

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ÇEYREK TAŞIT AKTİF SÜSPANSİYON MODELİ ÇIKARIMI VE KONTROLÜ

BİLAL EROL

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
HABERLEŞME PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. AKIN DELİBAŞI**

İSTANBUL, 2015

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÇEYREK TAŞIT AKTİF SÜSPANSİYON MODELİ ÇIKARIMI VE KONTROLÜ

Bilal EROL tarafından hazırlanan tez çalışması 07.01.2015 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. Akın DELİBAŞI

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. Akın DELİBAŞI

Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. İbrahim KÜÇÜKDEMİRAL

Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Abdullah BAL

Yıldız Teknik Üniversitesi

Yüksek lisans tezimi sonlandırmakla birlikte lisansüstü eğitime başlama nedenlerimden biri olan kariyerime akademik katkı sağlama hedefine ulaşmanın mutluluğunu yaşıyorum. Bununla birlikte tez çalışmam sırasında edindiğim bilgi, birikim ve tecrübelerin çalışma hayatım boyunca bana katkı sağlayacağından eminim.

Bu tezde 108E089 numaralı TUBİTAK projesi kapsamında geliştirilen Doğrusal Motor Eyleyicili, Çeyrek Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemi kullanılmıştır. Bu sistemi kullanmamıza imkân sağlayan, projenin yürütücüsü Doç. Dr. İbrahim Beklan KÜÇÜKDEMİRAL'a teşekkürlerimi sunarım.

Tezin oluşumunda en büyük katkıya sahip kişiye, dersler dâhil her an yanımda olan değerli hocama, yüksek lisans boyunca elde ettiğim tüm başarı ve başarısızlıkların ortağı olan danışmanım sevgili hocam Yrd. Doç. Dr. Akın DELİBAŞI'na sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ocak, 2015

Bilal EROL

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	viii
KISALTMA LİSTESİ	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xiv
ÖZET	xv
ABSTRACT	xvii
BÖLÜM 1.....	1
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	1
1.2 Tezin Amacı	5
1.3 Hipotez	6
BÖLÜM 2.....	7
Matematiksel Temel Bilgiler	7
2.1 Sistem Teorisi	7
2.1.1 Durum Uzay Gösterimi	7
2.1.2 Kontrol edilebilirlik ve Gözlenebilirlik.....	7
2.1.3 Simetrik Matrislerin Pozitifliği ve Negatifliği	8
2.1.4 Rasyonel Fonksiyonların Kesin Pozitif Gerçel (SPR) Oluşu	9
2.2 Doğrusal Matris Eşitsizliği	9
2.2.1 DME' lerin Kullanım Alanları.....	12
2.3 Lyapunov Kararlılık.....	15
2.4 D - Kararlılık.....	15
2.4.1 D-Kararlılık Alanların Kesişimi.....	17
2.4.2 Kronecker Çarpım	17
BÖLÜM 3.....	19
Çeyrek Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemi Model Çıkarımı	19
3.1 Süspansiyon Sisteminin Genel Yapısı.....	19
3.1.1 Pasif Süspansiyon Sistemi.....	20
3.1.2 Yarı Aktif Süspansiyon Sistemi.....	21
3.1.3 Aktif Süspansiyon Sistemi	22
3.2 Fiziksel Modelleme	23
3.3 Sistem tanımlama ile modelleme	24
3.3.1 Giriş sinyali seçimi.....	25

3.3.2	Model Yapısı Seçimi	26
3.3.2.1	ARX ve ARMAX Model Yapıları	26
3.3.2.2	Durum Uzay Model	28
3.3.3	Parametre Kestirimi	28
3.3.4	Uygunluk Testi	29
3.4	DeneySEL Düzenek	29
3.5	Model Kestirimi ve Karşılaştırma	36
3.6	Sistem Performans Kriterlerinin Belirlenmesi	39
BÖLÜM 4		42
$\mathcal{H}_\infty$ Kontrolcü Tasarımı		42
4.1	Sistem Tanımı	42
4.1.1	Kontrolör	43
4.1.2	Kapalı Çevrim Sistem	43
4.1.3	H_∞ Norm	44
4.2	Tam Dereceli Çıkış Geri Beslemeli H_∞ Kontrolcü Tasarımı	45
4.3	Çok Terimli Yaklaşım Metodu ile Sabit Dereceden H_∞ Kontrolcü Tasarımı	50
4.3.1	Problemin Tanımı	51
4.3.2	Matematiksel Ön Bilgi	52
4.3.3	H_∞ Kontrolcüsü	54
4.4	Sonuçlar	58
4.4.1	Benzetim Sonuçları	58
4.4.2	Uygulama Sonuçları	71
4.4.3	ISO2361 Kriterleri Çerçevesinde İvme Çıkışı	80
4.4.3.1	Benzetim Sonuçları	84
4.4.3.2	Uygulama Sonuçları	86
BÖLÜM 5		92
SONUÇ VE ÖNERİLER		92
KAYNAKLAR		94
EK-A		99
EK-B		101
ÖZGEÇMİŞ		104

SİMGE LİSTESİ

m_s	Araç Gövdesi Kütlesi
m_u	Sallanmayan Kütle
k_s	Süspansiyon Yay Sabiti
k_t	Tekerlek Yay Sabiti
c_s	Damperin Sönüm Oranı
x_g	Yol Konumu
x_u	Tekerlek Konumu
x_s	Şase Konumu
u	Eyleyici
$\otimes$	Kronecker Çarpım
γ	Sistemin Sonsuz Normu
α	Sinüs Sinyalinin Genliği
β	Sistemin sonsuz normu
g	Yerçekimi ivmesi

DME	Doğrusal Matris Eşitsizliği
LMI	Linear Matrix Inequality
MIMO	Multi Input Multi Output
HIFOO	H-Infinity Fixed Order Optimization
HANSO	Hybrid Algorithm for Non-Smooth Optimization
DA	Doğru Akım
DAQ	Data Acquisition Card
HIL	Hardware in Loop
TDA	Tekil Değer Ayrışımı
SPR	Strictly Positive Real
ARX	Autoregressive Model with Exogenous Input
ARMAX	Autoregressive Moving Average Model with Exogenous Input
AIC	Akaike Information Criterion

Şekil 2. 1 S-Düzleminde farklı iki alanın kesişimi.....	17
Şekil 3. 1 Çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminin genel yapısı	20
Şekil 3. 2 Pasif süspansiyon sistemi	21
Şekil 3. 3 Yarı-Aktif süspansiyon sistemi	22
Şekil 3. 4 Aktif süspansiyon sistemi	23
Şekil 3. 5 Sistem modeli kestirimi	24
Şekil 3. 6 20 Sinüs toplamından oluşan yol profili	26
Şekil 3. 7 ARX Model yapısı	27
Şekil 3. 8 ARMAX Model yapısı	28
Şekil 3. 9 Durum Uzay Model yapısı.....	28
Şekil 3. 10 Çeyrek taşıt süspansiyon sistemi prototipi.....	31
Şekil 3. 11 Yük hücresi.....	31
Şekil 3. 12 Süspansiyon sistemi.....	32
Şekil 3. 13 Tekerlek prototipi	32
Şekil 3. 14 Yol Davranışı simule eden kısım	33
Şekil 3. 15 Elektrik panosu	33
Şekil 3. 16 Sistemde kullanılan motor sürücüsü ve doğrusal motor	34
Şekil 3. 17 Sistemde kullanılan süspansiyon yaylarının karakteristiği	35
Şekil 3. 18 Çalışma düzeni.....	36
Şekil 3. 19 Model uygunluk testi	37
Şekil 3. 20 Ölçülen (mavi, kesikli) ve kestirilen süspansiyon (kırmızı) ivme.....	39
Şekil 3. 21 Ölçülen (mavi, kesikli) ve kestirilen süspansiyon (kırmızı) sapma miktarı	39
Şekil 3. 22 Farklı derecelerden filtreler	41
Şekil 4. 1 P Sisteminin giriş çıkışları	43
Şekil 4. 2 Kontrolör ile çıkış geri besleme	43
Şekil 4. 3 Farklı $\mathcal{D}$ -Kararlılık Bölgesi	49
Şekil 4. 4 Farklı kararlılık bölgeleri için elde edilen kapalı çevrim sistem kutup yerleri..	50
Şekil 4. 5 Açık çevrim ve kapalı çevrim sistemlerin frekans cevapları	50
Şekil 4. 6 Standart negatif geri besleme yapısı	51
Şekil 4. 7 Topyekün sistem yapısı.....	54
Şekil 4. 8 Kapalı çevrim kutup yerleri.....	57
Şekil 4. 9 Farklı sabit dereceden kontrolcülerle elde edilmiş kapalı çevrim sistemlerin frekans cevabı	58
Şekil 4. 10 Çeyrek taşıt süspansiyon sistemi	59
Şekil 4. 11 Tümsek tipi yol profili	59
Şekil 4. 12 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili	60
Şekil 4. 13 Pasif sistemin ivme cevabı.....	60
Şekil 4. 14 Pasif sistemde araç gövdesinin yerdeğiştirilmesi.....	61
Şekil 4. 15 Standart $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı	61
Şekil 4. 16 Standart $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin araç gövdesi yerdeğiştirme miktarı.....	62

Şekil 4. 17 Sabit 4. dereceden $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı	62
Şekil 4. 18 Sabit 4. dereceden $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin araç gövdesi yerğiştirme miktarı	63
Şekil 4. 19 Sabit 4. dereceden $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü ile üretilen kontrolcü işareti.....	63
Şekil 4. 20 1 Sabit 3. dereceden $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı	64
Şekil 4. 21 Sabit 2. dereceden $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı	64
Şekil 4. 22 Sabit 1. dereceden $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı	65
Şekil 4. 23 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 3. dereceden (mavi), sabit 2. dereceden(yeşil), standart(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemler ve pasif sistemin (kırmızı) ivme cevapları	65
Şekil 4. 24 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 3. dereceden (yeşil), sabit 2. dereceden(mavi), standart(kırmızı) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemler ve pasif sistem için (cyan) araç gövde yer değıştirmesi	66
Şekil 4. 25 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 4. dereceden (mavi), sabit 3. dereceden(yeşil), sabit 2. dereceden(kırmızı), sabit 1. dereceden(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemlerin ivme cevapları	66
Şekil 4. 26 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 1. dereceden (mavi), sabit 2. dereceden(yeşil), sabit 3. dereceden(kırmızı), sabit 4. dereceden(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemler için araç gövde yer değıştirmesi.....	67
Şekil 4. 27 Standart $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem(yeşil) ile pasif sistemin(mavi) tümsek tipi yol profili altında ivme cevapları	68
Şekil 4. 28 Standart $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem(yeşil) ile pasif sistemin(mavi) tümsek tipi yol profili altında araç gövdesi yer değıştirmesi	68
Şekil 4. 29 Sabit 4. dereceden(yeşil), 3. dereceden(kırmızı), 2. dereceden(cyan) $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistemin(mavi) tümsek tipi yol profili altında ivme cevabı	69
Şekil 4. 30 Sabit 3. dereceden(mavi), 2. dereceden(yeşil) ile standart tam dereceden(kırmızı) $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistemler tümsek tipi yol profili altında ivme cevabı.....	69
Şekil 4. 31 Sabit 3. dereceden(mavi), 2. dereceden(yeşil) ile standart tam dereceden(kırmızı) $\mathcal{H}^\infty$ kontrolcülerin tümsek tipi yol profili altında ürettiğı kontrol işareti.	70
Şekil 4. 32 Tümsek tipi yol profili altında sabit 4. dereceden (mavi), sabit 3. dereceden(yeşil), sabit 2. dereceden(kırmızı), sabit 1. dereceden(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemlerin araç gövdesi yer değıştirmesi.	70
Şekil 4. 33 Yol bozucusu olarak 30 rad/s frekanslı tek sinüs dalgası uygulandığında standart tam dereceden (mavi), sabit 3 (yeşil) ve 2. (kırmızı) derecelerden kontrolcüler ile oluşan kapalı sistem ile pasif sistemin(cyan) ivme cevabı	71
Şekil 4. 34 Süspansiyon sisteminin kontrol edildiğı Matlab-Simulink arayüzü.....	72
Şekil 4. 35 Uygulanan 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili	72
Şekil 4. 36 5cm lik yükselti ve 5cm çukurdan oluşan tümsek tipi yol profili.....	73

Şekil 4. 37 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistemin ivme cevabı	73
Şekil 4. 38 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem(yeşil) ile pasif sistemin(mavi) ivme cevabı	74
Şekil 4. 39 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 1. Dereceden(mavi), 2. Dereceden(yeşil), 3. Dereceden(kırmızı), 4. Dereceden(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı	74
Şekil 4. 40 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart tam dereceden(yeşil) ile sabit 3. Dereceden(kırmızı), 2. Dereceden(cyan) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistemin(mavi) ivme cevabı	75
Şekil 4. 41 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart tam dereceden(yeşil) ile sabit 3. Dereceden(kırmızı), 2. Dereceden(cyan) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistem(mavi) için araç gövdesi yer değiştirmesi.....	75
Şekil 4. 42 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistemin ürettiği kontrol işareti	76
Şekil 4. 43 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 2. Dereceden(mavi), 3. Dereceden(yeşil), 4. Dereceden(kırmızı) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti.....	76
Şekil 4. 44 Tümsek tipi yol profili altında standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem(yeşil) ile pasif sistemin(mavi) ivme cevabı.....	77
Şekil 4. 45 Tümsek tipi yol profili altında sabit 2. Dereceden(mavi), 3. Dereceden(yeşil), 4. Dereceden(kırmızı) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı	77
Şekil 4. 46 Tümsek tipi yol profili altında standart tam dereceden(kırmızı) ile sabit 3. Dereceden(yeşil), 2. Dereceden(mavi) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistemin(cyan) ivme cevabı.....	78
Şekil 4. 47 Tümsek tipi yol profili altında standart tam dereceden(kırmızı), sabit 3. Dereceden(yeşil) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistem(mavi) için araç gövdesi yer değiştirmesi	78
Şekil 4. 48 Tümsek tipi yol profili altında sabit 2. Dereceden(kırmızı), 3. Dereceden(mavi), ve standart tam dereceden(yeşil) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti	79
Şekil 4. 49 30 rad/s frekanslı tek sinüs dalgası bozucusu altında standart tam dereceden(mavi) ile sabit 3. Dereceden(yeşil), 2. Dereceden(kırmızı) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistemin(cyan) ivme cevabı.	79
Şekil 4. 50 30 rad/s frekanslı tek sinüs dalgası bozucusu altında standart tam dereceden(kırmızı), sabit 3. Dereceden(yeşil), sabit 2. Dereceden(mavi) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistem(cyan) için araç gövdesi yer değiştirmesi.....	80
Şekil 4. 51 Filtreden geçirilmiş sistemin frekans cevabı	81
Şekil 4. 52 Kapalı çevrim sistemlerin kutup yerleri	83
Şekil 4. 53 Sabit 2. Dereceden(mavi), 3. Dereceden(yeşil), 4. Dereceden(kırmızı) ve standart tam dereceden(cyan) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim ile açık çevrim(mor) sistemin frekans cevapları	83
Şekil 4. 54 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol tipi	84

Şekil 4. 55 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı.	84
Şekil 4. 56 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan), 4. dereceden(mor) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemler için araç dikey hareketlenme miktarı.	85
Şekil 4. 57 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti.	85
Şekil 4. 58 Tümsek tipi yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı	86
Şekil 4. 59 Tümsek tipi yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemler için araç dikey hareketlenme miktarı.	86
Şekil 4. 60 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı.	87
Şekil 4. 61 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan) ve 4. dereceden(mor) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı	87
Şekil 4. 62 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemler için araç dikey hareketlenme miktarı.	88
Şekil 4. 63 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan), 4. dereceden(mor) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti.....	88
Şekil 4. 64 Tümsek tipi yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı.	89
Şekil 4. 65 Tümsek tipi yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan) ve 4. dereceden(mor) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı.....	89
Şekil 4. 66 Tümsek tipi yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemler için araç dikey hareketlenme miktarı.	90
Şekil 4. 67 Tümsek tipi yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan), 4. dereceden(mor) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti.	91

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 3. 1 Prototip Sisteme Ait Sistem Parametreler	34
Çizelge 3. 2 Test Sonuçları	38

ÇEYREK TAŞIT AKTİF SÜSPANSİYON MODELİ ÇIKARIMI VE KONTROLÜ

Bilal EROL

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Akın DELİBAŞI

Taşıtta güvenlik ve konforun sağlanması için taşıtın süspansiyon sistemleri görevlerini tam bir şekilde yerine getirmesi gerekmektedir. Bunun sağlanması için öncelikle doğrusal olmayan bir yapıya sahip olan süspansiyon sisteminin uygun bir şekilde modellenmesi ve daha sonra bu model üzerinden performans kriterleri baz alınarak uygun kontrolör ile desteklenip bozucu etkisinin azaltılması sağlanmalıdır.

Bu tezde ilk olarak amaçlanan sistem kestirim teknikleri ile çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminin modelinin çıkarılmasıdır. Gerçek zamanlı dinamik sistemlerin analizinde ilk ve en önemli adım, bu sistemin modelinin çıkarılmasıdır. Fiziksel yasalar çerçevesinde model çıkarım oldukça kapsamlı bilgi ve uğraş gerektirmektedir. Sistem tanımlama teknikleri ile gerçek sistemin modeli, hiçbir ön bilgiye gereksinim duyulmadan, sadece kestirimi yapılacak sisteme uygulanan giriş ve bunun sonucunda elde edilen çıkış verileri kullanarak çıkarılabilmektedir. Model kestirimi Matlab altında bulunan System Identification Toolbox® kullanılarak yapılacak, elde edilen model sistem üzerinde gerçek zamanlı test edilecektir. Kestirim sonucu elde edilen modeller arasından daha uygun olan seçilip, bu model için performans çıkışı ile bozucu arasındaki transfer fonksiyonun sonsuz normunu minimize edecek, çıkış geri beslemeli $\mathcal{H}_\infty$ kontrolör tasarlanacaktır.

Standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrol problemlerinde çıkarılan kontrolcünün derecesi sistem derecesiyle aynı olmaktadır. Bu şekilde elde edilen kapalı çevrim sistemin derecesi bir kat daha artmış olmaktadır. İlk etapta bu durum düşük dereceli sistemler için uygulanabilir olduğu gözükse de, istenilen performanslara ulaşabilmek için giriş ve çıkışa konulabilecek filtrelerle sistemin derecesi artacaktır. Derecesi yüksek sisteme aynı dereceye sahip kontrolcünün de eklenmesiyle oluşan sistemde meydana gelebilecek ufak çapta bir hatanın bile çok daha olumsuz sonuçlara neden olabilecektir. Ayrıca standart yöntemlerle elde edilecek yüksek dereceden kontrolcünün gömülü sistemlerde gerçekleşmesi oldukça güç bir uğraştır. Bu nedenlerden dolayı son yıllarda düşük ve sabit dereceli $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı üzerine çalışmalar artmıştır. Fakat tasarımın konveks olmayan kümelerde tanımlı olması ve hali hazırda da konveks olmayan kümeler için bir çözüm bulunamaması, tasarımı güçleştirmektedir.

Bu tezde temel amaç ilk hedef doğrultusunda çeyrek taşıt süspansiyon sisteminin modelini sistem kestirim teknikleriyle çıkarılmasından sonra bu model üzerinden durum uzay tabanlı standart tam dereceden ve çokterimli tabanlı sabit dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı geliştirmektir. Çokterimli tabanlı tasarımın temelinde bulunan konveks olmayan yapı Kesin Pozitif Gerçel Lemma ile konveks bir şekle indirgenmiştir.

Anahtar Kelimeler: eyrek Taşıt Süspansiyon Sistemi, Sistem Tanımlama, Sabit Dereceli Kontrolcü.

QUARTER CAR ACTIVE SUSPENSION SYSTEM IDENTIFICATION AND CONTROL

Bilal EROL

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Assist. Prof. Dr. Akın DELİBAŞI

In vehicles to ensure both safety and comfort the suspension system should carry out its duties in strict sense. To provide that firstly one should get a suitable model for the suspension system that has nonlinear structure, then via using this model and with taking into account the performance criterion an appropriate controller can be designed to minimize the road roughness effect onto vehicle.

In this thesis the first aim is to derive the model of the quarter car active suspension system by using system identification techniques. In the analysis of real time dynamic system the first and the most important step is to derive the system model. Deriving the mathematical model by using physical laws is so difficult, it is needed a comprehensive knowledge and effort. On the other hand with using system identification there is no need any prior knowledge for deriving system model of a real time dynamic system, only thing to do is that firstly exciting the system with suitable input signals and observe the outputs, then using these inputs and outputs the system model can be derived. Matlab System Identification Toolbox® is used to derive the sytem model, and different types estimated models will be tested on the real system. After these tests, among models the more appropariate one will be selected and then for this model the output feedback $\mathcal{H}_\infty$ controller will be designed to minimize the infinity norm of the transfer function between performance output and disturbance input.

In the standart $\mathcal{H}_\infty$ control theory, the designed controller has the same degree as the system. So with using this controller, the degree of the closed loop system is increased twofold. Initially it is seem to be feasible for the lower degree systems, but to achieve the perfomances at issue the filters should be used to weight inputs and outputs of the system, and so this will increase the degree of the system. After adding the same degree controller to the high degree system, the new controlled system can be affected more by even a little error. Further more the usage of the high controllers that obtained with using standart controller methods in the embedded system is not an easy work to accomplish. For these reasons recently the studies over the fixed reduced order $\mathcal{H}_\infty$ controller have been increased. However, the fixed-order design problem is defined in

a nonconvex cluster, and at present there is not any solving algorithm for general solution in nonconvex cluster, so that makes this approach a hard way.

The main purpose of this study is to develop full order $\mathcal{H}_\infty$ controller with using standart approach and fixed reduced order $\mathcal{H}_\infty$ controller with using polynomial approach that will minimize infinity norm of the quarter car suspension system which model derived by using system identification methods. The nonconvex structure is reduced to a convex shape with Strict Positive Real Lemma.

Keywords: Quarter Car Suspension System, System Identification, Fixed-Order $\mathcal{H}_\infty$ controller.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Üç alt bölümden oluşan Giriş Bölümü'nde ilk olarak tez çalışmasının çıkış noktası ve bu konuyu kapsayan benzer konularda yapılmış olan akademik çalışmalar hakkında bilgi içeren literatür özeti incelenmektedir. Bölümün ikinci kısmında tezin temel amacı ve literatürde ele alınan çalışmalardan farklı ve özgün kısımlarına değinilecektir. Son bölümde ise tezin ortaya koyduğu temel fikir ve bunun sonuçları verilmektedir.

1.1 Literatür Özeti

Süspansiyon sistemini en genel haliyle bir yay ve damperden oluşan, tekerlek ile şaft arasında bağlantıyı sağlayan mekanik düzenek olarak tanımlayabiliriz. Burada yay ve damperin temel görevi araç gövdesini taşımak ve yoldan gelebilecek titreşimleri sönmüleyerek sürüş konforunu ve yol tutuş kabiliyetini arttırmaktır. Otomotiv sektöründe oldukça önemli bir yere sahip olan süspansiyon sistemlerinde üç temel performans ölçütü bulunmaktadır. Bunlar seyir konforu performansı, yol tutuş performansı ve süspansiyonun maksimum sapma aralığıdır[1]. Bu performans ölçütlerinin temelini; yoldan gelen bozucu etkilerinin sönmülenmesi, sürüş kabiliyeti ve güvenliğinin arttırılması, böylelikle araç içindeki yolcuların bu bozuculardan etkilenmesini en aza indirmesi oluşturmaktadır. Performans ölçütlerinden sürüş konforu aracın dikey ivmelenmesiyle ilişkiliyken, sürüş güvenliği ise hareket esnasında tekerleğin yol ile temasının kesilmemesi ile ilişkili olduğu literatürde yaygın olarak görülmektedir [1], [2].

Konfor ve güvenlik için gerekli şartların göz önünde bulundurulmasının yanında, pratikte araçların yapısal özellikleri sebebiyle süspansiyon yer değiştirmesinin belli bir aralıkta olması gerekmektedir [3]. Ayrıca bu değerin aşımı, zamanla hem sürüş konforu kaybına hem de aracın yıpranmasına sebep olmaktadır.

Performans ölçütlerinin en iyi şekilde süspansiyon sistemlerinde aynı anda yerine getirilmesi mümkün değildir. Daha güvenli bir sürüş için sert bir süspansiyon sistemi gerekirken (low damping coeff), daha konforlu bir sürüş için ise daha yumuşak bir süspansiyon sistemi (high damping coeff) gerekmektedir [4-6] . Bundan dolayı pasif elemanlardan oluşan süspansiyon sistemleri tasarlanırken, bu sistemi barındıracak aracın kullanım amacı ve yeri dikkate alınması gerekmektedir. Açıktır ki konfor ve yol tutuş arasında bir trade-off vardır.

1960’lardan beri gerek akademik, gerekse endüstriyel araştırmalarda olsun süspansiyon sistemleri büyük ilgi görmüştür. Bir yay ve damperin paralel bağlanmasıyla meydana gelen pasif süspansiyon sistemleri, süspansiyon sistemlerinin en temel halini teşkil etmektedir. Bu pasif elemanlar ile tasarlanan süspansiyon sistemi yoldan gelen bozucuların anlık değişimlerine dinamik bir cevap verememekte ve performans ölçütlerinin istenilen seviyelerin altında olmasına neden olmaktadır. Arzulanan performans ölçütlerine ulaşmak için aktif elemanların da kullanılması gerekir [4],[7-9]. Elektronik kontrollü bu tür sistemler, pasif süspansiyon sistemlerinden farklı olarak, tekerlek ile araç gövdesi arasına monte edilen eyleyiciler ile oluşturulur. Bu sistemlerle sürüş konforunu arttırırken, aracın yol tutuşunu da güçlendirmek mümkün olmaktadır. Ayrıca araç sağlığını önemli derecede etkileyen süspansiyon aşınma problemi de azaltılabilmektedir. Aktif ve pasif süspansiyon sistemlerinin yanında bir de yarı aktif süspansiyon sistemleri geliştirilmiştir. Aktif ve yarı-aktif süspansiyon sistemleri hakkında detaylı bilgi için, referanslarıyla beraber [10-12] bakılabilir.

Elektronik kontrollü aktif süspansiyon sistemlerinin ilk örnekleri 1960’larda Citroen firması tarafından geliştirilen, hydra-pneumatic eyleyicili süspansiyon sistemi ile karşımıza çıkmaktadır, bunu takiben 1980’lerde Toyota tarafından algılayıcılarla desteklenmiş aktif süspansiyon sistemi geliştirilmiştir [13]. Yine aynı yıllarda bir İngiliz şirketi olan Lotus tarafından tamamen aktif hidrolik eyleyicili süspansiyon sistemi

geliştirmiş olup, bu sistem Formula 1 araçlarında oldukça güzel sonuçlar vermiştir [14-15]. Elektronik malzemelerin, algılayıcıların yetkinliklerinin artmasıyla ve maliyetlerinin de düşmesiyle daha akıllı süspansiyon sistemleri üretilmeye başlanmıştır. Yakın zamanda Mercedes-Benz tarafından, dünyanın ilk gözlere sahip süspansiyon sistemi geliştirmiştir. Bu sistemde aracın ön camına yerleştirilen stereo kameralar ile yol yüzey taraması yapıp, yolda herhangi bir düzensizlik algılanması durumunda, bununla başa çıkmak için süspansiyon aktif olarak ayarlanabilmektedir.

Gerçek zamanlı dinamik sistemlerin analizinde ilk ve en önemli adım, bu sistemin modelinin çıkarılmasıdır. Herhangi bir sistemin modeli iki şekilde çıkarılabilir; fiziksel yasalara dayalı modelleme (analitik) ve sistem tanımlama tekniklerine dayalı modelleme. Sistemlerin yapısındaki belirsizlikler zamanla değişen ve yüksek dereceden lineer olmayan parametreler, sistemin fiziksel modelini çıkarmada güçlükler neden olmaktadır[16]. Çeyrek taşıt süspansiyon sistemini modellerken böyle sorunlarla sıkça karşılaşmaktadır. Süspansiyon sisteminin yapısında bulunan damperin sönüm kat sayısının hesaplanması oldukça güç olmakla beraber sıcaklıkla da değişim göstermektedir. Ayrıca süspansiyon yay karakteristiğinin de doğrusal olmayan bir karakterde oluşu fiziksel modellemeyi güçleştirmektedir. İyi bir süspansiyon sistemi geliştirilmesi için sistem parametrelerinin iyi bilinmesi de gerekmektedir. Parametre değişiminin süspansiyon performans çıkışlarına olan etkisi [17-19] incelenmiştir.

Sistem tanımlama ilk olarak Zadeh (1962) tarafından, sistem modelinin sisteme ait deneysel sonuçlarla elde edilebileceğine değinilmiştir. Daha sonralarda Aström, Eykhoff ve Ljung bu alanda önemli çalışmalar yapmıştır. Sistem tanımlama ile daha kısa zamanda ve daha düşük maliyetlerle sistem modeli çıkarılabilmesi, son zamanlarda bu alanın oldukça rağbet gören çalışmalar arasında yer almasına neden olmuştur [20-23].

Sistemi karşılayacak uygun modelin çıkarılmasını takiben, bu sistemi belli performans ölçütleri baz alınarak kontrol edilmesi, bozucu etkisinin en aza indirilmesi ve sistem eğer kararsız ise kararlılaştırma gereklilikleri boy göstermektedir. Sistemin $\mathcal{H}_\infty$ normunun minimizasyonu problemi ile bu ölçütler karşılanabilmektedir. Standart $\mathcal{H}_\infty$ tabanlı kontrol teorisinin temel yapısı Zames tarafından oluşturulmuş [24] ve 19 .yy sonlarına doğru bu problem daha uygun formda Doyle tarafından iki Riccati denklemi ile çözümü

şeklinde sunulmuştur [25]. Daha sonraki yıllarda Gahinet ve Apkarian bu kontrol problemini doğrusal matris eşitsizliğine indirgeyerek çözüme gitmişlerdir [26]. Doğrusal matris eşitsizliklerin gelişimiyle beraber konveks yapıdaki bu tür kontrol problemlerinin çözümüne de olanak sağlanmıştır.

Standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrol problemlerinde, çıkarılan kontrolcünün derecesi söz konusu sistemin derecesiyle aynı olmaktadır [27]. Bu şekilde kontrolör ile beraber sistemi kapalı çevrim olarak ele aldığımızda sistem derecesi bir kat daha artmış olmakta, buda sistem de meydana gelebilecek bir hatanın daha olumsuz sonuçlara neden olabileceği gerçeğini ortaya çıkarmaktadır. Ayrıca standart yöntemlerle elde edilecek olan yüksek dereceli kontrolcülerin özellikle gömülü sistemlerde gerçekleşmesi de oldukça zor bir uğraş gerektirmektedir. İlk etapta bunun düşük dereceli sistemler için uygulanabilir olduğu gözükse de, istenilen performansı elde etmek için sistem giriş ve çıkışına konulması gerekebilecek filtrelerle sistemin derecesinde artış olacaktır. Bu nedenlerden dolayı son yıllarda gerek akademik gerekse endüstri alanında düşük ve sabit dereceli $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı üzerine ilgi artmış ve bu konu önemli çalışmalar arasında yerini almıştır. Fakat tasarım probleminin konveks olamayan kümelerde tanımlı olması ve hali hazırda da konveks olamayan kümeler için bir çözüm bulunamaması, tasarımının oldukça zor bir uğraş olmasına neden olmaktadır. Söz konusu sabit dereceli kontrolcü tasarımı problemine yönelik [28]-[30] DME'lerin iteratif çözümüyle sonuca gidilmiş, Gahinet ve Apkarian [28] çalışmalarında rank minimizasyonu yaklaşımı ile bu probleme çözüm sunmuşlardır.

$\mathcal{H}_\infty$ problemi üzerine yapılan çalışmaların çoğunluğu durum-uzay tabanlıdır. Durum uzay yaklaşımı yerine çokterimli gösterimde ise direkt sistemin transfer fonksiyonu katsayıları kullanılır [31]. Bu yaklaşım, çok terimli ifadenin pozitifliği ve transfer fonksiyonun da kesin reel pozitifliği üzerine kurulmuştur. [31] deki çalışmada [32] de gösterilen bölgesel kutup tayini kullanılarak bir iç konveks alt bölge oluşturarak kararlılık problemi için sabit dereceden kontrolcü tasarlanmıştır. Daha sonra bu çalışmaya Henrion [33] tarafından $\mathcal{H}_\infty$ norm minimizasyonu gerçekleştirilmiş, yalnız burada bazı geometrik kısıtlamalar mevcut olduğundan, [34] de bu geometrik kısıtlamalar da ortadan kaldırılıp, sabit dereceli $\mathcal{H}_\infty$ problemine çözüm sunulmuş, önceden belirlenen

$\mathcal{D}$ -bölgesinde, kararlı $\mathcal{H}_\infty$ normunun minimizasyonu sabit dereceli kontrolcü ile sağlanmıştır.

1.2 Tezin Amacı

Dinamik sistemlerin matematiksel modelinin, fiziksel yasalar odaklı çıkarımı zor ve oldukça zaman alıcıdır. Bir sistemin matematiksel modelinin, sisteme ait giriş ve çıkış verilerini kullanarak, sistem tanımlama teknikleriyle çıkarılabilmektedir. Burada sisteme ait herhangi bir bilgiye gereksinim duyulmadan, sadece giriş ve çıkış verilerini kullanılarak modelleme yapılabilmektedir. Tezin ilk aşamasında, 108E089 numaralı TÜBİTAK projesi kapsamında geliştirilen Doğrusal Motor Eyleyicili, Çeyrek Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemi için Matlab System Identificaiton Toolbox® kullanılarak sistem modeli çıkarımı amaçlanmıştır. Farklı sistem kestirim teknikleri arasında karşılaştırma yapıp, geliştirilen sisteme yakın ve düşük derecedeki model ortaya konacaktır. Karşılaştırma sonucu sistemi daha uygun model sistem üzerinde gerçek zamanlı olarak test edilecektir.

Sistem modeli çıkarıldıktan sonra, bu sistemin performans çıkışımız ile bozucu girişi arasındaki $\mathcal{H}_\infty$ normunu minimize edecek kontrolcü tasarımı geliştirilmeye çalışılacaktır. İlk olarak [32] önerilen $\mathcal{D}$ -Bölgesinde kararlı tam mertebeden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolör tasarlanacaktır. Daha sonra iki girişli iki çıkışlı olan (MIMO) sistemimiz için performans çıkışımız ile bozucu arasında ki ilişkiyi çıkarıp, sistemimizin bir bakıma tek giriş tek çıkışlı ifadesini elde ettikten sonra [34] önerilen sabit dereceden dayanıklı $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı gerçekleştirilecektir. Elde edilen tasarım metodunda konveks olmayan bir küme içerisinde, $\mathcal{D}$ -bölgesinde kararlı bir merkezi çok terimli seçerek konveks küme ortaya çıkarmak hedeflenmektedir. Bu tasarımın etkinliği, farklı derecelerden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolörler ile sistem üzerinde farklı yol profilleri için gösterilecektir. Son olarak performans çıkışı olan ivme, ISO2361 kişiyi rahatsız eden salınım kriterleri dikkate alınarak, en fazla rahatsız edici frekans aralığını ön plana çıkarmak için ağırlaştırılmış filtreden geçirilecektir. Bu şekilde derecesi artan sistem için aynı metotlar kullanılarak farklı derecelerden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolörler çıkarılıp, farklı yol profilleri üzerinde test edilecektir.

1.3 Hipotez

Doğrusal Motor Eyleyicili, Çeyrek Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemi hakkında hiçbir bilgiye gereksinim duyulmadan, sadece sisteme uygulanacak girişler ile bunun sonucunda elde edilecek çıkışlar kullanılarak, sistem tanımlama teknikleri ile söz konusu sistemin modeli çıkarılabilir. Bu sistemin ilgili çıkış ve girişi arasındaki $\mathcal{H}_\infty$ normunu alt optimal minimum yaparken sistemi $\mathfrak{D}$ -kararlı yapacak sabit dereceli kontrolcü hesaplanabilir.

Matematiksel Temel Bilgiler

Bu bölümde sabit dereceli dayanıklı $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarım için gerekli olacak matematiksel konsept, sistem teorisindeki analiz araçları ve tasarım metodunda kullanılan DME'lerin genel özellikleri, kullanım alanları ve çözüm yöntemleri [35] özetlenmeye çalışılmıştır. Bu bilgiler klasik kontrol kitaplarındaki standart forma uygun olarak verilmiştir.

2.1 Sistem Teorisi**2.1.1 Durum Uzay Gösterimi**

Durum uzay gösterimi dinamik sistemlerin daha kolay irdelenmesi için kullanılan bir gösterim yöntemidir. Burada, sistemin giriş çıkışı arasındaki bağıntı durum değişkeniyle beraber sunulmaktadır. Bu gösterimde genel olarak x durum uzay değişkeni, u kontrol girişi, y ölçülebilen çıkışları temsil etmektedir. Doğrusal zamandan değişmeyen bir dinamik sistemin matematiksel modeli:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{2.1}$$

burada $x \in \mathbb{R}^n, u \in \mathbb{R}^m, y \in \mathbb{R}^p, A \in \mathbb{R}^{n \times n}, B \in \mathbb{R}^{n \times m}, C \in \mathbb{R}^{p \times n}, D \in \mathbb{R}^{p \times m}$. A, B, C, D matrisleri sistemin durum uzay gösterimidir. Sistemin giriş ve çıkış arasındaki ilişkiyi direk gösteren transfer fonksiyonu, Laplace dönüşümü kullanılarak elde edilir:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D\tag{2.2}$$

şeklinde elde edilir

2.1.2 Kontrol edilebilirlik ve Gözlenebilirlik

Herhangi bir sistem için kontrolcü tasarımına başlanılmadan önce ilk bakılması gereken kontrol edilebilirlik ve gözlenebilirlik kavramları modern kontrol teorisinde en önemli iki kavram olarak karşımıza çıkmaktadır. Kabaca kontrol edilebilirlik, dinamik bir sisteme, bir kontrol girişi altında herhangi bir görev yaptırabilmek ile ilgilidir. Bir sistemi, sonlu bir zamanda, t_0 , herhangi bir sonlu değerli başlangıç durumdan, $x(t_0)$, durum uzayında

orijine sonlu bir zamanda ulaştırabilecek kontrol girişi bulunabiliyorsa sistem kontrol edilebilir. Herhangi bir sonlu zaman için t_0 , durum değişkenini $x(t_0)$, sonlu zamandaki kontrol girişi ve sistem çıkış değerlerini kullanarak belirlenebiliyorsa, bu sistem gözlenebilir.

Kontrol edilebilirlik Matrisi: $\mathfrak{C} = [B \quad AB \quad A^2B \quad A^3B \quad \cdots \quad A^nB]$

Gözlenebilirlik Matrisi: $\mathfrak{O} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^n \end{bmatrix}$

(2.1) nolu sistem için, eğer kontrol edilebilirlik matrisi tam satır rankına sahipse sistem kontrol edilebilir, eğer gözlenebilirlik matrisi tam satır rankına sahipse sistem gözlebilir.

2.1.3 Simetrik Matrislerin Pozitifliği ve Negatifliği

Teorem 2.1 Bir karesel simetrik $\mathcal{M} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ matrisi için aşağıdakiler denktir:

- $\mathcal{M}$ matrisi pozitif tanımlıdır.
- $\mathcal{M}$ matrisinin özdeğerleri $\lambda(\mathcal{M}) > 0$
- Her bir alt matrisinin (minör) determinantı sıfırdan büyüktür.

$$a_{11} > 0 \quad \left| \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \right| > 0 \quad \cdots \quad \left| \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nn} \end{bmatrix} \right| > 0$$

$$|A_1| > 0 \quad |A_2| > 0 \quad |A_3| > 0 \quad \cdots \quad |A_n| = |A| > 0$$

- Tüm $x \neq 0$ sütun matrisleri için, $x^T \mathcal{M} x > 0$

Teorem 2.2 Bir karesel simetrik $\mathcal{M} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ matrisi için aşağıdakiler denktir:

- $\mathcal{M}$ matrisi negatif tanımlıdır.
- $\mathcal{M}$ matrisinin özdeğerleri $\lambda(\mathcal{M}) < 0$
- Her bir alt matrisinin (minör) çift katların determinantı sıfırdan büyük, tek katların determinantı sıfırdan küçüktür.

$$a_{11} < 0 \quad \left| \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \right| > 0 \quad \left| \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \right| < 0 \quad \left| \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \right| > 0 \quad \dots$$

$$|A_1| < 0 \quad |A_2| > 0 \quad |A_3| < 0 \quad |A_4| > 0 \quad \dots$$

- Tüm $x \neq 0$ sütun matrisleri için, $x^T \mathcal{M} x < 0$

2.1.4 Rasyonel Fonksiyonların Kesin Pozitif Gerçel (SPR) Oluşu

Bir sistemin kararlı olması, o sistemin transfer fonksiyonunun kesin pozitif gerçel oluşu ile bağlantılı olduğundan[36], kesin manada pozitif gerçellik kontrol teorisinde oldukça önemli yere sahiptir. (2.2) verilen sistemin transfer fonksiyonunu pay ve paydadan oluştuğunu düşünürsek:

$$G(s) = \frac{p(s)}{q(s)} \quad (2.3)$$

Sistemin transfer fonksiyonunun kesin pozitif gerçel (SPR) olabilmesi için aşağıdaki iki şartın sağlanması gerekmektedir [36]:

- $q(s)$ Çokterimlisi Hurwitz olmalı, yani $q(s)$ 'in kökleri sol yarı düzlemde olması gerekmektedir.
- Bütün gerçel w için, $Re\{G(jw)\} > 0$ olmalı.

2.2 Doğrusal Matris Eşitsizliği

Bir doğrusal matris eşitsizliği

$$F(x) = F_0 + x_1 F_1 + \dots + x_n F_n \prec 0, \quad (2.4)$$

şeklinde tanımlanabilir.

Burada;

- $x = (x_1, \dots, x_n)$ n tane karar değişkeni içeren vektörü göstermektedir.
- $F_0, \dots, F_n$ gerçel simetrik matrisleri göstermektedir.

- $\prec 0$ ifadesi kesin negatifliği göstermektedir. Bu bağlamda ifade tüm özdeğerlerin sıfırdan kesin küçük olmasını söylemekte ve bir başka gösterim ile en büyük özdeğerin sıfırdan küçük olması $\lambda_{\max}(F(x)) < 0$ gerektiğini belirtmektedir.

Doğrusal matris eşitsizliği aracını kullanırken gerekli olacak bazı gösterimleri de burada belirtmekte fayda olacaktır. A matrisi kare ve $A = A^*$ eşitliğini sağlıyorsa Hermityen bir matristir. Burada A matrisi reel ise aynı zamanda simetriktir ve $A = A^T$ eşitliğini sağlar.

Doğrusal matris eşitsizlikleri, X gibi bir değişken üzerinden konveks bir ölçüt belirlemek için kullanılabilir. Bu da, DME aracının günümüzde optimizasyon problemlerinin çözümünde ilgi çekici olmasını sağlamaktadır.

$$\zeta := \{x \mid F(x) \prec 0\}, \quad (2.5)$$

$F(x) \prec 0$ eşitsizliğinin çözüm kümesi konvekstir. Gerçekte $x_1, x_2 \in \zeta$ ve $\sigma \in (0,1)$ olduğu durumda,

$$F(\sigma x_1 + (1-\sigma)x_2) = \sigma F(x_1) + (1-\sigma)F(x_2) \prec 0, \quad (2.6)$$

şeklindeki F fonksiyonu $\sigma > 0, (1-\sigma) > 0$ koşulu altında afindir. $F(x) \prec 0$ eşitsizliğinin X üzerinden konveks ölçüt olması özel bir durum olsa da bir çok konveks küme bu şekilde kolaylıkla tanımlanabilir. Bu sayede DME'ler genel konveks küme özelliklerine ilaveten daha birçok cazip özelliği de barındırırlar.

DME Sistemleri: Doğrusal matris eşitsizliği sistemleri sonlu sayıda DME'den oluşmaktadır. Konveks fonksiyon ve küme tanımlarından da bilindiği gibi

$$F_1(x) \prec 0, \dots, F_k(x) \prec 0, \quad (2.7)$$

şeklindeki DME'lerin her birinin oluşturduğu olası kümenin kesişimi de konvekstir. Bir başka ifadeyle, (2.7) DME'sini sağlayan tüm X lerin kümesi konvekstir. Gerçekte, tek tek DME'leri yazmak yerine tamamı tek bir DME de

$$F(x) := \begin{bmatrix} F_1(x) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & F_2(x) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & F_k(x) \end{bmatrix} < 0, \quad (2.8)$$

yazılabilir. Bu son eşitsizlik aslında her hangi bir X için $F(x)$ matrisinin simetrik olduğunu belirtmektedir. $F(x)$ matrisinin özdeğerlerinin oluşturduğu küme $F_1(x), \dots, F_k(x)$ matrislerinin tek tek özdeğerlerinin birleşiminden oluşan küme ile aynıdır. $F(x) < 0$ eşitsizliğini sağlayan X ifadesi (2.7) ile belirtilen tüm eşitsizlikleri sağlamaktadır. Sonuç olarak çoklu DME kısıtlamaları bir DME kısıtlamasına indirgenebilir.

Yine DME' ler üzerinde yapacağımız bazı matematiksel uygulamalar ile doğrusal olmayan eşitsizlikler, doğrusal olan eşitsizliklere çevrilebilir. Örneğin $M \in R^{n \times n}$ şeklinde bir matris ele alalım

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

bu matris içerisinde M_{11} ' in $r \times r$ boyutunda tekil olmayan bir matris olduğunu kabul edersek,

$$S := M_{22} - M_{21} M_{11}^{-1} M_{12}, \quad (2.10)$$

şeklinde tanımlı bir S matrisi, M matrisi içerisinde M_{11} ' in Schur tümleyeni olmaktadır.

Eğer M simetrikse

$$M < 0 \Leftrightarrow \begin{bmatrix} M_{11} & 0 \\ 0 & S \end{bmatrix} < 0 \Leftrightarrow \begin{cases} M_{11} < 0 \\ S < 0 \end{cases}. \quad (2.11)$$

Schur Tümlen

$F : X \rightarrow S$ tanımlanmış ve

$$F(x) = \begin{bmatrix} F_{11}(x) & F_{12}(x) \\ F_{21}(x) & F_{22}(x) \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

şeklinde parçalanmış olsun. Bu ayrıştırmada $F_{11}(x)$ karedir ve aşağıdaki önermeler birbirine eşdeğerdir.

a) $F(x) \prec 0$. (2.13)

b) $\left\{ \begin{array}{l} F_{11}(x) \prec 0 \\ F_{22}(x) - F_{21}(x)[F_{11}(x)]^{-1}F_{12}(x) \prec 0 \end{array} \right\}$. (2.14)

c) $\left\{ \begin{array}{l} F_{22}(x) \prec 0 \\ F_{11}(x) - F_{12}(x)[F_{22}(x)]^{-1}F_{21}(x) \prec 0 \end{array} \right\}$. (2.15)

2.2.1 DME' lerin Kullanım Alanları

Kontrol konusu içerisindeki bir çok optimizasyon probleminde, sistem tanılamada ve işaret işlemede, ölçütler DME ile formüle edilebilir. Burada akla gelen soru şudur; "Acaba tüm optimizasyon problemleri DME formalizasyonuna indirgenerek, verimli ve gerçekçi bir çözüme ulaşılabilir mi?" $f : \zeta \rightarrow R$ tanımlı bir performans fonksiyonunun minimizasyonu veya maksimizasyonu problemi doğrusal matris eşitsizliği olan $F(x) \prec 0$ gibi X değişkeni üzerinden tanımlı konveks kısıtlamalar gösteriyorsa, bu tip problemler bir çeşit konveks optimizasyon problemidir. Çok açıktır ki $F(x)$ performans fonksiyonu, konveks olduğu sürece çözüme ilişkin algoritmalar ve geliştirmeler konveks optimizasyon ile ilişkilidir.

Aslında DME' ler için $F : X \rightarrow S$ afin ise genelde iki temel çalışma alanı vardır.

a) Varlık (Feasibility): Bu çalışma alanı belirtilen $F(x) \prec 0$ DME kısıtlamasını sağlayan en az bir $x \in X$ ' in var olup olmadığını irdelemektedir.

b) Optimizasyon: DME kısıtlamalarını sağlayan elemanlar ile oluşturulmuş küme $\zeta := \{x \mid F(x) \prec 0\}$ şeklinde ifade edilmiş olsun. Burada $V_{opt} = \inf_{x \in \zeta} f(x)$ belirleme problemine DME kısıtlamalarıyla optimizasyon problemi denir.

Bazı temel örnekler vermek gerekirse;

Örnek 1 Kararlılık: $X: R \rightarrow R^n$ olmak üzere, zamanla değişmeyen doğrusal otonom bir sistem

$$\dot{X} = AX \quad A \in R^{n \times n}, \quad (2.16)$$

şeklinde tanımlanmış olsun. Bu türden bir sistem ancak ve ancak $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ sağlanıyorsa asimptotik kararlıdır. Açık ki $X \succ 0$ ve $A^T X + XA \prec 0$ eşitsizliklerini sağlayan öyle bir $X = X^T$ bulunabilirse bu sistem asimptotik olarak kararlıdır. Aslında bu önerme $V(x) = x^T X x$ Lyapunov fonksiyonuyla gösterilmektedir. Öyleyse sistemin asimptotik kararlılık problemi

$$\begin{bmatrix} -X & 0 \\ 0 & A^T X + XA \end{bmatrix} \prec 0, \quad (2.17)$$

gibi bir DME' nin çözümüne ait varlık problemine indirgenebilir.

Örnek 2 μ Analizi: Çoğu zaman μ analizinde, bir M matrisine karşın $\|DMD^{-1}\| < 1$ eşitsizliğini sağlayan köşegen bir D matrisinin aranması problemi ile karşılaşılır.

$$\|DMD^{-1}\| < 1 \Leftrightarrow D^{-T} M^T D^T DMD^{-1} \prec I, \quad (2.18)$$

$$\Leftrightarrow M^T D^T D M \prec D^T D, \quad (2.19)$$

$$\Leftrightarrow M^T X M - X \prec 0. \quad (2.20)$$

Burada, $X := D^T D \succ 0$ dır. Bu örnekteki problemde belirtilen kıstaslar altında bir matrisin varlığının incelenmesi bir DME varlık problemine karşılık gelmektedir.

Örnek 3 Tekil Değer Minimizasyonu: $F : X \rightarrow S$ ifadesinin tanımlı afin bir fonksiyonu, $\nu_{\max}(\cdot)$ ifadesinin de gerçekte simetrik bir matrisin en büyük tekil değerini gösterdiği kabul edildiğinde tekil değer minimizasyon problemi X üzerinden $f(x) := \nu_{\max}(F(x))$ gibi bir fonksiyonun minimizasyonu olarak tanımlanabilir.

$$f(x) < \beta \Leftrightarrow \beta_{\max}(F^T(x)F(x)) < \beta^2 \Leftrightarrow \frac{1}{\beta}(F^T(x)F(x)) - \beta I \prec 0, \quad (2.21)$$

$$\Leftrightarrow \begin{bmatrix} \beta I & F(x) \\ F^T(x) & \beta I \end{bmatrix} \succ 0. \quad (2.22)$$

Şimdi

$$y := \begin{bmatrix} \beta \\ x \end{bmatrix}, \quad G(y) := -\begin{bmatrix} \beta I & F(x) \\ F^T(x) & \beta I \end{bmatrix}, \quad g(y) := \beta, \quad (2.23)$$

tanımlamaları yapıldığında X üzerinden f gibi bir fonksiyonu minimize etme problemi $G(y) \prec 0$ kistasını sağlayan her y üzerinden g' yi minimize etme problemine dönüşür. Bundan dolayı, bu problem de bir çeşit DME ile optimizasyon problemidir.

Örnek 4 Durum Geri Besleme Problemi: Zamandan bağımsız

$$\dot{x} = A_i x + B_i u \quad i = 1, 2, \dots, k, \quad (2.24)$$

gibi k tane doğrusal zamanla değişmeyen sistem tanımlanmış olsun. Burada $A_i \in R^{n \times n}$ ve

$B_i \in R^{n \times m}$ şeklindedir. Problem, k adet otonom $\dot{x} = (A_i + B_i F)x$, $i = 1, 2, \dots, k$ sistemini $u = Fx$ durum geri besleme kuralı ile asimptotik kararlı kılan F statik kazanç matrisinin belirlenmesidir. Örnek 1' den yola çıkarak $i = 1, 2, \dots, k$ için

$$\left\{ \begin{array}{l} X_i \succ 0 \\ (A_i + B_i F)^T X_i + X_i (A_i + B_i F) \prec 0 \end{array} \right\}, \quad (2.25)$$

matris eşitsizliklerini sağlayan F ve X_i matrisleri bulunduğunda problem çözülmüş olacaktır. Ancak X_i ve F matrisleri bilinmeyen olduğu sürece, tanımlanan bu eşitsizlikler DME değildir. DME sistemlerine dönüştürebilmek için yol $Y = X^{-1}$ ve

$K = FY$ gibi yeni değişkenler tanımlayıp yukarıdaki eşitsizlikleri tekrar yazmaktır. Bu durumda elde edilen eşitsizlikler bilinmeyenler üzerinden doğrusal olacaktır.

$$\left\{ \begin{array}{l} Y \succ 0 \\ A_i Y + Y A_i^T X_i + B_i K + K^T B_i^T \prec 0 \end{array} \right\}. \quad (2.26)$$

Görüldüğü gibi Y ve K değişkenlerine sahip DME' ler elde edilmiş durumdadır. Durum geri besleme problemi (2.26)'de yer alan DME' ler kapsamında kullanılan Y ve K matrislerinin varlığının incelenmesi problemine dönüşmüştür. Bu durumda kontrol problemi çözümünün $F = KY^{-1}$ olacağı açıktır.

2.3 Lyapunov Kararlılık

Kararlılık problemlerinde genel olarak bir sistemin denge noktasından uzaklaşıp uzaklaşmamasına cevap vermek üzerine kuruludur.

Teorem 2.3

$$\dot{x} = Ax \quad x(0) = x_0 \quad (2.27)$$

sistemi için aşağıdaki önermeler denktir:

- (2.27) Lyapunov kararlıdır.
- $Q = Q^T \succ 0$ gibi herhangi bir matris için $A^T X + XA + Q = 0$ eşitliğini çözen $X = X^T \succ 0$ vardır.

Eşitlik kıstasını DME şeklinde ifade edilmesini sağlamak adına eşitsizlik cinsinden yazılabilir:

Teorem 2.4

$$(2.27) \text{ verilmiş sistemi Lyapunov kararlıdır} \Leftrightarrow \exists X = X^T \succ 0 \ni A^T X + XA \prec 0$$

2.4 D - Kararlılık

Bir sistemin kontrolünde sadece sürekli rejimde ulaşılabilecek kararlılık kriteri değil aynı zamanda geçici rejimde sergileyeceği performansta önemli olabilir. Kapalı çevrim kutuplarını, önceden belirlenen bir kompleks alan içerisinde yer almasını sağlamak bu

probleme çözüm olabilecek yollarından biridir. Tasarımda düşünölen bu alanlar DME bölgelerdir. Sözkonusu bu alanlar performans ölçütleri ve sistemin dinamik cevabı gözönünde tutularak; yarı düzlem, daire, konik, yatay şerit ve dikey şerit veya bunların kesişimleri ile seçilebilir. Bir DME alan şu şekilde tanımlabilir:

$$\mathcal{D} = \{s \in \mathbb{C} : L + sM + \bar{s}M^T < 0\} \quad (2.28)$$

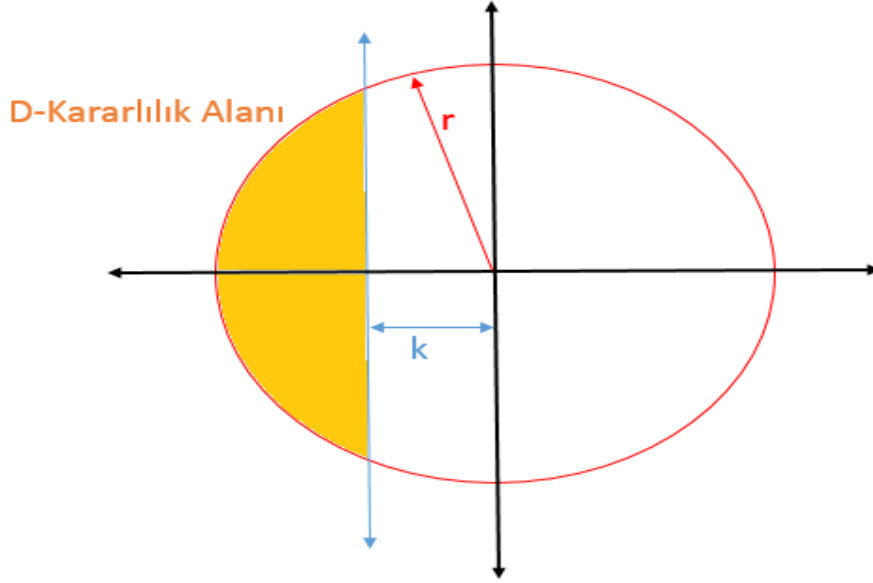
burada $L = L^T$ ve M gerçel matrisler, s ise sistemin kutuplarıdır. $\mathcal{F}_D := L + sM + \bar{s}M^T$ ise $\mathcal{D}$ -Bölgesinin sınırını gösteren fonksiyondur.

Teorem 2.5

(2.27) de verilen sistem için aşağıdakiler birbirine denktir:

- $\mathcal{D}$ -karalıdır.
 - Sistem matrisi A 'nın özdeğerleri $\mathcal{D}$ bölgesi içindedir.
 - $\mathcal{F}_D(A, X) = L \otimes X + M \otimes AX + M^T \otimes XA^T < 0$ için $X = X^T > 0$ bulunabilir.
- (2.29)

$\mathcal{D}$ kararlılık alanının standart seçimleri; sürekli zamanda tanımlı sistemler için kutuplar sol yarı s-düzleminde seçilmek istenildiğinde $L = 0$, $M = 1$ şeklinde, ayrık zamanda tanımlı sistemler için kutupların birim disk içinde olunması istenildiğinde ise $L = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$, $M = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ şeklinde tanımlanmıştır.



Şekil 2. 1 S-Düzleminde farklı iki alanın kesişimi

2.4.1 D-Kararlılık Alanların Kesişimi

Daha karmaşık alanlarda çalışılması gerektiği uygulamalarda, öncelikle alanı parçalara ayırıp, uygulanabilirliği daha kolay olan alanlar cinsinden elde edilmeli, sonra her bir alan için elde edilen karakteristik denklemlerin kesişimi ile sözkonusu karmaşık alan çözümlmelidir. Şekil 2.1’de yarıçapı r olan disk ile $-k$ ’ya yerleştirilen şeritin kesişimi verilmiştir [32]. Bu problemin çözümüne iki farklı alan için yazılacak iki tane DME ortak bir Lyapunov denkleminde çözdürerek ulaşılabilir.

$$L_1 = 2k, \quad M_1 = 1$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} -r & 0 \\ 0 & -r \end{bmatrix}, \quad M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$L_i \otimes X + M_i \otimes AX + M_i^T XA^T < 0, \quad X = X^T > 0, \quad i = 1,2 \quad (2.30)$$

2.4.2 Kronecker Çarpım

(2.29) da verilen $\otimes$ Kronecker çarpımı göstermektedir. Verilen iki matris $A \in \mathbb{C}^{m \times n}$, $B \in \mathbb{C}^{k \times l}$ için, bu iki matrisin kronecker çarpımı:

$$A \otimes B = \begin{pmatrix} A_{11}B & \dots & A_{1n}B \\ \vdots & & \vdots \\ A_{m1}B & \dots & A_{mn}B \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

Kronecker çarpımının bazı önemli özellikleri:

- $1 \otimes A = A = A \otimes 1$
- $(A + B) \otimes C = (A \otimes C) + (B \otimes C)$
- $(A \otimes B)^* = A^* \otimes B^*$
- $(A \otimes B)^{-1} = A^{-1} \otimes B^{-1}$
- $A \otimes B \neq B \otimes A$

Çeyrek Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemi Model Çıkarımı

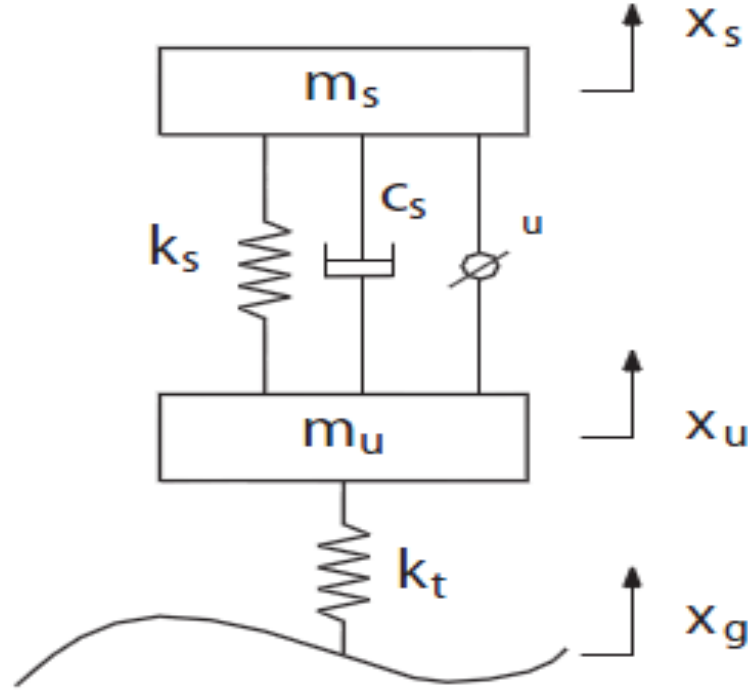
Bu bölümde öncelikle çeyrek taşıt süspansiyon sistemleri hakkında bilgi verilecek, daha sonra Newton'un hareket kanunları baz alınarak bu sistemin matematiksel denklemleri çıkarılacaktır. Sistem tanımlama ile model kestirim kavramları açıklanıp, sisteme uygun model çıkarılacaktır. Son olarak bir sonraki bölüm için önem arzeden performans kriterleri belirlenecektir.

3.1 Süspansiyon Sisteminin Genel Yapısı

Süspansiyon sistemini en genel haliyle bir yay ve damperden oluşan, tekerlek ile şaft arasında bağlantıyı sağlayan mekanik düzenek olarak tanımlayabiliriz. Burada yay ve damperin temel görevi araç gövdesini taşımak ve yoldan gelebilecek titreşimleri sönmüleyerek sürüş konforunu ve yol tutuş kabiliyetini arttırmaktır. Temelde süspansiyon sistemlerinde şu özellikler aranmaktadır:

- Yoldan gelebilecek bozuculara karşı aracın gövde hareketini düzenlemek,
- Tekerlekteki ve araçtaki hareketlenmelere karşı süspansiyonun davranışını düzenlemek,
- Aracın zemin ile temasının kesilmemesini sağlamak.

Genel olarak iki serbestlik derecesine sahip çeyrek taşıt süspansiyon sistemi Şekil 3.1 deki yapıya sahiptir. Süspansiyon araç gövdesi, m_s , ile sallanmayan kütle, m_u , yani tekerlek arasında bulunmaktadır. Burada k_s süspansiyon yay sabiti, k_t tekerlek yay sabiti, c_s süspansiyonda kullanılan damperin sönmü oranı, x_g, x_u ve x_s sırasıyla yol, tekerlek ve şase konumlarını ifade etmektedir. u ise aktif süspansiyon sistemlerinde, yay ile dampere paralel bağlanan harici eyleyicidir.

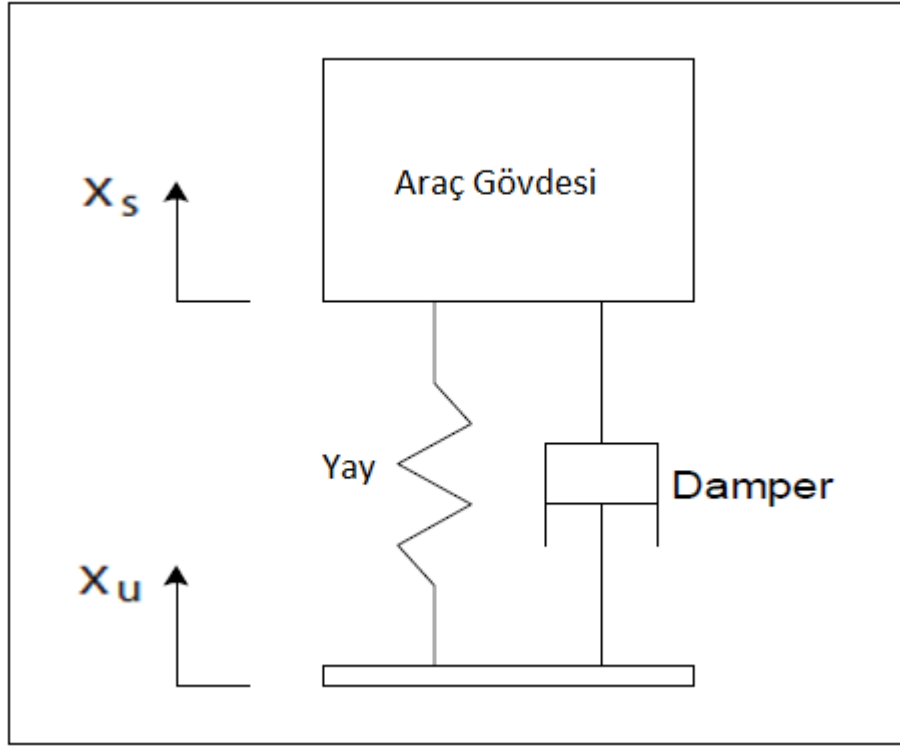


Şekil 3. 1 Çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminin genel yapısı

Süspansiyon sistemleri harici kuvvetin varlığı ve kullanım şekline göre pasif, yarı-aktif ve aktif olmak üzere üçe ayrılmaktadır.

3.1.1 Pasif Süspansiyon Sistemi

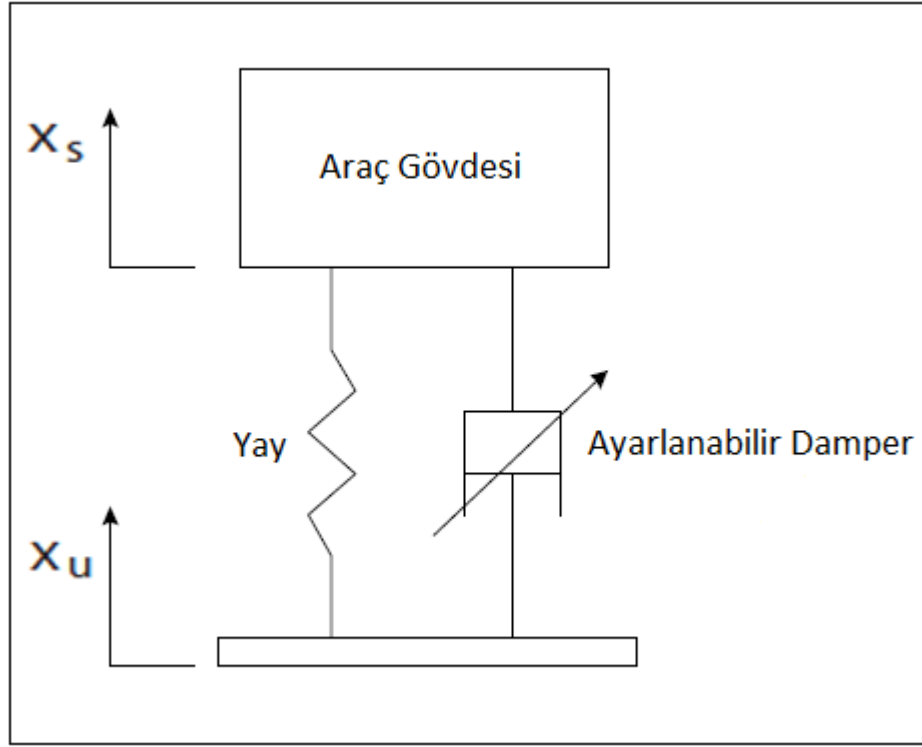
Bu arada pasif kelimesinden kasıt, sistemi etkileyen herhangi bir dış kuvvetin bulunmamasıdır. Pasif süspansiyon sistemleri bir yay ve damperin paralel bağlanmasından oluşmaktadır. Bu süspansiyon çeşidi uygulama alanı bakımından ciddi kısıtlamalar barındırmaktadır. Tasarımdan önce bu sistemin nerede ve ne amaçla kullanılacağı göz önünde tutulup, karakteristiği ona göre belirlenmelidir. İşte bundan ötürü, pasif süspansiyon sistemi sabit karakteristiğe sahiptir. Pasif süspansiyon sistemlerinde performanslar arasında ihtiyaca binaen tercih yapılması gerekmektedir. Sert bir süspansiyon sistemi daha iyi yol tutuş sağlamasına rağmen, yoldan gelen dürtüleri de daha fazla araca yansıtmaktadır. Yumuşak süspansiyon sistemi ise yol sürüş konforunu arttırsa bile yol tutuş kabiliyetini azaltmaktadır.



Şekil 3. 2 Pasif süspansiyon sistemi

3.1.2 Yarı Aktif Süspansiyon Sistemi

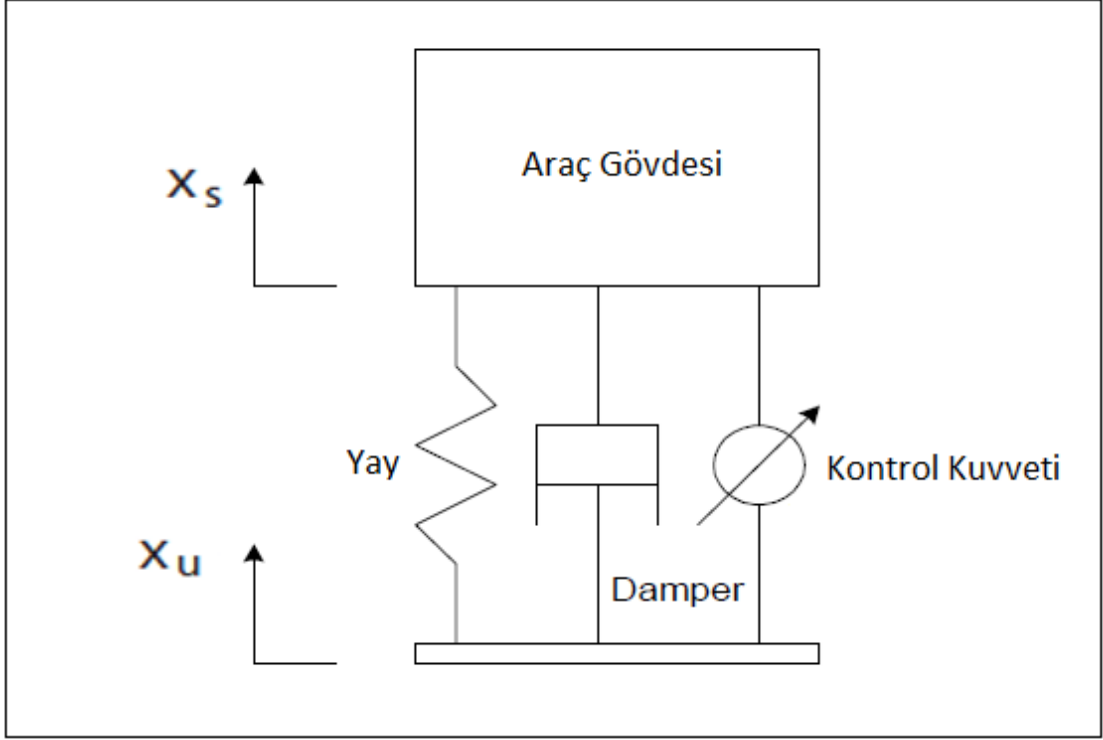
Yarı aktif süspansiyon sistemi, pasif süspansiyon sisteminden farklı olarak sönüm oranının yolun durumuna göre değiştirilebilen dampere sahiptir. Bu süspansiyon sistemindeki yay pasif yapıdaki ile aynıdır. Fakat damper sönüm katsayısının ayarlanabilme özelliğine sahiptir. Bazı sensörlerin yardımıyla hesaplanan aracın durumu; hızı, süspansiyon sapma miktarı gibi veriler kullanılarak damperin sönüm katsayısı ayarlanmaktadır. Bu süspansiyon sisteminin pasif olana göre en büyük avantajı sönümlenin veya başka deyişle sertliğin yolun durumuna göre ayarlanması, dolayısıyla performans ölçütlerinden ödün verilme azaltılarak, hem daha iyi sürüş konforu hem de daha güvenli yol tutuş aynı anda sağlanabilmektedir.



Şekil 3. 3 Yarı-Aktif süspansiyon sistemi

3.1.3 Aktif Süspansiyon Sistemi

Yarı aktif süspansiyon sistemlerinde performanslardan ödün verme azaltılmasına rağmen, bu sistemlere doğrudan dış bir kuvvetle müdahale edilememektedir. Şekil 3.4 de görüldüğü gibi aktif süspansiyon sistemleri yay ve dampere paralel bağlanan eyleyiciden oluşmaktadır. Yarı aktiften farklı olarak sönümlenmenin ayarlamasıyla uğraşmayıp, üzerindeki eyleyiciyle doğrudan uygulanacak kuvvet sayesinde araç gövdesinde yol yüzeyindeki değişimler sonucunda endüklenen enerjinin ayarlanabilmesi mümkün kılınmaktadır. Eyleyicinin ayrı bir şekilde sisteme bağlanması ile oluşturulabilecek kontrol kuvveti ile aracın yol bozucularına vereceği tepki hem daha güvenilir hem daha hassas olabilecektir. Bundan dolayı aktif süspansiyon sistemleri ile birçok performans ölçütü aynı anda sağlanabilecek, böylece daha iyi sürüş konforu ve daha güvenli yol tutuşun yanında ayrıca aracın yıpranmasında önemli yere sahip olan süspansiyon sapma miktarına da daha iyi çözümler sunulabilecektir.



Şekil 3. 4 Aktif süspansiyon sistemi

3.2 Fiziksel Modelleme

Şekil 3.1’de verilmiş olan çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminin dinamik denklemleri, Newton’un ikinci kanunu kullanılarak elde edilebilir;

$$m_u \ddot{x}_u = k_t(x_g - x_u) - k_s(x_u - x_s) - c_s(\dot{x}_u - \dot{x}_s), \quad (3.1)$$

$$m_s \ddot{x}_s = k_s(x_u - x_s) - c_s(\dot{x}_u - \dot{x}_s). \quad (3.2)$$

Süspansiyon sistemlerinin performans iyileştirmesi problemlerinde üç çıkış üzerine işlem yapılmaktadır. Bunlar aracın dikey ivmelenmesi, süspansiyonun sapma miktarı ve araç gövdesinin hareketi;

$$z_1 = \ddot{x}_s, \quad z_2 = |x_s - x_u|, \quad y = x_s.$$

Gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra sistemin durum uzay gösterimi;

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_s \\ \dot{x}_u \\ \ddot{x}_s \\ \ddot{x}_u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -\frac{k_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & -\frac{c_s}{m_s} & \frac{c_s}{m_s} \\ \frac{k_s}{m_u} & -\frac{(k_s+k_t)}{m_u} & \frac{c_s}{m_u} & -\frac{c_s}{m_u} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_s \\ x_u \\ \dot{x}_s \\ \dot{x}_u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{k_t}{m_u} \end{bmatrix} x_g + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{m_s} \\ -\frac{1}{m_u} \end{bmatrix} u,$$

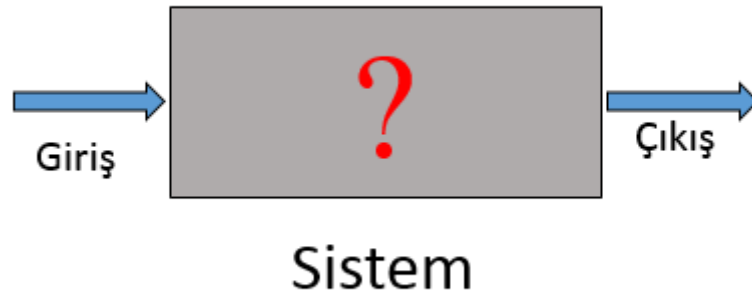
$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{k_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & -\frac{c_s}{m_s} & \frac{c_s}{m_s} \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_s \\ x_u \\ \dot{x}_s \\ \dot{x}_u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{m_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u, \quad (3.3)$$

şeklinde elde edilir.

3.3 Sistem tanımlama ile modelleme

Bir sisteme uygulanan giriş ve bunun sonucunda elde edilen çıkışlar kullanılarak, bu sistemin modeli sistem tanımlama teknikleri kullanılarak çıkarılabilir. Bu tekniklerin ana fikri; gerçek sistem ve model çıkışında elde edilen veriler arasındaki farkı minimize etmektir. Sistem tanımlama dört önemli aşamadan oluşur [20]:

- Kestirilecek sisteme uygun girişler uygulayarak, bu girişlere karşılık çıkışlar kaydedilmesi,
- Sisteme uygun model yapısının seçilmesi,
- Seçilen model yapısının parametrelerinin çıkarımı,
- Çıkarılan uygun model ile gerçek sistemin çıkışlarının karşılaştırması.



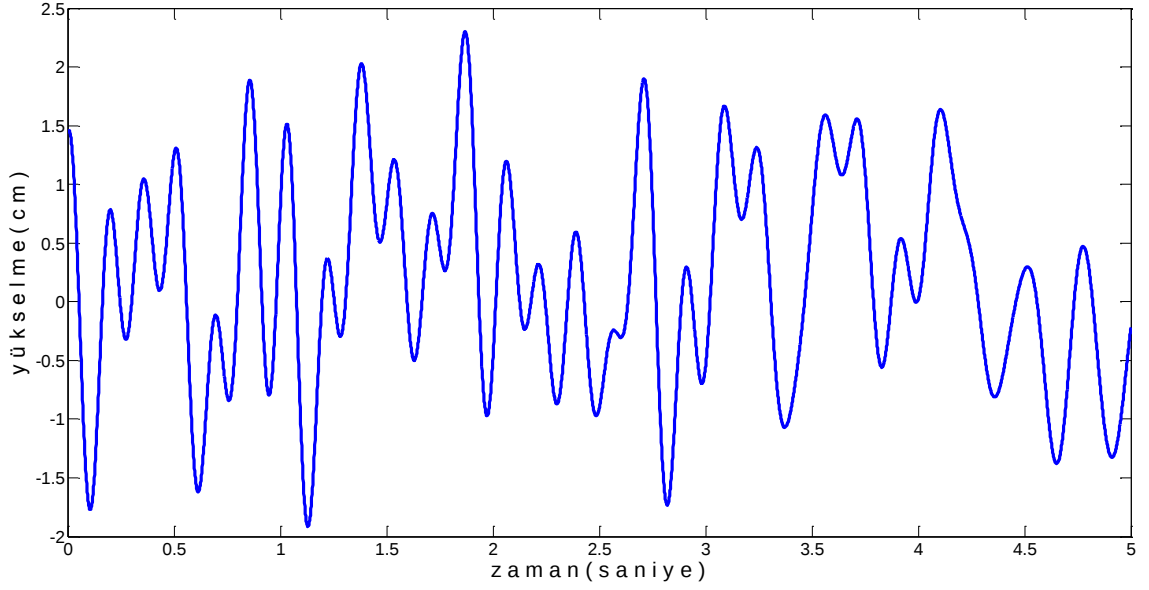
Şekil 3. 5 Sistem modeli kestirimi

3.3.1 Giriş sinyali secimi

Sistem modelini çıkarmada ilk ve en önemli aşama sisteme uygulanacak giriş sinyallerinin belirlenmesidir. Burada amaç, uygulanacak girişler ile sistemin karakteristik özelliklerine ulaşmak olmalıdır. Giriş sinyali olarak Denklem (3.4)'de de görüldüğü gibi farklı genlik, frekans ve faza sahip sinüslerin toplamı seçilmiş, böylelikle hem frekans hem de genlik bakımından zengin karışımly sinyal oluşturulmuştur. Sistemin özelliklerini de göz önünde bulundurarak frekans ve genlik bakımından zengin bir karışımın kullanılması, sisteme ait önemli frekanslardaki dinamiklere ulaşılmasını sağlayacak ve böylece daha uygun model çıkarılmasına zemin hazırlayacaktır.

$$w(k) = \sum_{i=1}^{20} a_i \cos(w_i t_s k) \quad (3.4)$$

Giriş sinyalini sinüslerin toplamı cinsinden seçilmesinin bir diğer önemli nedeni, çeyrek taşıt süspansiyon sistemi düşünüldüğünde, sistemin girişi yoldan gelen bozuculardır. Yol profili olarak farklı genlik ve frekansa sahip sinüslerin toplamının seçiminin anlamlı olduğu birçok kaynakta vurgulanmıştır [26]. Bu bağlamda bu çalışmada yol profiline de benzerliği sebebiyle, 0-50 (radyan/saniye) aralığında rastgele frekanslara, genliğe ve faz farkına sahip 20 sinüs işaretinin toplamını giriş sinyali olarak seçeceğiz. Bu giriş sinyalinin belirlenmesindeki en önemli bileşen, seçilen işaretin bant genişliğidir. ISO2361'e göre araç içindeki yolcuların en fazla 4-8 Hz aralığındaki titreşimlerden rahatsız olması sebebiyle giriş sinyalimizin frekans aralığı olarak 0-50 (radyan/saniye) seçilmiştir. Böylelikle modelleme frekansı olarak kişinin etkilendiği bölgenin değerlendirilmesi sağlanmıştır.



Şekil 3. 6 20 Sinüs toplamından oluşan yol profili

3.3.2 Model Yapısı Seçimi

Modellemede giriş çıkış sinyali kadar önemli bir diğer unsur ise model yapısıdır. Model yapısının seçimi sistemin dinamikleri ve gürültü karakteristiğine bağlıdır. Sistem tanımlama tekniklerini parametrik ve parametrik olmayanlar olarak ikiye ayırılır. Parametrik metotlarda model yapısı seçildikten sonra, seçilen modele ait parametreler kestirilir, parametrik olmayan metotlarda ise ilk etapta model yapısı seçilmez, giriş ve çıkışlar üzerinden model kestirilir. Parametrik olmayan metotlarda çapraz-korelasyon fonksiyonu, oto-korelasyon fonksiyonu, spektral yoğunluk fonksiyonu üzerinden sistem modeli kestirilir. Parametrik olmayan metotlar, parametrik metotlara oranla model çıkarımı ne kadar kolay olsa da, çıkarılan model daha kusurlu ve gürültüden daha fazla etkilenir [37],[38].

Bu çalışmada sistem tanımlama için parametrik modeller tercih edilmiştir. Parametrik modellerden ise; ARX, ARMAX ve Durum Uzay model yapıları kullanılacaktır.

3.3.2.1 ARX ve ARMAX Model Yapıları

Çokterimli yapıya sahip olan ARX ve ARMAX modeller sırasıya;

$$y[k] = \frac{B(q)}{A(q)}u[k] + \frac{1}{A(q)}e[k], \quad (3.5)$$

$$y[k] = \frac{B(q)}{A(q)} u[k] + \frac{C(q)}{A(q)} e[k], \quad (3.6)$$

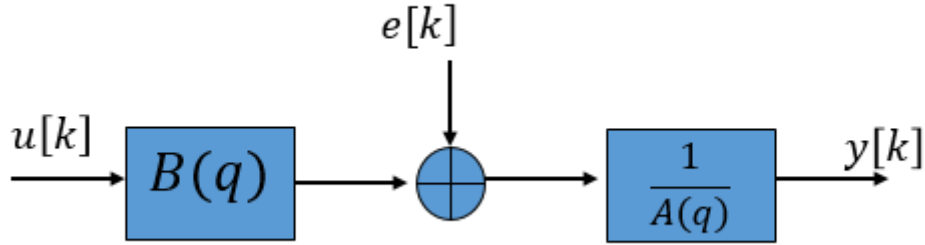
şeklindedir. Buradaki çokterimlilerin dereceleri n_a, n_b, n_c olmak üzere bu çokterimlilerin yapıları:

$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a},$$

$$B(q) = 1 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b},$$

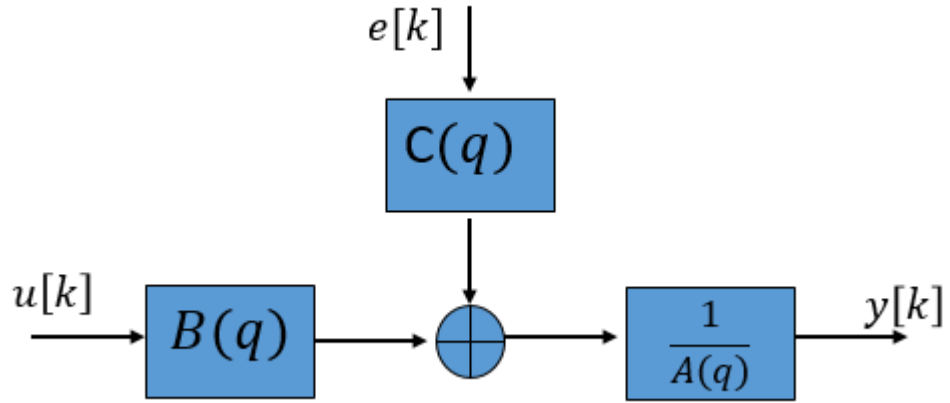
$$C(q) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{n_c} q^{-n_c}, \quad (3.7)$$

biçimindedir.



Şekil 3. 7 ARX Model yapısı

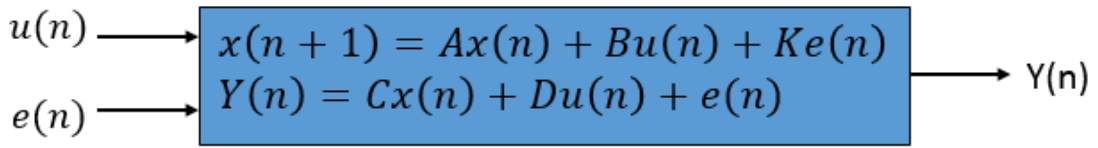
Şekil 3.7 de gösterilen ARX model, yapısı itibariyle basit olması, bu modelin birçok sistemde kullanılmasına neden olmuştur. Bu model yapısının bozuculara karşı kırılgan oluşu sebebiyle bozucu bastırmanın önem arz ettiği kontrol uygulamalarında kullanıcıları ARMAX yapısına yöneltmiştir. ARMAX modelinde, ARX modelinden farklı olarak bozucular daha rahat kontrol edilebilmektedir [39].



Şekil 3. 8 ARMAX Model yapısı

3.3.2.2 Durum Uzay Model

Durum Uzay yapısı daha karmaşık sistemlerde, özellikle çok girişli çok çıkışlı (MIMO) yapılar için ARX, ARMAX modellerine oranla oldukça kolaylık sağlamaktadır. Kullanıcılara sadece modelin derecesini belirleme sorumluluğunu bırakması, bu yaklaşımın üstünlüğü olarak ortaya çıkmaktadır.



Şekil 3. 9 Durum Uzay Model yapısı

3.3.3 Parametre Kestirimi

Model yapısı ve modelin derecesi seçildikten sonra, model yapısındaki parametrelerin kestirimi yapılması gerekmektedir. (3.6) ve (3.7) denklemlerini kullanarak, ARMAX için kestirilmesi gereken parametreler çıkarılabilir:

$$y[k] + a_1 q^{-1} y[k-1] + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} y[k-n_a] = u[k] + b_1 q^{-1} u[k-1] + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} u[k-n_b] + e[k] + c_1 q^{-1} e[k-1] + \dots + c_{n_c} q^{-n_c} e[k-n_c],$$

$$y[k] = \zeta \Psi[k],$$

$$\zeta = [a_1, a_2, \dots, a_{n_a}, b_1, b_2, \dots, b_{n_b}, c_1, c_2, \dots, c_{n_c}],$$

$$\Psi^T[k] = [y[k-1], y[k-2], \dots, y[k-n_a], u[k], u[k-1], \dots, u[k-n_b], \\ e[k], e[k-1], \dots, e[k-n_c]].$$

Burada ζ parametre vektörü, Ψ^T kaydedilen veri vektörüdür. Literatürde parametre kestirimi için birçok yöntem kullanılmaktadır. Parametre kestiriminin temel dayanağı kestirilen cevaplar ile ölçülenler arasındaki farkın minimize edilmesidir.

Matlab System Identification Toolbox® ile söz konusu modele ait parametrelerin kestirimi istatistiksel yöntemler kullanılarak yapılır. Matlab Sytem Identification Toolbox® ile parametre kestirimi çeşitli doğrusal regresyon yöntemleriyle gerçekleştirmek mümkündür. Matlab altında bulunan alt-uzay algoritması tabanlı N4SID komutu ile sistemin durum uzay modeli kestirilebilir [39].

3.3.4 Uygunluk Testi

Model çıkarıldıktan sonra, bu modelin gerçek sistem gereksinimleriyle ne ölçüde uyduğu test edilmelidir. Uygunluk testi, kestirilen modele ve gerçek sisteme aynı girişler uygulayıp, gerçek sistemde ölçülen çıkışların kestirilen modelden elde edilen çıkışlarla karşılaştırılmasıdır. Ayrıca bulunan modeller arasından daha uygun olanı belirlemek için AIC (Akaike Information Criterion) ölçütlerinden faydalanılabilir. AIC ölçütleri modelin uygunluğu ile karmaşıklığı arasındaki ilişkiyi sunmaktadır. Akaike teorisine göre en küçük AIC sahip model, daha uygun modeldir [39], [40].

3.4 Deneysel Düzenek

Şekil 3.10'da 108E089 numaralı TÜBİTAK projesi kapsamında laboratuvar ortamında geliştirilen doğrusal motor eyleyicili çeyrek taşıt aktif süspansiyon sistemi gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi sistem dört ana parçadan oluşmaktadır. En alttaki motor ve yay sistemi araç için yol davranışını benzetmektedir. Şekil 3.13 de gösterilen, kırmızı yaylara sahip kısım ise çeyrek aracın sallanmayan kütlesi yani tekerlektir. Üç adet yay ve bir motordan oluşan ortadaki kısım aktif süspansiyon sistemini oluşturmaktadır ve en üstteki kısım ise aracın gövde ağırlığını veren yük hücresidir, bu yük hücresi çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminde, m_s , sallanan kütleyi temsil etmektedir. Bu sistemde eyleyici olarak Şekil 3.16 da gösterilen, iki adet Copley® marka lineer motor

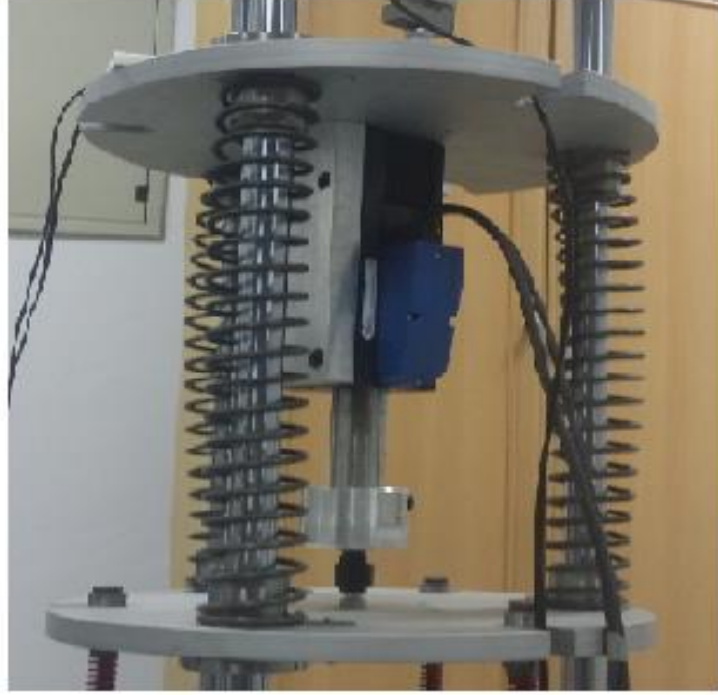
kullanılmıştır. Lineer motorlar aynı firmaya ait doğrusal motor sürücüsü ile çalıştırılmaktadır. Sürücüsü için üretilmiş olan CME2 yazılımı ile her türlü kapalı çevrim kontrol çalışması yapılabileceği gibi ilgili çevrimler iptal edilerek, kuvvet modunda veya konum modunda çalışması sağlanabilmektedir. Bilinen süspansiyon yapısından farklı olarak bu düzenek içerisinde sönüm elemanı kullanılmamıştır. Sönüm işlemi bir bakıma kullanılan doğrusal motor tarafından yerine getirilmektedir. Proje kapsamından laboratuvar da yapılan deneysel ölçümler çerçevesinde sisteme ait parametreler hakkında bilgi Çizelge 3.2 de verilmiştir. Şekil 4.15 sistemin elektriksel donanımını içeren kontrol panosunu göstermektedir. Süspansiyon sisteminde sallanan kütlenin tespiti oldukça önem arz etmektedir. Bu kütlenin hesabı için kullanılan yük hücresi Şekil 3.11 de gösterilmiştir. Sistemde ki bir diğer kütle olan m_u , yani sallanmayan kütle yayalar vasıtasıyla m_s kütlesini taşımaktadır. m_u kütlesi gerçek bir taşıt için tekerlek ağırlıkları ile buna yardımcı donanımların toplam kütlesini vermektedir.



Şekil 3. 10 Çeyrek taşıt süspansiyon sistemi prototipi



Şekil 3. 11 Yük hücresi



Şekil 3. 12 Süspansiyon sistemi



Şekil 3. 13 Tekerlek prototipi



Şekil 3. 14 Yol Davranışı simule eden kısım



Şekil 3. 15 Elektrik panosu

Çizelge 3. 1 Prototip Sisteme Ait Sistem Parametreler

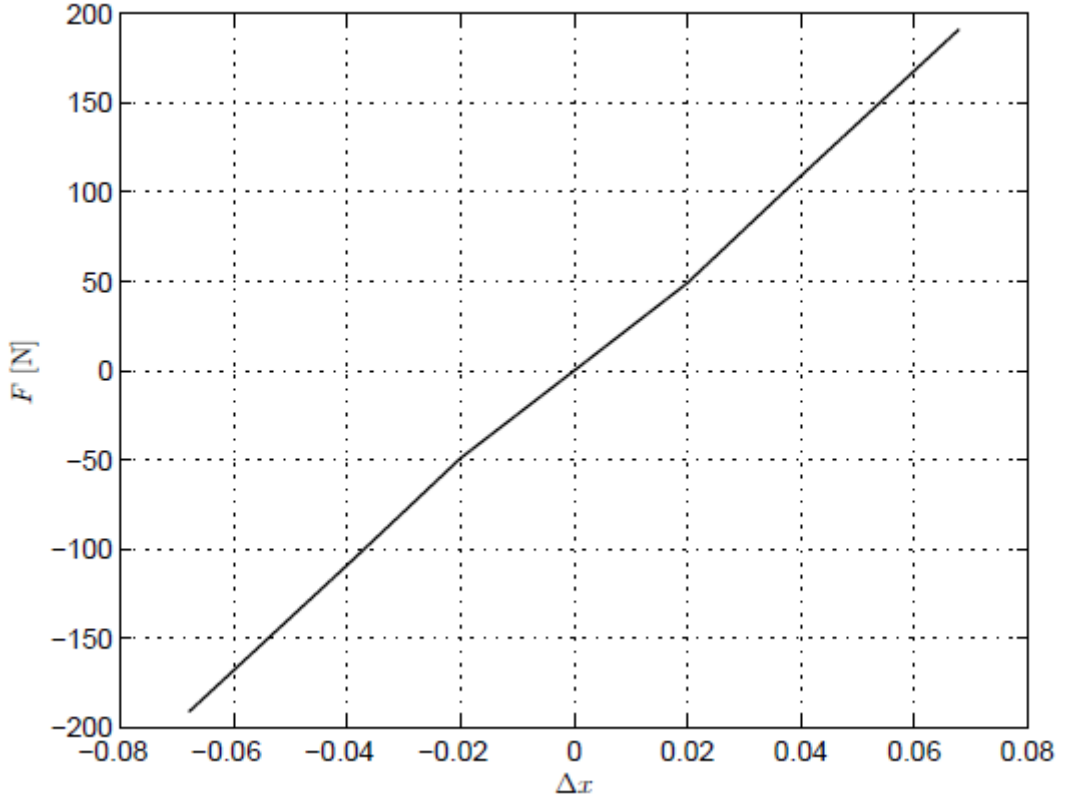
m_s	Ana gövde kütlesi	20.4kg
m_u	Tekerlek kütlesi	15.9kg
k_s	Süspansiyon yay sertliği	2933N/m $\times 3$
k_t	Tekerlek yay sabiti	90000N/m
c_s	Sürtünme katsayısı	100Ns/m
pp	Kutup yolu	71.2mm
c/p	Kutup başına darbe	4096
pF	Anlık maximum motor gücü	744N
cF	Sürekli motor gücü	137.3N
pC	Maksimum anlık akım	20A
K_i	Akım sabiti	52.6N/A



Şekil 3. 16 Sistemde kullanılan motor sürücüsü ve doğrusal motor

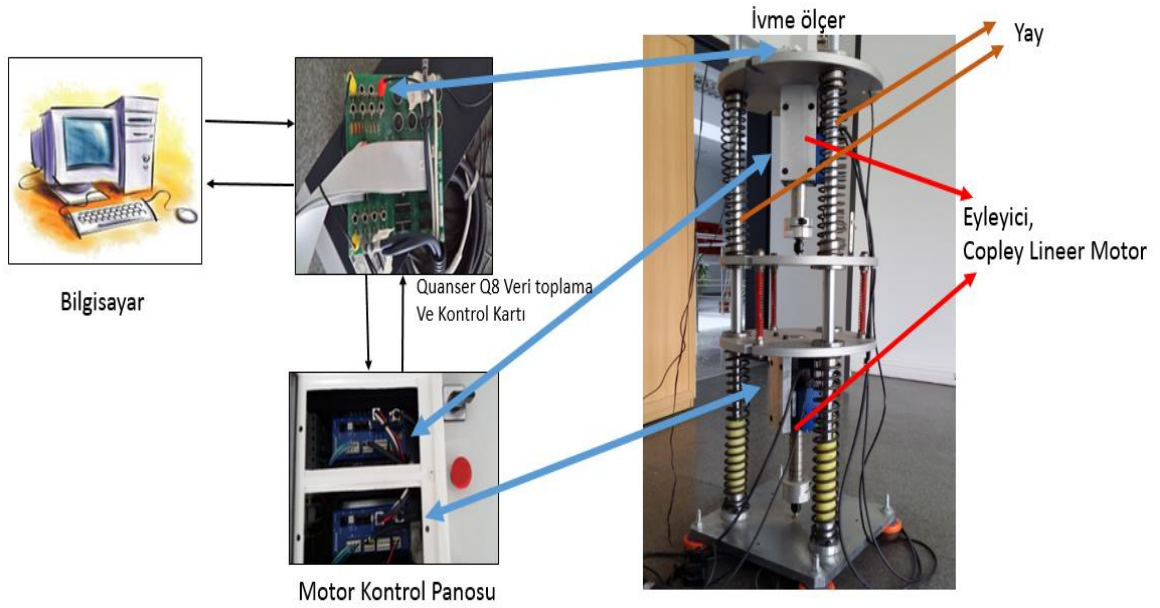
Sistemde kullanılan yaylara ait yay sabiti karakteristiği, 108E089 numaralı TÜBİTAK projesi kapsamında laboratuvar ortamında yayların uçlarına değişik kütleler bağlanarak

ıkarılmıştır. Bu değerler baz alındığında her bir yayın karakteriştiği şekil 3.17 deki gibi elde edilmiştir.



şekil 3. 17 Sistemde kullanılan süspansiyon yaylarının karakteriştiği

şekil 3.18 de sistemin çalışma düzeneği verilmiştir. Bu Sistem Quanser© Q8 veri toplama ve kontrol kartı ile yine Quanser® firmasına ait Quarc programı kullanılarak gerçek zamanlı Matlab/Simulink® altında kontrol edilmektedir. Sisteme giriş olarak alt-bölüm 3.3.1’de bahsedildiği gibi sinüslerin toplamı uygulanmış ve sistem çıkışında yk hücresinin ivmesi ve salınımı ölçülmüştür. İvmeölçer çıkışından bizim için anlamlı verileri toplayıp gürültü içeren yüksek frekanstaki bölümü çıkarmak için, 10Hz kesim frekanslı alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Örnekleme zamanı, sistemin zaman sabitine bakılıp 1ms olarak ayarlanmıştır.



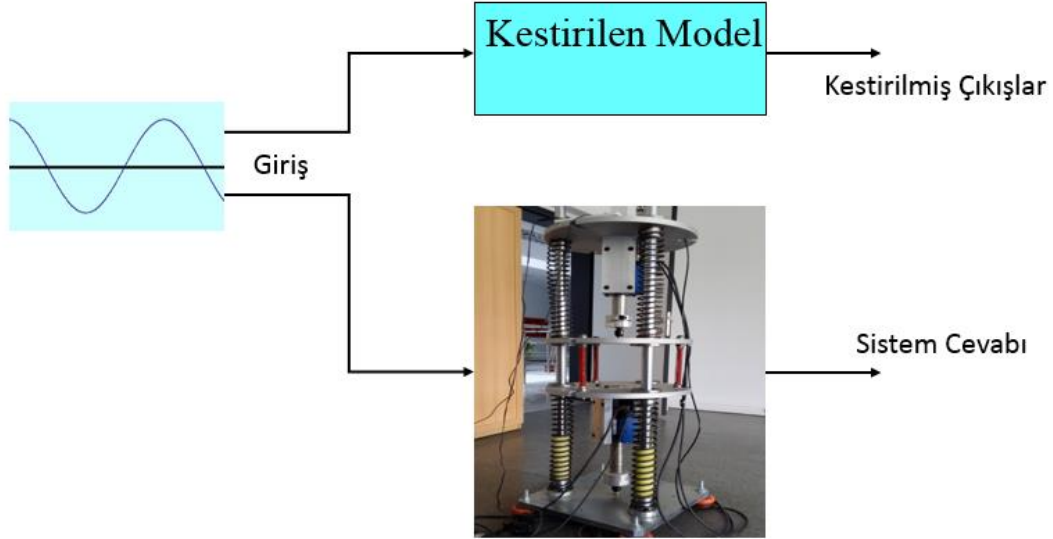
Şekil 3. 18 Çalışma düzeni

3.5 Model Kestirimi ve Karşılaştırma

Matlab System Identification Toolbox© kullanılarak, farklı model yapıları ve dereceleri için süspansiyon sisteminin modeli kestirilmiş olup bunların karşılaştırması yapılmıştır. Gerçek veri çıkışları ile kestirilen modelden elde edilen çıkışlar karşılaştırılırken, aşağıda denklemi verilmiş olan normalize edilmiş ortalama karesel hata fonksiyonundan yararlanılmıştır. Ayrıca modeller arasında karşılaştırma için, söz konusu modellerin Akaike tahmin hatasından da yararlanılmıştır.

$$fit(i) = 100 \times \left(\frac{\|x(:,i) - x_{ref}(:,i)\|}{\|x(:,i) - \text{mean}(x_{ref}(:,i))\|} \right) \quad (3.5)$$

Burada mean ortalama fonksiyonu, x_{ref} referans verisi, x ise test verisidir.



Şekil 3. 19 Model uygunluk testi

Hataı minimize etmek için, farklı zamanlarda gerçek sistemden veriler alınmıştır ve bu veriler kestirilen modellerde kullanılıp gerçek sistem çıkışları ile kestirilmiş çıkışlar karşılaştırılmıştır. Elde edilecek model bozucu girişi ile performans ölçütleri arasında olduğu için çıkışımız z vektörü, z_1 araç ivmesi ve z_2 süspansiyon sapma aralığıdır. Çizelge 3.2 de kestirilen modellere ait performans bilgileri verilmiştir. Bu tablo üç fazlı bir deney sonucunda oluşturulmuştur. Birinci fazda sistem tanımlamada eğitimde kullanılan giriş sinyali sisteme uygulanarak çıkış verileri toplanmıştır. Takip eden ikinci ve üçüncü fazlarda ise benzer senaryoya uygun olarak 0-40 radyan/saniye ve 0-30 radyan/saniye aralığında rastlantısal 20 sinüs ile oluşturulan yeni giriş sinyalleri kullanılmıştır. Bu fazlar için de çıkış verileri toplanarak kestirim ve gerçek sistem karşılaştırılmıştır. Bu tabloya bakılarak çıkarılan modellerin performansları yorumlanabilir. ARX ve ARMAX modelleri ile düşük derecelerde dahi sistem tatmin edici bir sonuç üretmektedir. Durum Uzay metodu ile 2. dereceden kestirim yapıldığında çıkarılan model gerçek sistemi tam karşılayamamasına rağmen, sistem derecesinin arttırılmasıyla dördüncü ve altıncı derecelerde sistem için oldukça iyi bir model çıkarılabilmektedir. Sistemin genel yapısı incelendiğinde fiziksel modelde de görüldüğü gibi en az dördüncü dereceden bir yapı olduğu gözlenmektedir. Bu yapının çıkışına eklemiş olduğumuz filtrede göz önünde bulundurulduğunda, dördüncü veya altıncı dereceden bir kestirim yapmak mantıklı görülmektedir.

(3.6)'da verilmiş olan dördüncü dereceye sahip durum uzay modeli, sistem üzerinde gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. Şekil 3.20 ve Şekil 3.21 de görüldüğü gibi gerçek sistem cevabı ile kestirilen model cevabı oldukça iyi örtüşmektedir. Burada çıkışlar zm_1 ivmeölçer çıkışı, zm_2 ölçülen süspansiyon sapma miktarı, zp_1 ve zp_2 aynı şekilde bunlara karşılık modelden elde edilen çıkışlardır.

Çizelge 3. 2 Test Sonuçları

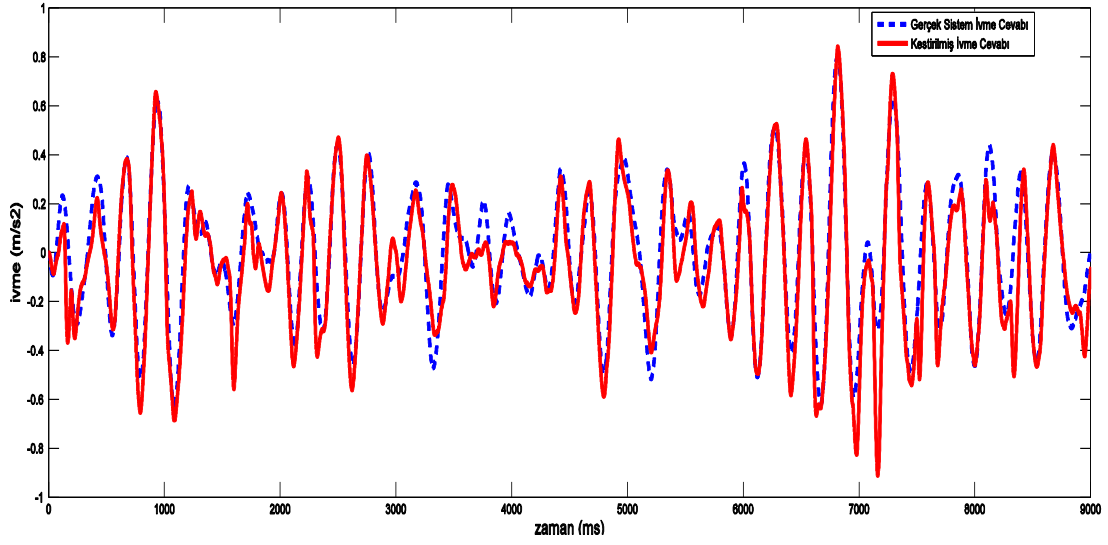
Model Yapısı	Model Derecesi	Doğruluk (%)					
		Faz 1		Faz 2		Faz 3	
		z1	z2	z1	z2	z1	z2
ARX	2	75.56	87.42	66.10	87.46	47.39	89.80
	3	88.36	93.54	77.26	94.01	76.06	92.60
	4	88.22	93.55	76.13	93.90	78.67	91.50
	5	88.43	93.54	76.24	93.83	77.99	91.25
	6	87.94	93.32	75.48	93.60	78.12	78.38
ARMAX	2	84.53	92.72	71.68	93.21	67.80	80.39
	3	82.52	92.72	71.24	92.45	74.69	90.63
	4	86.68	93.95	73.61	94.11	75.99	87.67
	5	75.29	93.38	69.58	93.90	75.28	87.37
	6	84.52	87.37	70.80	93.24	75.30	87.17
Durum Uzay	2	11.01	35.36	5	10	16.8	36.90
	3	81.02	82.15	73.7	84.37	75.59	78.06
	4	87.92	93.56	78.22	94.24	76.83	91.98
	5	70.65	86.38	68.05	87.54	60.13	84.05
	6	87.64	89.07	77.97	90.56	76.32	78.38

$$A = \begin{bmatrix} -19.7674 & 25.6571 & -40.6622 & 25.9981 \\ -4.1955 & -10.4602 & -34.7182 & -39.7065 \\ -9.9024 & -0.6211 & -41.4122 & -11.2298 \\ 7.5811 & 9.3144 & 23.5396 & 8.8044 \end{bmatrix}$$

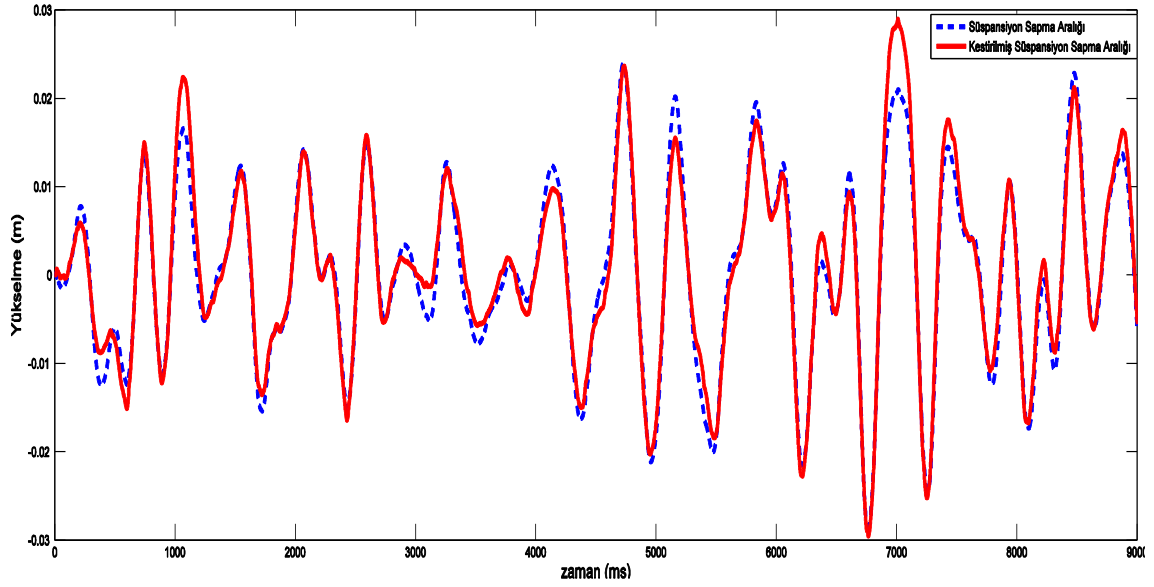
$$B = [B_W \quad B_U] = \begin{bmatrix} -69.3126 & 0.2581 \\ 40.0139 & 0.2074 \\ 52.8435 & 0.1746 \\ -29.9929 & -0.0457 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_{z1} \\ C_{z2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 19.726 & 3.8051 & 29.5828 & -27.5216 \\ -0.4810 & 0.3443 & -0.4726 & 1.4785 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} D_{zw} & D_{zu} \\ D_{yw} & D_{yu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$



Şekil 3. 20 Ölçülen (mavi, kesikli) ve kestirilen süspansiyon (kırmızı) ivme



Şekil 3. 21 Ölçülen (mavi, kesikli) ve kestirilen süspansiyon (kırmızı) sapma miktarı

3.6 Sistem Performans Kriterlerinin Belirlenmesi

Süspansiyon sistemlerinin temel görevlerine önceki bölümlerde değinilmiştir. Genel olarak bir süspansiyon sisteminden üç performansın uygun bir şekilde yerine getirilmesi istenilmektedir. Bu performanslar sürüş konforu, yol tutuş güvenliği ve süspansiyon maksimum sapma kısıtlamasıdır. Sürüş konforu aracın dikey ivmelenmesine bağlı iken,

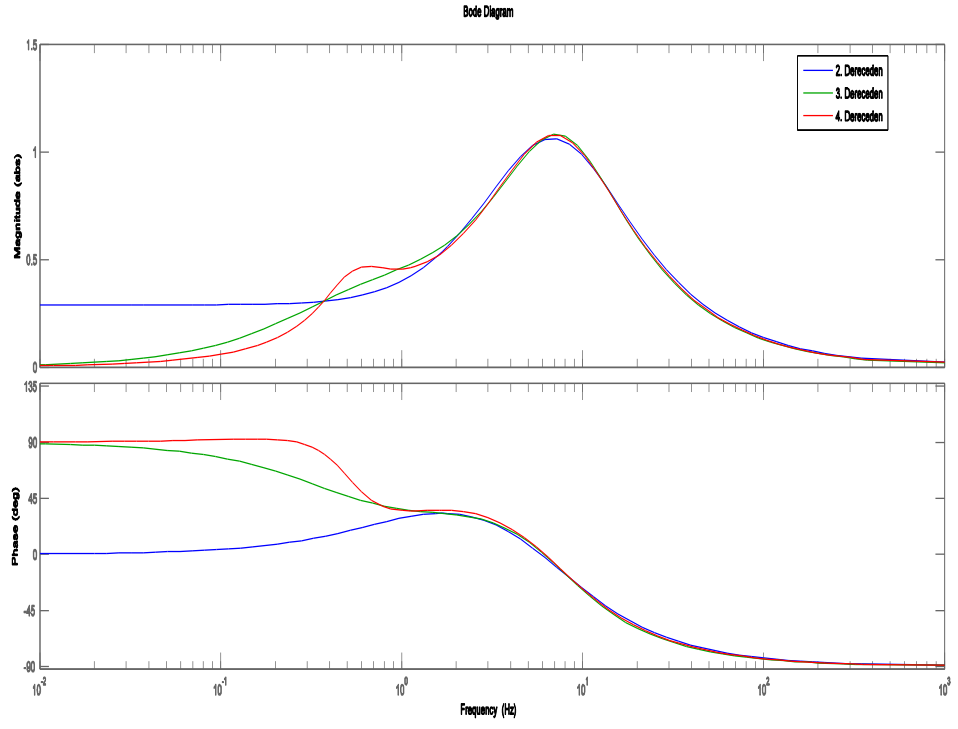
yol tutuş güvenliği ise tekerleğin yol ile temasının kesilmemesi ile ilgilidir. Süspansiyon maksimum sapma miktarının aşımında aracın aracın yıpranmasına sebep olmaktadır.

Sürüş konforu süspansiyon sistemleri tasarlanırken yerine getirilmesi gereken ilk ve en önemli hedeflerdendir. Yoldaki prüzlülükten kaynaklanan bozucular aracın dikey ekseninde ivmelenmesine neden olmaktadır. Pürüzsüz bir yolda bu performans kriterine gereksinim duyulmayabilir, ama günümüz şartlarında bile bu özellikte yol bulunmamaktadır. Sürüş konforu performans kriterinin temel dayanağı yoldaki bozukluklardan kaynaklanan titreşimlerin araç içindeki yolcuları rahatsız etmemesi üzerinedir. İnsan vücuduna etkileyen titreşimlerin frekans aralığı üzerine yapılan çalışmalar göstermiştir ki, insan vücudu en fazla 4-8hz aralığında ki dikey titreşimlerden etkilenmektedir [41]. Dolayısıyla sürüş konforunun artırmak için aracın dikey yönde ivmelenmesinin en aza çekilmesi daha çok bu frekans bölgelerinde gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Yapılacak bir filtre ile ivmelenme üzerine bu frekans aralığında yoğunlaşılabilir. (3.7) - (3.9) da araç ivmelenmesinin söz konusu frekans aralığı içinde incelenmesini sağlayan 2., 3. ve 4. dereceden filtreler verilmiştir [42]. Bu filtrelerin frekans cevabı Şekil 3.22 de gösterilmiştir.

$$W(s) = \frac{86.51s + 546.1}{s^2 + 82.17s + 1892} \quad (3.7)$$

$$W(s) = \frac{80.03s^2 + 989s + 0.02108}{s^3 + 78.92s^2 + 2412s + 5614} \quad (3.8)$$

$$W(s) = \frac{81.89s^3 + 796.6s^2 + 1937s + 0.1446}{s^4 + 80s^3 + 2264s^2 + 7172s + 21196} \quad (3.9)$$



Şekil 3. 22 Farklı derecelerden filtreler

$\mathcal{H}_\infty$ Kontrolcü Tasarımı

Tezin bu bölümünde sürüş konforunu arttırmaya yönelik iyileştirmeler amaçlanmıştır. Söz konusu performansla ilintili olan ivmelenme ile yol bozucusu arasındaki sonsuz normunun minimizasyonu için çıkış geri beslemeli $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı gerçekleştirilecektir. İlk olarak tam dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarlanacak, daha sonra sabit dereceli $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü için gerekli tanımlamalar verilip çok terimli yaklaşım metodu ile sabit dereceden kontrolcü tasarlanacaktır. Elde edilecek kontrolcünün başarımı iki farklı, tümsek ve sinüslerin toplamından oluşan yol tipleri üzerinde hem simülatif hemde gerçek sistem üzerinde gösterilecektir. Son olarak önceki bölümde verilen, ISO2361 titreşim hassasiyet analizleri sonucunda çıkarılmış filtrelerle ivme çıkışı desteklenip, bu şekilde oluşan, dereceside bir bakıma artmış yeni sistem için standart ve sabit dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarlanıp, sistem üzerinde başarımı gösterilecektir.

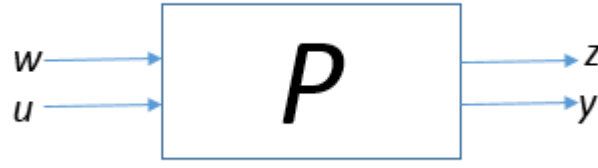
4.1 Sistem Tanımı

Herhangi bir doğrusal iki girişli iki çıkışlı P sistemi için, $x \in \mathbb{R}^n$ değişkeni vektörü, sistemin girişleri de w ve u sırasıyla bozucu girişi ve kontrol girişi olsun. Bu sistemin çıkışlarından y ölçülebilen, z ise performans çıkışıdır. Şekil 4.1 de gösterilen P sisteminin durum uzay gösterimi;

$$P: \begin{pmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B_w & B_u \\ C_z & D_{zw} & D_{zu} \\ C_y & D_{yw} & D_{yu} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ w \\ u \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Burada $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B := [B_w \ B_u] \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C := \begin{bmatrix} C_z \\ C_y \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $D := \begin{bmatrix} D_{zw} & D_{zu} \\ D_{yw} & D_{yu} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times m}$ durum uzay matrisleridir.

Kontrol girişi, u ile ölçülebilen çıkış arasındaki transfer fonksiyonunun kesin uygunluğunun (proper) sağlanması için $D_{yu} = 0$ olmalıdır. Kontrolcü geliştirebilmek için (A, B_u) çifti kararlıdır ve (A, C_y) algılanabilir olsun, yani gözlenemeyen ve kontrol edilemeyen modlar kararlı olsun.



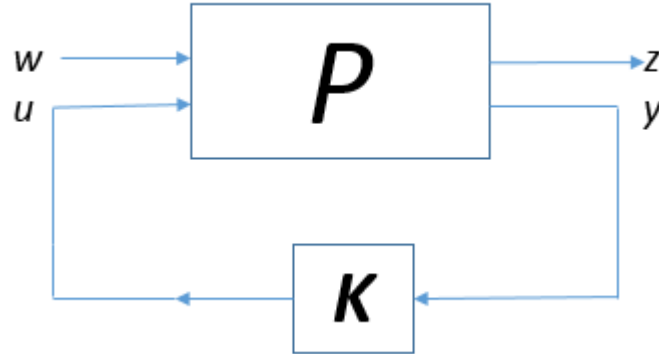
Şekil 4. 1 P Sisteminin giriş çıkışları

4.1.1 Kontrolör

Şekil 4.2 de gösterildiği gibi, P sisteminin ölçülen çıkışlarını, y alıp, kendi çıkışıyla sistemin kontrol girişi olan, u üzerinden sisteme ulaşabilen K doğrusal kontrolcüsünün durum uzay gösterimi:

$$K := \begin{pmatrix} \dot{x}_k \\ u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_k \\ u \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

Burada $x_k \in \mathbb{R}^{n_k}$ kontrolörün durum değişkeni, A_k, B_k, C_k, D_k sistem matrisleridir.



Şekil 4. 2 Kontrolör ile çıkış geri besleme

4.1.2 Kapalı Çevrim Sistem

(4.1) ve (4.2) kullanılarak kapalı çevrim sistemin, P_{CL} , durum uzay gösterimi elde edilebilir:

$$y = C_y x + D_{yw} w,$$

$$\dot{x}_k = A_k x_k + B_k y = A_k x_k + B_k C_y x + B_k D_{yw} w,$$

$$u = C_k x_k + D_k y = C_k x_k + D_k C_y x + D_k D_{yw} w,$$

$$\dot{x} = A x + B_w w + B_u u = (A + B_u D_k C_y) x + B_u C_k x_k + (B_w + B_u D_k D_{yw}) w,$$

$$z = C_z x + D_{zw} w + D_{zu} u = (C_z + D_{zu} D_k C_y) x + D_{zu} C_k x_k + (D_{zw} + D_{zu} D_k D_{yw}) w,$$

$$P_{CL} := \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_k \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A + B_u D_k C_y & B_u C_k & B_w + B_u D_k D_{yw} \\ B_k C_y & A_k & B_k D_{yw} \\ C_z + D_{zu} D_k C_y & D_{zu} C_k & D_{zw} + D_{zu} D_k D_{yw} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_k \\ w \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

Kapalı çevrim sistemin durum değişkenleri, $x_{CL} = \begin{pmatrix} x \\ x_k \end{pmatrix}$ ve sistem matrisleride

$$A_{CL} := \begin{bmatrix} A + B_u D_k C_y & B_u C_k \\ B_k C_y & A_k \end{bmatrix}, \quad B_{CL} := \begin{bmatrix} B_w + B_u D_k D_{yw} \\ B_k D_{yw} \end{bmatrix},$$

$C_{CL} := [C_z + D_{zu} D_k C_y \quad D_{zu} C_k]$, $D_{CL} = [D_{zw} + D_{zu} D_k D_{yw}]$, şeklinde olup bozucu girişi w ile performans çıkışı z arasındaki transfer fonksiyonu;

$$P_{CL}(s) = C_{CL}(sI - A_{CL})^{-1}B_{CL} + D_{CL} \quad (4.4)$$

4.1.3 $\mathcal{H}_\infty$ Norm

Kontrolör tasarımı amaçlanan ilk hedef sistemin kapalı çevrimde kararlı olması, bunun sağlanması gerçekleştirildikten sonra, belli amaçlar doğrultusunda sistemin performans çıkışı üzerindeki bozucu etkisini indirmeye yöneliktir. $\mathcal{H}_\infty$ optimasyon yaklaşımında amaç, olabilecek en kötü durumun yani bozucunun performans çıkışında etkisinin daha fazla olduğu durum düşünülüp, bunun minimizasyonuna dayalıdır. (4.1) de verilen $P_{CL}(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ sisteminin $\mathcal{H}_\infty$ normu;

$$\|P_{CL}(s)\|_\infty = \sup_w \bar{\sigma}(P_{CL}(jw)) \quad (4.5)$$

Burada $\bar{\sigma}$ en büyük tekil değeri göstermektedir. Bounded Real Lemma [43] kullanılarak, $\|P_{CL}(s)\|_\infty < \gamma$ denklemini sağlayan pozitif γ bulunabilir.

Lemma 4. 1 (4.3) de verilen sistemin $\mathcal{H}_\infty$ normu, pozitif bir skaler olan γ değerinden küçük ve A_{CL} matrisinin bütün özdeğerleri sıfırdan küçüktür ancak ve ancak aşağıdaki eşitsizliği sağlayacak bir $X = X^T > 0$ pozitif tanımlı simetrik matris bulunabiliyorsa;

$$(A_{CL}^T X + X A_{CL} + C_{CL}^T C_{CL}) + (X B_{CL} + C_{CL}^T D_{CL})(\gamma^2 I - D_{CL}^T D_{CL})^{-1}(B_{CL}^T X + D_{CL}^T C_{CL}) < 0$$

Yukardaki eşitsizliğe Schur tümleyen uygulanacak olursa,

$$\begin{bmatrix} A_{CL}^T X + X A_{CL} & X B_{CL} & C_{CL}^T \\ B_{CL}^T X & -\gamma I & D_{CL}^T \\ C_{CL} & D_{CL} & -\gamma I \end{bmatrix} < 0, \quad X = X^T > 0 \quad (4.6)$$

4.2 Tam Dereceli Çıkış Geri Beslemeli $\mathcal{H}_\infty$ Kontrolcü Tasarımı

Matlab System Identification Toolbox[®] kullanılarak kestirilen çeyrek taşıt süspansiyon modelinin sistem matrisleri (4.7) da ve bu modelin durum uzay gösterimi de (4.7) verilmiştir. Burada girişler bozucu ve kontrol girişi, çıkışlar ise performans çıkışı ivme ve kontrolörden geçecek çıkış ise sallanan kütleinin, m_s dikey ekseninde yerdeğiştirmesidir.

$$A = \begin{bmatrix} -19.7674 & 25.6571 & -40.6622 & 25.9981 \\ -4.1955 & -10.4602 & -34.7182 & -39.7065 \\ -9.9024 & -0.6211 & -41.4122 & -11.2298 \\ 7.5811 & 9.3144 & 23.5396 & 8.8044 \end{bmatrix}$$

$$B = [B_w \quad B_u] = \begin{bmatrix} -69.3126 & 0.2581 \\ 40.0139 & 0.2074 \\ 52.8435 & 0.1746 \\ -29.9929 & -0.0457 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_z \\ C_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 19.726 & 3.8051 & 29.5828 & -27.5216 \\ 0.0530 & -0.5588 & 1.2330 & 0.6870 \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} D_{zw} & D_{zu} \\ D_{yw} & D_{yu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_w w(t) + B_u u(t) \\ z(t) &= C_z x(t) + D_{zw} w(t) + D_{zu} u(t) \\ y(t) &= C_y x(t) + D_{yw} w(t) + D_{yu} u(t) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Bölgesel kutup atama $\mathcal{H}_\infty$ problemi, Şekil (4.2) gösterildiği gibi kapalı çevrim sistemi, tanımlanan $\mathfrak{D}$ -Bölgesi içinde kararlı kılacak ve bozucu girişi olan w , ile performans çıkışı z arasındaki sonsuz normu, $\|P_{CL}(s)\|_\infty < \gamma$, minimize edecek $u = K(s)y$ şeklinde tanımlanan dinamik kontrolörü bulmaya dayalıdır. Burada $K(s)$ kontrolör (4.2) denkleminde verilen yapıya sahiptir. (4.4) denkleminde verilen kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonunu, $P_{CL}(s) = C_{CL}(sI - A_{CL})^{-1}B_{CL} + D_{CL}$ oluşturan matrislerin içerdiği açık çevrim sistem matrisleri $A \in \mathbb{R}^{n \times n}, B = [B_w \quad B_u] \in \mathbb{R}^{n \times m}, C = \begin{bmatrix} C_z \\ C_y \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times n}$,

$$D = \begin{bmatrix} D_{zw} & D_{zu} \\ D_{yw} & D_{yu} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{p \times m}, n = 4, p = m = 2, (4.7) \text{ da verilmiştir.}$$

Kapalı çevrim sistemin hem $\mathfrak{D}$ -Kararlı yapacak hem de sonsuz normunu minimize edecek kontrolcü çıkarımı için, Teorem 2. 5 ve Lemma 4. 1 aynı anda sağlayacak pozitif tanımlı ortak bir matrix $X > 0$ şöyle ki;

$$X = X_D = X_\infty \quad (4.9)$$

bulunması gerekmektedir.

(2.29) ve (4.7) aynı anda düşünüldüğünde bilinmeyen matrislerin çarpımından dolayı bozulan doğrusallığın tekrardan sağlanması için yeni değişkenlerin tanımlanması gerekmektedir. $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ve $D_{yu} \in \mathbb{R}^{p_2 \times m_2}$ matrisleri ve k ise kontrolörün derecesi, $A_K \in \mathbb{R}^{k \times k}$ olsun. Lyapunov matrisi X ve tersinin şu şekilde ayrılımı:

$$X = \begin{bmatrix} R & M \\ M^T & U \end{bmatrix}, \quad X^{-1} = \begin{bmatrix} S & N \\ N^T & V \end{bmatrix}, \quad S \in \mathbb{R}^{n \times n}, R \in \mathbb{R}^{n \times n} \quad (4.10)$$

Kontrolör sentezi için kullanılacak yeni değişkenler;

$$\begin{aligned} H &:= D_K, \\ G &:= NB_K + SB_u D_K, \\ F &:= C_K M^T + D_K C_y R, \\ T &:= NA_K M^T + NB_K C_y R + SB_y C_K M^T + S(A + B_u D_K C_y)R, \end{aligned} \quad (4.11)$$

olsun. Burada G, F, T matrisleri sırasıyla $n \times n, n \times m_2$ ve $p_2 \times n$ boyutlarına sahiptir. (4.11) denkleminin çözümü için $M \in \mathbb{R}^{n \times k}$ ve $N \in \mathbb{R}^{n \times k}$ matrisleri tam satır rankına sahip olması gerekmekte, ayrıca $XX^{-1} = I$ matematiksel gerçeğin sağlanabilmesi için (4.10) daki tanımlamalar eklendiğinde elde edilen $MN^T = I - RS$ çözülebilmesi için $I - RS$ tersi alınabilir olmalı ve ayrıca kontrolcünün dereceside açık çevrimin sistemin derecesine eşit $k = n$ olması gerekmektedir[32].

Teorem 4. 1: [32] Sol yarı düzlemde herhangi bir $\mathfrak{D}$ -Bölgesi tanımlansın ve (2.29) da belirtilen $\mathcal{F}_D$ ise bu bölgenin karakteristik fonksiyonu olsun. (4.9) de verilen problemin çözebilmek için aşağıda verilen DME'ler için, bulunacak $R = R^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $S = S^T \in \mathbb{R}^{n \times n}$, H, G, F ve T matrislerin var olması gerekmektedir.

$$\begin{pmatrix} R & I \\ I & S \end{pmatrix} > 0, \quad (4.12)$$

$$\left[L_i \otimes \begin{pmatrix} R & I \\ I & S \end{pmatrix} + M_i \otimes \Phi + M_i^T \otimes \Phi^T \right] < 0, \quad i=1, 2, \dots, r \text{ farklı alan kesişimi} \quad (4.13)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{11} & \Psi_{12}^T \\ \Psi_{21} & \Psi_{22} \end{bmatrix} < 0, \quad (4.14)$$

Burada $\Phi, \Psi_{11}, \Psi_{21}$ ve Ψ_{22}

$$\Phi := \begin{bmatrix} AR + B_u C_K & A + B_u H C_y \\ T & SA + G C_y \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

$$\Psi_{11} := \begin{bmatrix} AR + RA^T + B_u F + F^T B_u^T & B_w + B_u H D_{yw} \\ (B_w + B_u H D_{yw})^T & -\gamma I \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

$$\Psi_{21} := \begin{bmatrix} T + (A + B_u H C_y)^T & S B_w + G D_{yw} \\ C_z R + D_{zu} F & D_{zw} + D_{zu} H D_{yw} \end{bmatrix}, \quad (4.17)$$

$$\Psi_{22} := \begin{bmatrix} A^T S + SA + G C_y + C_y^T G^T & (C_z + D_{zu} H C_y)^T \\ C_z + D_{zu} H C_y & -\gamma I \end{bmatrix}, \quad (4.18)$$

şeklindedir.

Teorem 4. 1 de verilen DME takımı kullanılarak kontrolcü tasarımı sırasında çözülmesi gereken yarı tanımlı programlama problemleri SeDuMi[44] çözücüsü ve YALMIP[45] arayüzü kullanılarak çözülecektir. Söz konusu bu DME'lerin uygun çözümü elde edildikten sonra kontrolcünün sistem matrislerini çekebilmek için sırasıyla aşağıdaki adımlar izlenir:

- Tekil Değer Ayrışımı (TDA) kullanılarak, (4.10) da verilen M ve N matrislerini $MN^T = I - RS$ eşitliğinden çekilmeli,
- (4.11) tanımlanan yeni değişkenler ve elde edilen M ve N matrislerini kullanarak, sırasıyla D_K, B_K, C_K, A_K aşağıdaki denklemlerle elde edilir:

$$\begin{aligned} D_K &= H, \\ B_K &= N^{-1}G - N^{-1}S B_u D_K, \\ C_K &= F(M^T)^{-1} - D_K C_y R(M^T)^{-1}, \\ A_K &= N^{-1} \left(T - \left(N B_K C_y R + S(B_u C_K M^T + (A + B_u D_K C_y) R) \right) \right) (M^T)^{-1}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Kontrolcünün sistem matrisleri çekildikten sonra $K(s) = C_K(I - sA_K)^{-1}B_K + D_K$, sisteme uygulandığında, kapalı çevrim sistemin kutupları $\mathfrak{D}$ -Kararlı Bölgesi'nde olacak ve bozucu girişi ile performans çıkışı arasındaki sonsuz norm pozitif skaler γ dan küçük $\|P_{CL}(s)\|_\infty < \gamma$ olacaktır. Aktif süspansiyon sistemimizin araç gövdesi ile yol bozucusu arasında kalan sistemin sonsuz normunun minimizasyonu yanısıra kapalı çevrim sistem kutuplarını da istenilen 3 farklı $\mathfrak{D}$ -Bölgesi içine yerleştirmek için çıkarılan 3 kontrolcü (4.20)-(4.25) de verilmiştir. Bu bölgelerden ilki $r=150$ yarıçaplı daire ile -5 de bulunan dikey şeridin sol kısmının kesişimidir, sonra sırasıyla yarıçap $r=150$ ve $r=100$ seçilmiş, dikey şeritler ise orjine yerleştirilmiştir. Söz konusu $\mathfrak{D}$ -Bölgelerini Şekil 4.3'de görmekteyiz, bu bölgeleri elde etmek için karakteristik denklemi oluşturan matrisler de şöyle seçilmiştir:

- $r = 150$ yarıçaplı daire ve -5 'e yerleştirilen şerit için $L_1 = 10$, $M_1 = 1$, $L_2 = \begin{bmatrix} -150 & 0 \\ 0 & -150 \end{bmatrix}$, $M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

$$K(s) = \frac{-500.1s^4 - 6.96 \times 10^3 s^3 - 8.228 \times 10^5 s^2 - 6.979 \times 10^6 s - 2.884 \times 10^7}{s^4 + 225.2s^3 + 1.326 \times 10^4 s^2 + 1.013 \times 10^5 s + 1.958 \times 10^5} \quad (4.20)$$

$$P_{CL_1}(s) = \frac{1174s^7 + 2.007 \times 10^5 s^6 + 7.744 \times 10^6 s^5 + 1.66 \times 10^8 s^4 + 1.977 \times 10^9 s^3 + 6.895 \times 10^9 s^2 - 3.206 \times 10^{10} s - 2.445 \times 10^{11}}{s^8 + 328.9s^7 + 3.53 \times 10^4 s^6 + 1.482 \times 10^6 s^5 + 3.659 \times 10^7 s^4 + 5.681 \times 10^8 s^3 + 5.072 \times 10^9 s^2 + 2.392 \times 10^{10} s + 4.679 \times 10^{10}} \quad (4.21)$$

- $r = 150$ yarıçaplı daire ve orjine yerleştirilen şerit için $L_1 = 0$, $M_1 = 1$, $L_2 = \begin{bmatrix} -150 & 0 \\ 0 & -150 \end{bmatrix}$, $M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$

$$K(s) = \frac{-64.82s^4 - 1.868 \times 10^4 s^3 - 1.364 \times 10^6 s^2 - 6.931 \times 10^6 s + 6.943 \times 10^6}{s^4 + 189s^3 + 9911s^2 + 1.281 \times 10^5 s + 5.121 \times 10^5} \quad (4.22)$$

$$P_{CL_2}(s) = \frac{627.8s^7 + 1.432 \times 10^5 s^6 + 9.55 \times 10^5 s^5 + 1.858 \times 10^8 s^4 + 5.13 \times 10^9 s^3 + 5.074 \times 10^{10} s^2 + 1.437 \times 10^{11} s + 1.198 \times 10^{11}}{s^8 + 373.1s^7 + 4.995 \times 10^4 s^6 + 2.799 \times 10^6 s^5 + 6.425 \times 10^7 s^4 + 1.541 \times 10^9 s^3 + 1.846 \times 10^{10} s^2 + 8.662 \times 10^{10} s + 1.208 \times 10^{11}} \quad (4.23)$$

- $r = 100$ yarıçaplı daire ve orjine yerleştirilen şerit için $L_1 = 0$, $M_1 = 1$, $L_2 =$

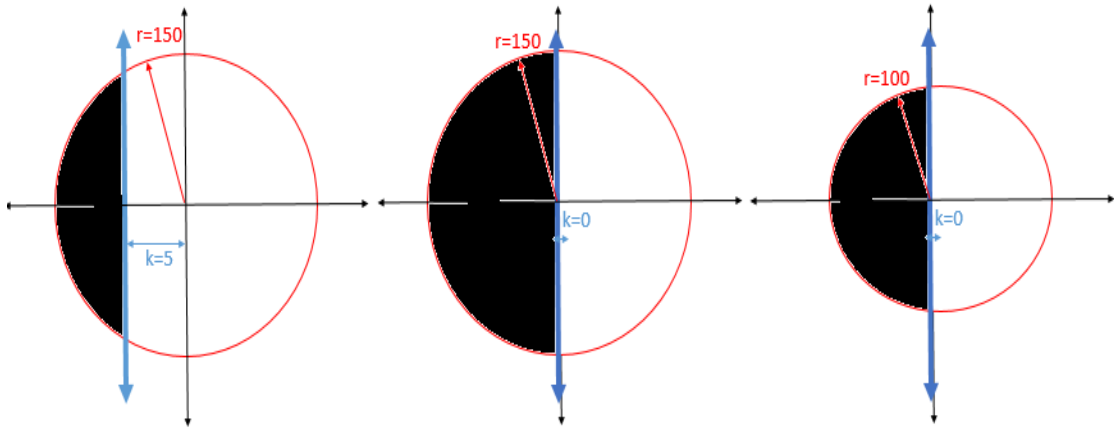
$$\begin{bmatrix} -100 & 0 \\ 0 & -100 \end{bmatrix}, M_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$K(s) = \frac{-225.4s^4 - 1.977 \times 10^4 s^3 - 1.081 \times 10^5 s^2 + 4.518 \times 10^5 s + 1.401 \times 10^7}{s^4 + 149s^3 + 6151s^2 + 5.686 \times 10^4 s + 2.931 \times 10^5}$$

(4.24)

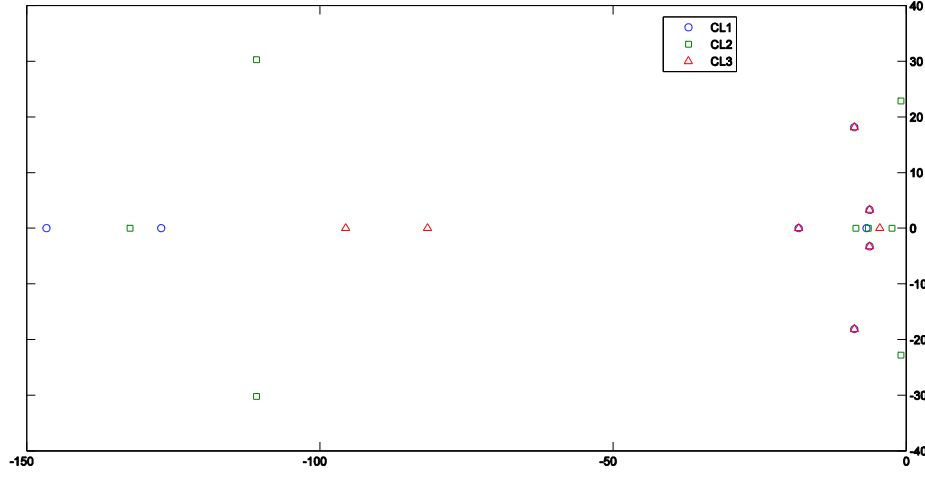
$$P_{CL_3}(s) = \frac{1174s^7 + 1.475 \times 10^6 s^6 + 5.408 \times 10^6 s^5 + 1.123 \times 10^8 s^4 + 1.291 \times 10^9 s^3 + 4.312 \times 10^9 s^2 - 2.171 \times 10^{10} s - 1.586 \times 10^{11}}{s^8 + 230.2s^7 + 1.864 \times 10^6 s^6 + 6.94 \times 10^5 s^5 + 1.575 \times 10^7 s^4 + 2.25 \times 10^8 s^3 + 1.823 \times 10^9 s^2 + 7.712 \times 10^9 + 1.295 \times 10^{10}}$$

(4.25)

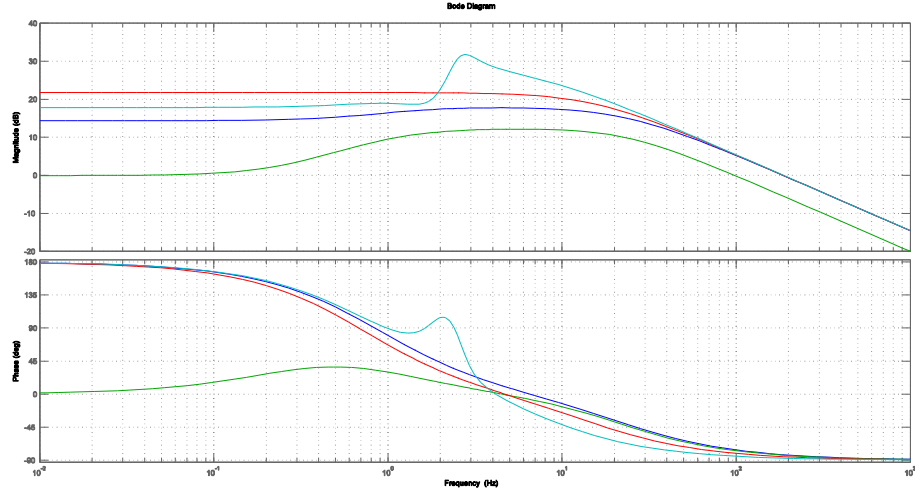


Şekil 4. 3 Farklı $\mathfrak{D}$ -Kararlılık Bölgesi

Kontrolörler uygulandıktan sonra nihai sistemin kutuplarının yerleşimi Şekil 4.4’de verilmiştir. Burada mavi daireler birinci $\mathfrak{D}$ -bölgesini, yeşil kareler ikinci $\mathfrak{D}$ -bölgesini ve kırmızı üçgenler ise üçüncü $\mathfrak{D}$ -bölgesini göstermektedir. Ayrıca önerilen kontrolcülerin sonsuz norm üzerindeki iyileştirmelerini ise Şekil 4.5’de görmekteyiz. Bu şekil üzerindeki cyan rengindeki eğri yol bozucusu girişine karşın araç gövde ivmelenmesinin frekans yanıtını vermektedir. Diğer eğriler ise sırası ile birinci, ikinci ve üçüncü kontrolcüler mavi, yeşil ve kırmızı ile gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi önerilen kontrolcülerin sistemin sonsuz normu üzerinde kayda değer bir iyileştirmesi olmuştur.



Şekil 4. 4 Farklı kararlılık bölgeleri için elde edilen kapalı çevrim sistem kutup yerleri



Şekil 4. 5 Açık çevrim ve kapalı çevrim sistemlerin frekans cevapları

4.3 Çok Terimli Yaklaşım Metodu ile Sabit Dereceden $\mathcal{H}_\infty$ Kontrolcü Tasarımı

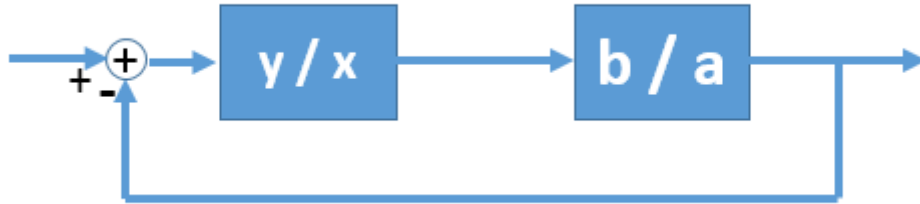
Standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımlarının çoğunluğu sistemin durum uzay modeli üzerinedir. Çok terimli yaklaşım metodu sistemin transfer fonksiyonunu belirleyen katsayılar kullanılarak, bu çok terimli ifadenin pozitifliği ve rasyonel yapıya sahip olan transfer fonksiyonun da kesin reel pozitifliği (SPR) üzerine kuruludur. Bu metod üzerinde daha iyi sonuçlar alınması seçilen merkezi çok terimliye bağlıdır[31].

4.3.1 Problemin Tanımı

$p(s) = \frac{b(s)}{a(s)}$ bir n dereceye sahip sistemin transfer fonksiyonu, Şekil 4.4 de görüldüğü gibi $k(s) = \frac{y(s)}{x(s)}$ ise negatif geri beslemeli sistemin m dereceden sabit dereceli kontrolcünün transfer fonksiyonudur. Burada $a(s) = a_0 + a_1s + \dots + a_ns^n$, $b(s) = b_0 + b_1s + \dots + b_ns^n$, $x(s) = x_0 + x_1s + \dots + x_ms^m$ ve $y(s) = y_0 + y_1s + \dots + y_ms^m$ şeklindedir.

$$a = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_n], \quad b = [b_0 \ b_1 \ \dots \ b_n],$$

$x = [x_0 \ x_1 \ \dots \ x_m], \quad y = [y_0 \ y_1 \ \dots \ y_n]$ çokterimlilerin katsayılarının oluşturduğu vektörlerdir.



Şekil 4. 6 Standart negatif geri besleme yapısı

Çok terimli metoda uygunluğundan dolayı Teorem 2. 5 de verilen yapıdan farklı olarak, tek matris ile ifade edilen $\mathfrak{D}$ -Kararlılık Bölgesi;

$$\mathfrak{D} = \left\{ s \in \mathbb{C} : \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix}^* \underbrace{\begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} \\ \delta_{12}^* & \delta_{22} \end{bmatrix}}_D \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix} \right\} < 0 \quad (4.26)$$

$\mathfrak{D}$ -Kararlılık sağlanması için, kapalı çevrim kutupların bu tanımlanan bölge içinde olması gerekmektedir. Buradaki simetrik yapıya sahip D matrisi bir pozitif, bir tane de negatif özdeğeri vardır. Standart D matrisi seçimleri;

- Sol yarı düzlemde tanımlamak için, $\delta_{11} = 0, \delta_{12} = 1, \delta_{22} = 0$
- r yarıçaplı, orjin merkezli disk için, $\delta_{11} = -r^2, \delta_{12} = 0, \delta_{22} = 1$
- $-k$ 'ya yerleştirilmiş dikey şeritin sol tarafını içeren bölge için, $\delta_{11} = 2k, \delta_{12} = 1, \delta_{22} = 0$

$\mathfrak{D}$ -Bölgesi sınırının tek boyutlu ifadesi;

$$\partial\mathfrak{D} = \{s \in \mathbb{C} : \delta_{11} + \delta_{12}s + \delta_{12}^*s^* + \delta_{22}ss^*\} = 0 \quad (4.27)$$

şeklindedir. Sonuç olarak çokterimli ifade $\mathfrak{D}$ -Kararlıdır, eğer kökleri $\mathfrak{D}$ -Bölgesi içindeyse, aynı şekilde rasyonel bir fonksiyon $\mathfrak{D}$ -Kesin kararlı olabilmesi için $\partial\mathfrak{D}$ sınırı boyunca fonksiyonun gerçel kısmının pozitif olması gerekmektedir.

(4.6) da verilen sistem tanımlama teknikleriyle çıkarılmış 4. dereceden çok girişli çok çıkışlı çeyrek taşıt süspansiyon sistemi modeli için sabit dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı kapsamında daha önce geliştirilen çokterimli metot kullanılacaktır [34]. (4.6) daki modeli transfer fonksiyonlar şeklinde tanımlayacak olursak;

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Bu durumda kontrol ve bozucu girişlerin çıkışlara etkisi (4.29) daki ifadeyle elde edilmektedir.

$$z = P_{11}w + P_{12}u, \quad y = P_{21}w + P_{22}u \quad (4.29)$$

$$u = K(s)y \text{ için performans çıkışı } z = [P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21}]w.$$

Bu çalışmada amaçlanan yukarıda tanımlanan performans çıkışı ile bozucu girişi arasındaki kapalı çevrim sistemin sonsuz normunu minimize etmektir.

$$\|P_{CL}(s)\|_\infty \leq \gamma$$

Burada $P_{CL}(s)$ kapalı çevrim transfer fonksiyonu olmak üzere, bu transfer fonksiyonun payı $n(s)$, paydası da $d(s)$ ve $K(s) = \frac{y(s)}{x(s)}$ ise sabit dereceden kontrolcüdür.

4.3.2 Matematiksel Ön Bilgi

Tasarım metodunda kullanılacak merkezi çokterimli $c(s) = c_0 + c_1s + \dots + c_ns^n$, kapalı çevrim transfer fonksiyonunun $n(s) = n_0 + n_1s + \dots + n_ns^n$ payı ve $d(s) = d_0 + d_1s + \dots + d_ns^n$ ise paydası $P_{CL}(s) = \frac{n(s)}{d(s)}$ olmak üzere verilmiş olsun. Bu çok terimlilere ait katsayı vektörleri;

$$c = [c_0 \quad c_1 \quad \dots \quad c_n], \quad n = [n_0 \quad n_1 \quad \dots \quad n_n], \quad d = [d_0 \quad d_1 \quad \dots \quad d_n],$$

Lemma 4. 2: [31] Verilen $\mathfrak{D}$ -Kararlı bir $c(s)$ çokterimlisi için, $d(s)$ çokterimlisi ancak ve ancak $c(s)/d(s)$ rasyonel fonksiyonun $\mathfrak{D}$ -Kesin Pozitif Reel ($\mathfrak{D}$ -SPR) olması durumunda $\mathfrak{D}$ -Kararlıdır.

2.1.4 Alt Bölümü'nde bir rasyonel fonksiyonun kesin pozitif reel olması duruna değinmiştik, burda ikinci koşulu açacak olursak;

$$\operatorname{Re} \frac{c(s)}{d(s)} = \frac{1}{2} \left(\frac{c^*(s)}{d^*(s)} + \frac{c(s)}{d(s)} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{c^*(s)d(s) + d^*(s)c(s)}{d^*(s)d(s)} \right) \geq \epsilon, \quad \epsilon > 0 \quad (4.30)$$

Kutupların kararlılık bölgesinde olduğu, $s \in \partial\mathfrak{D}$ pozitiflik koşulunu açacak olursak;

$$p(s) = d^*(s)c(s) + c^*(s)d(s) - 2\epsilon d^*(s)d(s) \geq 0 \quad (4.31)$$

(4.30)'un çokterimlilerin katsayıları ile yazımından elde edilen $\mathcal{P}(c)$ Hermitian matrisi;

$$\mathcal{P}(c) = d^*c + c^*d - 2\epsilon d^*d \geq 0 \quad (4.32)$$

Burada pozitif ϵ sayısı çok küçük olduğundan ihmal edilebilir. Bu tanımlamalar eşiğinde Lyapunov Kararlılık Teoremi'ni irdelenmesine, hayali bir durum vektörü seçerek başlayabiliriz:

$$\xi(t) = \begin{bmatrix} x(t) & \frac{d^n z(t)}{dt^n} \end{bmatrix}, \text{ burada } x(t) = \begin{bmatrix} z(t) & \frac{dz(t)}{dt} & \dots & \frac{d^{n-1}z(t)}{dt^{n-1}} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Kararlılığı DME eşitsizliğiyle irdellemek için genişletmede kullanacağımız $(2n) \times (n+1)$ boyutundaki izdüşüm matrisi;

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & & 0 & 0 \\ & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & 0 & & 1 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

Genişletilmiş $\mathfrak{D}$ -Kararlılık matrisi;

$$\mathfrak{D}(Q) = S^T(D \otimes Q)S \quad (4.35)$$

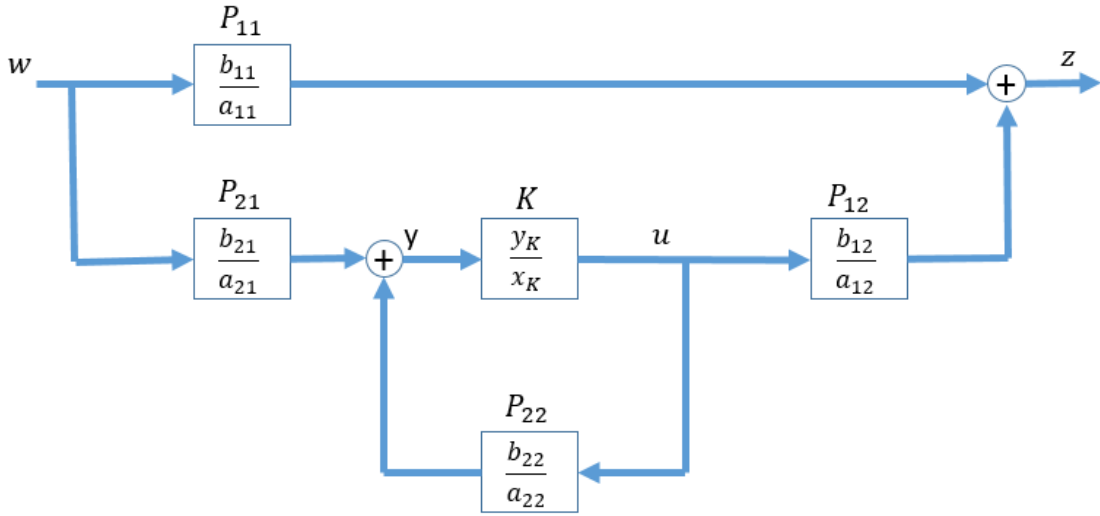
Durum vektörü $x(t) = S_1\xi(t)$ ve $\dot{x}(t) = S_2\xi(t)$ olarak elde edilir. Lyapunov fonksiyonunu $V(t) = x^T(t)Qx(t) = \xi^T(t)S_1^TQS_1\xi(t)$ ve türevi de $\dot{V}(t) = \xi^T(t)(S_2^TQS_1 + S_1^TQS_2)\xi(t)$. Kararlılık için $V(t) > 0$ ve $\dot{V}(t) < 0$ sağlanması gerekmektedir. $\mathfrak{D}$ -Kararlılıkla beraber şöyle özetlenebilir;

$$V > 0 \Leftrightarrow \xi^T(t)Q\xi(t) > 0$$

$$-\dot{V} > 0 \Leftrightarrow -\xi^T(t)\mathfrak{D}(Q)\xi(t) > 0$$

Teorem 4. 2 : [31] n . dereceden bir $d(s)$ çokterimli ancak ve ancak aşağıdaki eşitsizliği sağlayan çokterimli $\mathfrak{D}$ -Kararlı $c(s)$ ve n boyutlu bir $Q = Q^T$ matrisi olması durumunda $\mathfrak{D}$ -Kararlıdır.

$$\mathcal{P}(c) - \mathfrak{D}(Q) = c^T d + d^T c - S^T (D \otimes Q) S \geq 0 \quad (4.36)$$



Şekil 4. 7 Topyekün sistem yapısı

Teorem 4. 2 genişletildiğinde $d(s) =$ şeklinde olan kapalı çevrim transfer fonksiyonunun karakteristik denklemini $\mathfrak{D}$ -Kararlı kılaacak $(x_k(s), y_k(s))$ çiftleri bulunabilir. Çokterimli ifadenin pozitifliğine dayalı bu yaklaşım ile sabit dereceden kontrolcü tasarımı gerçekleştirilebilir. Bu yaklaşımın en kritik noktası ve dolayısıyla tutuculuğu direk etkileyen kısmı merkezi çokterimlinin belirlenmesidir. Seçilecek iki farklı merkezi çokterimli ile elde edilecek çözüm kümeleri birbirinden farklı olacaktır.

4.3.3 $\mathcal{H}_\infty$ Kontrolcüsü

Durum uzay tabanlı $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımıyla elde edilen kontrolcü sistem derecesiyle aynı dereceye sahip olmaktadır, bunun yanında çokterimli yaklaşım metodu sabit dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımına olanak sağlayabilmektedir.

Kapalı çevrim transfer fonksiyonunun paydası $d(s)$ normu sınırlı eklenebilir bir belirsizlikten etkilendiğini düşünecek olursak;

$$d_\delta(s) = d(s) + \delta n(s), \quad |\delta| \leq \gamma^{-1} \quad (4.37)$$

Burada δ , mutlak değeri γ^{-1} küçük olan bir skaler. Küçük Kazanç Teoremi (Small Gain Theorem) [27] dikkate alındığında (4.37) deki yapı yeniden düzenlenerek belirsizliğe sahip $d_\delta(s)$ çok terimli ile γ arasındaki ilişki şöyle elde edilir:

$$\left\| \frac{n(s)}{d(s)} \right\|_\infty \leq \gamma \quad (4.38)$$

Teorem 4. 3: [34] Verilen $\mathfrak{D}$ -Kararlı $c(s)$ çokterimlisi ile pozitif skaler γ için, transfer fonksiyonu $n(s)/d(s)$ $\mathfrak{D}$ -Kararlıdır ve (4.38) de verilen $\mathcal{H}_\infty$ performansını da sağlamaktadır ancak ve ancak aşağıdaki eşitsizliği sağlayacak simetrik bir $Q = Q^T$ ve skaler bir β sayısı bulunabiliyorsa.

$$\begin{bmatrix} c^T d + d^T c - \beta c^T c - S^T (D \otimes Q) S & n^T \\ n & \beta \gamma^2 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

(4.37) de verilen denklemi (4.36)'e uygulayacak olursak;

$$c^T (d + \delta n) + (d + \delta n)^T c - S^T (D \otimes Q) S \geq 0 \quad (4.40)$$

Yukardaki eşitsizlik kullanılarak Teorem 4. 3'ün Finsler Lemma tabanlı ispatı için [34] veya Lyapunov tabanlı olanı için ise [46] bakılabilir. Çokterimli metot ile geliştirilen $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü durum uzay ile geliştirilen aksine, direk kontrolcü kat sayıları ile işlem yapma kolaylığı sunmaktadır. Bu geliştirilen metotta en kritik nokta merkezi çokterimlinin seçimi olmaktadır. Bu seçim sistemin performansını direk etkilemekte, hatta uygunabilirliği bile bozulabilmektedir.

Sabit dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı için Teorem 4. 3 elde edilen DME'nin çözümü sırasında yarı tanımlı programlama problemleri SeDuMi[44] çözücüsü ve YALMIP[45] arayüzü kullanılarak çözülecektir. (4.6) da verilen dördüncü dereceden çeyrek taşıt süspansiyon sisteminin perfomans çıkışı olan ivme ile bozucu girişi arasındaki sonsuz normunu minimize edecek ve kapalı çevrim sistemin kutuplarını da tanımlanan bölge içerisine yerleştirecek farklı derecelerden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarlanacaktır. $\mathfrak{D}$ -Kararlılık Bölgesi olarak $r = 150$ yarıçaplı orjin merkezli disk ile $L = -5$ noktasına yerleştirilmiş

dikey şeridin sol tarafının kesişmesinden oluşan alan seçilmiştir. Tasarımda kullanılacak merkezi çokterimli için ilk olarak sistemin açık çevrim kutuplarını içinde barındıracak şekilde çözüm aranmıştır, fakat açık çevrim köklerinden $-2.9566 \pm j16.0080$ eklendiğinde, özellikle bu kutupların reel kısımlarının küçük olamasından ötürüdür ki uygun sonuç bulunamamıştır. Daha önce de bahsedildiği gibi merkezi çokterim bu tasarımda oldukça önemli bir yere sahiptir. Sonuç olarak merkezi çokterimli kökleri $-3L'$ 'de olacak şekilde oluşturulmuştur. 4. dereceden kontrolcü tasarımı için kullanılacak 8. dereceden merkezi çok terimli;

$$c(s) = s^8 + 120s^7 + 6300s^6 + 1.8910^5s^5 + 3.544 \times 10^6s^4 + 4.253 \times 10^7s^3 + 3.189 \times 10^8s^2 + 1.367 \times 10^9s + 2.563 \times 10^9 \quad (4.41)$$

4. dereceden kontrolcü ve oluşan 8. dereceden kapalı çevrim sistem transfer fonksiyonu;

$$K_{4ord} = \frac{-238.7s^4 - 6470s^3 - 5.461 \times 10^4s^2 - 6.873 \times 10^5s - 3.9 \times 10^6}{s^4 + 66.33s^3 + 1400s^2 + 5893s - 8422} \quad (4.42)$$

$$P_{CL_{4ord}} = \frac{1174s^7 + 4.871 \times 10^4s^6 + 1.41 \times 10^6s^5 + 1.898 \times 10^7s^4 + 9.694 \times 10^7s^3 - 1.398 \times 10^7s^2 - 2.25 \times 10^9s - 8.128 \times 10^9}{s^8 + 148.6s^7 + 7646s^6 + 2.302 \times 10^5s^5 + 4.313 \times 10^6s^4 + 5.178 \times 10^7s^3 + 3.883 \times 10^8s^2 + 1.664 \times 10^9s + 3.119 \times 10^9} \quad (4.43)$$

3. dereceden kontrolcü ve oluşan 7. dereceden kapalı çevrim sistem transfer fonksiyonu;

$$K_{3ord} = \frac{-407.5s^3 - 4650s^2 - 5.824 \times 10^4s - 3.771 \times 10^5}{s^3 + 69.24s^2 + 382.3s - 1081} \quad (4.44)$$

$$P_{CL_{3ord}} = \frac{1174s^6 + 2.985 \times 10^4s^5 + 7.017 \times 10^5s^4 + 5.101 \times 10^6s^3 + 1.216 \times 10^7s^2 - 8.739 \times 10^7s - 5.958 \times 10^8}{s^7 + 165.3s^6 + 7088s^5 + 1.829 \times 10^5s^4 + 2.849 \times 10^6s^3 + 2.615 \times 10^7s^2 + 1.309 \times 10^8s + 2.772 \times 10^8} \quad (4.45)$$

2. dereceden kontrolcü ve oluşan 6. dereceden kapalı çevrim sistem transfer fonksiyonu;

$$K_{2ord} = \frac{-44.09s^2 + 1250s + 1.085 \times 10^4}{s^2 + 35.17s + 241.7} \quad (4.46)$$

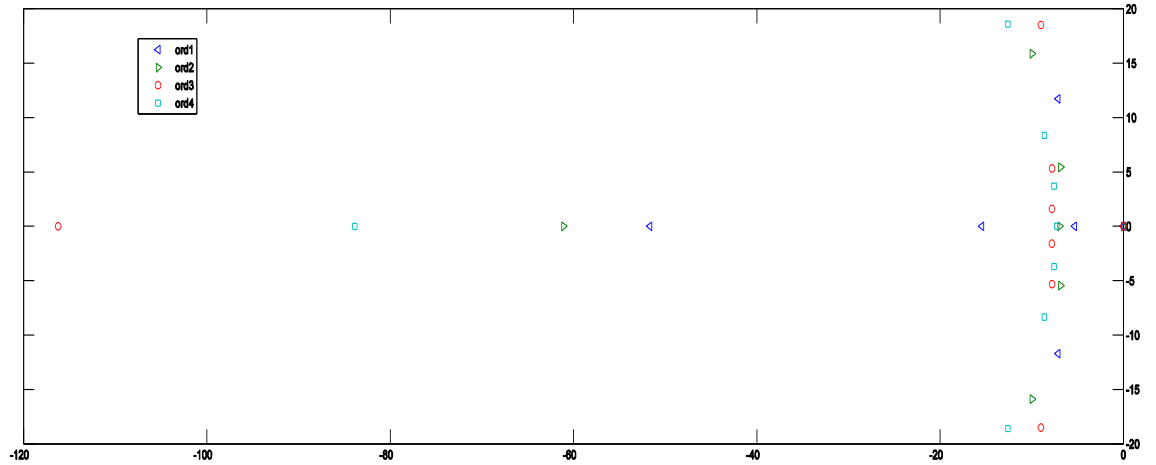
$$P_{CL_{2ord}} = \frac{1174s^5 + 3.782 \times 10^4s^4 + 7.206 \times 10^5s^3 + 3.809 \times 10^6s^2 - 5.343 \times 10^6s - 1.333 \times 10^8}{s^6 + 101.6s^5 + 3409s^4 + 6.82 \times 10^4s^3 + 7.543 \times 10^5s^2 + 4.511 \times 10^6s + 1.139 \times 10^7} \quad (4.47)$$

1. dereceden kontrolcü ve oluşan 5. dereceden kapalı çevrim sistem transfer fonksiyonu;

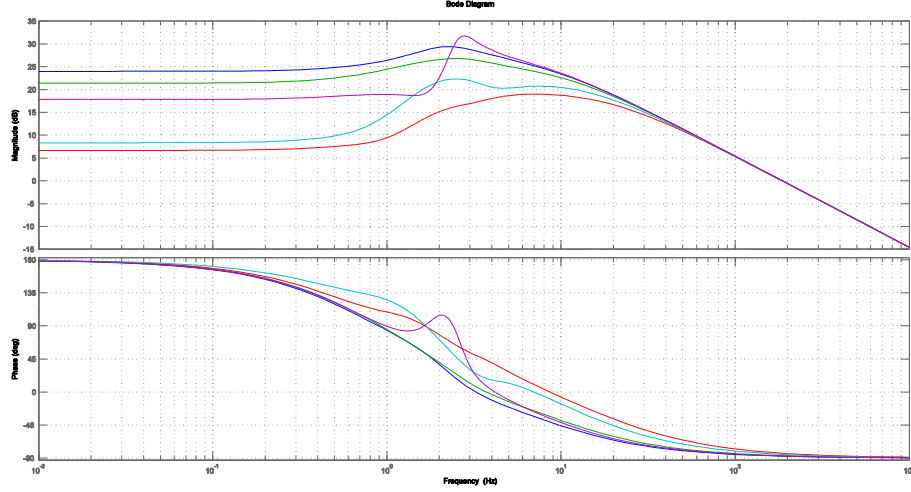
$$K_{1ord} = \frac{21.22s + 1553}{s + 25.56} \quad (4.48)$$

$$P_{CL_{1ord}} = \frac{1174s^4 + 3.516 \times 10^4 s^3 + 3.618 \times 10^5 s^2 + 4.002 \times 10^5 s - 1.263 \times 10^7}{s^5 + 86.66s^4 + 2374s^3 + 3.431 \times 10^4 s^2 + 2.776 \times 10^5 s + 7.987 \times 10^5} \quad (4.49)$$

Çokterimli metot tabanlı geliştirilen sabit farklı derecelerden kontrolörler uygulandıktan sonra nihai sistemin kutuplarının yerleşimi Şekil 4.8’de verilmiştir. Burada sırasıyla birinci, ikinci, üçüncü ve dördüncü derecelerden kontrolcülerin oluşturduğu kapalı çevrim sistemlerin kutupları, mavi üçgen, yeşil üçgen, kırmızı daire ve cyan kare ile gösterilmiştir. Şekilden de açıkça görüldüğü gibi bu kapalı çevrim sistemlerin kutupları önceden belirlenen $\mathcal{D}$ -bölgesi içerisinde bulunmaktadır. Ayrıca önerilen kontrolcülerin sonsuz norm üzerindeki iyileştirmelerini ise Şekil 4.9’da görmekteyiz. Bu şekil üzerindeki mor rengindeki eğri yol bozucusu girişine karşın araç gövde ivmelenmesinin frekans yanıtını vermektedir. Diğer eğriler ise sırası ile birinci, ikinci, üçüncü ve dördüncü derecelerden kontrolcüler mavi, yeşil, kırmızı ve cyan ile gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi önerilen birinci dereceden kontrolcünün bile sistemin sonsuz normu üzerinde bir iyileştirmesi olmuş, diğerlerine göre üçüncü dereceden kontrolcü sistemin sonsuz normu üzerinde daha iyi bir iyileştirmesi olmuştur.



Şekil 4. 8 Kapalı çevrim kutup yerleri



Şekil 4. 9 Farklı sabit dereceden kontrolcülerle elde edilmiş kapalı çevrim sistemelerin frekans cevabı

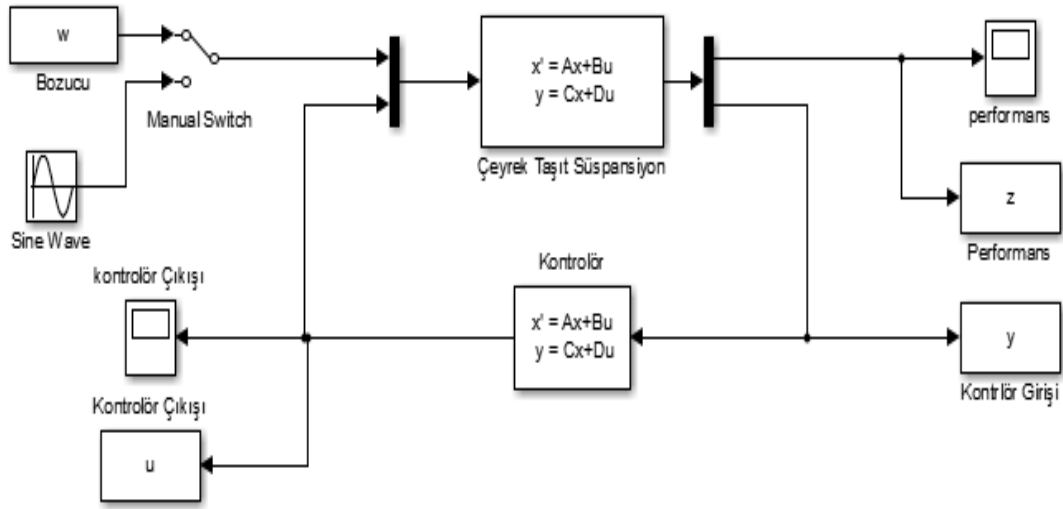
4.4 Sonuçlar

Bu bölümde tasarlanan çıkış geri beslemeli standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü ile sabit dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcülerin sistem üzerindeki başarımları gösterilecektir. Öncelikle Matlab-Simulink üzerinden benzetim sonuçları verilecek, daha sonra söz konusu kontrolcülerin gerçek sistem üzerinde ki etkileri paylaşılacaktır.

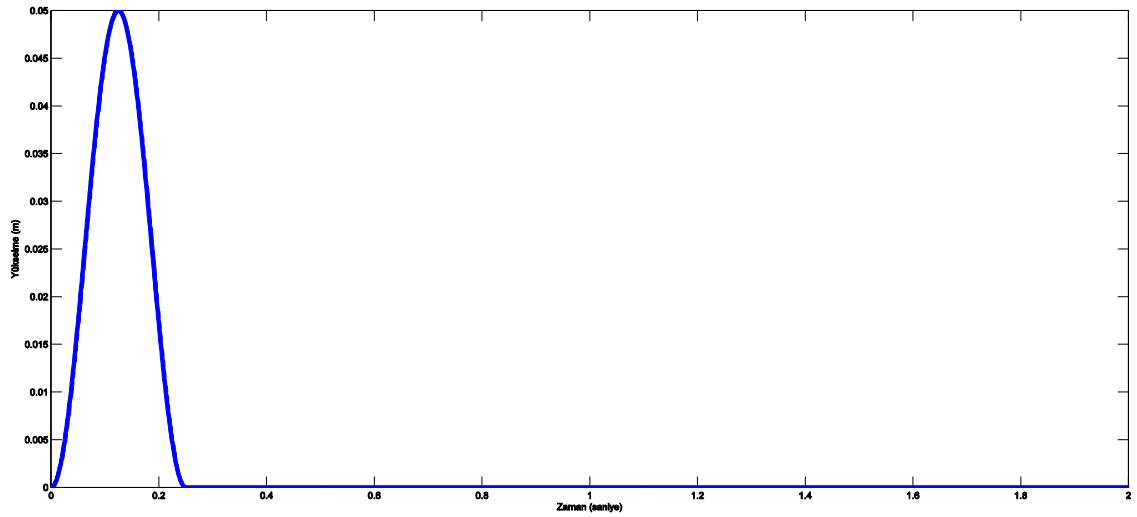
4.4.1 Benzetim Sonuçları

Benzetim sonuçları elde etmek için kullanılacak Matlab-Simulink’de oluşturulmuş yapı Şekil 4.10’da gösterilmiştir. Arayüzde gösterildiği gibi çeyrek taşıt süspansiyon sisteminin iki çıkışından biri olan perferomans çıkışı, aracın dikey hareketlenmesi sonucu oluşan ivmelenme, diğeri sistem çıkışı da olan aracın dikey yöndeki hareketidir. Önceki bölümlerde elde edilen tam dereceden ve sabit dereceden kontrolcülerin sistemin perfromans cevabı üzerindeki etkileri gözlemlenecektir. Bozucu olarak tek sinüs dalgası, yol cevabına benzetmek adına farklı frekans, genlik ve faz farkına sahip yirmi sinüs dalgasının toplamından oluşan işaret ve aşağıda denklemleri verilen, Şekil 4.11’de gösterilen 5 cm yükseklikten oluşan tümsek tipi yol profili uygulanacaktır.

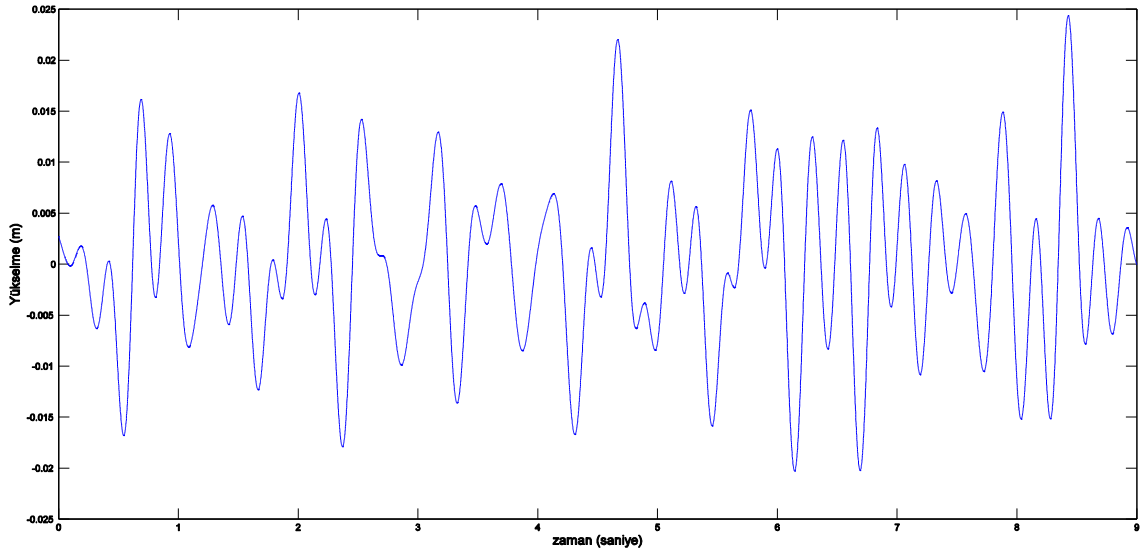
$$w(t) = \begin{cases} 0.025(1 - \cos(8\pi t)), & 0 \leq t \leq 0.25 \\ 0, & t > 0.25 \end{cases} \quad (4.50)$$



Şekil 4. 10 Çeyrek taşıt süspansiyon sistemi

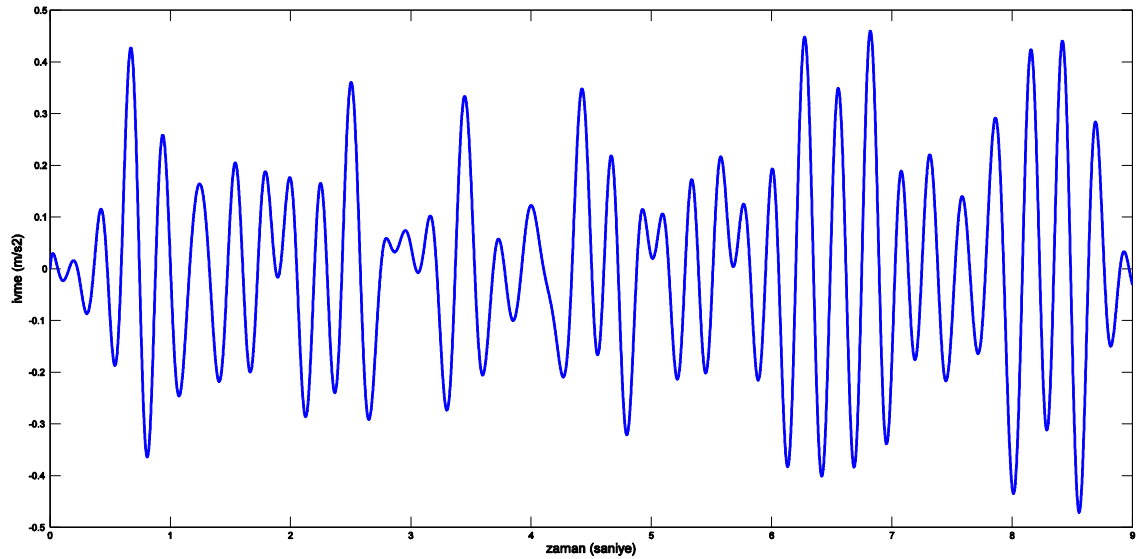


Şekil 4. 11 Tümsek tipi yol profili

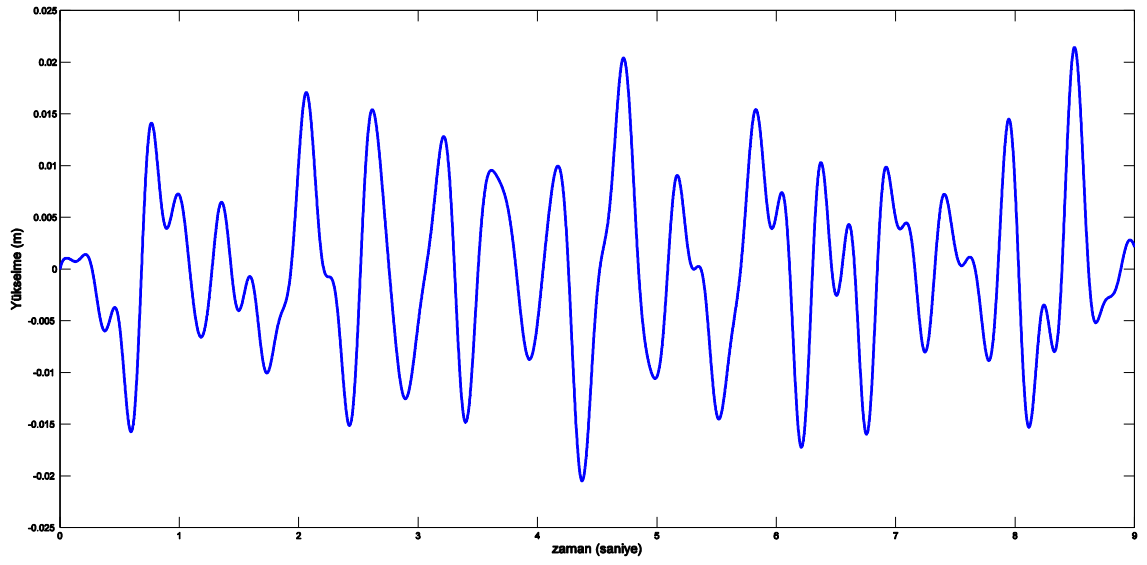


Şekil 4. 12 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili

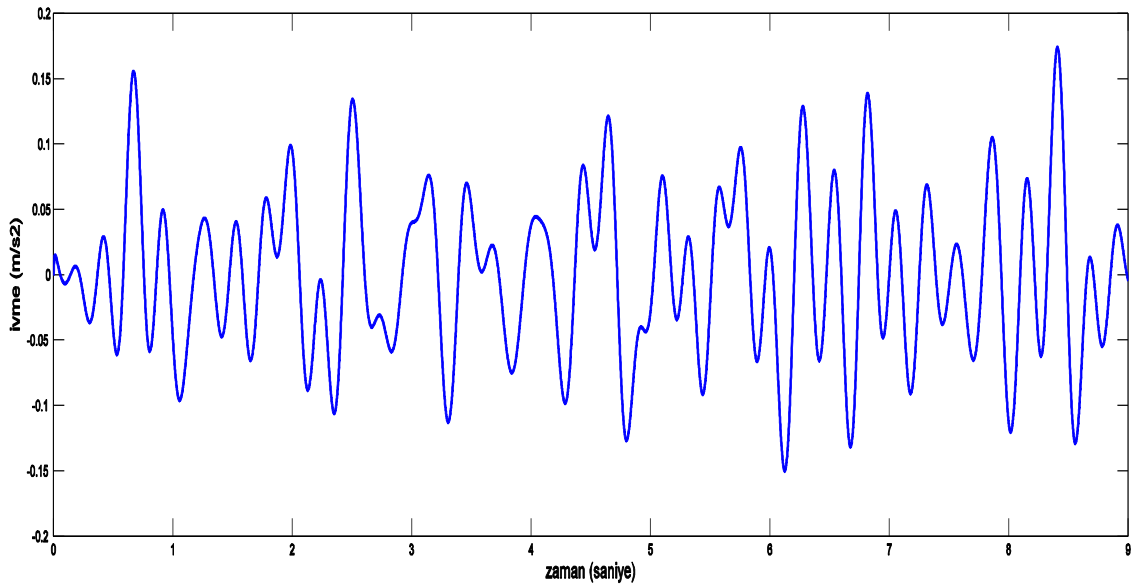
Şekil 4. 12 de verilen yirmi sinüs işareti toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında oluşan sonuçlar Şekil 4.13-Şekil 4.26’de verilmiştir. Bahsi geçen bu grafiklerde, standart tam dereceden ve sabit farklı derecelerden kontrolcülerle denetlenmiş sistem, pasif sisteme oranla daha iyi sonuçlar verdiği aşikârdır. Denetimli sistemde asıl baz alınan performans çıkışı olan ivme cavabında meydana gelen iyileşmelerin yanında, araç gövdesinin dikey yer değiştirmesindeki iyileştirmeler olmuştur.



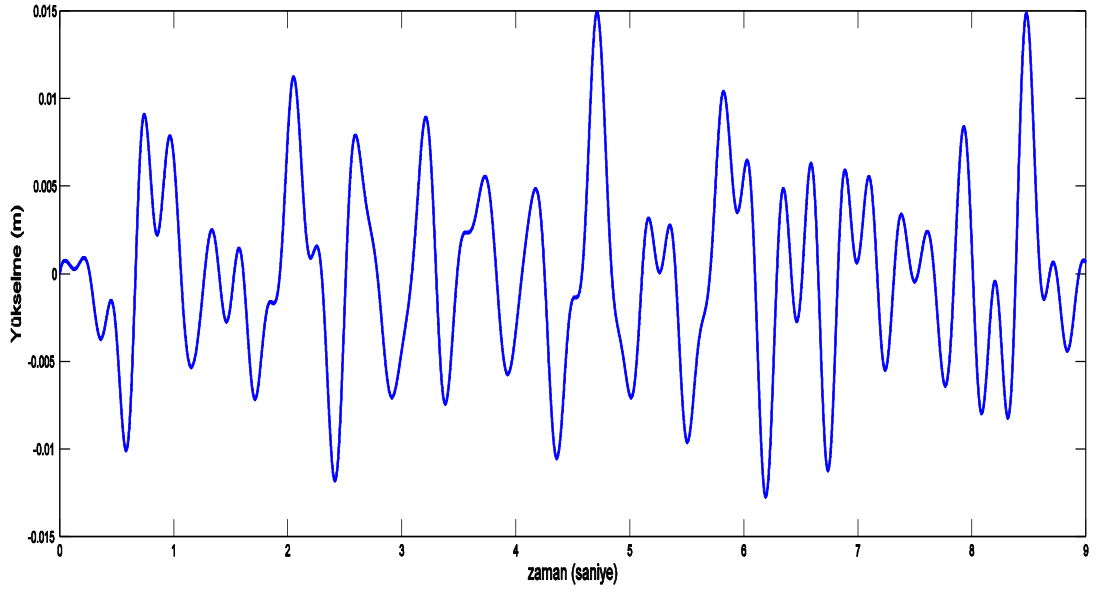
Şekil 4. 13 Pasif sistemin ivme cevabı



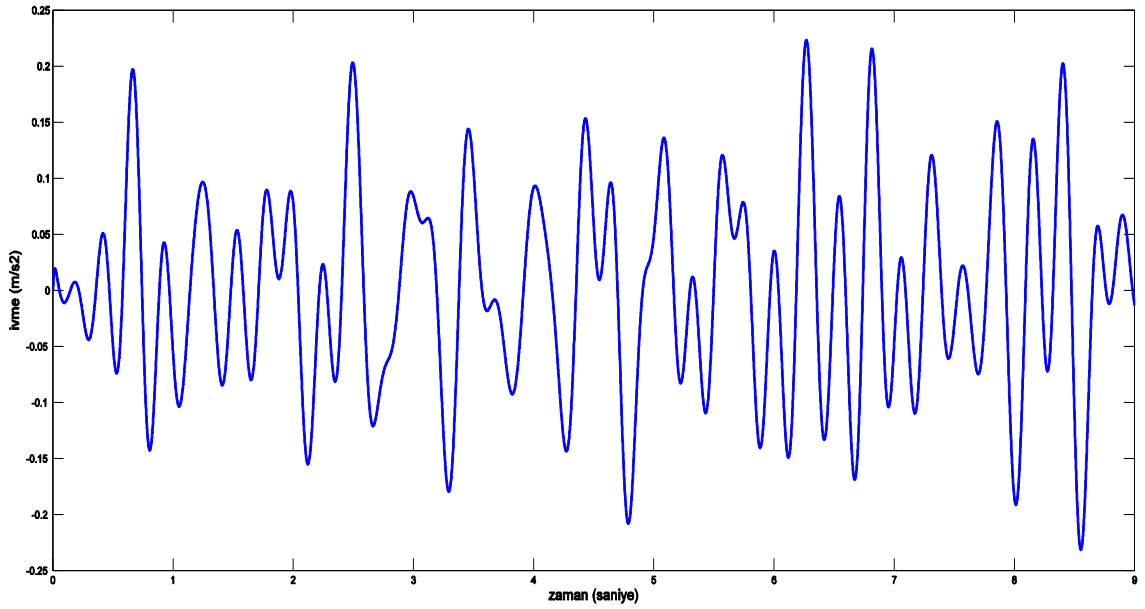
Şekil 4. 14 Pasif sistemde araç gövdesinin yerdeğiştirmesi



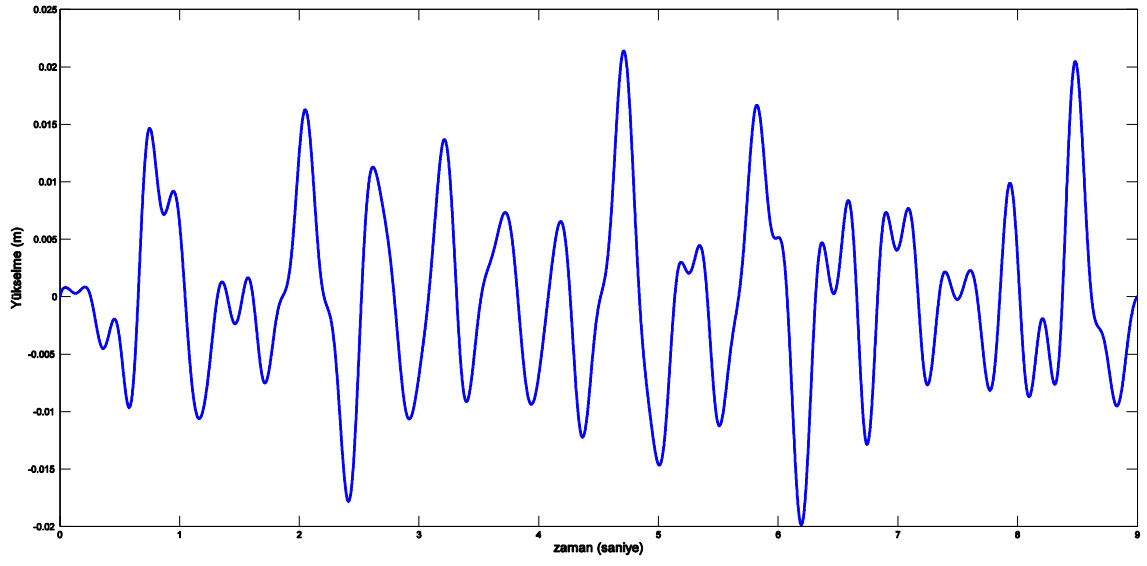
Şekil 4. 15 Standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı



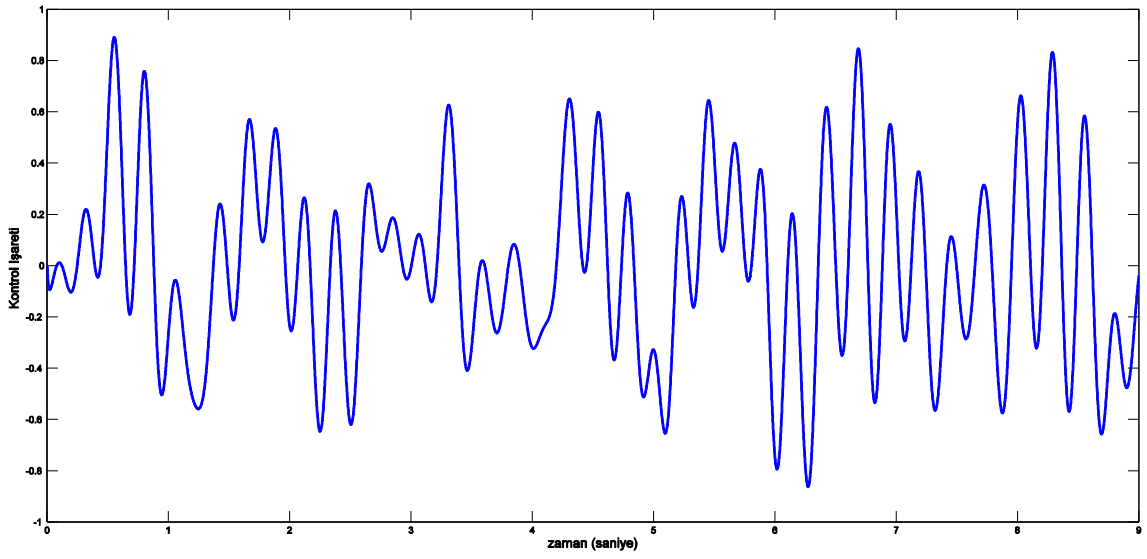
Şekil 4. 16 Standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin araç gövdesi yerdeğiştirme miktarı



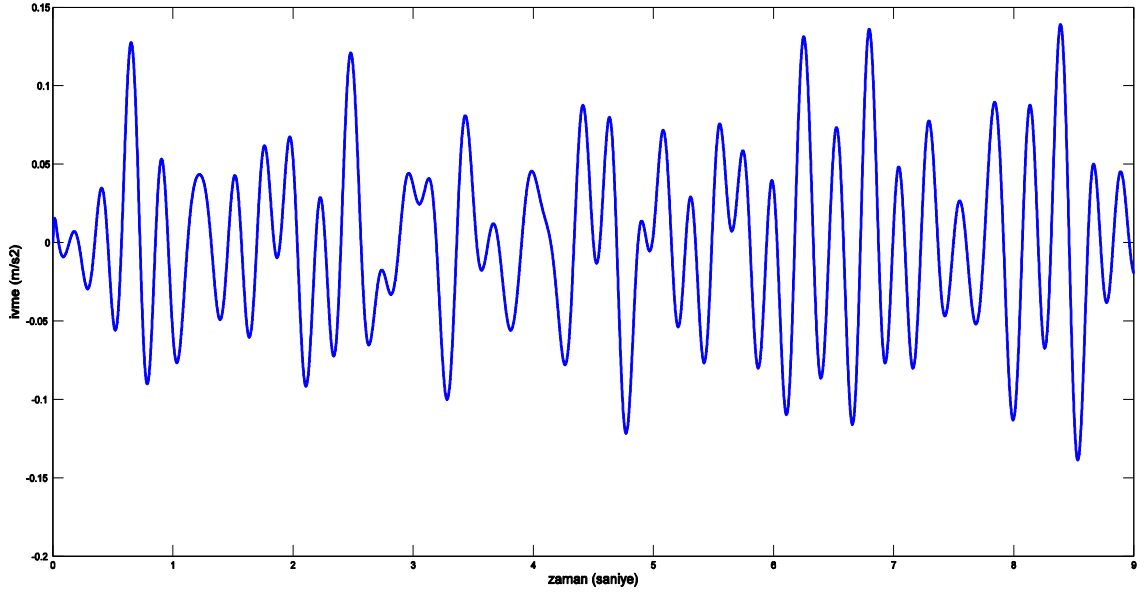
Şekil 4. 17 Sabit 4. dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı



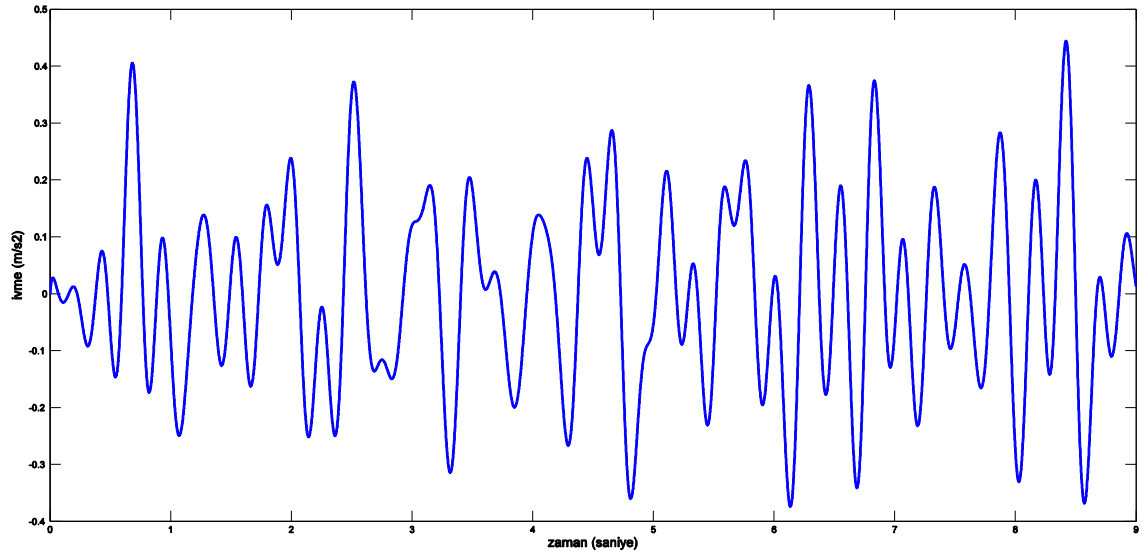
Şekil 4. 18 Sabit 4. dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin araç gövdesi yerğiştirme miktarı



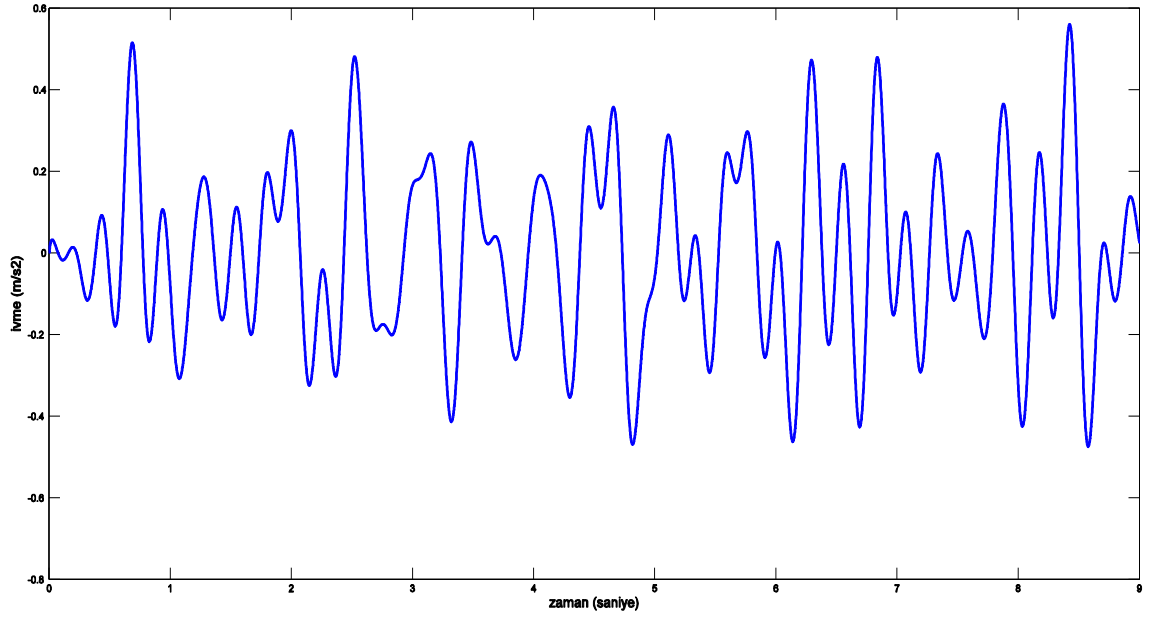
Şekil 4. 19 Sabit 4. dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü ile üretilen kontrolcü işareti



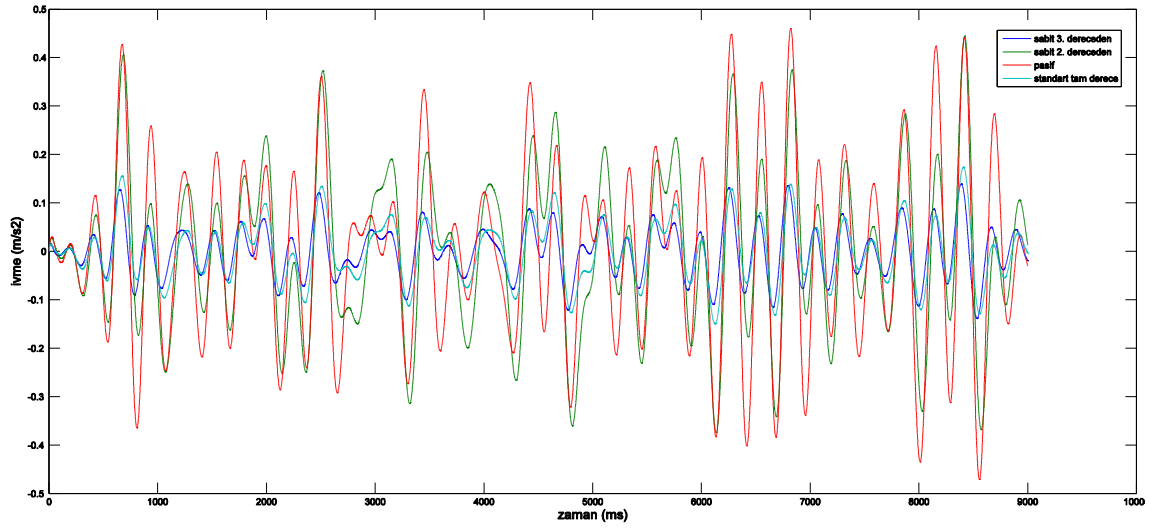
Şekil 4. 20 1 Sabit 3. dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı



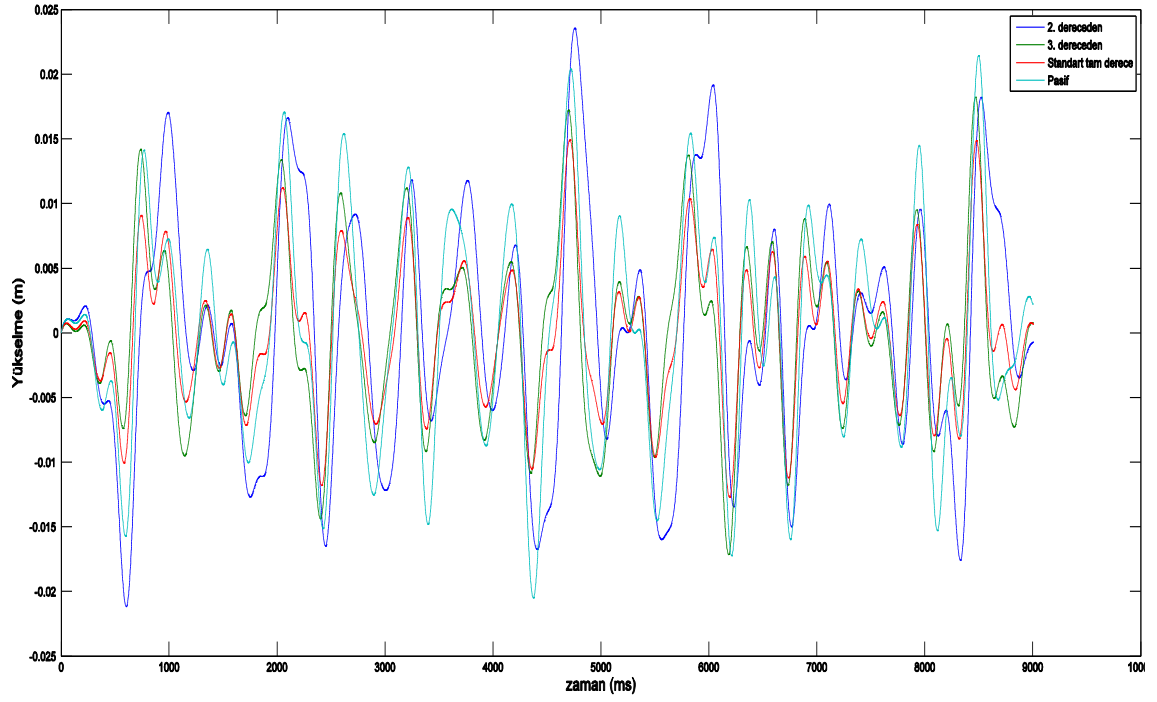
Şekil 4. 21 Sabit 2. dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı



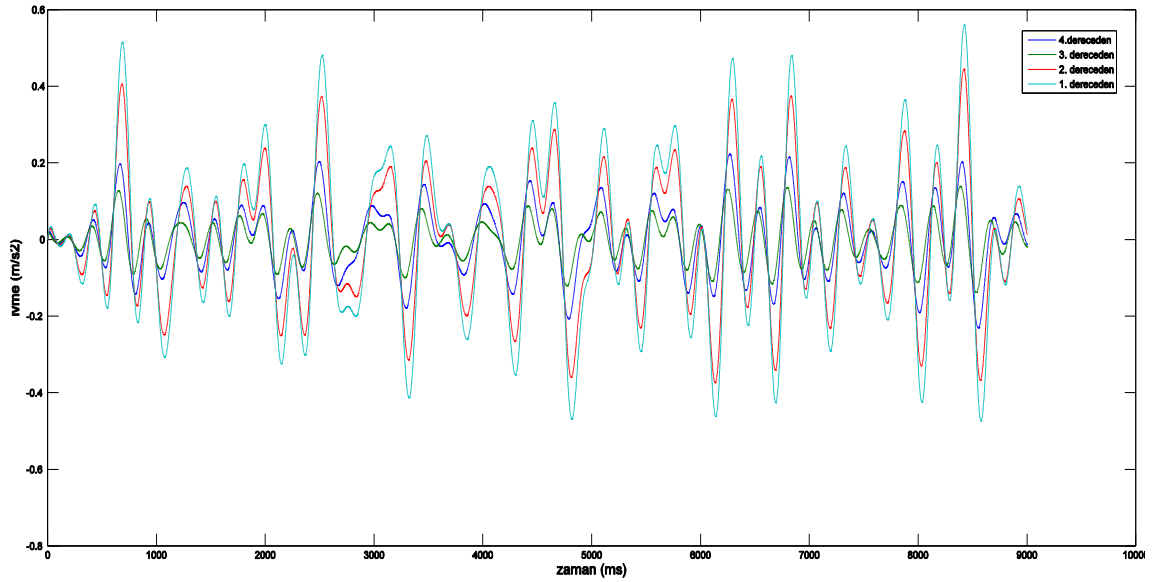
Şekil 4. 22 Sabit 1. dereceden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü ile elde kapalı çevrim sistemin ivme cevabı



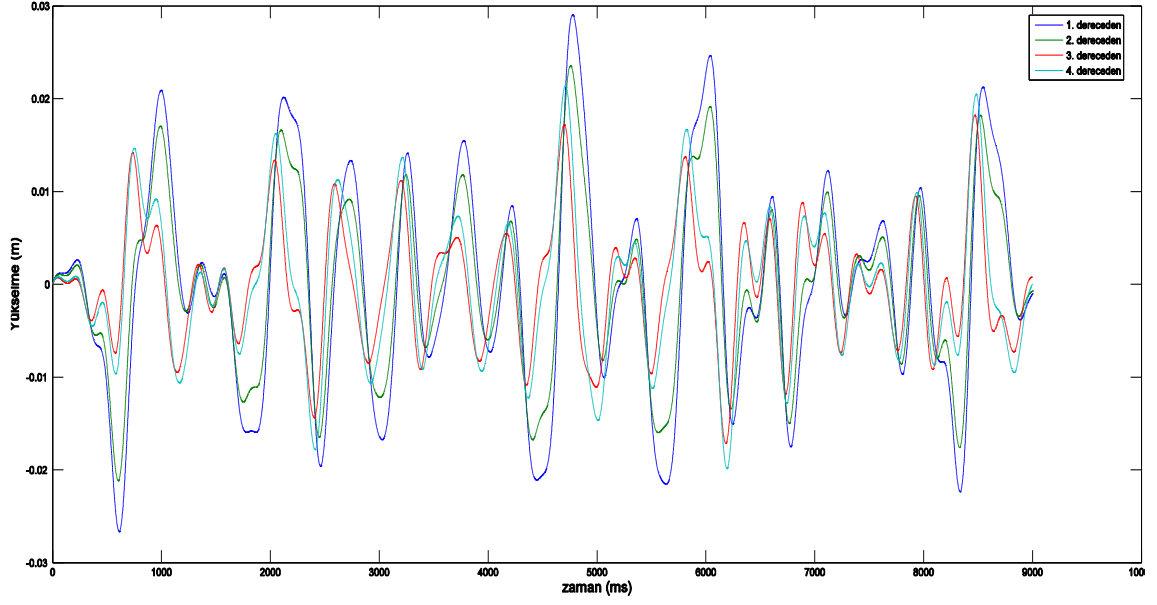
Şekil 4. 23 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 3. dereceden (mavi), sabit 2. dereceden(yeşil), standart(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemler ve pasif sistemin (kırmızı) ivme cevapları



Şekil 4. 24 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 3. dereceden (yeşi), sabit 2. dereceden(mavi), standart 3. dereceden (kırmızı) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemler ve pasif sistem için (cyan) araç gövde yer değiştirmesi

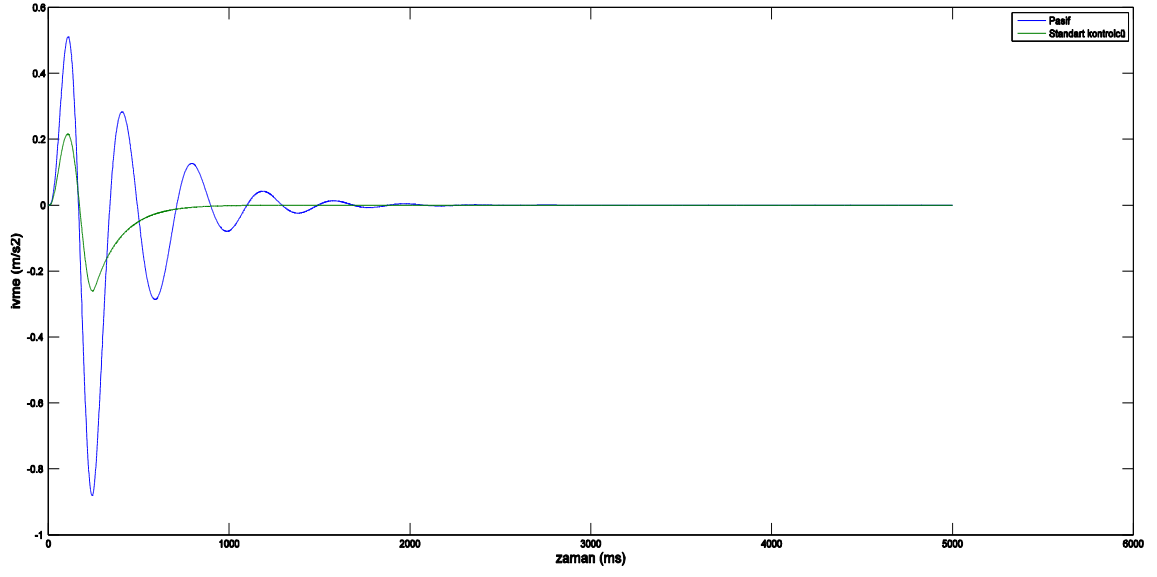


Şekil 4. 25 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 4. dereceden (mavi), sabit 3. dereceden(yeşil), sabit 2. dereceden(kırmızı), sabit 1. dereceden(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemlerin ivme cevapları

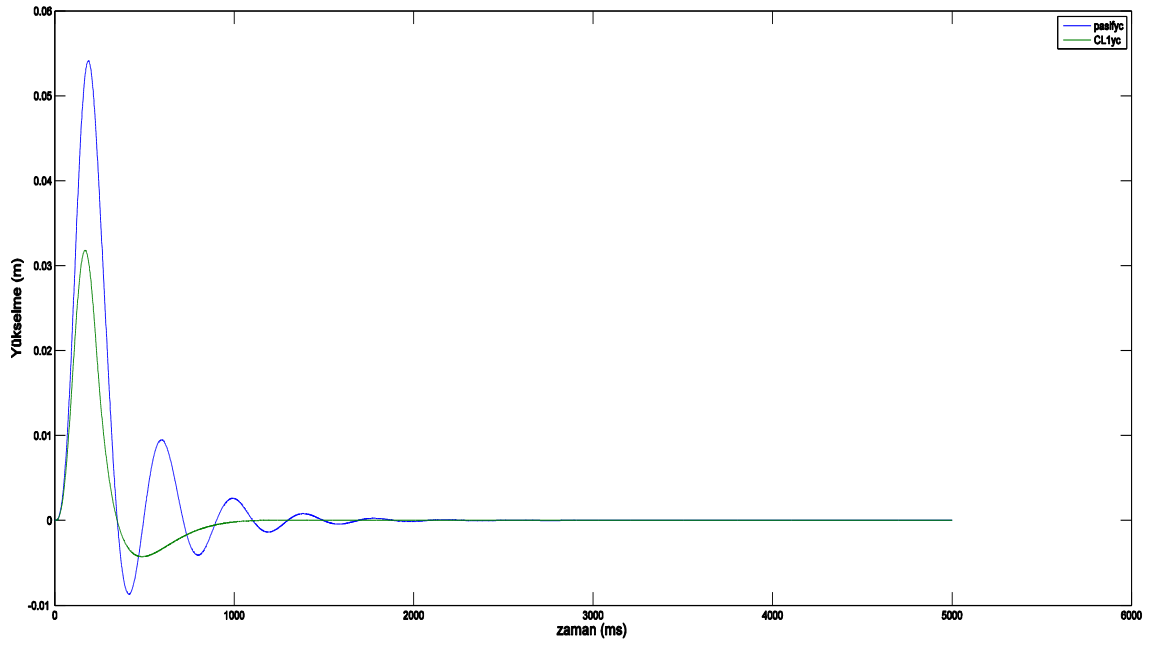


Şekil 4. 26 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 1. dereceden (mavi), sabit 2. dereceden(yeşil), sabit 3. dereceden(kırmızı), sabit 4. dereceden(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemler için araç gövde yer değıştirmesi

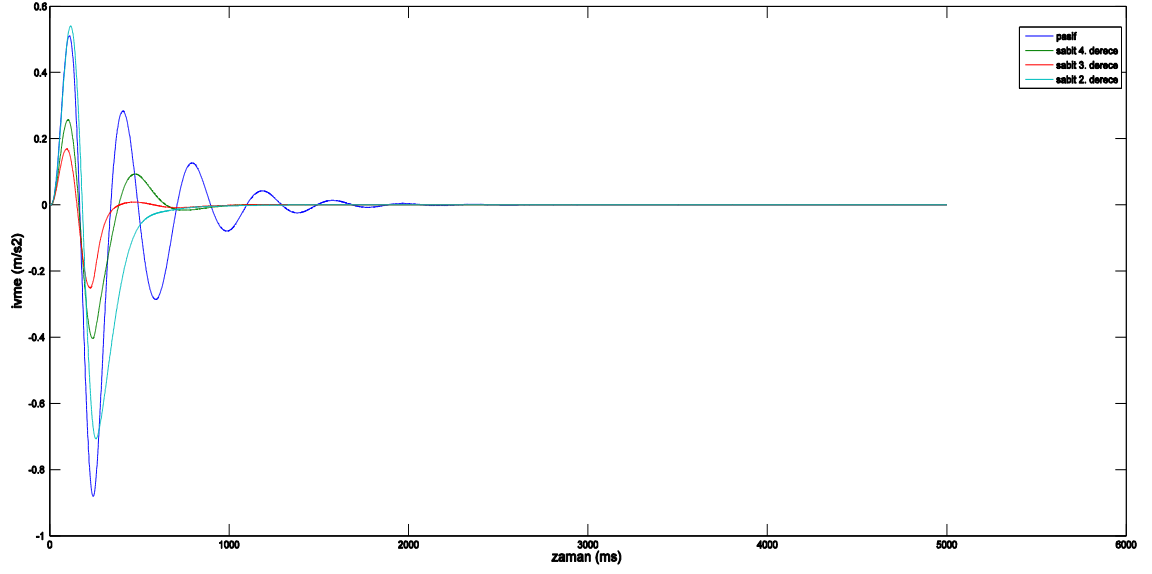
Şekil 4. 11 de verilen 5cm yüksekliğe sahip tümsek tipi yol profili altında sistemin cevapları aşğıdaki grafiklerde verilmiştir. Şekil 4.27-Şekil 4.32 arasındaki grafiklere bakılacak olursak, standart tam dereceden ile sabit farklı derecelerden kontrolcüler ile denetlenmiş sistemin hem ivme cevabında hem de aracın dikey hareketlenmesi olan çıkışta olumlu iyileştirmelerin oluşturduğu görölmektedir. Sabit farklı derecelerden kontrolcüler arasında üçüncü dereceden kontrolcü, performans çıkışına yönelik daha olumlu sonuçlar vermiş ve bozuculara karşın sistemin daha kısa sürede toparlanmasını sağlamıştır.



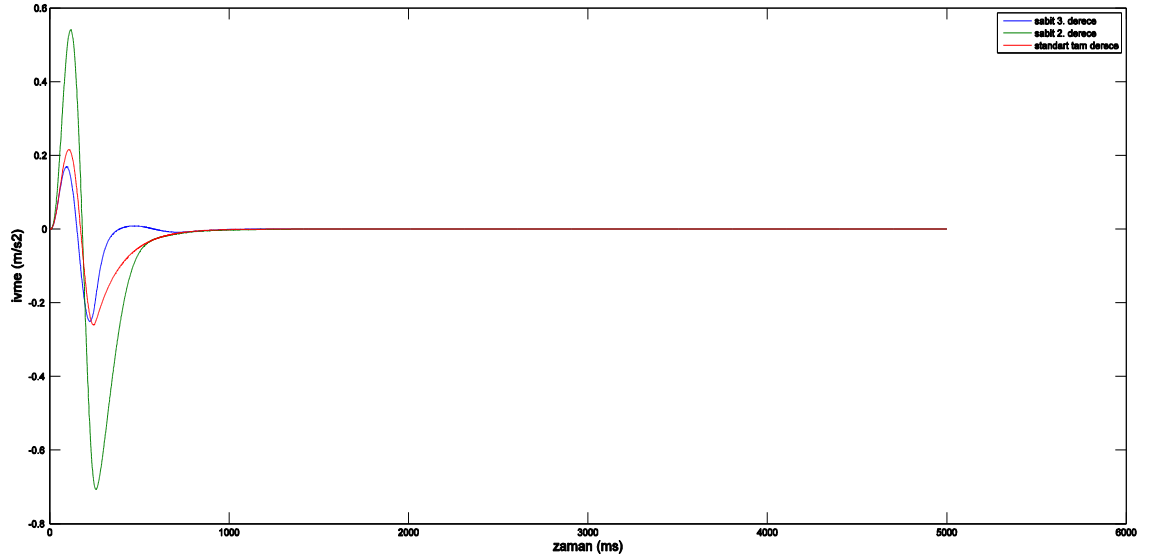
Şekil 4. 27 Standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem(yeşil) ile pasif sistemin(mavi) tümsek tipi yol profili altında ivme cevapları



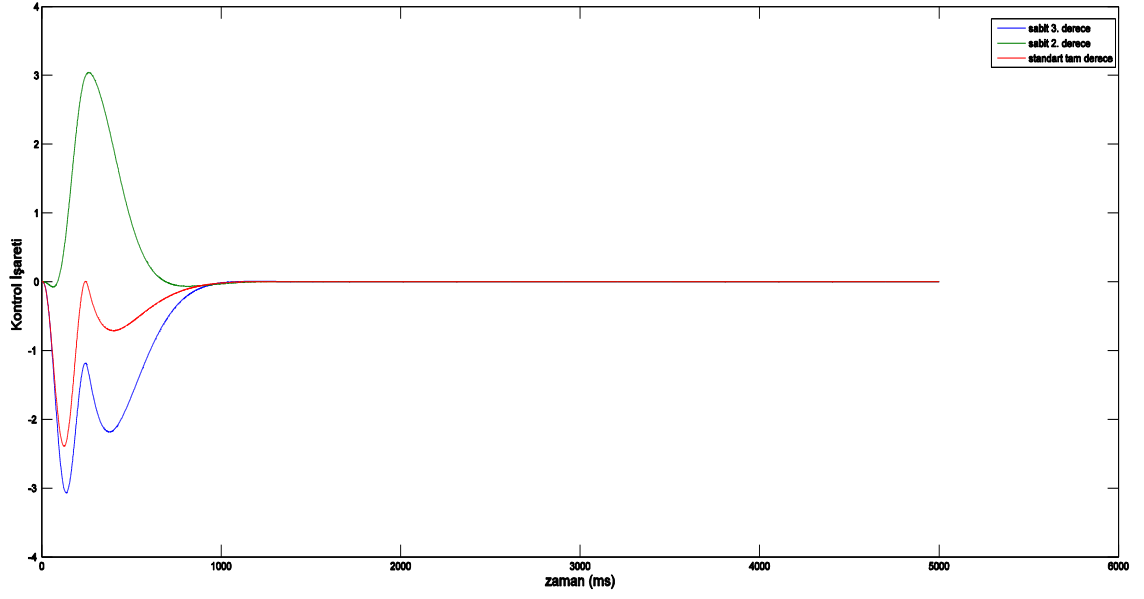
Şekil 4. 28 Standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem(yeşil) ile pasif sistemin(mavi) tümsek tipi yol profili altında araç gövdesi yer değiştirmesi



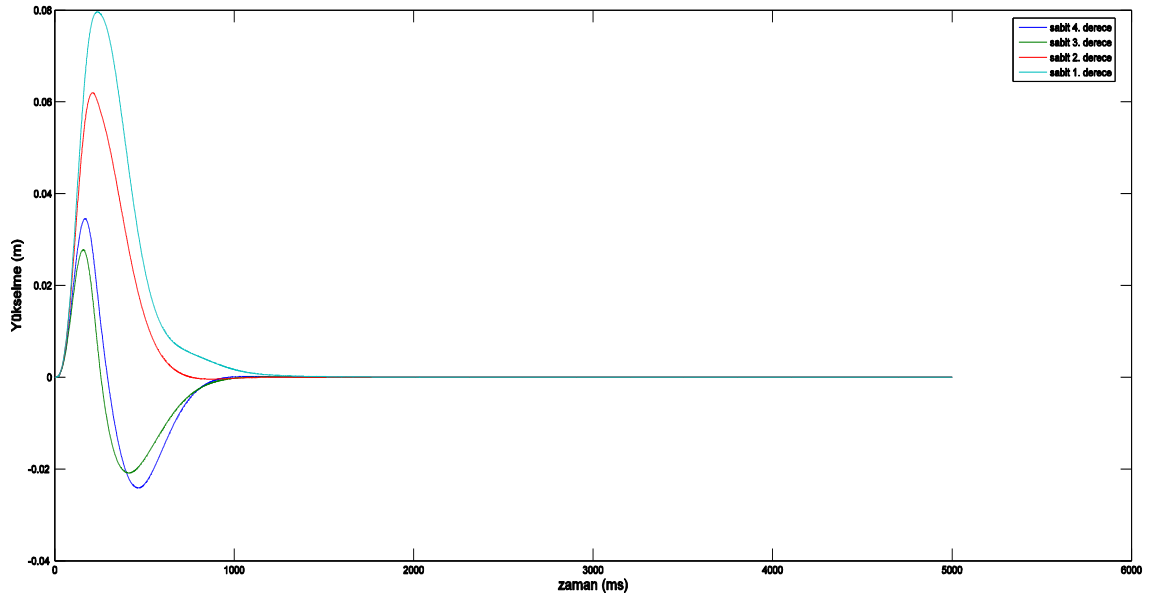
Şekil 4. 29 Sabit 4. dereceden(yeşil), 3. dereceden(kırmızı), 2. dereceden(cyan) $\mathcal{H}_{\infty}$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistemin(mavi) tümsek tipi yol profili altında ivme cevabı



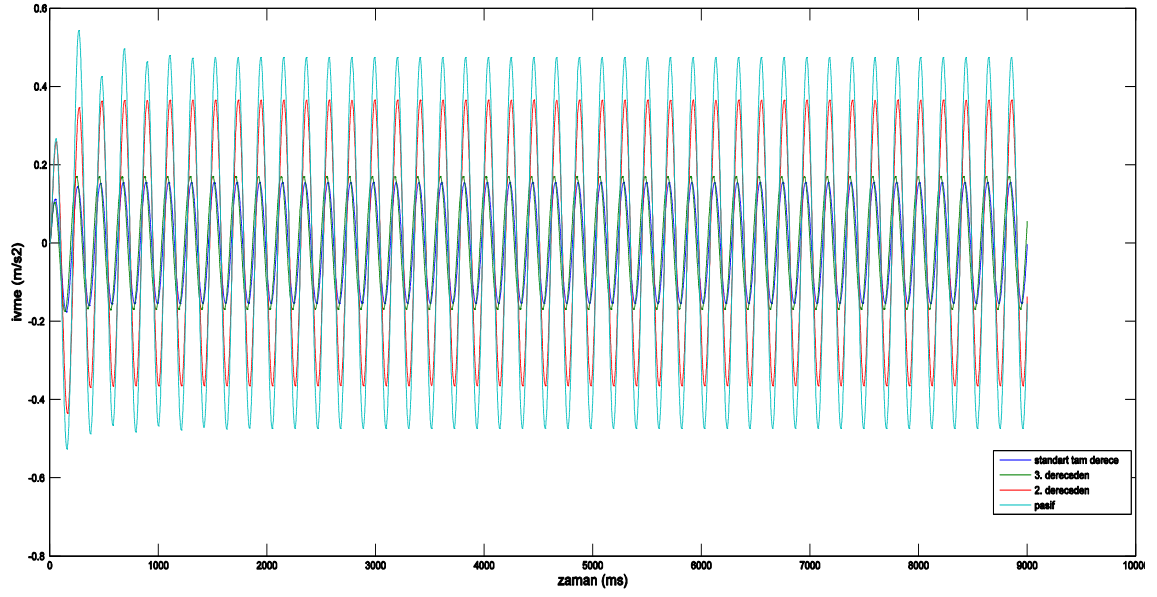
Şekil 4. 30 Sabit 3. dereceden(mavi), 2. dereceden(yeşil) ile standart tam dereceden(kırmızı) $\mathcal{H}_{\infty}$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistemler tümsek tipi yol profili altında ivme cevabı.



Şekil 4. 31 Sabit 3. dereceden(mavi), 2. dereceden(yeşil) ile standart tam dereceden(kırmızı) $\mathcal{H}_{\infty}$ kontrolcülerin tümsek tipi yol profili altında ürettiği kontrol işareti.



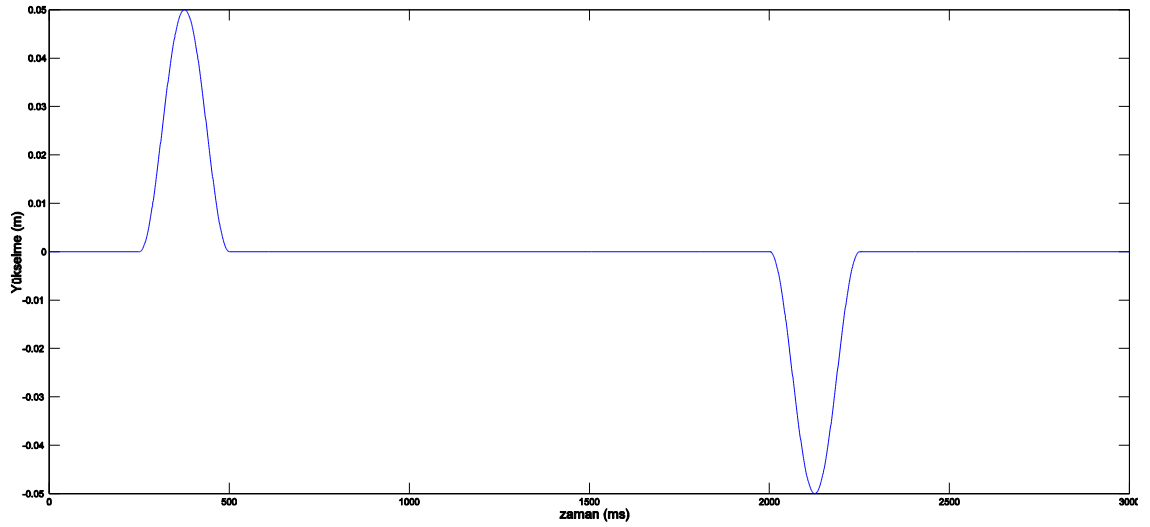
Şekil 4. 32 Tümsek tipi yol profili altında sabit 4. dereceden (mavi), sabit 3. dereceden(yeşil), sabit 2. dereceden(kırmızı), sabit 1. dereceden(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemlerin araç gövdesi yer değiştirmesi.



Şekil 4. 33 Yol bozucusu olarak 30 rad/s frekanslı tek sinüs dalgası uygulandığında standart tam dereceden (mavi), sabit 3 (yeşil) ve 2. (kırmızı) derecelerden kontrolcüler ile oluşan kapalı sistem ile pasif sistemin(cyan) ivme cevabı

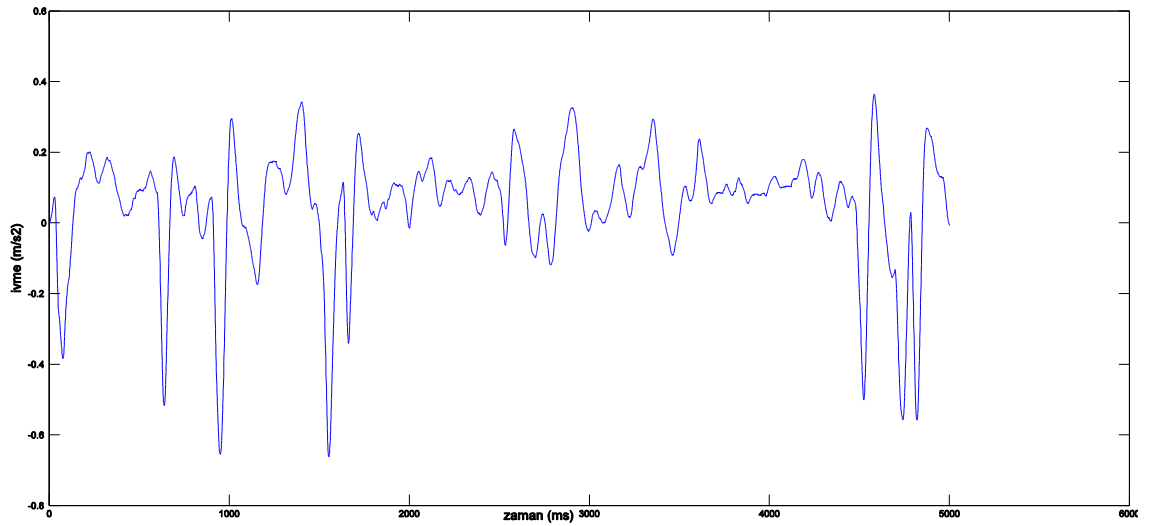
4.4.2 Uygulama Sonuçları

Benzetim sonuçlarında kestirim sonucu ile elde edilmiş çeyrek taşıt süspansiyon modeli üzerine çalışılmıştı, şimdi ise elde edilen bu kontrolcüler gerçek sistem üzerinde test edilip, bu sonuçlar paylaşılacaktır. Gerçek sistemden veri okuyup yazmak için Matlab-Simulink üzerinde oluşturulan yapı aşağıda verilmiştir. Benzetim çalışmasında kullanılan girişlere benzer girişler; tümsek tipi ve sinüslerin toplamından oluşan yol profilleri kullanılmıştır. Gerçek sistemin tepkisini ölçmek adına tümsek tipi yol profiline, çukur da eklenmiştir, bu yol tipi Şekil 4.36 da gösterilmiştir. Uygulanan diğer yol tipi de Şekil 4.35 de verilmiştir.

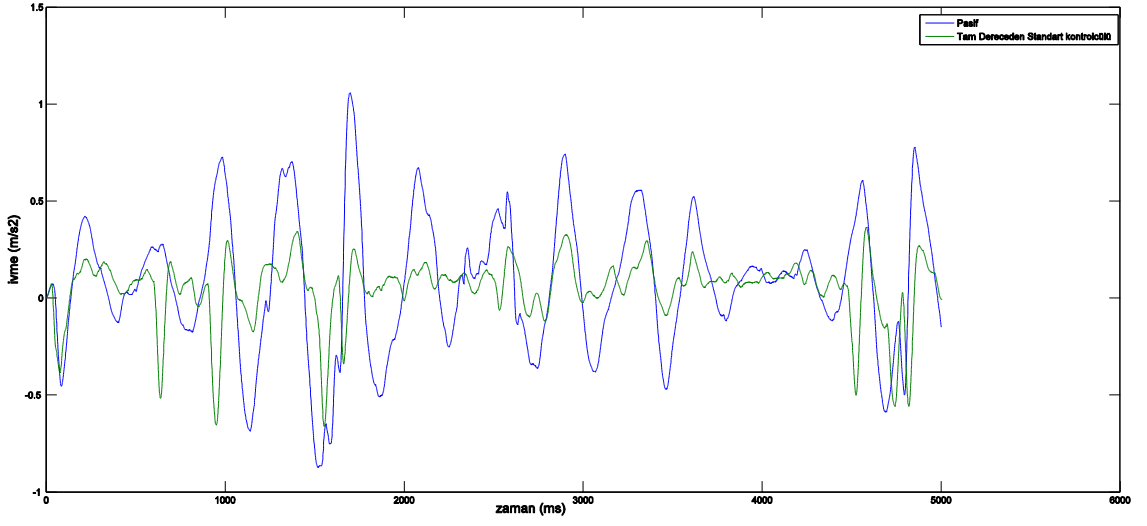


Şekil 4. 36 5cm lik yükselti ve 5cm çukurdan oluşan tümsek tipi yol profili

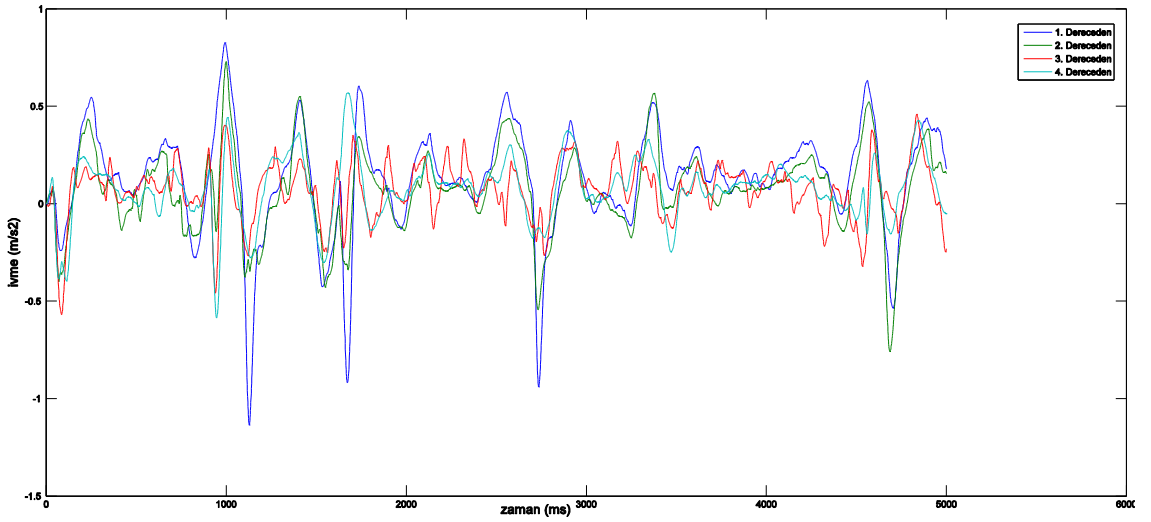
Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında gerçek sistemin cevabı için sonuçlar Şekil 4.37- Şekil 4.43 arasındaki grafiklerde gösterilmiştir. Tümsek tipi yol profili uygulandığındaki sistem cevabı ise Şekil 4.44-Şekil 4.48 arasında verilen grafiklerde gösterilmiştir. Bu grafiklerden denetimli sistemin pasif sisteme oranla bozuluculara karşı daha iyi sonuçlar verdiği aşikârdır.



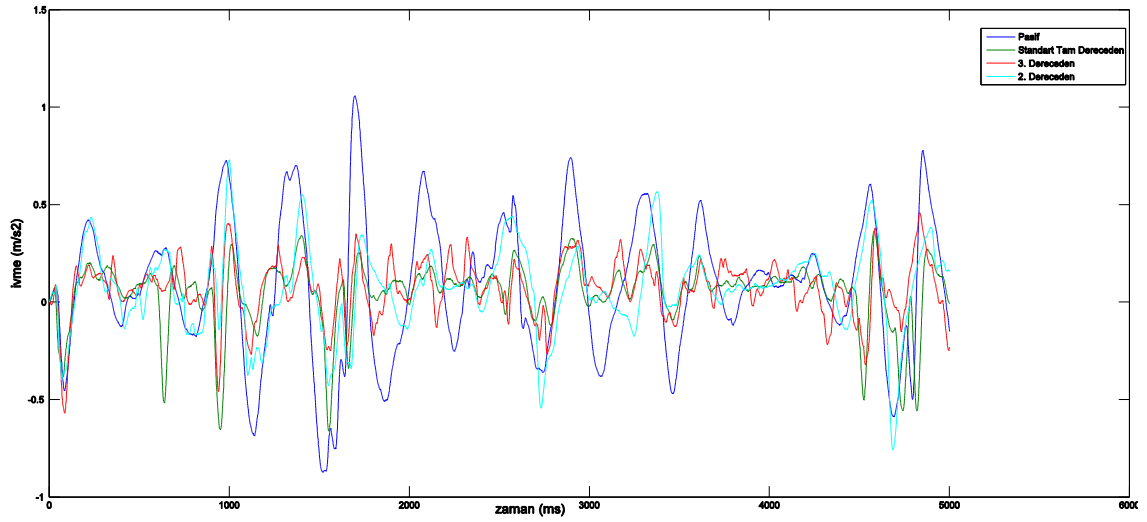
Şekil 4. 37 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistemin ivme cevabı



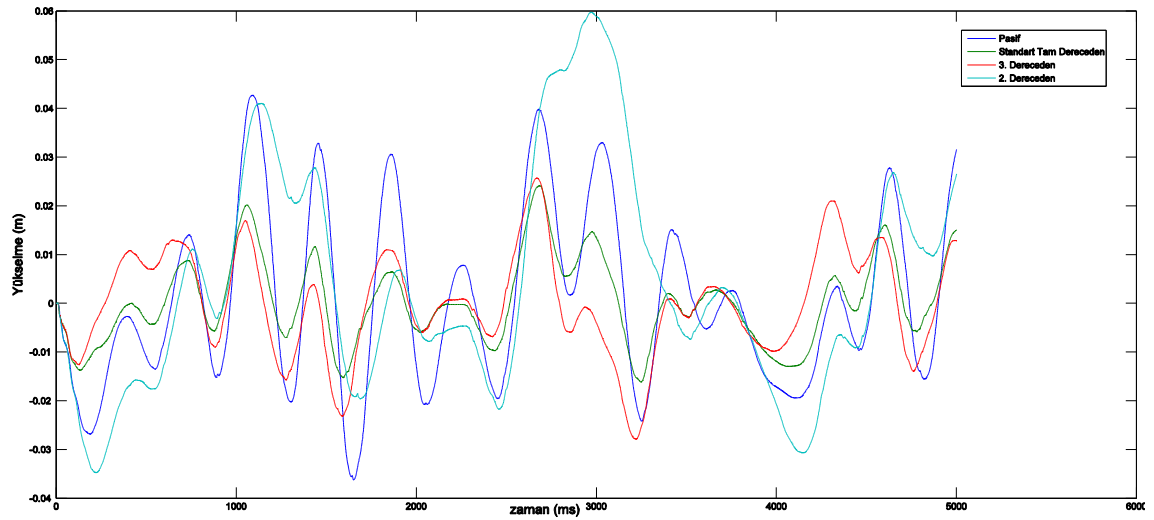
Şekil 4. 38 20 sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem(yeşil) ile pasif sistemin(mavi) ivme cevabı



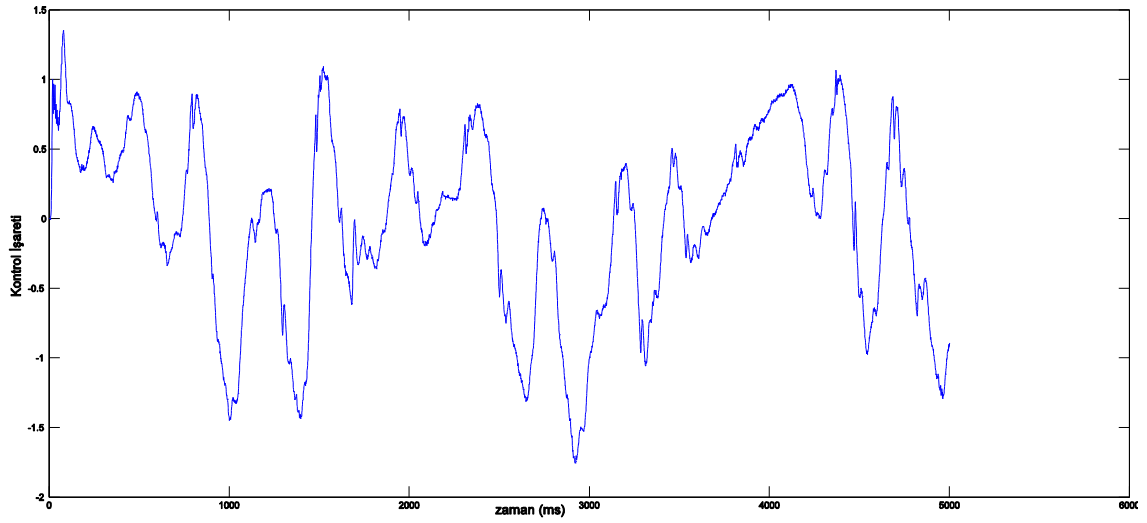
Şekil 4. 39 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 1. Dereceden(mavi), 2. Dereceden(yeşil), 3. Dereceden(kırmızı), 4. Dereceden(cyan) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı



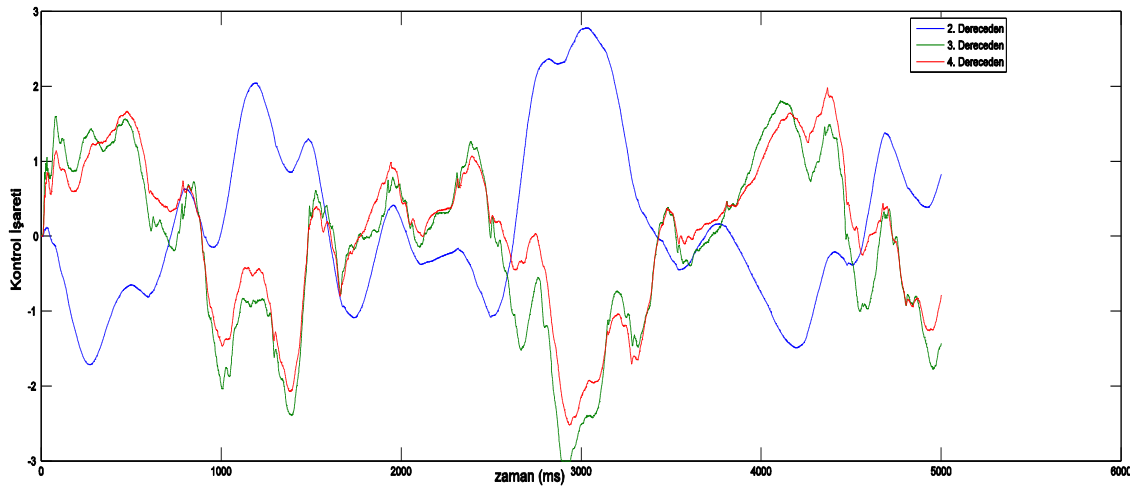
Şekil 4. 40 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart tam dereceden(yeşil) ile sabit 3. Dereceden(kırmızı), 2. Dereceden(cyan) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistemin(mavi) ivme cevabı



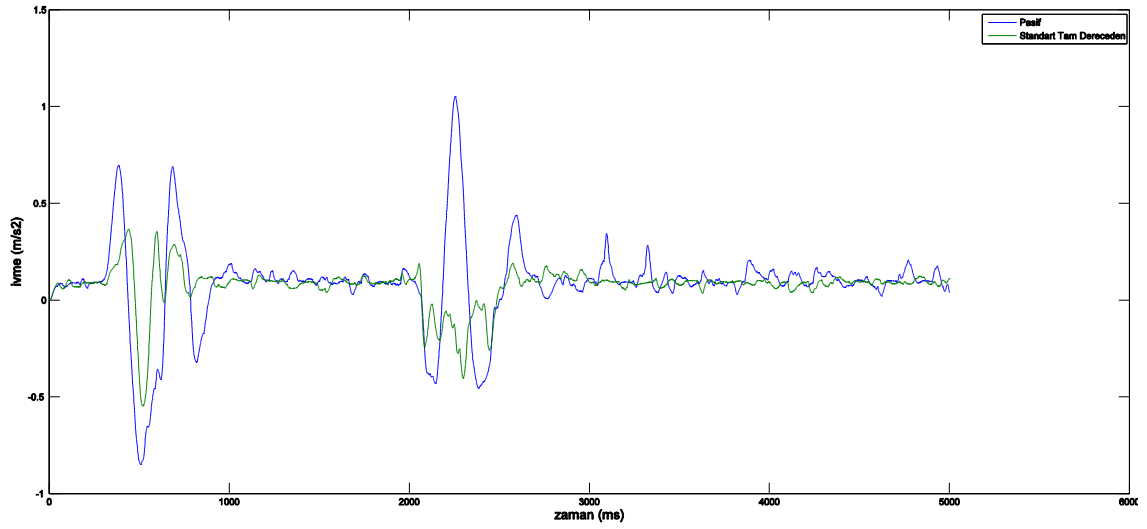
Şekil 4. 41 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart tam dereceden(yeşil) ile sabit 3. Dereceden(kırmızı), 2. Dereceden(cyan) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistem(mavi) için araç gövdesi yer değişirmesi



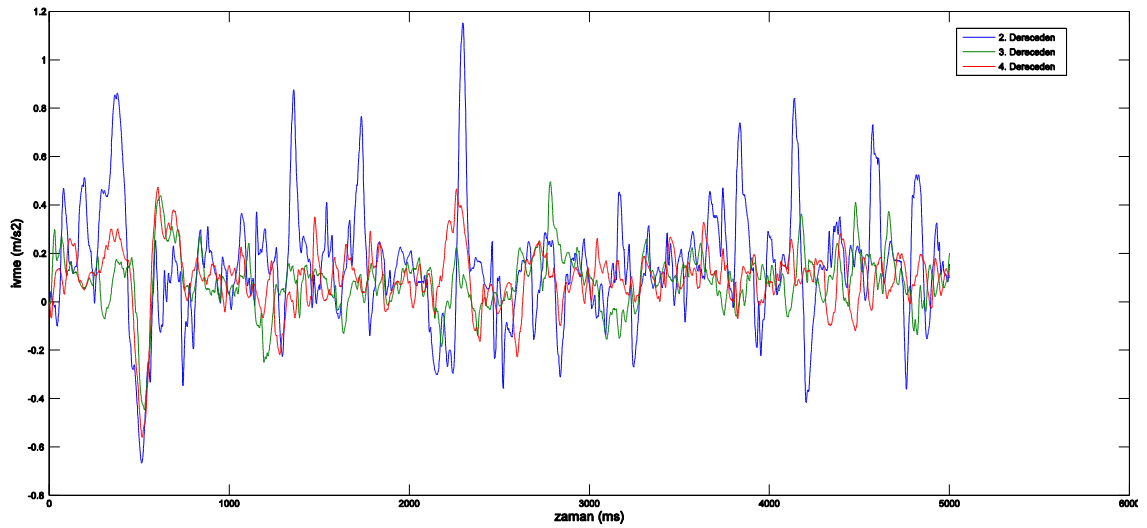
Şekil 4. 42 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında standart $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistemin ürettiği kontrol işareti



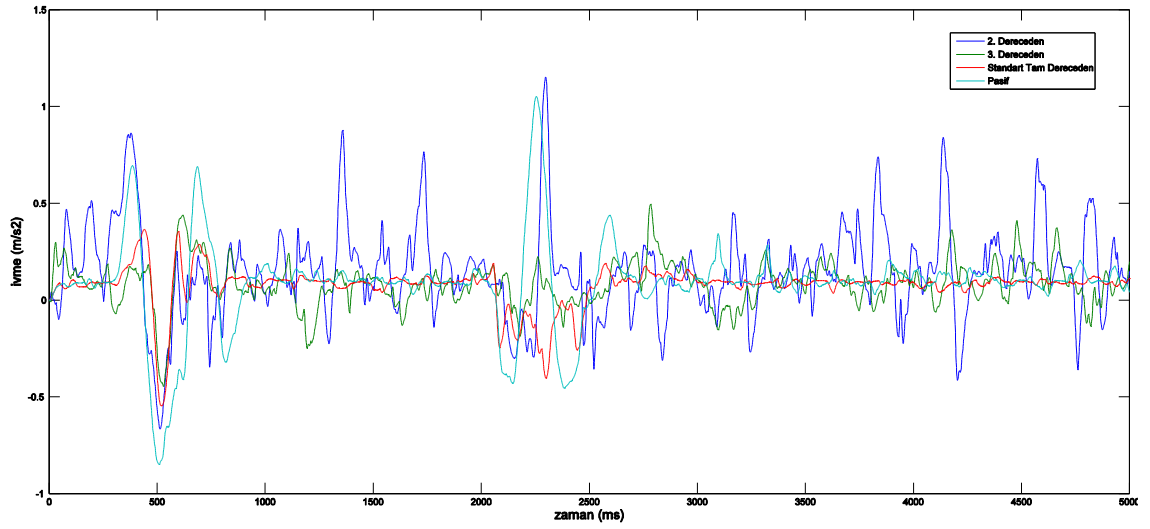
Şekil 4. 43 Yirmi sinüs toplamı cinsinden elde edilen yol profili altında sabit 2. Dereceden(mavi), 3. Dereceden(yeşil), 4. Dereceden(kırmızı) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti



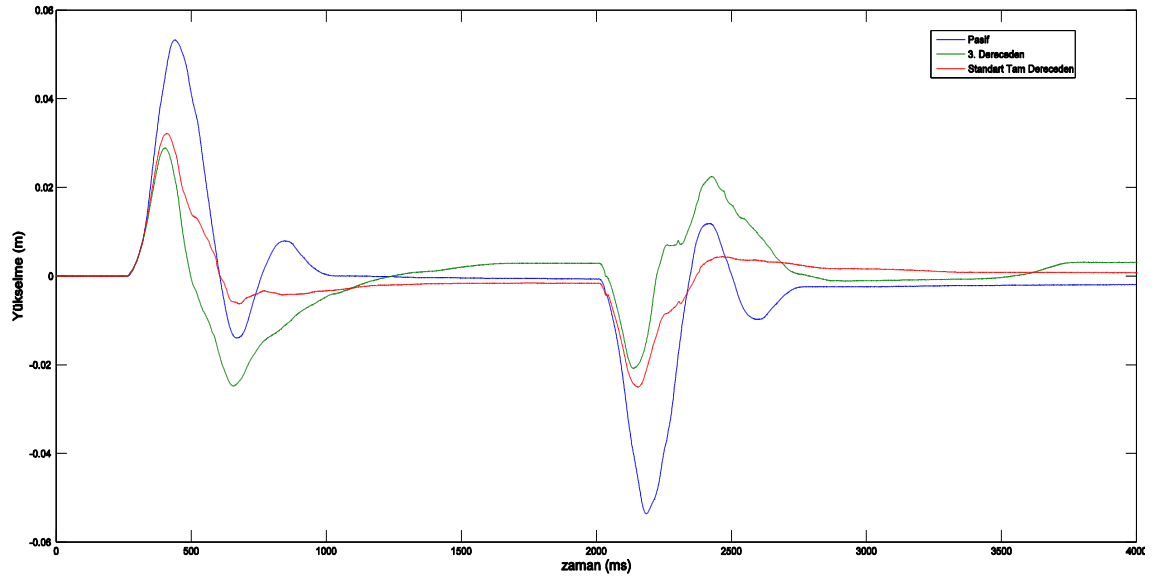
Şekil 4. 44 Tümsek tipi yol profili altında standart $\mathcal{H}_{\infty}$ kontrolcüsü kullanılarak elde edilen kapalı çevrim sistem(yeşil) ile pasif sistemin(mavi) ivme cevabı



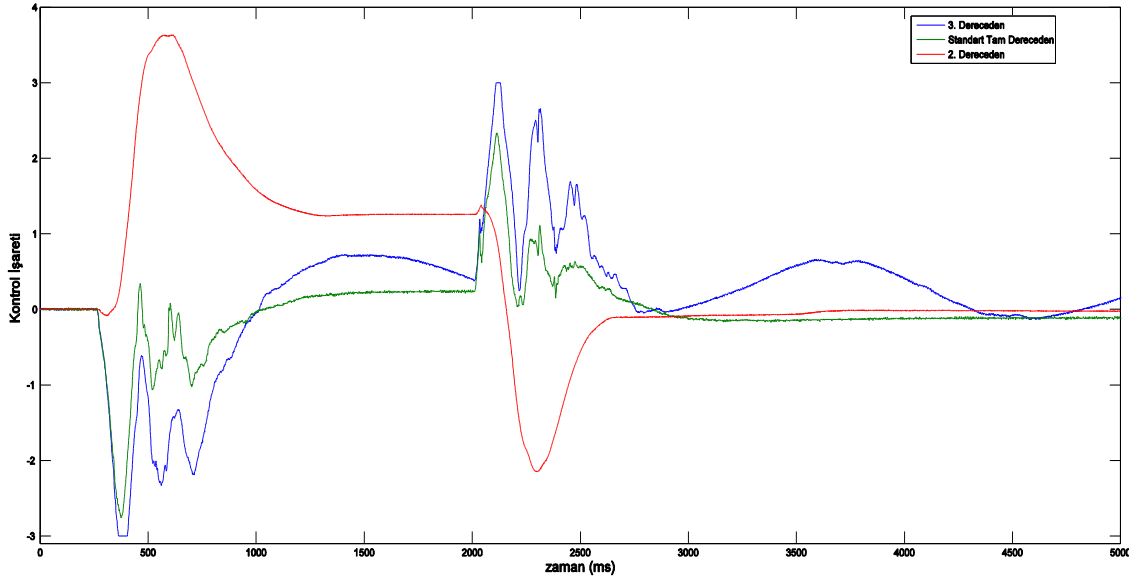
Şekil 4. 45 Tümsek tipi yol profili altında sabit 2. Dereceden(mavi), 3. Dereceden(yeşil), 4. Dereceden(kırmızı) kontrolcülerle elde edilen kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı



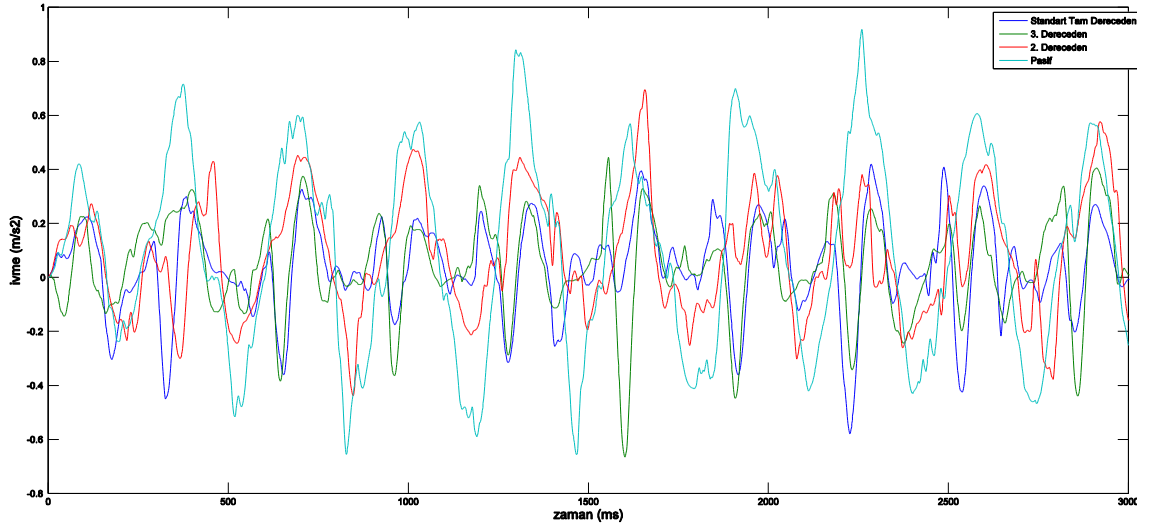
Şekil 4. 46 Tümsek tipi yol profili altında standart tam dereceden(kırmızı) ile sabit 3. Dereceden(yeşil), 2. Dereceden(mavi) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistemin(cyan) ivme cevabı



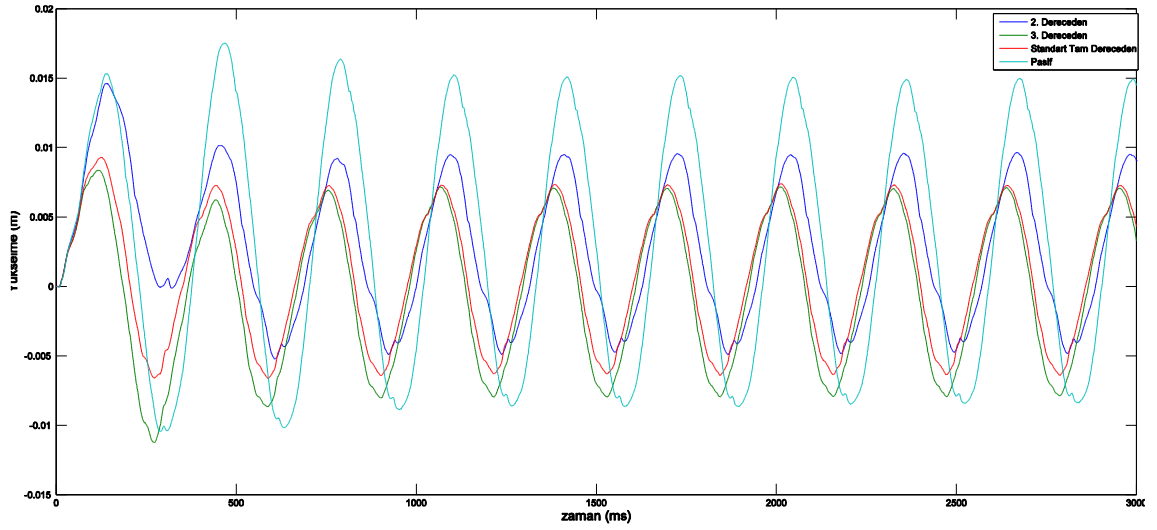
Şekil 4. 47 Tümsek tipi yol profili altında standart tam dereceden(kırmızı), sabit 3. Dereceden(yeşil) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistem(mavi) için araç gövdesi yer değiştirmesi



Şekil 4. 48 Tümsek tipi yol profili altında sabit 2. Dereceden(kırmızı), 3. Dereceden(mavi), ve standart tam dereceden(yeşil) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti



Şekil 4. 49 30 rad/s frekanslı tek sinüs dalgası bozucusu altında standart tam dereceden(mavi) ile sabit 3. Dereceden(yeşil), 2. Dereceden(kırmızı) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistemin(cyan) ivme cevabı.



Şekil 4. 50 30 rad/s frekanslı tek sinüs dalgası bozucusu altında standart tam dereceden(kırmızı), sabit 3. Dereceden(yeşil), sabit 2. Dereceden(mavi) ile elde edilen kapalı çevrim sistemler ile pasif sistem(cyan) için araç gövdesi yer değiştirmesi

4.4.3 ISO2361 Kriterleri Çerçevesinde İvme Çıkışı

Araçlarda sürüş konforunu etkilemekte olan dikey yöndeki ivmelenmeyi, araç içindeki yolcuların hissedebileceği frekans aralığında irdelemek için sistemimizin ivme çıkışını ISO2361 ölçütleri çerçevesinde tasarlanan ikinci dereceden 4-8 Hz bant aralığındaki filtreden geçirilmiştir. Bu filtrenin denklemi (3.7) de verilmiş olup, (4.7) de verilen sistemimizin ivme çıkışı filtreden geçirilmesi ile oluşan yeni sistemin durum uzay matrisleri;

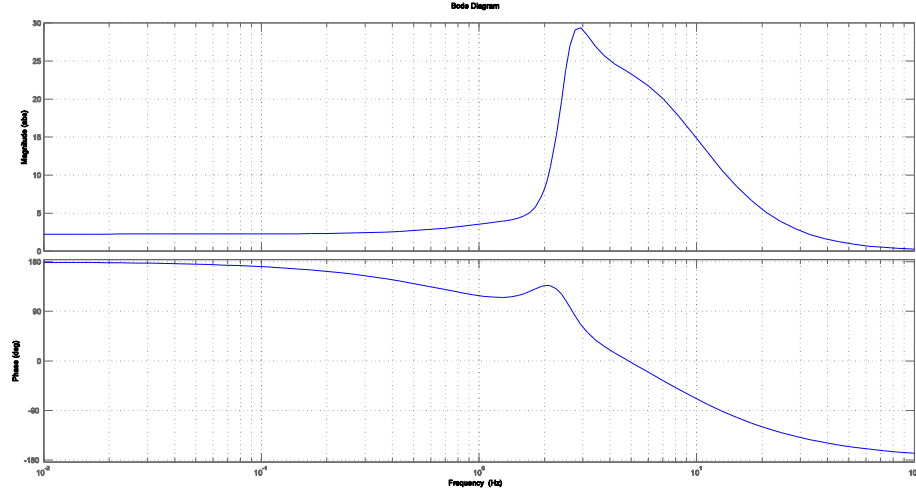
$$A_{iso} = \begin{bmatrix} -19.76 & 25.65 & -40.66 & -34.71 & 0 & 0 \\ -4.19 & -10.46 & -34.71 & -39.70 & 0 & 0 \\ -9.90 & -0.62 & -41.41 & -11.22 & 0 & 0 \\ 7.58 & 9.31 & 23.53 & 8.80 & 0 & 0 \\ 157.8 & 30.44 & 236.7 & -220.2 & -82.17 & -59.13 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 32 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{iso} = \begin{bmatrix} -69.3126 & 0.2581 \\ 40.0139 & 0.2074 \\ 52.8435 & 0.1746 \\ -29.9929 & -0.0457 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_{iso} = \begin{bmatrix} C_{ziso} \\ C_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 19.726 & 3.8051 & 29.5828 & -27.5216 & 10.81 & 2.133 \\ 0.0530 & -0.5588 & 1.2330 & 0.6870 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$D_{iso} = \begin{bmatrix} D_{zisow} & D_{zisou} \\ D_{yw} & D_{yu} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [4.51]$$

Sözkonusu filtreden geçirilmiş yeni sistemde bozucu giriş ile performans çıkışı olan ivme arasındaki transfer fonksiyonunun frekans cevabı şekil 4.51 de verilmiştir.



şekil 4. 51 Filtreden geçirilmiş sistemin frekans cevabı

(4.49) da durum uzay matrisleri verilen yeni sistem için, kapalı çevrim kutuplarını önceden belirlenmiş $\mathfrak{D}$ -kararlı bölgesinde tutacak ve bozucu giriş ile performans çıkışı olan ivme arasındaki sonsuz normunu $\|P_{CL}(s)\|_{\infty} < \gamma$ minimize edecek, $u = K(s)y$ şeklinde tanımlanan durum uzay tabanlı standart tam dereceden ve sabit dereceden dinamik kontrolör çıkarılacaktır. Burada $\mathfrak{D}$ -kararlılık bölgesi olarak sistem kutuplarının gerçel bileşenlerinin -0.1 değeriinden daha küçük olmasını sağlamak adına karmaşık sayı düzleminde reel eksen üzerinde -0.1 noktasından geçen dikey şeridin sol tarafı ile sistem dinamik cevabını dolaylı yoldan sınırlandırarak eyleyici doyum bölgesinden kaçmak maksadıyla orjin merkezli yarıçapı 150 olan diskin kesişimi seğilmiştir. Bunun sonucunda çıkarılan kontrolörler ve oluşan kapalı çevrim sistemler aşağıda verilmiştir:

Standart tam dereceden kontrolcü ve kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonu;

$$K(s) = \frac{-412.7s^6 - 1.367 \times 10^5 s^5 - 1.129 \times 10^7 s^4 - 1.343 \times 10^8 s^3 - 1.24 \times 10^9 s^2 + 2.3 \times 10^9 s + 5.227 \times 10^{10}}{s^6 + 284.2s^5 + 3.504 \times 10^4 s^4 + 1.925 \times 10^6 s^3 + 1.783 \times 10^7 s^2 + 1.618 \times 10^8 s + 8.487 \times 10^8}$$

$$P_{CL_{iso}} = \frac{1.01510^5 s^{10} + 2.49910^7 s^9 + 2.27110^9 s^8 + 1.06710^{11} s^7 + 2.965 \times 10^{12} s^6 + 5.27410^{13} s^5 + 5.696 \times 10^{14} s^4 + 2.861 \times 10^{15} s^3 - 1.53 \times 10^{15} s^2 - 7.637 \times 10^{16} s - 2.276 \times 10^{17}}{s^{12} + 462.9s^{11} + 9.921 \times 10^4 s^{10} + 1.189 \times 10^7 s^9 + 8.338 \times 10^8 s^8 + 3.634 \times 10^{10} s^7 + 1.039 \times 10^{12} s^6 + 2.041 \times 10^{13} s^5 + 2.74 \times 10^{14} s^4 + 2.399 \times 10^{15} s^3 + 1.293 \times 10^{16} s^2 + 3.871 \times 10^{16} s + 4.884 \times 10^{16}} \quad (4.52)$$

Sabit dördüncü dereceden kontrolcü ve kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonu;

$$K(s) = \frac{-375.9s^4 - 3374s^3 - 5.303 \times 10^4 s^2 - 2.13 \times 10^4 s - 1.715 \times 10^4}{s^4 + 39.21s^3 - 247.5s^2 - 94.04s - 102.3}$$

$$P_{CL_{iso}} = \frac{1.015 \times 10^5 s^8 + 5.35 \times 10^5 s^7 + 6.583 \times 10^5 s^6 + 5.615 \times 10^6 s^5 + 1.026 \times 10^7 s^4 + 1.929 \times 10^8 s^3 + 2.234 \times 10^8 s^2 + 1.63 \times 10^9 s - 5.921 \times 10^9}{s^{10} + 214.9s^9 + 1.719 \times 10^4 s^8 + 7.191 \times 10^5 s^7 + 1.867 \times 10^7 s^6 + 3.401 \times 10^8 s^5 + 3.807 \times 10^9 s^4 + 2.264 \times 10^{10} s^3 + 6.109 \times 10^{10} s^2 + 2.602 \times 10^{10} s + 1.462 \times 10^{10}} \quad (4.53)$$

Sabit üçüncü dereceden kontrolcü ve kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonu;

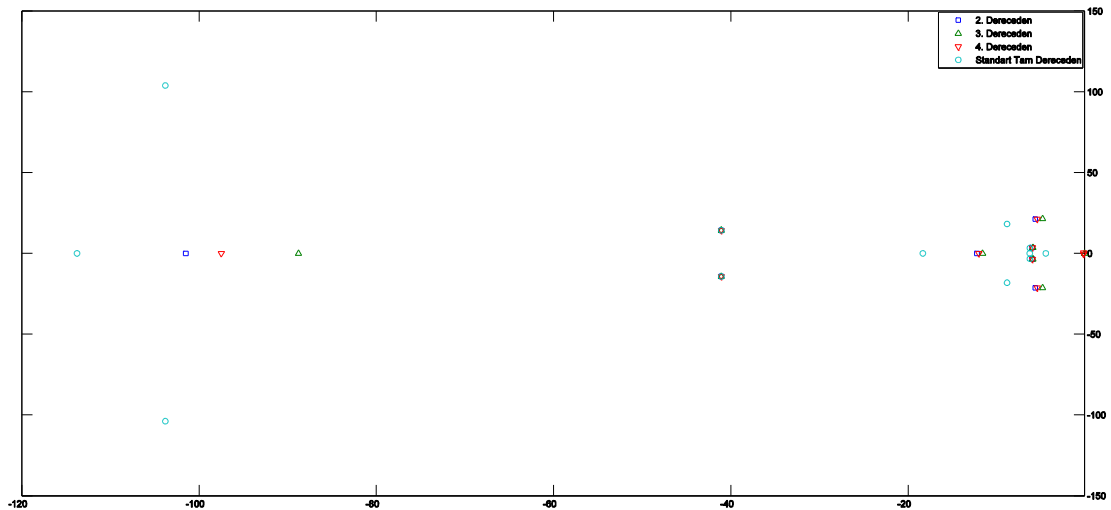
$$K(s) = \frac{-321s^3 - 2918s^2 - 4.464 \times 10^4 s - 5143}{s^3 + 32.95s^2 - 221.6s - 29.39}$$

$$P_{CL_{iso}} = \frac{1.015 \times 10^5 s^7 + 5.262 \times 10^5 s^6 + 4.467 \times 10^5 s^5 + 5.112 \times 10^6 s^4 + 7.644 \times 10^6 s^3 + 1.353 \times 10^8 s^2 + 1.777 \times 10^8 s + 1.277 \times 10^9}{s^9 + 204.2s^8 + 1.576 \times 10^4 s^7 + 6.399 \times 10^5 s^6 + 1.624 \times 10^7 s^5 + 2.929 \times 10^8 s^4 + 3.228 \times 10^9 s^3 + 1.861 \times 10^{10} s^2 + 4.648 \times 10^{10} s + 4.605 \times 10^9} \quad (4.54)$$

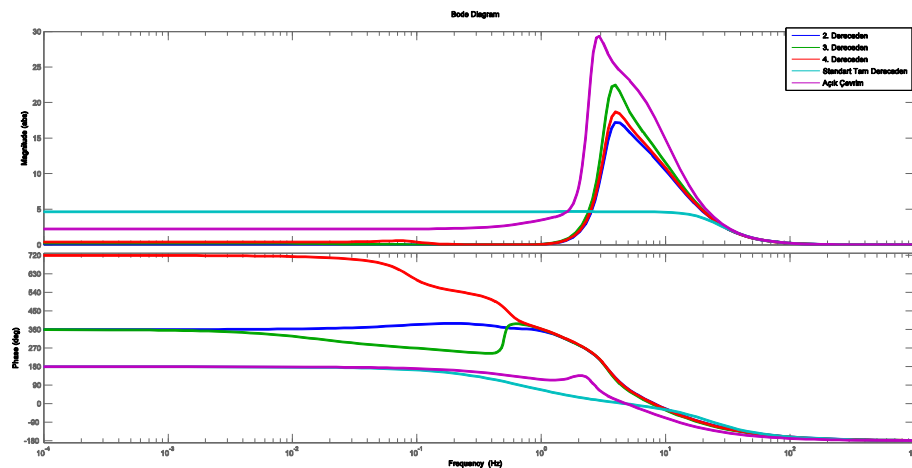
Sabit ikinci dereceden kontrolcü ve kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonu;

$$K(s) = \frac{-399s^2 - 3356s - 5.499 \times 10^4}{s^2 + 41.68s - 279.7}$$

$$P_{CL_{iso}} = \frac{1.015 \times 10^5 s^6 + 5.222 \times 10^5 s^5 + 8.49 \times 10^5 s^4 + 5.554 \times 10^6 s^3 + 1.109 \times 10^7 s^2 + 2.866 \times 10^8 s + 2.256 \times 10^8}{s^8 + 219.3s^7 + 1.772 \times 10^4 s^6 + 7.461 \times 10^5 s^5 + 1.937 \times 10^7 s^4 + 3.51 \times 10^8 s^3 + 3.882 \times 10^9 s^2 + 2.24 \times 10^{10} s + 5.222 \times 10^{10}} \quad (4.55)$$

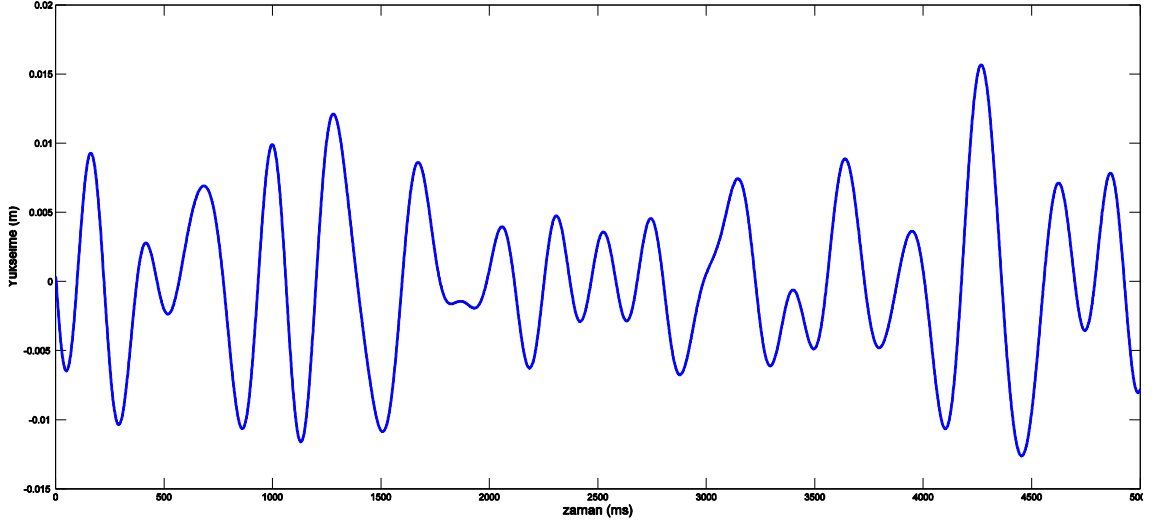


Yukarıda denklemleri verilen farklı derecelerden kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin frekans cevapları Şekil 4.53 de verilmiştir. İvme çıkışının filtreden geçirilmesiyle sistem derecesi iki derece daha artarak altı olmuştur. Kontrolörlerin de eklenmesiyle kapalı çevrim sistemin derecesi daha da artmıştır. Şekil 4.53'e bakıldığında tüm sabit dereceli kontrolcüler ile tam dereceden kontrolcünün hesaplama sonucunda elde edilen γ

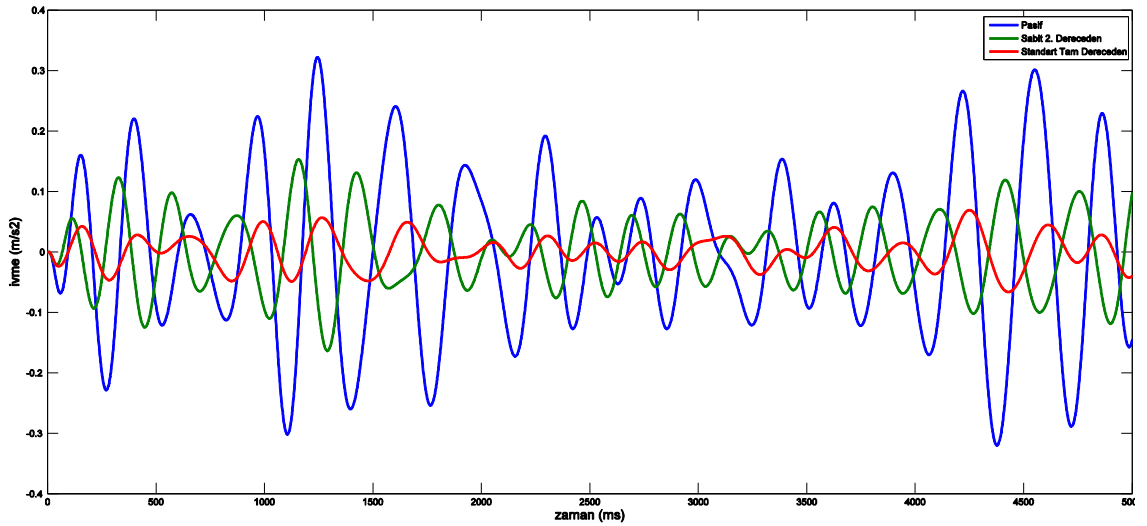


4.4.3.1 Benzetim Sonuçları

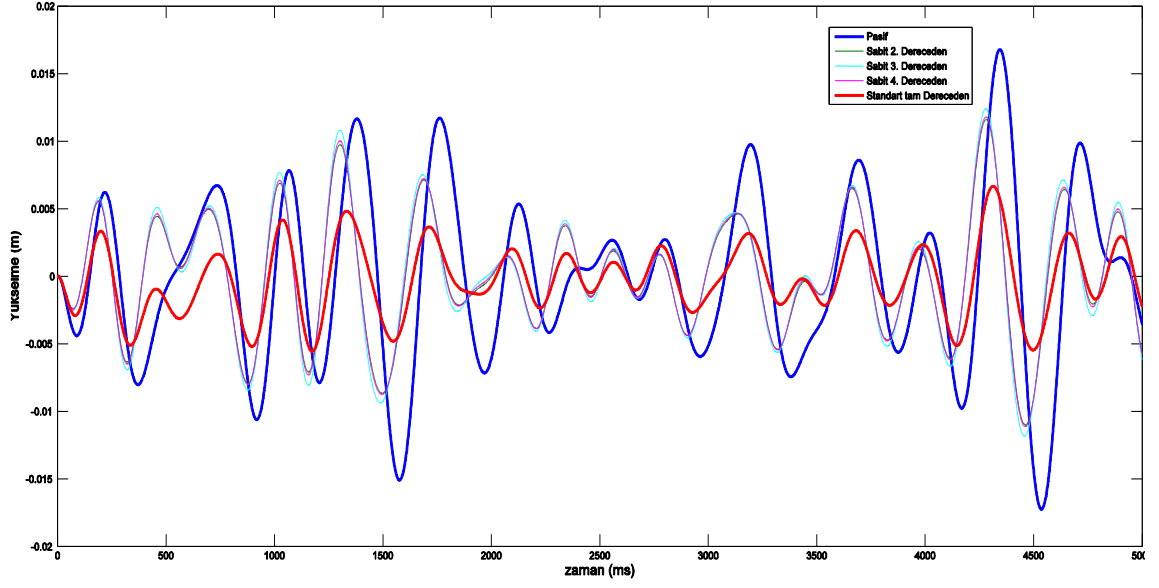
Şekil 4.3 de verilen Matlab-Simulink de oluşturulan yapı kullanılarak, iki farklı yol tipi altında (4.52)-(4.55) sistemlerin çıkışları gözlenecektir. Bu iki farklı yol tipinden ilk olarak yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili, daha sonra da Şekil 4.40 da verilen 5cm yükselti ve 5cm çukurdan oluşan tümsek tipi yol profili uygulanacaktır.



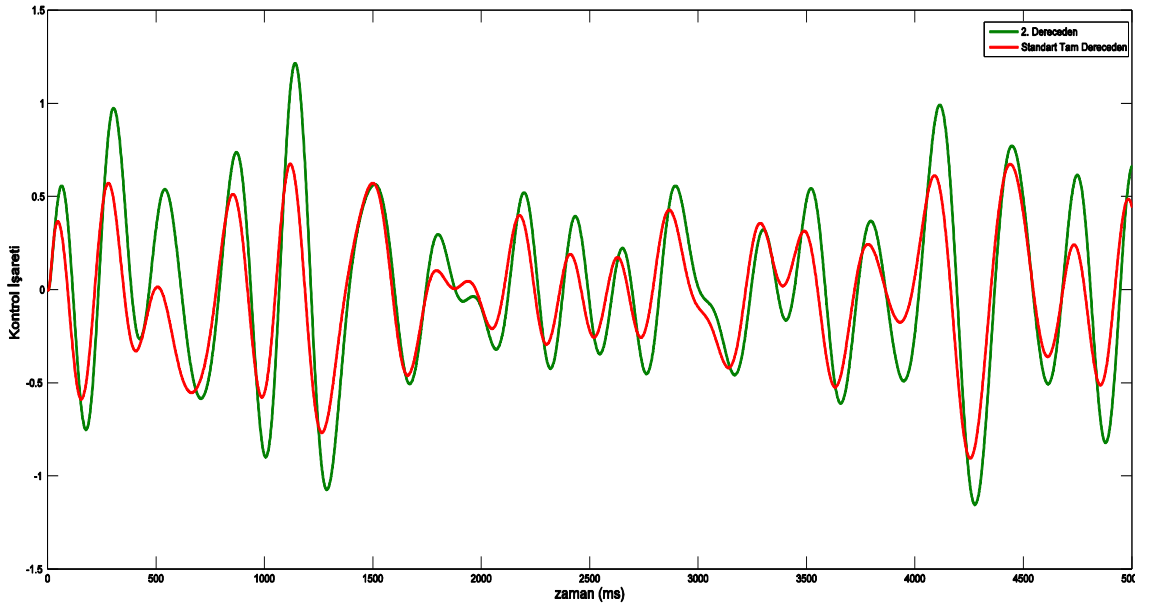
Şekil 4. 54 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol tipi



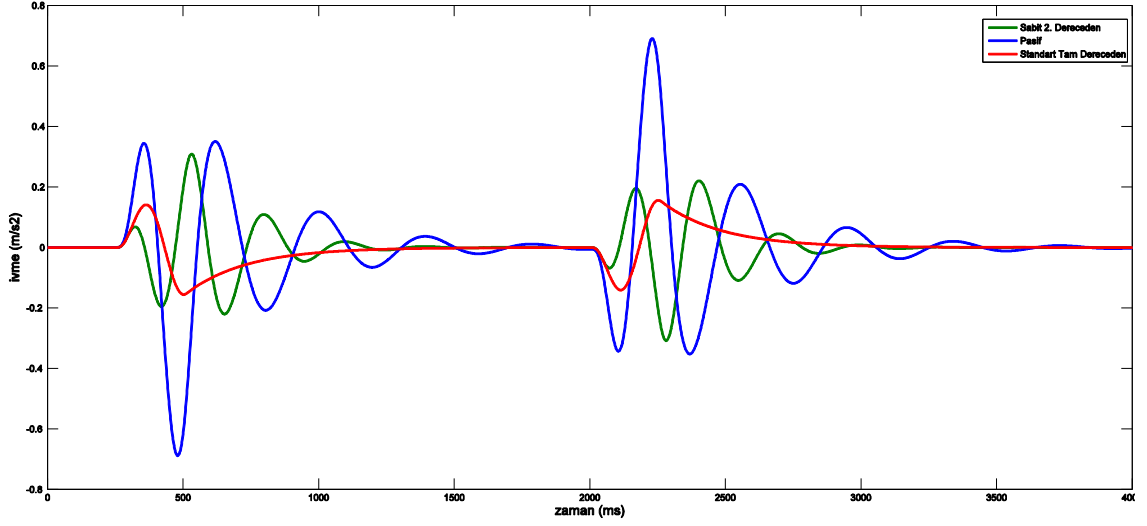
Şekil 4. 55 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı.



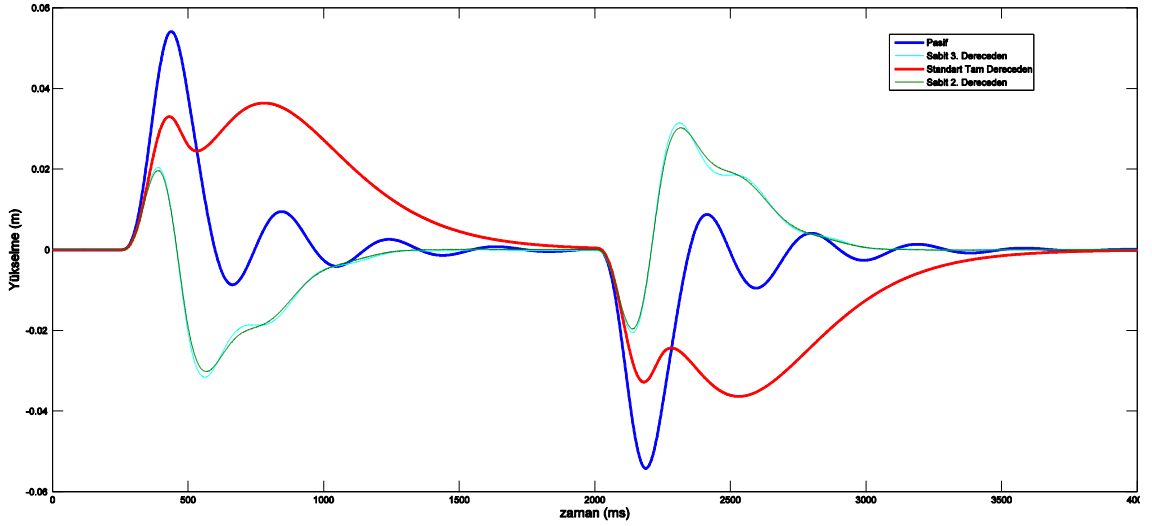
Şekil 4. 56 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan), 4. dereceden(mor) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemler için araç dikey hareketlenme miktarı.



Şekil 4. 57 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti.



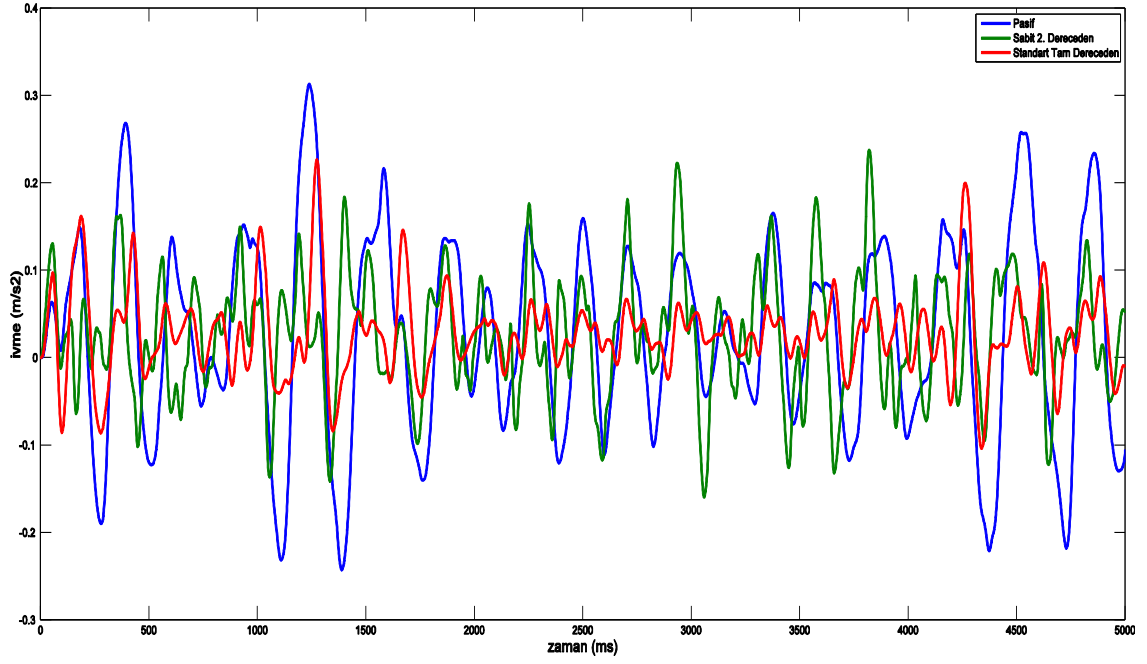
Şekil 4. 58 Tümsek tipi yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı



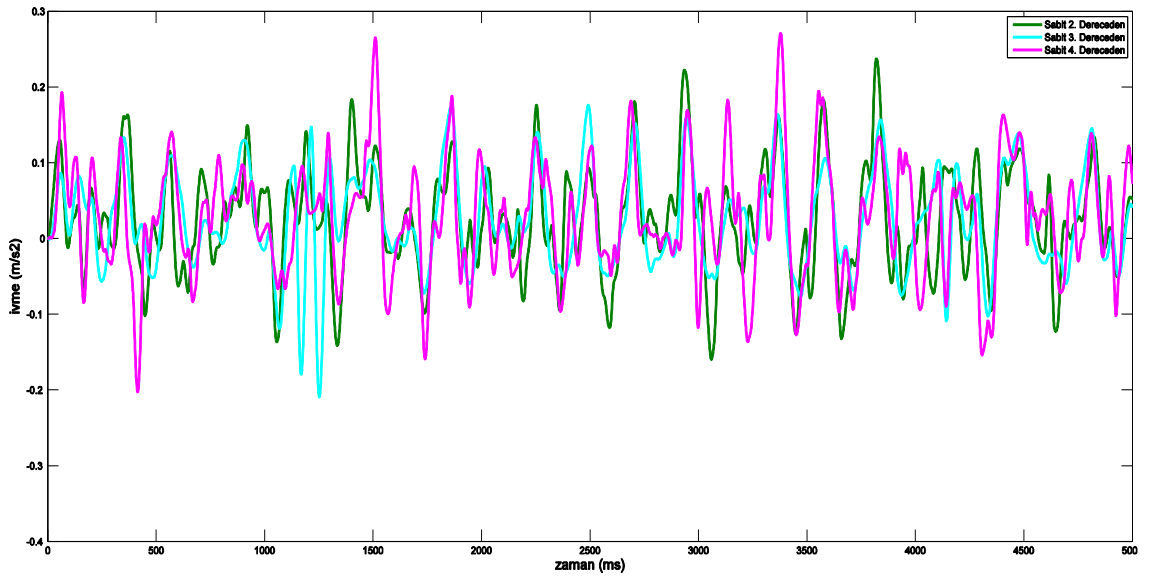
Şekil 4. 59 Tümsek tipi yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemler için araç dikey hareketlenme miktarı.

4.4.3.2 Uygulama Sonuçları

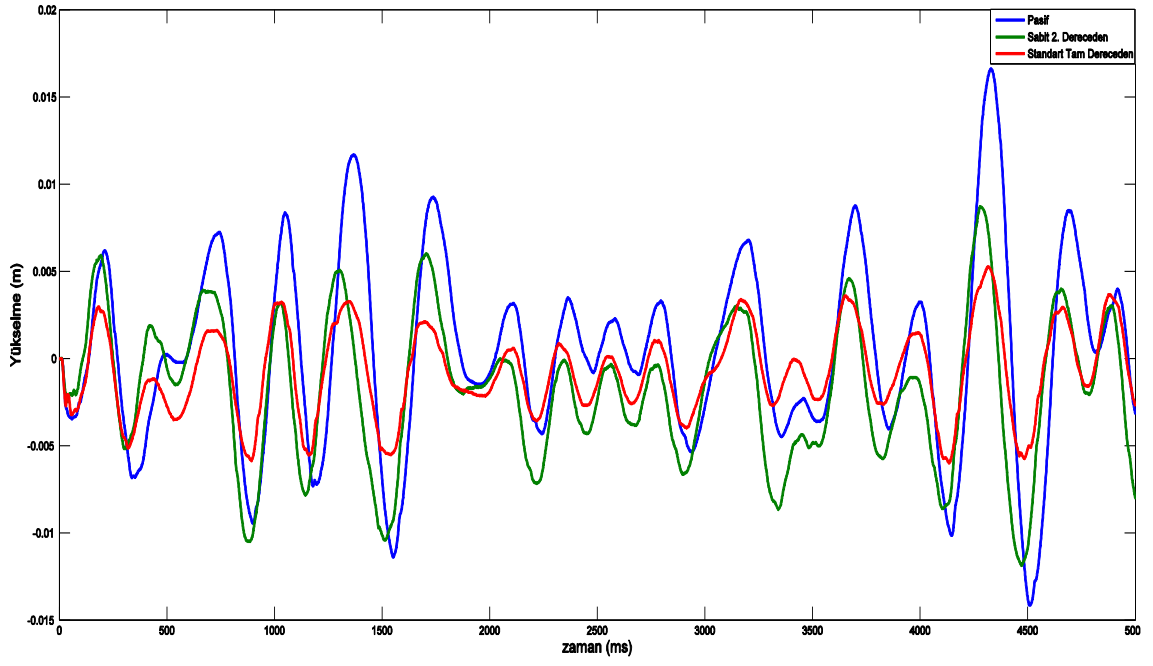
Benzetimde kullanılan iki farklı yol tipi, Şekil 4.38 de verilen Matlab-Simulink arayüzü kullanılarak gerçek sisteme uygulanıp, tasarlanan kontrolcülerin gerçek sistem üzerinde ki etkileri gözlemlenecektir.



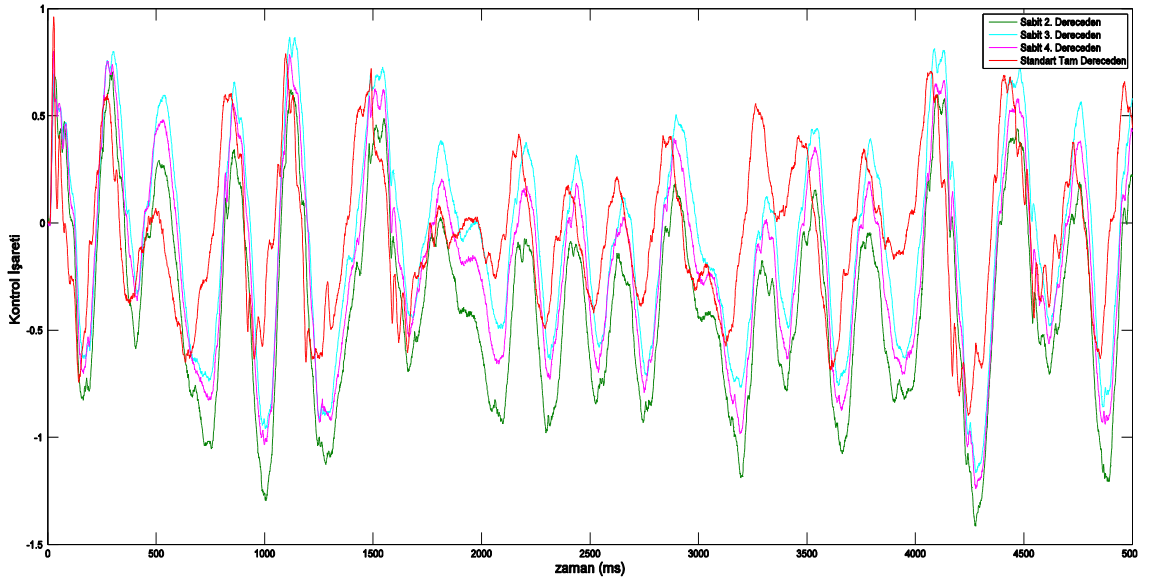
Şekil 4. 60 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı.



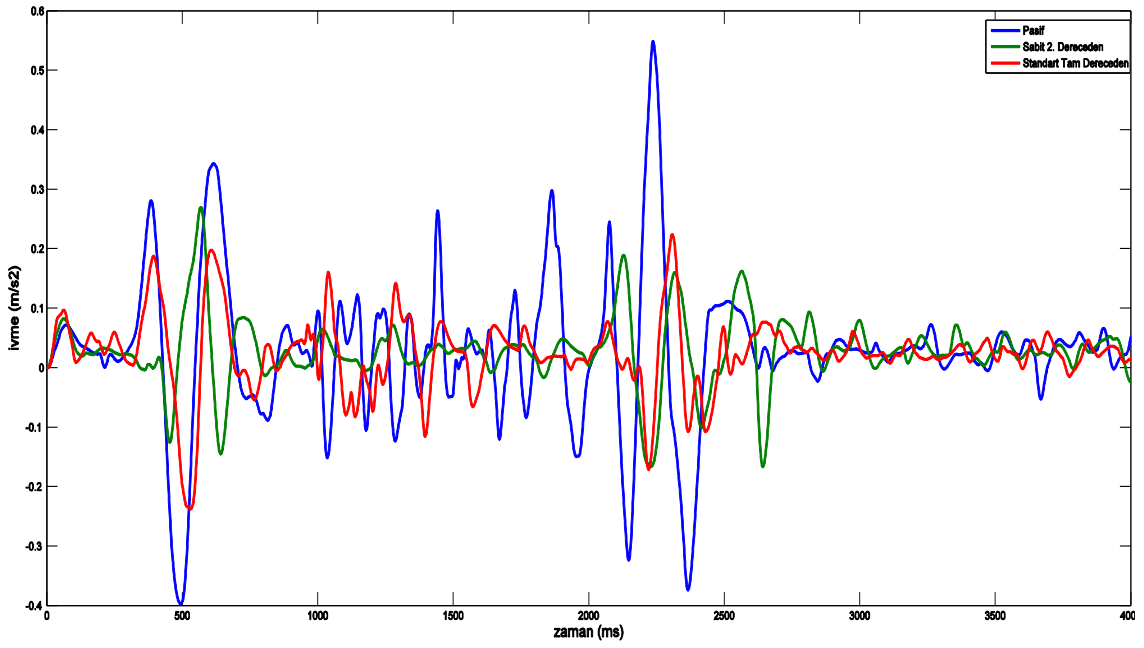
Şekil 4. 61 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan) ve 4. dereceden(mor) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı



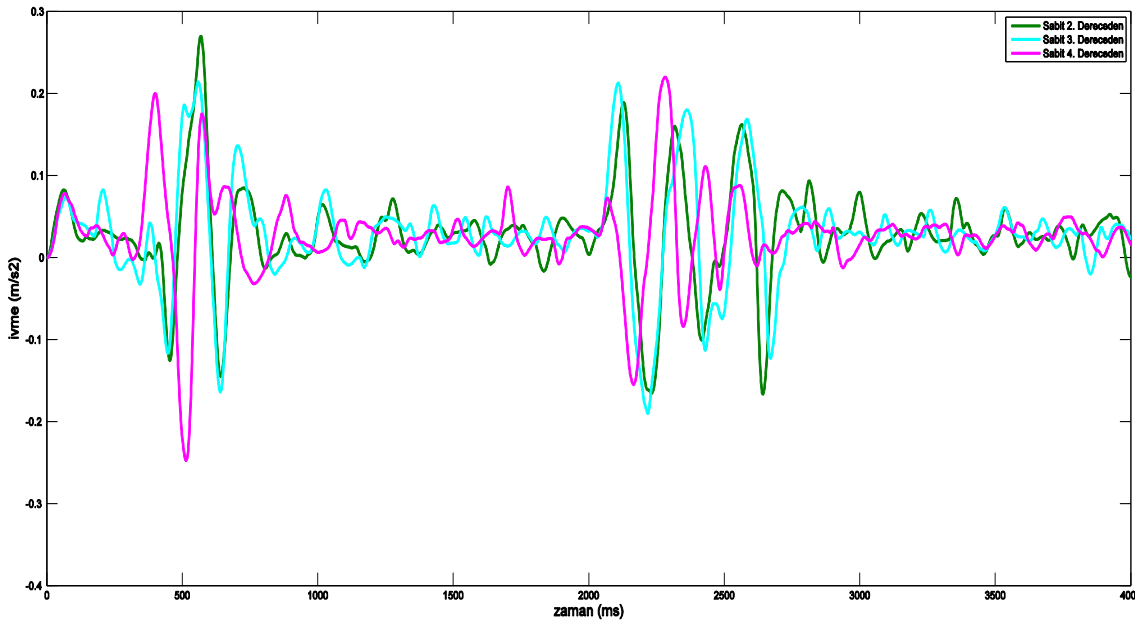
Şekil 4. 62 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemler için araç dikey hareketlenme miktarı.



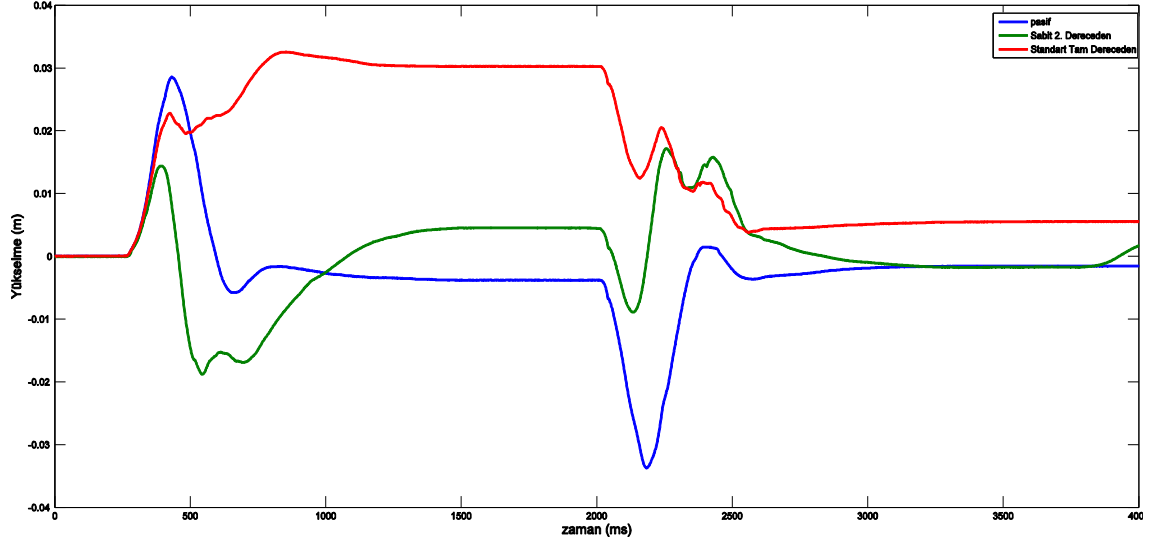
Şekil 4. 63 Yirmi sinüs toplamından oluşan yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan), 4. dereceden(mor) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti.



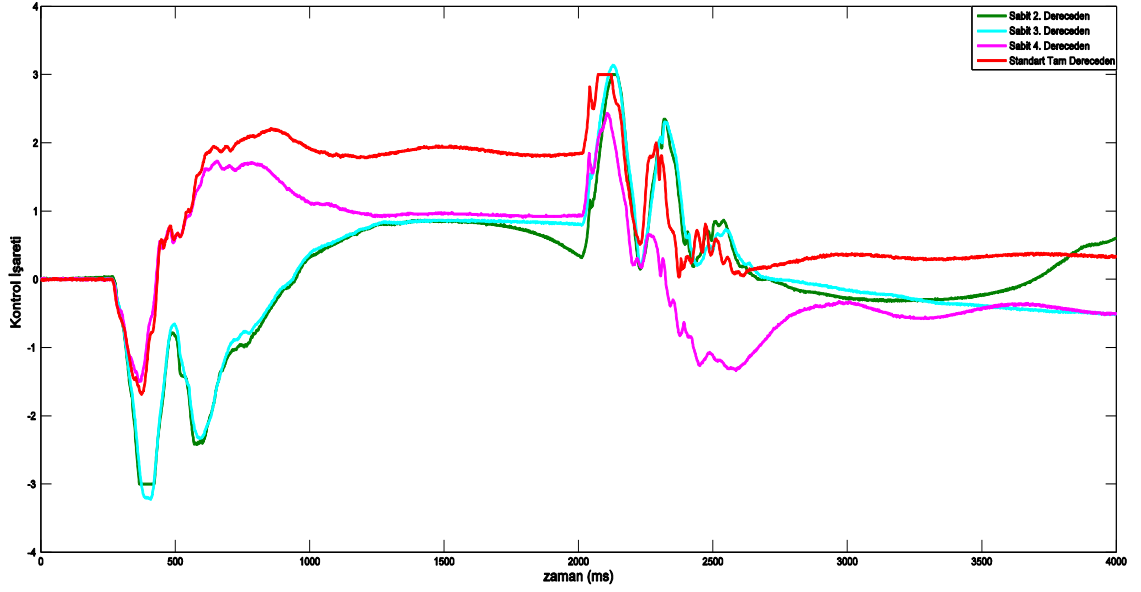
Şekil 4. 64 Tümsek tipi yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı.



Şekil 4. 65 Tümsek tipi yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan) ve 4. dereceden(mor) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemlerin ivme cevabı.



Şekil 4. 66 Tümsek tipi yol profili altında pasif sistem(mavi) ile sabit 2. dereceden(yeşil) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerle oluşturulmuş kapalı çevrim sistemler için araç dikey hareketlenme miktarı.



Şekil 4.67 Tümsek tipi yol profili altında sabit 2. dereceden(yeşil), 3. dereceden(cyan), 4. dereceden(mor) ve standart tam dereceden(kırmızı) kontrolcülerin ürettiği kontrol işareti.

Performans çıkışının ikinci dereceden filtreden geçirilmesiyle beraber, bozucu ile ivme arasındaki transfer fonksiyonun derecesi iki derece artarak altı olmuştur. Oluşan bu transfer fonksiyonu üzerinden sonsuz norm minimizasyonu için standart tam dereceden ve sabit ikinci, üçüncü ve dördüncü derecelerden $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcüler geliştirilmiş ve gerek benzetim çalışmalarında gerekse gerçek sistem üzerinde iki farklı yol tipi için gerçek zamanlı olarak denenmiştir. Şekil 4.55-Şekil 4.67 arasında verilen grafiklerde sözkonusu denetimli sistemin, bozucu girişlerine daha olumlu cevaplar verdiği gösterilmiştir. Şekil 4.55 ile Şekil 4.60'a tekraradan bakılacak olursak, benzetim çalışmasında çok daha iyi bir iyileştirme yapan standart tam dereceden kontrolcü, buna karşın uygulamada bazı noktalarda sabit ikinci dereceden kontrolcü ile denetlenmiş sistemin gerisinde kalmaktadır. Kontrolcüyle beraber kapalı çevrim derecesi 12 olan sistem için meydana gelecek ufak hatalar sistemi çok daha fazla etkileyecektir. Buda düşük dereceden kontrolcünün önem arzettiğini göstermektedir.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu bölümde tez kapsamında hangi konu üzerinde çalışıldığından, bu çalışmalardan elde edilen sonuçlar ve ileriye dönük yapılabilecek çalışmalardan bahsedilecektir.

Tezin ilk bölümünü oluşturan giriş bölümünde belirtilen iki ana hedef doğrultusunda bu tezde, ilk olarak dinamik bir sistemin modelini hiçbir ön bilgiye gereksinim duyulmadan sadece bu sisteme uygulanan girişler ve bunun sonucunda elde edilen çıkışlar kullanılarak sistem kestirim teknikleriyle çıkarılması, bu kestirilmiş model için $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı üzerine çalışılmıştır. Seçilen performans çıkışı ile bozucu arasındaki sistemin transfer fonksiyonunun sonsuz normu minimizasyonunu sağlamak adınan çokterimli metot ile sabit dereceden ve standart sentez ile tam dereceden kontrolcüler geliştirilmiştir. Aynı bölüm içerisinde çokterimli metod ile üretilen kontrolcülerin alt-optimal sonuca gidebileceği ve bunun yegane sebebinin ise tasarım aracı olan merkezi çok terimliden kaynaklandığı vurgulanmıştır.

Tezin ikinci kısmında geliştirilecek kontrolcüler için gerekli olan matematiksel alt yapı üzerinde durulmuş, DME'lerin kullanımı alanları kısaca özetlemiştir. Ayrıca bu bölümde doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerin kararlılığı üzerinde durulmuş ve sistemin kutuplarını tanımlanan bölge içinde tutarak bu şekilde daha hızlı cevap vermesini sağlayacak $\mathcal{D}$ -kararlılığına bu bölümde değinilmiştir.

Üçüncü kısımda ise genel olarak süspansiyon sistemlerinin önemi, çeşitleri, performans ölçütleri hakkında bilgi verilmiş ve üzerinde çalışılacak 108E089 numaralı, TUBİTAK projesi kapsamında geliştirilen doğrusal eyleyicili çeyrek taşıt aktif süspansiyon sistemi tanıtılmıştır. Daha sonra sistem kestirim tekniklerinden bahsedilmiş ve bu teknikler yardımıyla üzerinde çalışılacak sistemin modeli 4. dereceden çıkarılmıştır. Kestirim sonucu çıkarılan bu model gerçek sistem üzerinde test edilmiş ve yaklaşık %90'lar mertebesinde gerçek sistem cevabını karşıladığı gösterilmiştir.

Kestirim sonucu elde edilen model kullanılarak, belirlenen performans ölçütleri çerçevesinde ve oluşacak kapalı çevrimin kutuplarını da $\mathcal{D}$ -kararlılık bölgesinde sınırlayacak

durum uzay tabanlı standart tam dereceden ve çokterimli metot tabanlı sabit farklı derecelerden kontrolcüler tasarlanmıştır. Sabit düşük dereceden kontrolcülerle de tatminkâr performansların sağlanılabileceği gösterilmiştir. Bu kontrolcülerle desteklenen sistemin amaçlanan ivme performansının yanında, sistemin diğer çıkışı olan ve esasen bir tasarım ölçütü olmayan aracın dikey hareketlenmesinde de iyileştirme yaptığı gözlemlenmiştir. Dördüncü bölümde son olarak ivme çıkışı ISO2361 titreşim ölçütleri çerçevesinde ele alınıp, daha çok 4-8 Hz frekans aralığında ivme çıkışının iyileştirilmesi için aynı yöntemler ile standart tam dereceden, sabit ikinci, üçüncü ve dördüncü derecelerden kontrolcüler geliştirilip, gerçek sistem üzerinde denenmiştir. Sonuç olarak bu kontrolcülerle desteklenen sistemin ivme cevabı, sözkonusu frekans bandında olumlu sonuçlar vermiştir.

Aktif süspansiyon sistemlerinin yapısında bulunan malzemelerin yüksek dereceden doğrusal olmaması ve zamanla değişmesi bu sistem modelinin yapısını oldukça etkilemektedir. Ayrıca bu sistemlerin kullanıldığı araçların günümüz şartlarında maruz kaldığı yol bozuklukları yapısal özellikleri değiştirebilmektedir. Malzeme yorulmaları ve ortamdan kaynaklanan bozucu ve gürültüler de göz önünde tutularak sistemin belirsizliklere karşı dayanıklı kontrolcüsünün geliştirilmesi daha uzun soluklu bir sonuç ortaya çıkaracaktır.

Özellikle gömülü sistemlerin kullanıldığı uygulamalarda ve sistem parametrelerinde oluşabilecek ani değişimlerin söz konusu olduğu yapılarda top yekûn sistemin derecesinin düşük tutulması arzulanmaktadır. Bu tipteki sistemler için belli performans ölçütlerini sağlayabilecek kontrolcülerini çokterimli tabanlı tasarım ile gerçekleştirilebileceği gösterilmiştir. Bu metodla istenilen performans ölçütlerinin sağlanmasının yanında, kutupların da sınırlandırılması ile sistemin hızlandırılması mümkündür. Oldukça önem arzeden bu tasarımın tutucu noktası olan merkezi çok terimlinin belirlenmesi için hâlihazırda etkili bir strateji bulunmamaktadır. Merkezi çokterimlinin belirlenebileceği bir yöntemin geliştirilmesi etkili bir çalışma olarak gözükmektedir.

-
- [1] Chen, H.; Sun, P.-Y.; Guo, K.-H., (2002). "Constrained H-infinity Control of Active Suspensions: an Lmi approach," Control and Automation, ICCA. 157,157.
 - [2] Turkay, S.; Akcay, H., (2011). "Active Suspension Design Based on Linear-Matrix Inequalities and fixed-order Controllers," Control & Automation (MED), 2011 19th Mediterranean Conference 748,753.
 - [3] Gao, Huijun, James Lam, and Changhong Wang. (2006) "Multi-objective Control of Vehicle Active Suspension Systems via Load-Dependent Controllers." Journal of Sound and Vibration 290.3-654-675.
 - [4] Aly, Ayman A., and Farhan A. Salem. (2013). "Vehicle Suspension Systems Control: A Review." International Journal Of Control Automation and Systems,2, 2.
 - [5] Weichao Sun; Huijun Gao; Kaynak, O., (2011). "Finite Frequency $\mathcal{H}^\infty$ Control for Vehicle Active Suspension Systems," Control Systems Technology, IEEE Transactions 19-2-416,422
 - [6] P.S. Els, N.J. Theron, P.E. Uys, M.J. Thoresson, (2007) "The Ride Comfort vs. Handling Compromise for off-road Vehicles", Journal of Terramechanics, Volume 44, Issue 4,303-317
 - [7] Savaresi, Sergio M., et al. (2010). Semi-Active Suspension Control Design for Vehicles, Elsevier.
 - [8] Powers, MB Barron WF. (1996). "The Role of Electronic Controls for Future Automotive Mechatronic Systems." IEEE/ASME Trans. On Mechatronics,1-1.
 - [9] Guglielmino, Emanuele, (2010) Semi-Active Suspension Control, Berlin, Springer.
 - [10] Thompson, A. G. (1970) "Design of Active Suspensions." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers 185-1-553-563.
 - [11] Fischer, Daniel, and Rolf Isermann.(2004) "Mechatronic Semi-Active and Active Vehicle Suspensions." Control Engineering Practice 1353-1367.

- [12] Abramov, Sergey, Samjid Mannan, and Olivier Durieux. (2009) "Semi-Active Suspension System Simulation Using SIMULINK." *International Journal of Engineering Systems Modelling and Simulation* 1.2-101-114.
- [13] Tanahashi, Haruhiko, et al. (1987) "Toyota Electronic Modulated Air Suspension for the 1986 Soarer" No. 870541 SAE Technical Paper.
- [14] Hrovat, Davor. (1997) "Survey of Advanced Suspension Developments and Related Optimal Control applications." *Automatica* 33- 10-1781-1817.
- [15] Yue, C., T. Butsuen, and J. K. Hedrick (1988). "Alternative Control Laws for Automotive Active Suspensions." *American Control Conference, IEEE*.
- [16] Bohlin, Torsten P. (2006) *Practical Grey-Box Process Identification: Theory and Applications*, Springer.
- [17] Sun, Fengchun, and Yan Cui. (2011) "Influence of Parameter Variations on System Identification of Full Car Model." *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists*, 2.
- [18] Majjad, R. (1997) "Estimation of Suspension Parameters." *Control Applications,, Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on*.
- [19] G. Şefkat, İ.Yüksel, M. Şengirgin (2000) "Pasif ve Yarı Aktif Süspansiyon Sistemlerinde Sistem Parametrelerinin Etkileri", *TOK Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Hacettepe Üniversitesi, Ankara*.
- [20] Yaacob, S.; Mohamed, F.A., (1998) "Black-Box Modelling of the Induction Motor," *SICE '98. Proceedings of the 37th SICE Annual Conference*. 883-886, 29-31 Jul
- [21] Zhou, Shiqiong, et al. (2013) "Wind Signal Forecasting Based on System Identification Toolbox of MATLAB." *Proceedings of the 2013 Third International Conference on Intelligent System Design and Engineering Applications*.
- [22] Ishak, N.; Abdullah, N.I.; Rahiman, M.H.F.; Samad, A.M.; Adnan, R., (2010) "Model Identification and Controller Design for Servomotor," *Signal Processing and Its Applications (CSPA)*,1-4.

- [23] Ling, T. G., et al. (2011) "System Identification of Electro-Hydraulic Actuator Servo System." Mechatronics (ICOM).
- [24] Zames, George. (1981) "Feedback and Optimal Sensitivity: Model Reference Transformations, Multiplicative Seminorms, and Approximate Inverses." Automatic Control, IEEE Transactions on 26-2-301-320.
- [25] Doyle, John C., (1989) "State-Space Solutions to Standard H_2 and H_∞ control problems." Automatic Control, 34-8:-831-847.
- [26] Gahinet, P. ve Apkarian, P., (1994). "A Linear Matrix Inequality Approach to H_∞ Control", Int. J. Robust and Nonlinear Control, 4: 421–448.
- [27] Zhou, K., Doyle, J.C. ve Glover, K., (1996). Robust and Optimal Control, Upper Saddle River, Printice-Hall, New Jersey.
- [28] Gahinet, Pascal, and Pierre Apkarian. (1993) "An LMI-Based Parametrization of All H_∞ Controllers with Applications." Decision and Control, Proceedings of the 32nd IEEE Conference on.
- [29] Iwasaki, T., and R. E. Skelton. (1994) "A Unified Approach to Fixed Order Controller Design via Linear Matrix Inequalities." American Control Conference, 1.
- [30] Grigoriadis, Karolos M., and Robert E. Skelton. (1996) "Low-order control design for LMI problems using alternating projection methods." Automatica 32.8-1117-1125.
- [31] Henrion, D., Sebek, M. ve Kucera, V., (2003). "Positive Polynomials and Robust Stabilization with Fixed-Order Controllers", IEEE Trans. Automatic Control, 48 (7): 1178-1186.
- [32] Chilali, Mahmoud, and Pascal Gahinet. (1996) " H_∞ Design with Pole Placement Constraints: an LMI Approach." Automatic Control, IEEE Transactions on 41.3: 358-367.
- [33] Henrion, D., (2003). "LMI Optimization for Fixed-Order H_∞ Controller Design", In Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control, 5: 4646-4651.

- [34] Yang, F., Gani, M. ve Henrion, D., (2007). "Fixed Order Robust H_{∞} Controller Design with Regional Pole Assignment", IEEE Trans. Automatic Control, 52 (10): 1959-1963.
- [35] Delibaşı, A., (2008). Doyumlu Eyleyicilere Sahip DPD Sistemler için Parametrelerine Bağımlı Homojen Çok Terimli Lyapunov Fonksiyonu Tabanlı Dayanıklı Kontrolcü Tasarımı, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [36] Henrion, Didier. (2002) "Linear Matrix Inequalities for Robust Strictly Positive Real Design." Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on 49.7: 1017-1020.
- [37] M. J. Rabbani, K. Hussain, Asim-ur-R. khan, A. Ali (2013) "Model Identification and Validation for a Heating System using MATLAB System Identification Tolon" IOP Conference Series: Materials Science and Engineering 51.
- [38] T. Soderstrom and P. Stoica, (1989) System identification. Hertfordshire: Prentice Hall International (UK) Ltd.
- [39] L. Ljung, System Identification (1999) - Theory for the User, Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J., 2nd edition.
- [40] Ljung, Lennart. (1988) "System identification toolbox." The Matlab user's guide.
- [41] International Organization for Standardization, (1997) Mechanical Vibration and Shock—Evaluation of Human Exposure to Whole Body Vibration—part 1: general requirements, ISO 2631-1:1997.
- [42] Zuo, L., and S. A. Nayfeh. (2003) "Low order continuous-time filters for approximation of the ISO 2631-1 human vibration sensitivity weightings." *Journal of sound and vibration* 265.2: 459-465.
- [43] Scherer, Carsten. (1990) "The Riccati inequality and state-space H_{∞} -optimal control." *Univ. Wnrzburg, Germany*.
- [44] Sturm, J.F., (1999). "Using SeDuMi 1.02, a MATLAB Toolbox for Optimization Over Symmetric Cones", Optimization Methods and Software, 11-12 (3): 625-653.

- [45] Löfberg, J., (2004). "YALMIP: A Toolbox for Modeling and Optimization in Matlab", Proceedings of the IEEE Symposium on Computer-Aided Control System Design (CACSD), Taipei, Taiwan, 284-289.
- [46] Gilbert, W., Henrion, D., Bernussou, J., & Boyer, D. (2010). "Polynomial LPV synthesis applied to turbofan engines." Control Engineering Practice, 18(9)-1077-1083.

STANDART TAM DERECEDEDEN METODUN m. DOSYASI

```

function[G,K,CL,g]=myhinfreq(A,B,C,D,L1,L2,M1,M2)
H-Infinity Controller Design
% Function myhinfreq, solves a standart full order
% H-infinity controller design
% A, B, C, and D are system matrices
% L1, L2, M1 and M2 are matrices to shape D-region
% L1 and M1 is used to add vertical strip,
% L2 and M2 is used to add disk
% Written by Bilal EROL, January 1, 2015.
% Copyright 2014-2015 by Yildiz Technical University

[n,n]=size(A);
[n,m]=size(B);
[p,n]=size(C);
Bw=B(:,1);
Bu=B(:,2);
Cz=C(1,:);
Cy=C(2,:);
Dzw=D(1,1);
Dzu=D(1,2);
Dyw=D(2,1);
Dyu=D(1,2);
%let us define sdp variables
P=sdpvar(n,n);
R=sdpvar(n,n,'symmetric');
S=sdpvar(n,n,'symmetric');
G=sdpvar(n,p-1);
F=sdpvar(m-1,n);
H=sdpvar(m-1,p-1);
gamma=sdpvar(1,1);

%now setting LMI constraints
w11=[A*R+R*A'+Bu*F+F'*Bu' Bw+Bu*H*Dyw;
      (Bw+Bu*H*Dyw)' -gamma];
w21=[P+(A+Bu*H*Cy)' S*Bw+G*Dyw;
      Cz*R+Dzu*F Dzw+Dzu*H*Dyw];
w22=[A'*S+S*A+G*Cy+Cy'*G' (Cz+Dzu*H*Cy)';
      Cz+Dzu*H*Cy -gamma];
phi= [A*R+Bu*F A+Bu*H*Cy;
      P S*A+G*Cy];
cons1=[R eye(n);eye(n) S];
cons2=[w11 w21'; w21 w22];
cons3=kron(L1,cons1)+kron(M1,phi)+kron(M1',phi');
cons4=kron(L2,cons1)+kron(M2,phi)+kron(M2',phi');

```

```

Fset=set(cons1>0)+set(cons2<0)+set(cons3<0)+set(cons4<0);
solution=solvesdp(Fset,gamma,sdpsettings('solver','sedumi')
)

P=double(P);
S=double(S);
G=double(G);
R=double(R);
F=double(F);
H=double(H);
gamma=double(gamma);

[M,s,Nt]=svd(eye(n)-R*S);
M=M*sqrt(s);
N=(sqrt(s)*Nt')';
%get the controller matrix
g=sqrt(gamma);
Dc=H;
Bc=N^(-1)*(G-S*Bu*Dc);
Cc=(F-Dc*Cy*R)*(M')^(-1);
Ac=N^(-1)*(P-
(N*Bc*Cy*R+S*(Bu*Cc*M'+(A+Bu*Dc*Cy)*R)))*(M')^(-1);
K=ss(Ac,Bc,Cc,Dc);
CL=lft(sys,K);

if nargout<=1
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
elseif nargout==2
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
    K=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %controller
elseif nargout==3
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
    K=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %controller
    CL=lft(sys,K); %closed loop transfer
function
elseif nargout==4
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
    K=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %controller
    CL=lft(sys,K); %closed loop transfer
function
    g=sqrt(gamma); %gamma

end

```

SABİT DERECE DEN KONTROL CÜ TASARIMI

```

function [G,K, CL, g,c]=myMIMOfixhinf2(sys,m,R,L,po)
% Function myhinfreq, solves a standart fixed-order
% H-infinity controller design
%m=controller order
%R=radius of the circle
%Re(s)<-L guranteed damping
%po=closed loop poles for shaping central polynomial
%c=central polynomial can be as an input
% Written by Bilal EROL, January 1, 2015.
% Copyright 2014-2015 by Yıldız Technical University
G=sys;%open loop system
sys=tf(sys);
a11=sys.den{1,1};%      [a11  a12; =[sys.den{1,1}
sys.den{1,2};
a12=sys.den{1,2}; %      a21 a22]      sys.den{2,1}
sys.den{2,2}]
a21=sys.den{2,1};
a22=sys.den{2,2};
a=a11;
b11=sys.num{1,1};
b12=sys.num{1,2};
b21=sys.num{2,1};
b22=sys.num{2,2};

af=tf(a,1);
b11f=tf(b11,1);
b12f=tf(b12,1);
b22f=tf(b22,1);
b21f=tf(b21,1);
b=minreal((-b11f*b22f+b12f*b21f)/af);
bn=b.num{1};
bd=b.den{1};
bn=fliplr(bn);
a=fliplr(a);
b11=fliplr(b11);
b12=fliplr(b12);
b21=fliplr(b21);
b22=fliplr(b22);
%
bln=length(bn);
bl11=length(b11);
bl12=length(b12);
bl21=length(b21);
bl22=length(b22);

```

```

al=length(a); %length of the denominator of the open loop
plant

if (bl11>al) %test of equality length of the a and b
    error('Open loop system is not casual')
elseif(bl11<al)
    b11=[b11 zeros(1,al-bl11)];
end
bn=[bn zeros(1,al-b1n)];
b12=[b12 zeros(1,al-bl12)];
b21=[b21 zeros(1,al-bl21)];
b22=[b22 zeros(1,al-bl22)];

poL=length(po); %length of the closed loop poles

x=sdmpvar(1,m+1);
y=sdmpvar(1,m+1);
gam=sdmpvar(1,1);
e=0.01;
d=conv(a,x)-conv(b22,y);
num1=conv(b11,x);
num2=conv(bn,y);
num1l=length(num1);
num2l=length(num2);
if (num1l>num2l) %test of equality length of the a and b
    num2=[num2 zeros(1,num1l-num2l)];

elseif(num1l<num2l)
    num1=[num1 zeros(1,num2l-num1l)];
end
num=num1+num2;
numl=length(num);
dl=length(d);

if (numl>dl) %test of equality length of the a and b
    error('closed loop system is not casual')
elseif(numl<dl)
    num=[num zeros(1,dl-numl)];
end
n=length(d)-1; %P matrix length
P=sdmpvar(n,n,'symmetric');
%selection central polynomial
pol=poly([po' -2*ones(1,length(d)-1-poL)]);
pol=poly([po' -(R-2*L)*randn(1,length(d)-1-poL)+2*L]);
if (L==0)
    pol=poly(-(R/2)*ones(1,length(d)-1))
else pol=poly(-2*(L+L/2)*ones(1,length(d)-1))
end
c=flipplr(pol);
S1=[eye(n) zeros(n,1)];

```

```

S2=[zeros(n,1) eye(n)];
S=[S1;S2]; %projection matrix
D1=[-R^2 0;0 1]; %D stability matrix
D2=[2*L 1;1 0];
Fc1=S'*kron(D1,P)*S;
Fc2=S'*kron(D2,P)*S;
cons1=[d'*c+c'*d-Fc1-e*c'*c num';num e*gam]; %LMI1
cons2=[d'*c+c'*d-Fc2-e*c'*c num';num e*gam]; %LMI2

Fset=set(cons1>=0)+set(cons2>=0);
solution=solvesdp(Fset,gam,sdpsettings('solver','sedumi'))
d=fliplr(double(d));
d=tf(d,1);
x=fliplr(double(x));
y=fliplr(double(y));
g=sqrt(double(gam))
Ktf=tf(y,x); %controller
if nargout<=1
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
elseif nargout==2
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
    K=ss(Ktf); %controller
elseif nargout==3
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
    K=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %controller
    CL=lft(G,K); %closed loop transfer function
elseif nargout==4
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
    K=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %controller
    CL=lft(sys,K); %closed loop transfer
function
    g=sqrt(gamma); %gamma
elseif nargout==5
    G=ss(A,B,C,D); %open loop transfer function
    K=ss(Ac,Bc,Cc,Dc); %controller
    CL=lft(sys,K); %closed loop transfer
function
    g=sqrt(gamma); %gamma
    c=fliplr(c);
    c=tf(c,1); %central polynomial
end

```

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Bilal EROL
Doğum Tarihi ve Yeri : Baykan-01.01.1986
Yabancı Dili : İNGİLİZCE
E-posta : bilalerol@yahoo.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Yüksek Lisans	Haberleşme Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2015
Lisans	Elektrik-Elektronik Mühendisliği	Dokuz Eylül Üniversitesi	2012
Lise	Fen Bilimleri	Çorlu Mimar Sinan Yabancı Dil Ağırlıklı Lisesi	2007

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
Şubat 2013 -	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

Bildiri

1. **TOK2014 – Aktif Süspansiyon Modelinin Kestirimi**