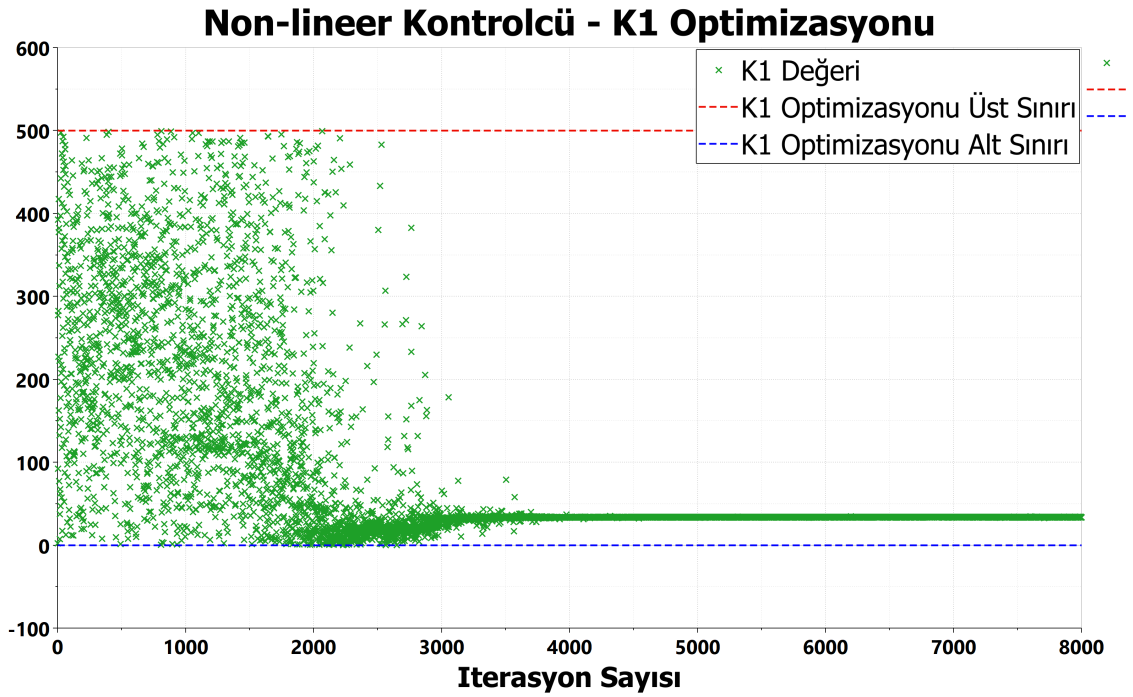


Şekil 4.6 Lineer kontrolcü K_i optimizasyonu iterasyonları

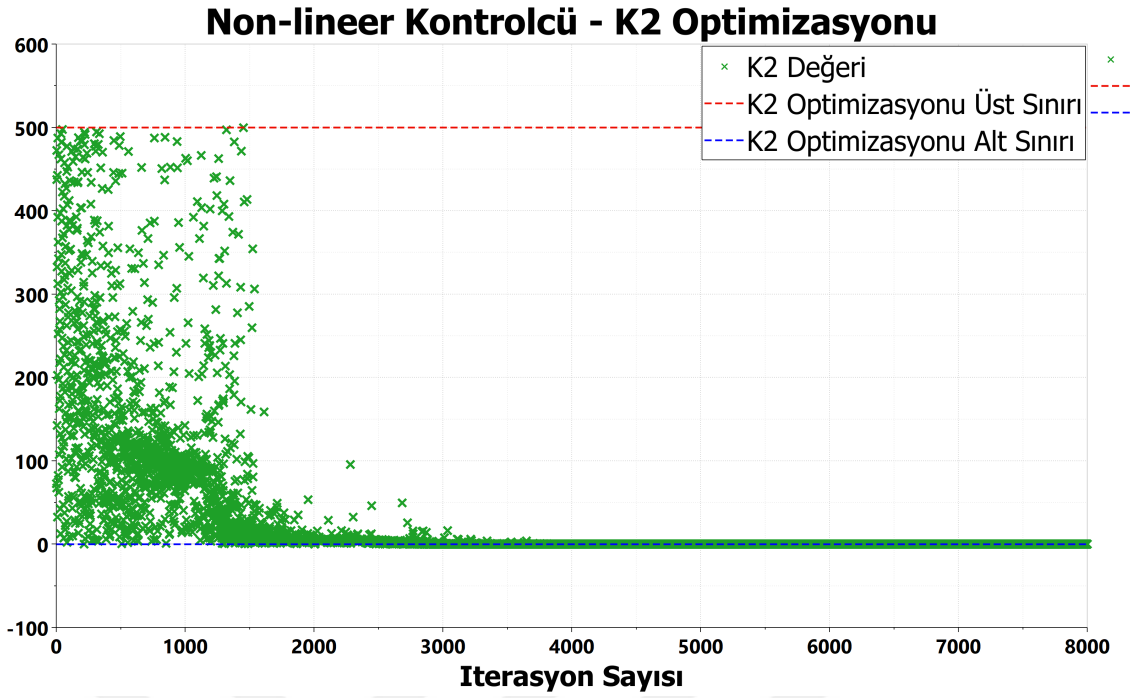
Şekil 4.8, 4.9, 4.10, 4.11 ve 4.12 'de Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcünün kazanç katsayılarının optimizasyon iterasyonları boyunca aldığı değerler ve yakınsama davranışı görülmektedir. Tüm kazanç katsayıları için optimizasyona alt ve üst sınırlar tanımlanmıştır. İterasyonlar sonucunda, kazanç katsayılarının nihai değerlerine yakınsadığı gözlemlenebilmektedir.



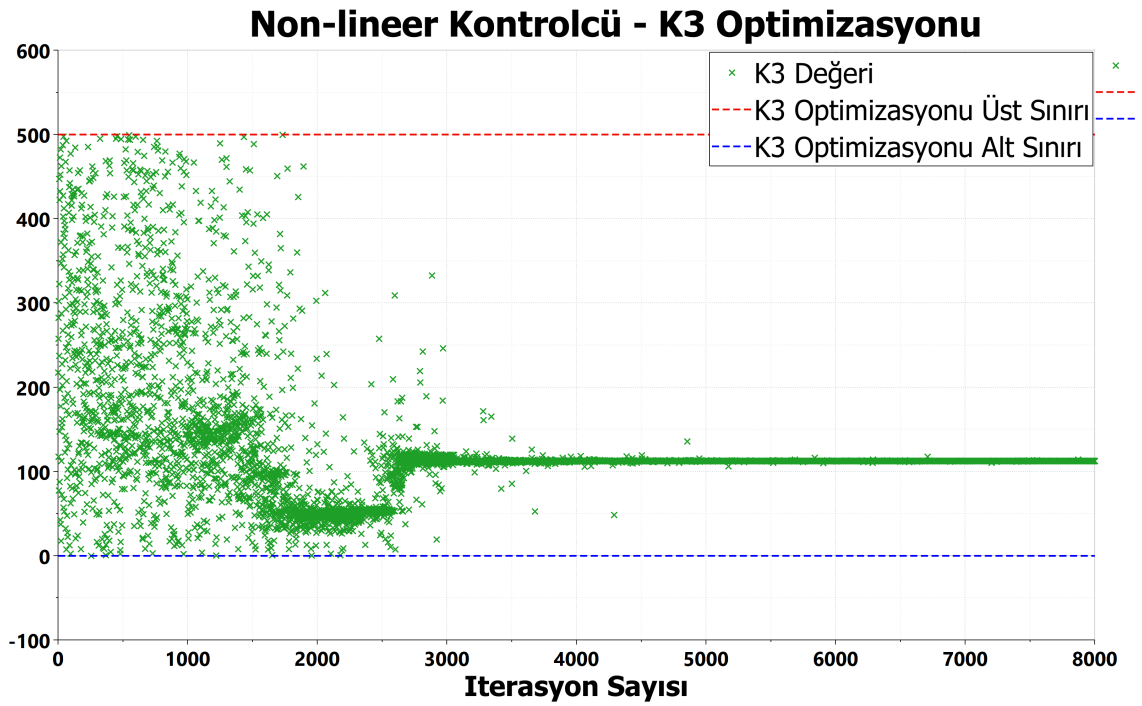
Şekil 4.7 Linear kontrolcü K_p optimizasyonu iterasyonları



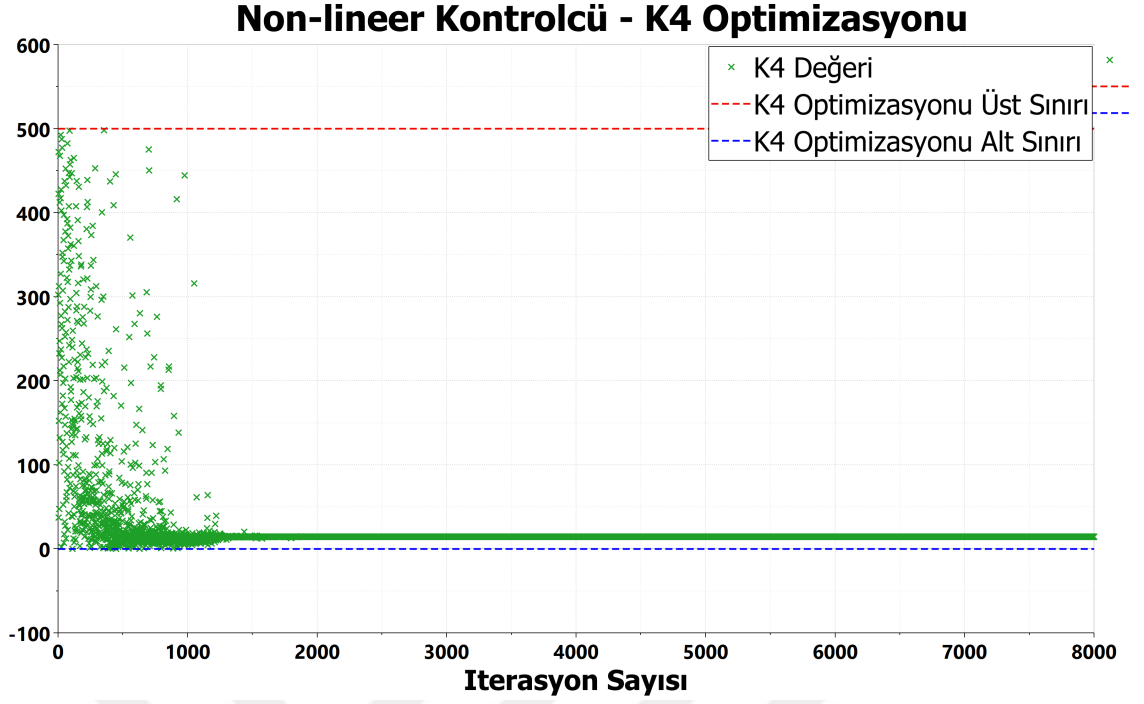
Şekil 4.8 Linear olmayan kontrolcü K_1 optimizasyonu iterasyonları



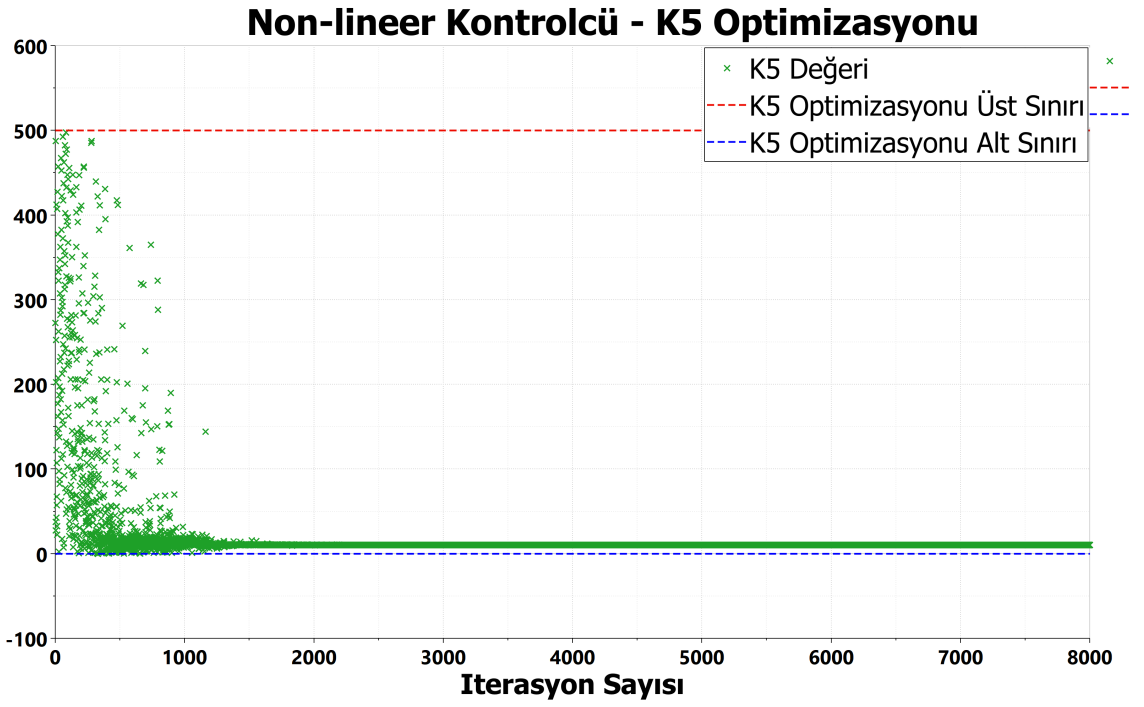
Şekil 4.9 Lineer olmayan kontrolcü K_2 optimizasyonu iterasyonları



Şekil 4.10 Lineer olmayan kontrolcü K_3 optimizasyonu iterasyonları



Şekil 4.11 Lineer olmayan kontrolcü K_4 optimizasyonu iterasyonları



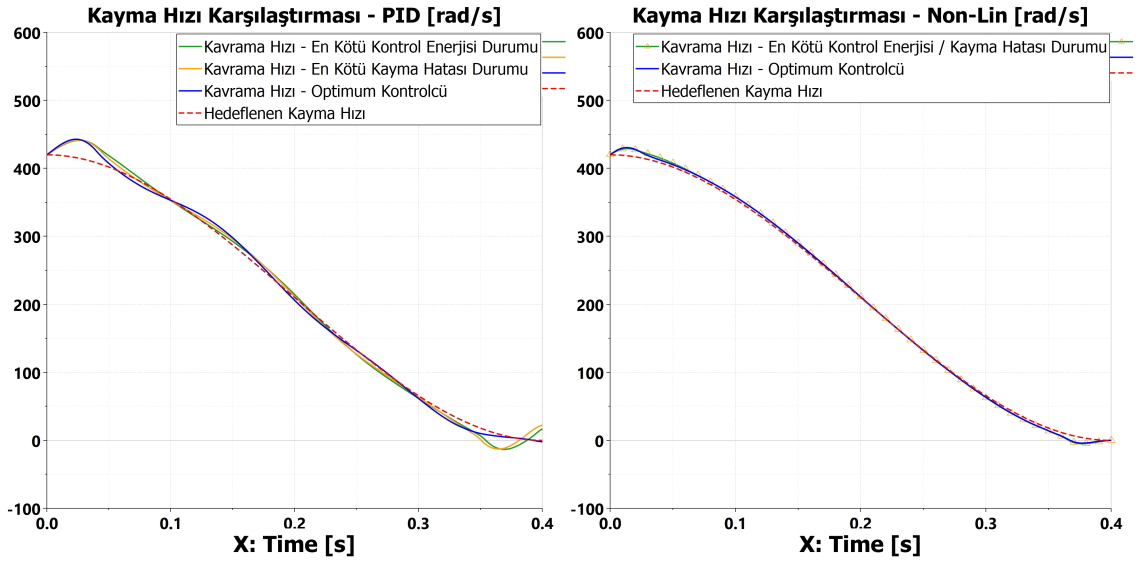
Şekil 4.12 Lineer olmayan kontrolcü K_5 optimizasyonu iterasyonları

5

KONTROLCÜ PERFORMANSLARININ KARŞILAŞTIRILMASI

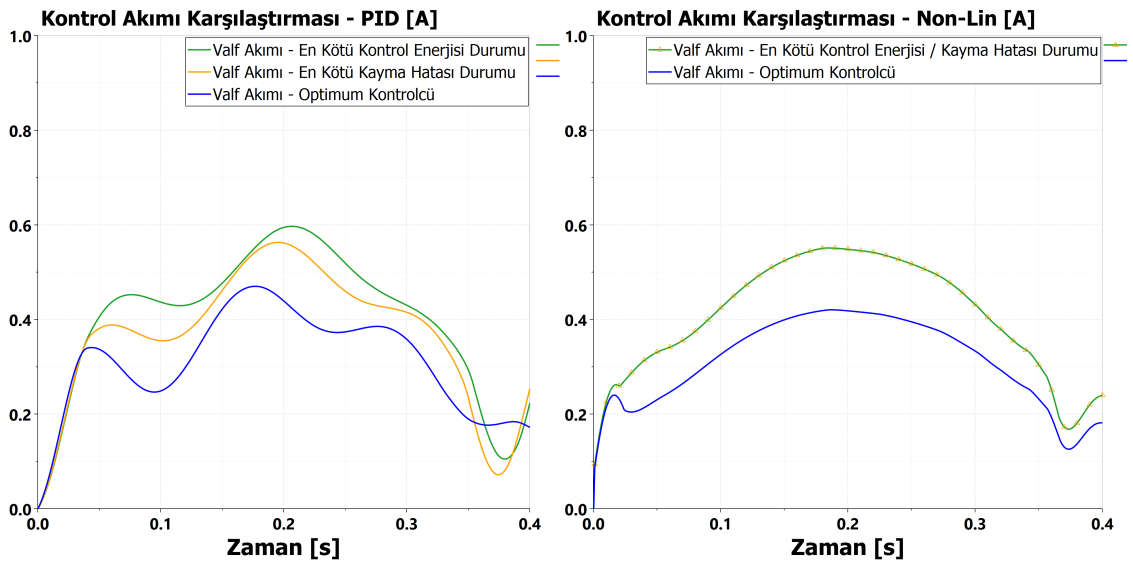
Lineer yapıdaki PI kontrolcü ile, lineer olmayan yapıdaki, geri adımlama yöntemi ile geliştirilmiş, Lyapunov tabanlı kontrolcünün, sistem parametrelerinin değişime olan hassasiyeti, DoE (deney tasarımı) yöntemi ile incelenmiştir. DoE, bir süreci etkileyen girdiler ile o sürecin çıktısı arasındaki ilişkiyi belirlemek için kullanılan bir yöntemdir. Bu çalışmada süreç vites geçiş işlemidir. Burada hatırlanması gereken ilk husus, her iki kontrolcünün kazanç katsayıları da, aynı sistem parametrelerine sahip modeller kullanılarak, aynı simülasyon senaryosunda, aynı optimizasyon parametreleri kullanılarak optimize edilmiştir. Sonrasında, vites geçişinin farklı sürüş senaryolarında, dolayısıyla farklı gaz pedalı pozisyonlarında yapılabileceği, ayrıca sıcaklık, aşınma gibi sebeplerle, şanzıman kavraması içerisinde bulunan sürtünme plakalarının kayma hızına bağlı sürtünme davranışının da değişebileceği öngörülmüştür. Bu iki parametrenin de optimizasyon senaryosundan maksimum 25% değişeceği kabulü ile simülasyon senaryoları DoE yöntemi ile oluşturulmuştur. Her 5%'lik değişim için bir senaryo oluşturularak, toplamda optimizasyonun yapıldığı, dolayısıyla değişimin her iki parametre için de 0% senaryosu da dahil edilerek toplamda 36 farklı simülasyon senaryosunda, optimize edilmiş katsayılara sahip kontrolcülerin performansları karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma kriterleri olarak, kayma hızı toplam hatası ve hidrolik kontrol valfini sürmek için gereken kontrol enerjisi artışı seçilmiştir. Kontrol enerjisi hesabında, kontrol akımı ve sabit sistem voltajı yaklaşımı ile hesaplamalar yapılmıştır.

Şekil 5.1'de, sol tarafta, PI kontrolcüye ait simülasyon sonuçları görülmektedir. Kırmızı kesikli çizgi ile görülen hedef kayma hızı üzerine, kazanç katsayılarının optimize edildiği senaryodaki kayma hızı, en kötü kayma hızı takip hatası sonucu veren senaryodaki kayma hızı ve en kötü kontrol enerjisi artışı sonucu veren senaryodaki kayma hızı çizdirilmiştir. Optimizasyonun yapıldığı senaryoda kayma hızı takip performansı en iyi sonucu verirken, diğer iki senaryoda birbirine yakın sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 5.1 Kayma hızı karşılaştırması

Şekil 5.1'de, sağ tarafta ise Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcüye ait simülasyon sonuçları görülmektedir. Kırmızı kesikli çizgi ile görülen hedef kayma hızı üzerine, kazanç katsayılarının optimize edildiği senaryodaki kayma hızı, en kötü kayma hızı takip hatası sonucu veren senaryodaki kayma hızı ve en kötü kontrol enerjisi artışı sonucu veren senaryodaki kayma hızı çizdirilmiştir. Optimizasyonun yapıldığı senaryo ile en kötü senaryolar arasında dikkate değer bir fark görünmemektedir. Soldaki grafik ile karşılaştırıldığında, lineer olmayan kontrolcü, hem optimizasyonun yapıldığı senaryoda, hem de en kötü kayma hızı hatası artışı ve kontrol enerjisi artışı veren senaryolarda çok daha iyi sonuç verildi ortaya çıkmaktadır.

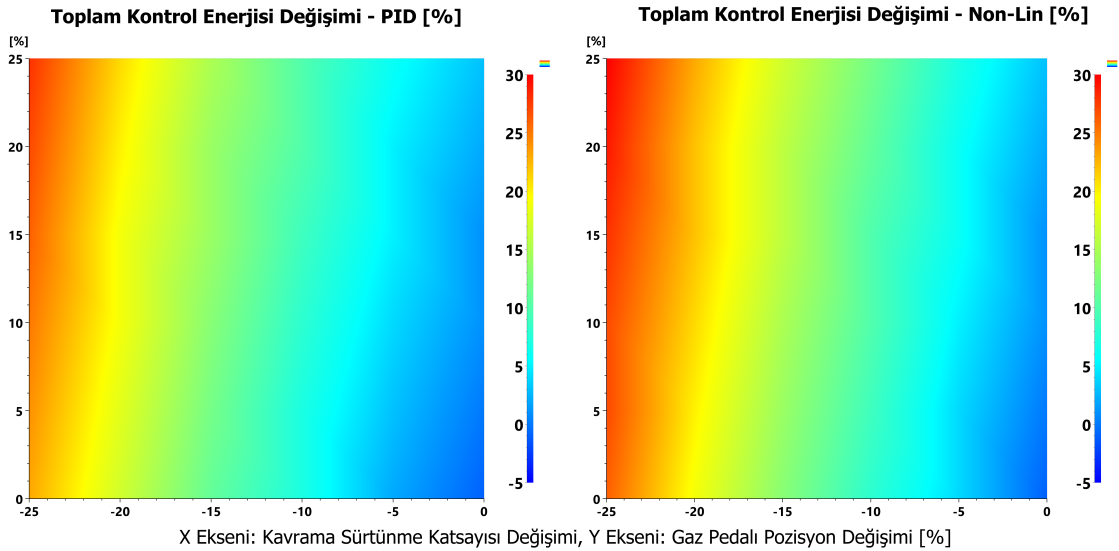


Şekil 5.2 Kontrol akımı karşılaştırması

Şekil 5.2'de, sol tarafta, PI kontrolcüye ait simülasyon sonuçları görülmektedir. Kazanç

katsayılarının optimize edildiği senaryodaki kontrol akımı üzerine, en kötü kayma hızı takip hatası sonucu veren senaryodaki kontrol akımı ve en kötü kontrol enerjisi artışı sonucu veren senaryodaki kontrol akımı çizdirilmiştir. Optimizasyonun yapıldığı senaryodaki kontrol akımı, daha az genlikle salınırken, maksimum akım değerine en kötü kontrol enerjisi artışı sonucu veren senaryoda ulaşılrken, en kötü kayma hızı takip hatası sonucu veren senaryodaki zamana bağlı akım değişimleri de buna benzer şekilde ilerlemektedir.

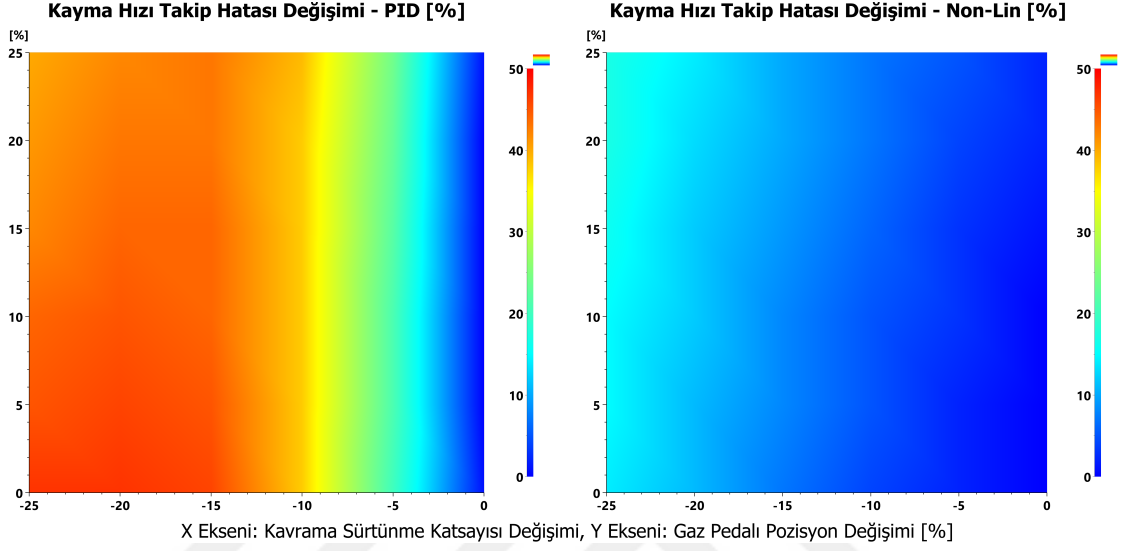
Şekil 5.2'de, sağ tarafta ise Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcüye ait simülasyon sonuçları görülmektedir. Kazanç katsayılarının optimize edildiği senaryodaki kontrol akımı üzerine, en kötü kayma hızı takip hatası sonucu veren senaryodaki kontrol akımı ve en kötü kontrol enerjisi artışı sonucu veren senaryodaki kontrol akımı çizdirilmiştir. Ancak bunların ikisi de aynı senaryoda olduğundan grafikler üst üste çıkmaktadır. Lineer kontrolcüden farklı olarak her iki kriter için de en kötü sonucu veren senaryonun da aynı senaryo çıkmasındaki en temel sebep, lineer olmayan kontrolcüde tüm sistem dinamikleri temsil edildiği için farklı parametrelerin değişikliklerine nötralize olarak cevap vermesidir. Soldaki grafik ile karşılaştırıldığında, ulaşılan maksimum kontrol akımının tüm senaryolar için lineer olmayan kontrolcüde daha düşük değerlere ulaştığı görülürken, daha dikkat çeken, kontrol akımının zaman bazlı davranışdır. Lineer kontrolcüde kontrol akımı oldukça fazla salınırken, lineer olmayan kontrolcüde vites geçişinin büyük bir çoğunluğunda sabit bir eğilimle artış ve azalış göstermiştir.



Şekil 5.3 Parametre değişimine karşı kontrol enerjisi değişimi

Şekil 5.3'te, yüzdelik gaz pedalı pozisyon değişimi ve yüzdelik kavrama plakası sürtünme katsayısı değişimine karşı, yüzdelik kontrol enerjisi değişimi, her iki kontrolcü için de çizdirilmiştir. Grafikler 3 eksenli olarak çizdirilmiş, renk skalası

kontrol enerjisi değişimini ifade etmektedir. Yüzdelik gaz pedalı pozisyon ve sürtünme katsayısı değişimi değerleri maksimum 25 %'e ulaşırken, kontrol enerjisi değişimi maksimum 30 % değerini almaktadır. Her iki kontrolcüde de kontrol enerjisi maksimum değişimleri yaklaşık aynı değeri alırken, lineer olmayan kontrolcünün ortalama olarak daha yüksek kontrol enerjisi değişimine sebep olduğu, kırmızı renklerin daha yoğunlukta olmasından anlaşılmaktadır.



Şekil 5.4 Parametre değişimine karşı hız takip hatası değişimi

Şekil 5.4'da ise, yüzdelik gaz pedalı pozisyon değişimi ve yüzdelik kavrama plakası sürtünme katsayısı değişimine karşı, yüzdelik kavrama hızı toplam takip hatası değişimi, her iki kontrolcü için de çizdirilmiştir. Grafikler yine 3 eksenli olarak çizdirilmiş, renk skalası yüzdelik kavrama hızı toplam takip hatası değişimini ifade etmektedir. Yüzdelik gaz pedalı pozisyon ve sürtünme katsayısı değişimi değerleri maksimum 25 %'e ulaşırken, yüzdelik kavrama hızı toplam takip hatası değişimi maksimum 50 % değerini almaktadır. Lineer kontrolcüde, yüzdelik kavrama hızı toplam takip hatası değişimi maksimum 50 % civarında değer alırken, Lineer olmayan kontrolcüde bu değer 20 % civarını geçmemektedir.

Özetle, Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcü, gaz pedalı pozisyonu, kavrama plakası sürtünme katsayısı gibi sistem parametrelerinin değişimine toplam kontrol enerjisi değişimi açısından lineer kontrolcüye yakın sonuçlar verirken, toplam kavrama hızı takip hatası değişimi açısından çok daha iyi performans göstermektedir. Bu da, güncel otomotiv uygulamalarında, çok koşulda kalibrasyon ihtiyacı olan PID tabanlı kontrolcülere alternatif olarak kullanılabilme ihtimalini ortaya çıkarmaktadır.

6 SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, tam otomatik şanzımana sahip bir aracın vites geçiş performansı, farklı kontrolcüler kullanılarak karşılaştırılmıştır. Farklı tipteki kontrolcülerin, tam yük altındaki tek bir vites geçişi esnasındaki performansı sadece atalet fazı için karşılaştırılmıştır. Bu kontrolcüler, PI ve geri adımlama yöntemi kullanılarak sentezlenmiş, Lyapunov tabanlı lineer olmayan kontrolcülerdir. Kontrolcülerin dinamik davranışını etkileyen, PI için oransal ve integral kazançları, lineer olmayan kontrolcü için, kontrolcü sentezi esnasında elde edilmiş beş adet kontrolcü kazancı, genetik algoritma optimizasyon yöntemiyle elde edilmiştir. Bu şartlar altında optimize edilen kontrolcü kazançlarına sahip araç modelleri, DoE yöntemi ile parametre değişiklerine maruz bırakılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma kriterleri olarak, bir vites geçişi boyunca oluşan toplam referans hız takip hatası ve toplam kontrol enerjisi seçilmiştir.

Çalışma sonucunda, birim yüzdellik kavrama sürtünme katsayısı ve birim yüzdellik motor değişimine karşı, her iki kontrolcü tipinde de birim yüzdellik kontrol enerjisi değişimi benzer olmasına rağmen, birim yüzdellik hız takip hatası değişimi lineer olmayan kontrolcü için dikkate değer oranda azalmaktadır. Bu durumdan çıkarılması gereken sonuçlar şu şekilde olabilir.

Öncelikle, her bir kontrolcünün aynı maliyet fonksiyonları altında, aynı optimizasyon ayarları kullanılarak, aynı sistem parametreleri ile optimize edildiği göz önüne alınırsa, lineer olmayan kontrolcünün benzer kontrol enerjisi değişim davranışına rağmen, çok daha iyi hız takibi yapabiliyor olması, güncel otomotiv uygulamalarında, geniş bir aralıkta yapılan değişken çevre ve sistem koşullarındaki kalibrasyon iş yükünü azaltma potansiyeli göstermektedir. Ancak, geliştirilen kontrolcünün kompleks dinamikleri yüksek maliyetli kontrol donanımları gerektirmektedir. Bu durum günümüz ticari uygulamaları için tercih edilmeme sebebi olabilmektedir fakat maliyetin ikinci planda olduğu kritik uygulamalar için tercih edilme potansiyeline sahiptir.

Bu çalışmada yapılan karşıtırmada kullanılan kontrolcüler "continious domain" de simüle edilmiş ve performansları bu kapsamda karşılaştırılmıştır. Her iki kontrolcünün de gerçek araçta, şanzıman kontrol ünitesinde çalıştığı yapıya benzer olacak şekilde, "discrete" olarak modellenmesi ve HIL (hardware in the loop) yaklaşımı ile simüle edilip, karşılaştırmanın tekrarlanması elde edilen sonuçları kuvvetlendirecektir. Böylece, gerçek uygulamalarda sağlayacağı avantaj daha objektif olarak değerlendirilebilir.

Ayrıca, bu çalışmada yapılan karşıtırmalar tek bir vites geçişi için ve sadece atalet fazında yapılmıştır. Tipik bir araç için tanımlanacak görev profili simüle edilerek, bu profilde gerekli olacak tüm şartlardaki vites geçişleri, geçişin diğer fazları da dikkate alınarak karşılaştırma tekrarlanırsa, ve yukarıda bahsedildiği gibi bu simülasyonlar HIL yaklaşımı ile yapılırsa, gerçek uygulamalardaki sağlayacağı avantaj daha net olarak ortaya koyulabilir.

- [1] G. Lechner, H. Naunheimer, *Automotive Transmissions*. Springer, 1999.
- [2] P. Samanuhut, “Modeling and control of automatic transmission with planetary gears for shift quality,” Ph.D. dissertation, The University Of Texas At Arlington, Aug. 2011.
- [3] A. Kerviel, A. Pesyridis, A. Mohammed, D. Chalet, “An evaluation of turbocharging and supercharging options for high-efficiency fuel cell electric vehicles,” *Applied Sciences*, vol. 8, p. 2474, 2018.
- [4] A. Zeeshan, “Transitional controller design for adaptive cruise control systems,” Ph.D. dissertation, University of Nottingham, Dec. 2010.
- [5] R. Fischer, F. Küçükay, G. Jürgens, R. Najork, B. Pollak, *The Automotive Transmission Book*. Springer, 2015.
- [6] E. Tingwall. “Why zf’s eight-speed is the best automatic transmission.” (), [Online]. Available: <https://www.caranddriver.com/features/a23367341/automatic-transmission-best-zf-eight-speed/>. (accessed: 14.03.2022).
- [7] M. Fernie. “How do torque converters work?” (), [Online]. Available: <https://www.carthrottle.com/post/how-do-torque-converters-work/>. (accessed: 14.03.2022).
- [8] “Transmission control unit.” (), [Online]. Available: <https://www.tremec.com/menu/transmission-control-unit/>. (accessed: 14.03.2022).
- [9] “Acdelco 24244062 valve body.” (), [Online]. Available: https://m.media-amazon.com/images/I/31TqZJWc8gL._AC_.jpg. (accessed: 14.03.2022).
- [10] “30 group gear pump.” (), [Online]. Available: https://www.hidromas.com/30-group-gear-pump_22_c_en.html. (accessed: 14.03.2022).
- [11] S. Toma. “Mercedes-amg’s mct transmission explained in layman’s terms.” (), [Online]. Available: <https://www.autoevolution.com/news/mercedes-amg-s-mct-transmission-explained-in-layman-s-terms-112461.html#>. (accessed: 14.03.2022).
- [12] B. Gao, H. Chen, K. Sanada, “Two-degree-of-freedom controller design for clutch slip control of automatic transmission,” *SAE International Journal of Passenger Cars*, vol. 1, pp. 430–438, 2008.
- [13] B. Janarthanan, C. Padmanabhan, C. Sujatha, “Longitudinal dynamics of a tracked vehicle: Simulation and experiment,” *Journal of Terramechanics*, vol. 49, pp. 63–72, 2011.
- [14] A. Kotwicki, “Dynamic models for torque converter equipped vehicles,” *Electronic Engine Management and Driveline Controls*, vol. 91, pp. 103–117, 1982.

- [15] H. Chen, B. Gao, *Nonlinear Estimation and Control of Automotive Drivetrains*. Springer, 2014.
- [16] S. A. Yilmaz, M. Metin, “Dynamics modelling of cross-drive automatic transmissions by lagrange method for shift control purposes,” in *5th International conference on advances in mechanical engineering Istanbul*, YTU, 2019, pp. 2143–2159.
- [17] N. Vasiliu, D. Vasiliu, C. Călinoiu, R. Puhalschi, *Simulation of Fluid Power Systems with Simcenter Amesim*. Taylor & Francis Group, 2018.
- [18] “Multiple disk clutch assembly.” (), [Online]. Available: <https://www.freeasestudyguides.com/multiple-disk-clutch-assembly.html>. (accessed: 14.03.2022).
- [19] Y. Wang, M. Kraska, W. Ortmann, “Dynamic modeling of a variable force solenoid and a clutch for hydraulic control in vehicle transmission system,” in *American Control Conference Arlington*, IEEE, 2001, pp. 1789–1793.
- [20] B. Armstrong-Hélouvry, P. Dupont, C. De Wit, “A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction,” *Automatica*, vol. 30, pp. 1083–1138, 1994.
- [21] O. Kelley, M. Rosenberger, “Automatic transmission control systems,” *SAE Technical Papers*, vol. 1, pp. 559–565, 1947.
- [22] B. Jeon, S. Kim, “Measurement and modeling of perceived gear shift quality for automatic transmission vehicles,” *SAE International Journal of Passenger Cars*, vol. 7, pp. 423–433, 2014.
- [23] B. Gao, H. Chen, K. Sanada, Y. Hu, “Design of clutch-slip controller for automatic transmission using backstepping,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 16, pp. 498–508, 2011.
- [24] K. Ogata, *Modern Control Engineering*. Prentice Hall, 2010.
- [25] M. Roozegar, J. Angeles, “A two-phase control algorithm for gear-shifting in a novel multi-speed transmission for electric vehicles,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 104, pp. 145–154, 2018.
- [26] K. J. Aström, T. Höggglund, *PID Controllers, 2nd Edition*. Instrument Society of America, 1995.
- [27] L. Bennett, “Ride and handling assessment of vehicles using four-post rig testing and simulation,” In association with Honda R&D Europe, Ph.D. dissertation, Oxford Brooks University, Oct. 2012.
- [28] S. Lee, Y. Zhang, D. Jung, B. Lee, “Dynamic models for torque converter equipped vehicles,” *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, vol. 136, p. 051 008, 2014.
- [29] R. Budynas, K. Nisbett, *Shigley’s Mechanical Engineering Design*. McGraw-Hill Education, 2019.
- [30] B. Gao, H. Chen, H. Zhao, K. Sanada, Y. Hu, “A reduced-order nonlinear clutch pressure observer for automatic transmission using iss,” in *47th IEEE Conference on Decision and Control*, IEEE, 2008, pp. 5712–5717.

- [31] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*. WILEY, 1995.



MODEL DEĞİŞKENLERİ

Bu çalışmada kullanılan model ve kontrolcüye ait değişkenler, değerleri ve birimleri Kaynakça A.1’de verilmiştir.

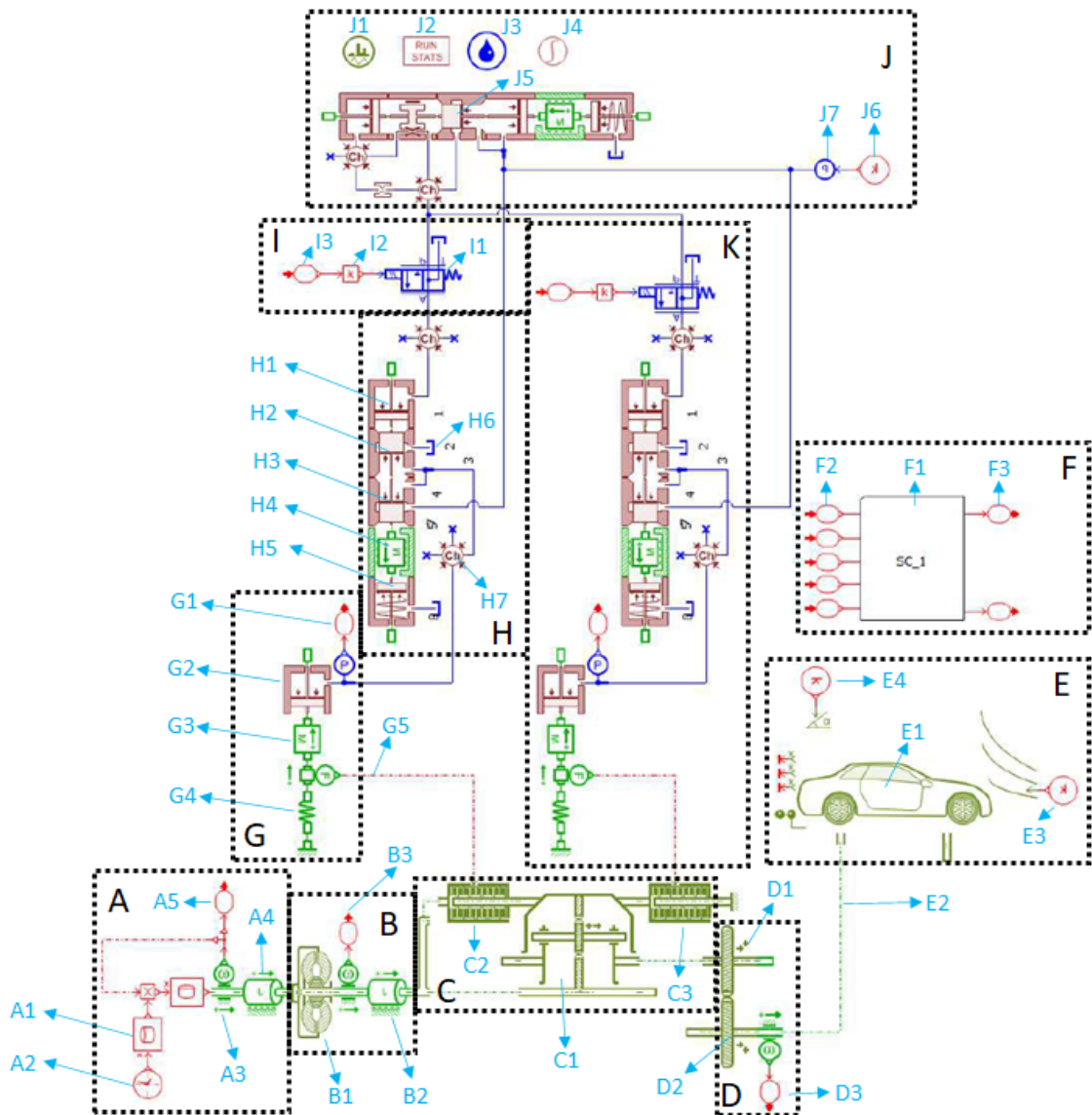
A.1 Model Değişkenleri

Tablo A.1 Kontrolcü modeli değişkenleri tablosu

Değişken	Değer	Birim	Açıklama
A_A	2	m^2	Araç Kesit Alanı
C_D	0.3	m	Hava Sürtünme Katsayısı
C_e	0.047	Nms/rad	Motor Sönüm Katsayısı
F_s	600	N	Kavrama Pistonu Geri Çağırma Kuvveti
i_{df}	3	-	Diferansiyel Oranı
I_e	0.17	kgm^2	Motor Ataleti
I_r	0.01	kgm^2	Çevre Dişlisi Ataleti
I_t	0.06	kgm^2	Konvertör Türbin Ataleti
K_{cv}	1.0	MPa/A	Kontrol Valfi Kazanç Katsayısı
m	1500	kg	Araç Kütlesi
N	0.01	m^2	Kavrama Pistonu Alanı
R	0.13	m	Kavrama Paketi Efektif Yarıçapı
R_w	0.3	m	Teker Yarıçapı
t_0	0	s	Vites Geçiş Başlangıç Zamanı
t_f	0.4	s	Hedeflenen Vites Geçiş Süresi
T_w	110	Nm	Teker Yuvarlanma Torku
Z_r	60	-	Çevre Dişlisi Diş Sayısı
Z_s	40	-	Güneş Dişlisi Diş Sayısı
γ	0.667	-	Planet Dişli Çevrim Oranı
Δw_0	420	rad/s	Kayma İlk Hızı
ρ	1.2	kg/m^3	Hava Yoğunluğu
τ_{cv}	0.04	s	Kontrol Valfi Zaman Sabiti
τ_f	0.05	s	Filtre Zaman Sabiti

B AMESİM MODELİNİN AÇIKLAMASI

B.1 Modelin Genel Görünümü



Şekil B.1 Amesim modeli etiketlenmiş şematik gösterimi

B.2 Model Elemanlarının Açıklanması

Amesim modelindeki her bir elemanın açıklaması aşağıdaki tablolarda verilmiştir.

Tablo B.1 Mekanik ve kontrol model elemanlarının açıklamaları

Etiket	Açıklama
A	İçten Yanmalı Motor Modeli
A_1	Bir Boyutlu Motor Tork Haritası
A_2	Simulasyon Zaman Sinyali
A_3	Açısal Hız Sensörü
A_4	İçten Yanmalı Motor Atalet Momenti
A_5	Motor Hızı Sensör Datası Vericisi
B	Tork Değiştirici Modeli
B_1	Tork Değiştirici Alt Sistem Modeli
B_2	Tork Değiştirici Türbini Atalet Momenti
B_3	Türbin Hızı Sensör Datası Vericisi
C	Tam Otomatik Şanzıman Modeli
C_1	Planet Dişli Sistemi Modeli
C_2	Kavrama Paketi Modeli - Devreye Alınan Kavrama
C_3	Kavrama Paketi Modeli - Devreden Çıkan Kavrama
D	Hız Azaltan Modeli (Diferansiyel Modeli)
D_1	Hız Azaltan Giriş Dişlisi Modeli
D_2	Hız Azaltan Çıkış Dişlisi Modeli
D_3	Hız Azaltan Çıkış Hızı Sensör Datası Vericisi
E	Araç ve Çevre Modeli
E_1	Araç Modeli
E_2	Araç/Hız Azaltan Bağlantı Şaftı
E_3	Zaman Bazlı Rüzgar Hızı Sinyali
E_4	Zaman Bazlı Yol Eğimi Sinyali
F	Kontrolcü Modeli
F_1	Kontrolcü Alt Sistem Modeli
F_2	Sensör Datası Alıcıları
F_3	Kontrol Akımı Vericileri

Tablo B.2 Hidrolik model elemanlarının açıklamaları

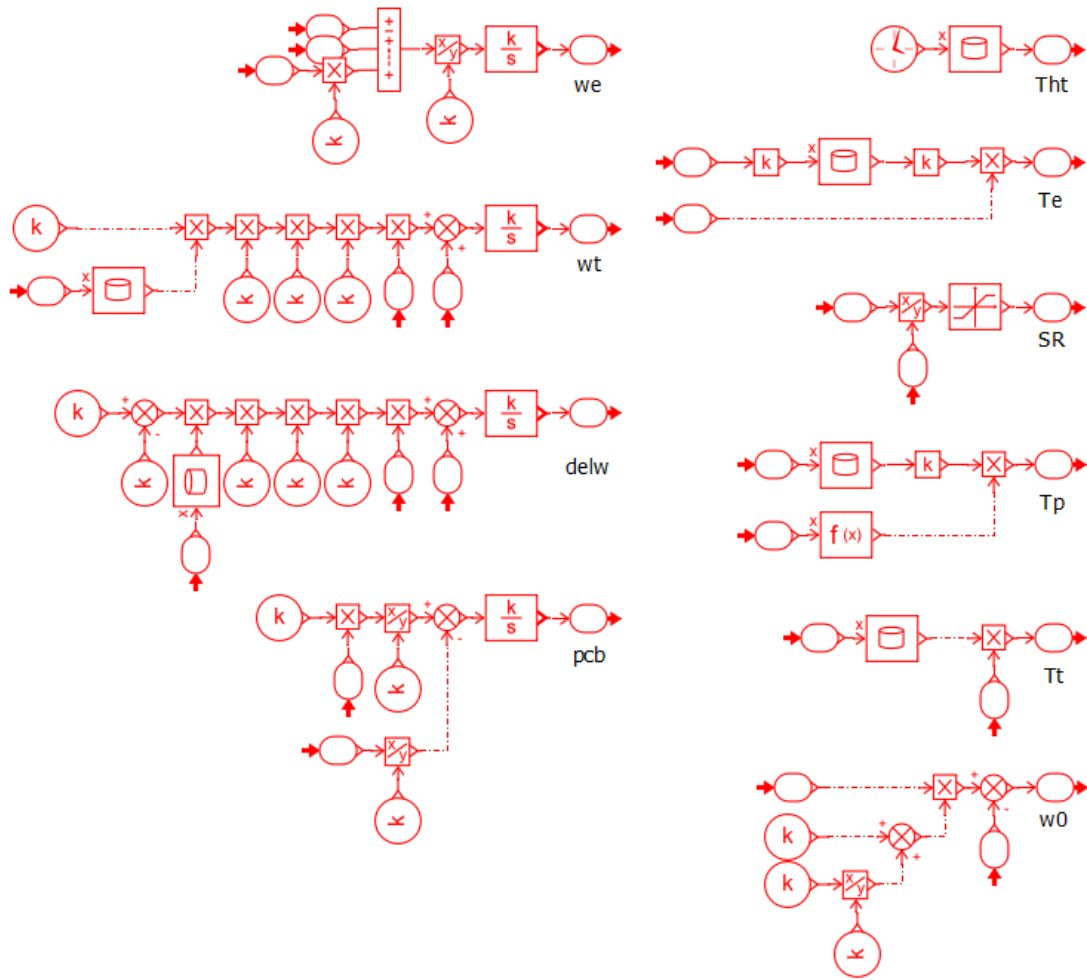
Etiket	Açıklama
G	Kavrama Piston Modeli
G_1	Kavrama Piston Basıncı Sensör Datası Vericisi
G_2	Kavrama Piston Basıncı/Kuvvet Dönüştürücüsü
G_3	Kavrama Pistonu Kütlesi
G_4	Kavrama Pistonu Geri Çağırma Yay Modeli
G_5	Kavrama Pistonu Eksenel Yük Sinyali
H	Kavrama Basıncı Regülatör Valf Modeli
H_1	Basıncı/Kuvvet Dönüştürücüsü
H_2	Tank Hattı Orifis Modeli
H_3	Basıncı Hattı Orifis Modeli
H_4	Kavrama Basıncı Regülatör Valfi Sürgü Kütlesi
H_5	Kavrama Basıncı Regülatör Valfi Geri Çağırma Yay Modeli
H_6	Tank Hattı Modeli
H_7	Akışkan Kapasitans Modeli
I	Kavrama Solenoid Valf Modeli
I_1	Oransal Yönlendirme Valf Modeli
I_2	Kontrol Akımı Kazanç Katsayısı
I_3	Kavrama Kontrol Akımı Alıcısı
J	Basıncı Hattı Regülatör Valf Modeli
J_1	Mod İzdüşüm Analiz Aracı
J_2	Simülasyon İstatistik Analiz Aracı
J_3	Hidrolik Akışkan Tanımlama Aracı
J_4	Simülasyon Çözücü Ayarları Ayarlama Aracı
J_5	Hidrolik Valf Sürgüsü Sızıntı Modeli
J_6	Kaynak Basıncı Değeri
J_7	Sabit Basıncı Sağlayan Eleman
K	G,H ve I Modellerinin Devreden Kavramaya Ait Eşlenik Modeli

Tablo C.1 Zaman bazlı model sinyalleri tablosu

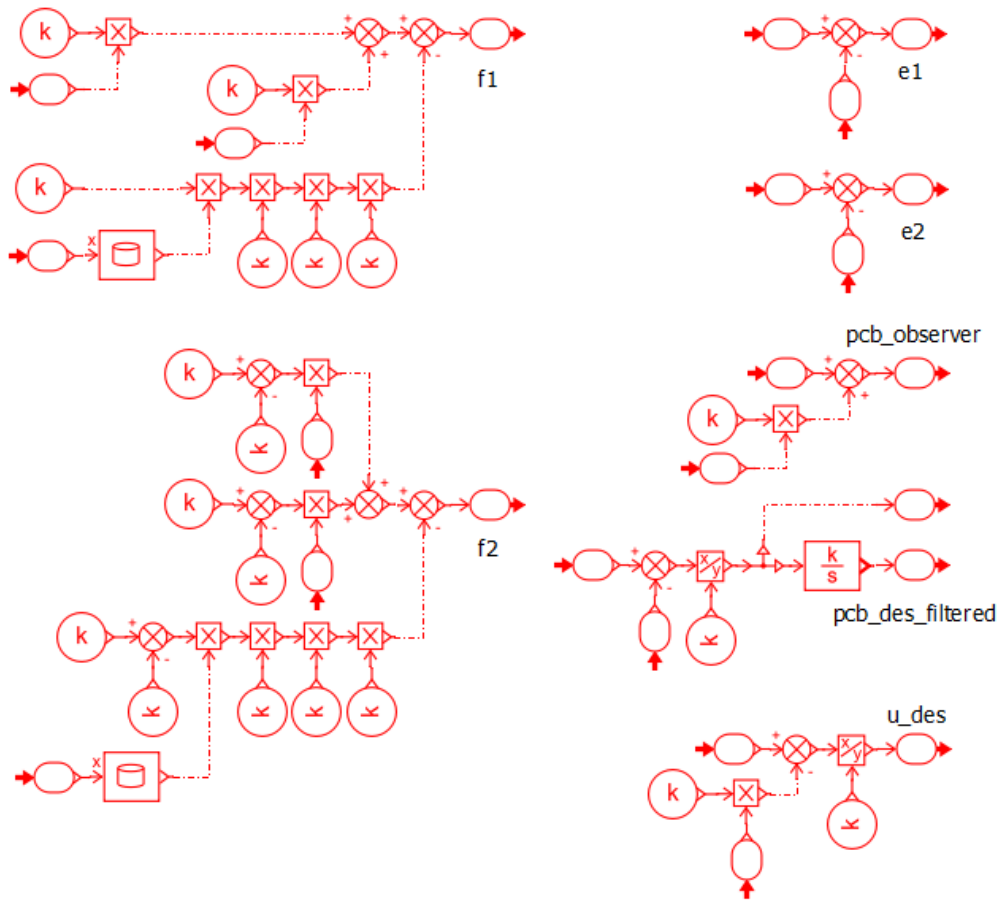
Değişken	Birim	Açıklama
CF	rpm/\sqrt{Nm}	Tork değiştirici kapasite faktörü
D_A	N	Araç hava direnç kuvveti
e_1	rad/s	Kavrama kayma hızı takip hatası
e_2	bar	Kontrol basıncı takip ara hatası
P_{ca}	bar	Devreden çıkarılan kavramanın basıncı
\dot{P}_{ca}	bar/s	Devreden çıkarılan kavramanın basıncının türevi
P_{cb}	bar	Devreye alınan kavramanın basıncı
\dot{P}_{cb}	bar/s	Devreye alınan kavramanın basıncının türevi
t	s	zaman
T_{ca}	Nm	Devreden çıkarılan kavramanın torku
T_{cb}	Nm	Devreye alınan kavramanın torku
T_e	Nm	Motor torku
$T_{e_{max}}$	Nm	Maksimum motor torku
T_p	Nm	Tork değiştirici pompa torku
T_t	Nm	Tork değiştirici türbin torku
T_v	Nm	Araç teker torku
TR	—	Tork değiştirici tork çarpım oranı
w_0	rad/s	Planet dişli sistemi çıkış açısız hızı
w_e	rad/s	Motor açısız hızı
\dot{w}_e	rad/s^2	Motor açısız ivmesi
w_r	rad/s	Planet dişli sistemi çevre dişlisi açısız hızı
\dot{w}_r	rad/s^2	Planet dişli sistemi çevre dişlisi açısız ivmesi
w_t	rad/s	Tork değiştirici türbin açısız hızı
\dot{w}_t	rad/s^2	Tork değiştirici türbin açısız ivmesi
Δw_{des}	rad/s	Hedeflenen kayma hızı
θ_{cv}	—	Gaz pedalı pozisyonu
λ	—	Tork değiştirici hız oranı
μ	—	Kavrama sürtünme katsayısı

D

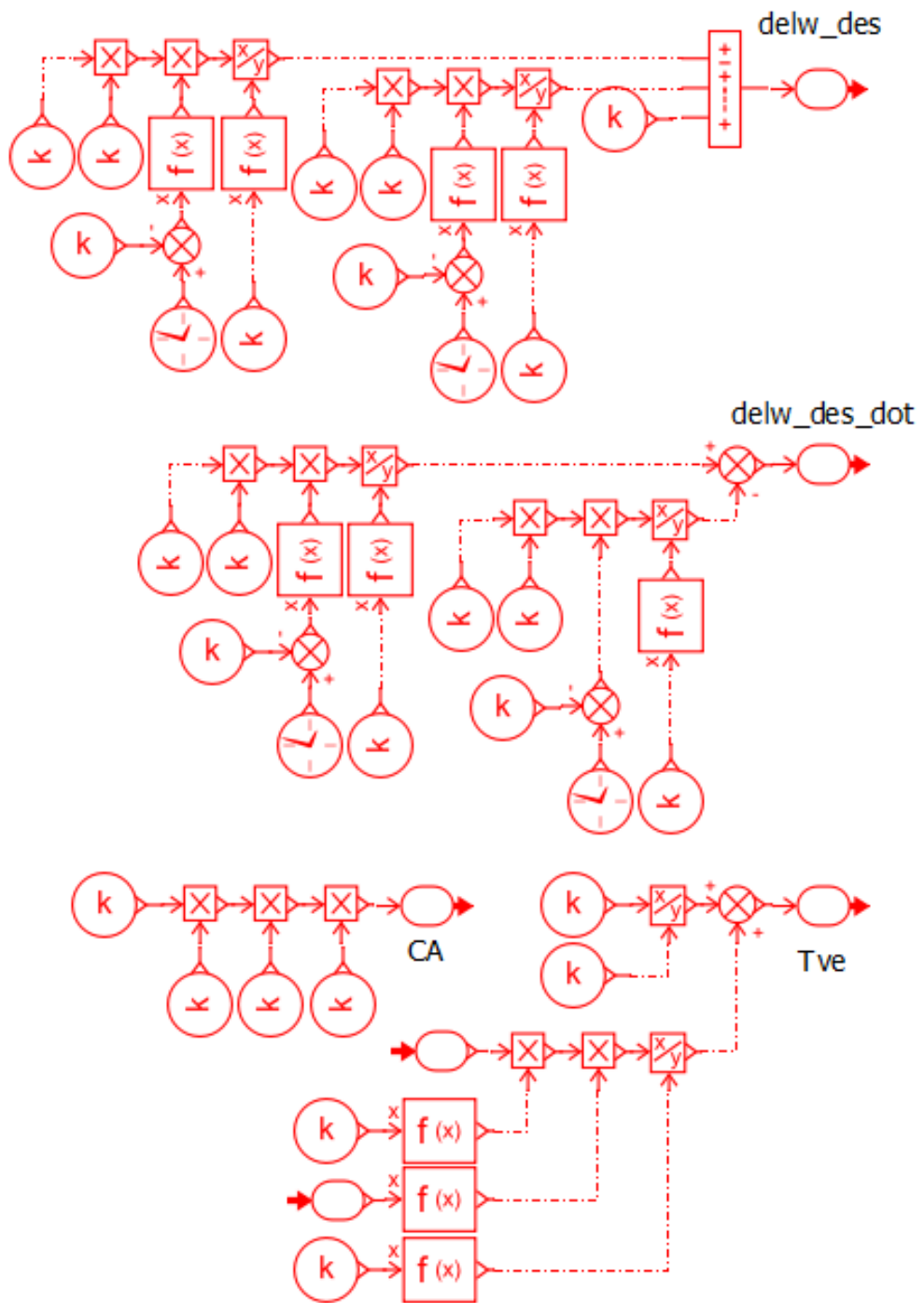
KONTROLÇÜ MODELİ GENEL GÖRÜNÜMÜ



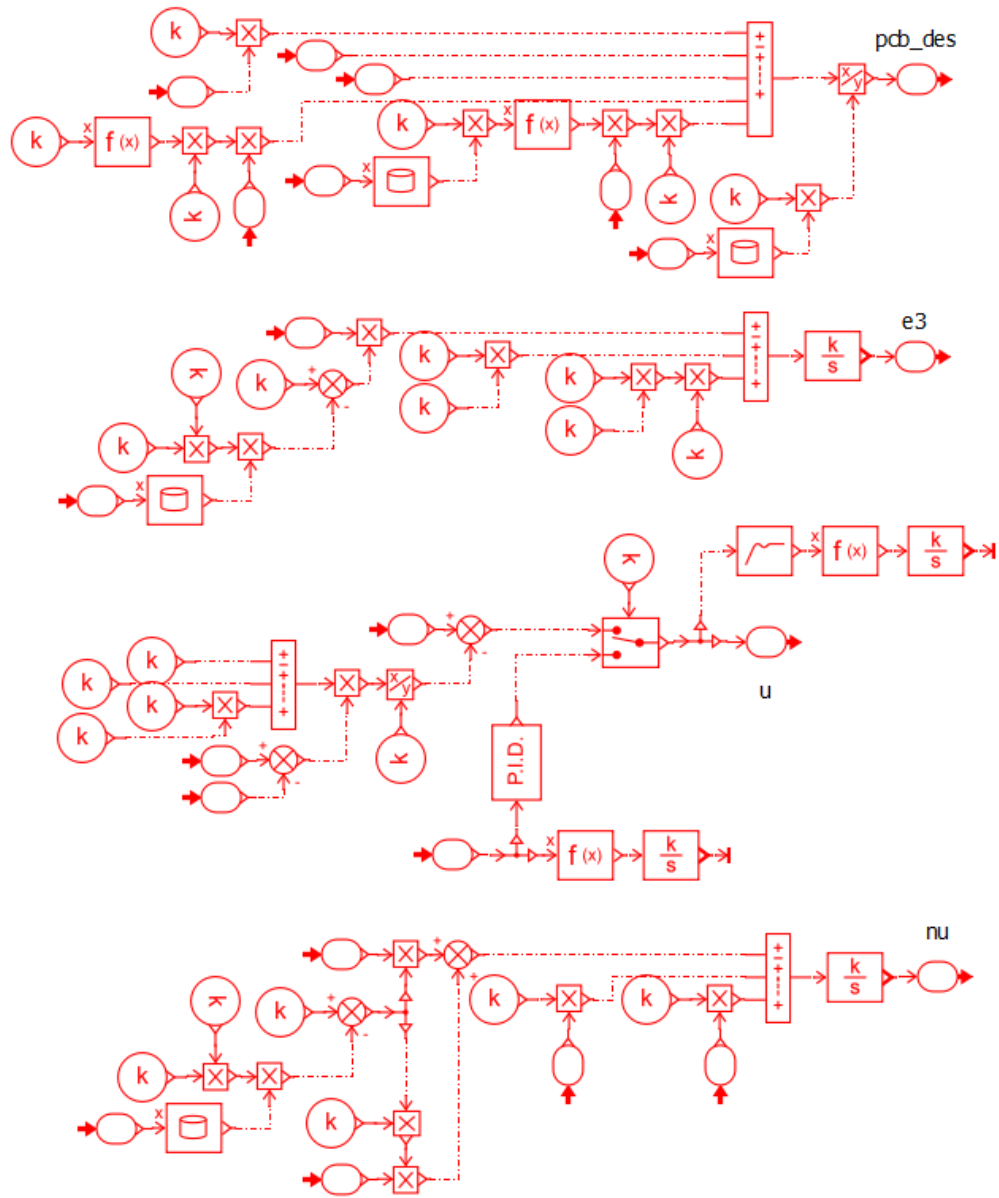
Şekil D.1 Lineer olmayan kontrolcü Amesim modeli - 1. kısım



Şekil D.2 Lineer olmayan kontrolcü Amesim modeli - 2. kısım



Şekil D.3 Lineer olmayan kontrolcü Amesim modeli - 3. kısım



Şekil D.4 Lineer olmayan kontrolcü Amesim modeli - 4. kısım



LİTERATÜR KARŞILAŞTIRMA TABLOSU

Tablo E.1 Literatür karşılaştırma tablosu

Çalışma referansı	[2]	[23]	Bu çalışma
Kontrolcü tipleri	<ul style="list-style-type: none">•PID•Sliding Mode	<ul style="list-style-type: none">•Geri adımlama•Lineer(2dof)	<ul style="list-style-type: none">•PI•Geri adımlama
Kontrolcü kazanç belirleme yöntemi	Deneme yanılma	<ul style="list-style-type: none">•Geri adımlama: [24]•Lineer(2dof): [12]	Genetik algoritma
Kontrol edilen faz	Tork ve atalet fazı	Atalet fazı	Atalet fazı
Kararlılık ispatı	<ul style="list-style-type: none">•PID:yapılmıyor•Sliding Mode:yapılıyor	<ul style="list-style-type: none">•Geri adımlama:yapılıyor•Lineer(2dof): [12]	<ul style="list-style-type: none">•PI:yapılmıyor•Geri adımlama:yapılıyor
Gürbüzlük analiz yöntemi	<ul style="list-style-type: none">•PID:Monte Carlo•Sliding Mode:yapılmıyor	Deneme yanılma.	DoE
Gürbüzlük analiz girdileri	Kavrama sürtünme katsayısı	<ul style="list-style-type: none">•Kapasite faktörü•Motor torku•Araç kütlesi•Yol eğimi•Türbin ataleti	<ul style="list-style-type: none">•Motor torku•Kavrama sürtünme katsayısı
Maliyet fonksiyonları	<ul style="list-style-type: none">•Vites geçiş süresi•Maksimum tork aşımı•Maksimum jerk•VDV	Kullanılmamıştır.	<ul style="list-style-type: none">•Kayma hızı kontrol hatası toplamı•Valf kontrol enerjisi

Konferans Bildirisi

1. S. A. Yılmaz, M. Metin, “Dynamics modelling of cross-drive automatic transmissions by lagrange method for shift control purposes,” in 5th International conference on advances in mechanical engineering Istanbul, YTU, 2019, pp. 2143–2159.

