İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANTAGONİSTİK DEĞİŞKEN EMPEDANSLI EYLEYİCİLERİN KAPI KONTROLLÜ HAMİLTONİAN TABANLI MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Mehmet Kürşat YALÇIN

Anabilim Dalı : Elektrik Mühendisliği

Programı : Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği

TEMMUZ 2011

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANTAGONİSTİK DEĞİŞKEN EMPEDANSLI EYLEYİCİLERİN KAPI KONTROLLÜ HAMİLTONİAN TABANLI MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Mehmet Kürşat YALÇIN
(504032106)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 25 Kasım 2010
Tezin Savunulduğu Tarih : 25 Temmuz 2011

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Hakan TEMELTAŞ (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Leyla GÖREN SÜMER (İTÜ)
Prof. Dr. Ata MUĞAN (İTÜ)
Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN (İTÜ)
Prof. Dr. Galip CANSEVER (YTÜ)

TEMMUZ 2011

Eşim Ayşe ve Kızım Elif Nazlı'ya,

ÖNSÖZ

Doktora çalışmalarım boyunca bana yol gösteren, fikirler veren ve benden hiçbir yardımı esirgemeyen, çalışmalarımı sabırla destekleyen sayın hocam Prof. Dr. Hakan Temeltaş'a çok teşekkür ederim.

Ayrıca tez izleme sürecindeki öneri ve fikirlerinden dolayı tez izleme komitemde bulunan Prof. Dr. Leyla Gören Sümer ve Prof. Dr. Ata Muğan'a teşekkür ederim.

Bu çalışmamda beni koşulsuz ve sonuna kadar destekleyen Eşim ve Kızıma sonsuz teşekkür ederim.

Doktora süresince burs aldığım TÜBİTAK'a da teşekkür ederim.

Doktora çalışmamda, fikir paylaşımlarıyla yeni bir bakış açısı sağlayan Emre Tekeli'ye, tez yazım kurallarıyla ilgili yardımını esirgemeyen Vedat Tavas'a teşekkür ederim.

Son olarak bu çalışmanın yapılmasında bana yardımları olan fakat isimlerini sayamadığım diğer hocalarıma ve arkadaşlarıma da teşekkürü bir borç bilirim.

Temmuz 2011

Mehmet Kürşat Yalçın

(Elektrik – Elektronik Yüksek Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Savfa

ÖNSÖZ ..... **v**
İÇİNDEKİLER ..... **vii**
KISALTMALAR ..... **ix**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xi**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xiii**
ÖZET ..... **xv**
SUMMARY ..... **xvii**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Problem Tanımı ve Motivasyon 1
1.1.1 İki ayaklı hareket sistemlerinde çoğul kipli hareket 2
1.1.2 Pasif dinamik tabanlı dinamik yürüme 3
1.1.3 SMN Tabanlı Hareket Planlama 5
1.1.4 Antagonizm nedir? 6
1.1.5 Antagonistik değişken empedanslı eyleyiciler 7
1.2 Literatürdeki Çalışmalar 7
1.3 Tezdeki Katkılar 8
1.4 Tezin Planı 8
2. ELEKTROMEKANİK SİSTEMLERİN KAPI KONTROLLÜ HAMİLTONİAN SİSTEMLER ÇERÇEVESİNDE MODELLENMESİ VE KONTROLÜ **11**
2.1 Kapı Kontrollü Hamiltonian Sistemler 11
2.1.1 Kapı kontrollü hamiltonian sistemlerin açık ifadesi 12
2.1.2 Dirac yapıları 12
2.2 Elektromekanik Sistemler İçin Örnekler 15
2.3 Kapı Tabanlı Hamiltonian Kontrol 19
2.4 Pasifliğe Dayalı Kontrol (PDK) 19
2.4.1 Casimir fonksiyonu 21
2.4.2 ASA-PDK 23
2.4.3 Eksik tahrikli mekanik sistemler için eşleme denkleminin ifadesi 24
3. ANTAGONİSTİK ÇİFT YÖN YAYLI VE DEĞİŞKEN EMPEDANSLI EYLEYİCİ (A-DEE) İÇEREN EKLEMLERİN TASARIMI VE MODELLENMESİ **31**
3.1 Mekanik Empedans ve Antagonizm 31
3.2 A-DEE'ler İçin Genel Tasarım Yaklaşımları 34
3.2.1 Tek yönlü antagonistik değişken empedanslı eyleyici 34
3.2.2 İki yönlü antagonistik değişken empedanslı eyleyici 40
3.3 A-DEE'ler için Çalışma Kipleri 46
3.3.1 Normal antagonistik kip 47
3.3.2 Destekleme kipi 48
3.4 A-DEE'nin Euler-Lagrange Modeli ve Yay Karakteristiklerinin Seçimi 49

3.4.1 İkinci derece polinom karakteristik 51
3.4.2 Üçüncü derece polinom karakteristik 53
3.4.3 Üstel karakteristik 54
3.4.4 Sinüs karakteristik 56
3.5 A-DEE'nin Kapı Kontrollü Hamiltonian modeli 57
4. ANTAGONİSTİK DEĞİŞKEN EMPEDANSLI EYLEYİCİNİN (A-DEE) KAPI KONTROLLÜ HAMİLTONİAN TABANLI KONTROLÜ 63
4.1 Eksik Tahrikli A-DEE İçin ASA-PDK Tabanlı Regülasyon 63
4.2 Simülasyon Sonuçları 70
5. SONUÇLAR 79
KAYNAKLAR 81
ÖZGEÇMİŞ 87

KISALTMALAR

DEE	: Değişken Empedanslı Eyleyici
A-DEE	: Antagonistik Değişken Empedanslı Eyleyici
KKHS	: Kapı Kontrollü Hamiltonian Sistemler
PDK	: Pasifliğe Dayalı Kontrol
ASA-PDK	: Ara bağlantı ve Sönüm Atamalı – Pasifliğe Dayalı Kontrol
SMN	: Sıfır Moment Noktası

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Tek yönlü değişken empedanslı antagonistik yapıya ait parametre değerleri. 36
Çizelge 3.2 : İki yönlü değişken empedanslı antagonistik yapıya ait parametre değerleri. 43
Çizelge 4.1 : A-DEE'nin ASA-PDK kullanılarak kontrolüne ilişkin simülasyonda kullanılan parametrelerin nümerik değerleri. 72

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Genel bir elektromekanik sistemin bond graf gösterimi. 15
Şekil 2.2 : Bir elektromanyetik sisteme mekanik atalet eklenmiş sistemin bond graf gösterimi. 16
Şekil 2.3 : Kontrolörün fiziksel bir sistem olarak ele alınmasını gösterir şekil. 21
Şekil 3.1 : Basit bir kütle-yay-sönümlendirici sistemi. 32
Şekil 3.2 : İnsan kolunda bulunan antagonistik yapı [73,74]. 33
Şekil 3.3 : Tek yönlü antagonistik yapı. 34
Şekil 3.4 : Tek yönlü antagonistik yapının blok diyagram gösterimi. 36
Şekil 3.5 : Tek yönlü antagonistik yapıda kullanılan yayın moment yer değiştirme grafiği. 37
Şekil 3.6 : Tek yönlü antagonistik yapının MATLAB/Simulink modeli. 37
Şekil 3.7 : Tek yönlü antagonistik yapının MATLAB/Simulink model ayrıntısı. 38
Şekil 3.8 : Eklem sertliğinin τ_α ve τ_β'ya göre değişimi. 38
Şekil 3.9 : Eklem sertliğinin α ve β'ya göre değişimi. 39
Şekil 3.10 : Eklem açısının τ_α ve τ_β'ya göre değişimi. 39
Şekil 3.11 : Eklem açısının α ve β'ya göre değişimi. 40
Şekil 3.12 : Eklem açısının farklı motor momentlerindeki zamana göre değişimi. 40
Şekil 3.13 : İki yönlü antagonistik yapı. 41
Şekil 3.14 : İki yönlü antagonistik yapının blok diyagram gösterimi. 42
Şekil 3.15 : İki yönlü antagonistik yapıda kullanılan yayın moment yer değiştirme grafiği. 43
Şekil 3.16 : Tek yönlü antagonistik yapının MATLAB/Simulink modeli. 44
Şekil 3.17 : İki yönlü antagonistik yapının MATLAB/Simulink model ayrıntısı. 44
Şekil 3.18 : Eklem sertliğinin τ_α ve τ_β'ya göre değişimi. 45
Şekil 3.19 : Eklem sertliğinin α ve β'ya göre değişimi. 45
Şekil 3.20 : Eklem açısının τ_α ve τ_β'ya göre değişimi. 46
Şekil 3.21 : İki yönlü antagonistik yapının çalışma kipleri. 46
Şekil 3.22 : İki yönlü antagonistik yapının moment yer değiştirme grafiği. 47
Şekil 3.23 : İki motor yay ünitesinin momentleri (noktalı çizgi) ve onların toplamından oluşan eklem momenti (düz çizgi). 48
Şekil 3.24 : Yay karakteristikleri seçimi, Hamiltonian modelleme ve kontrol için kullanılan A-DEE sistemi. 50
Şekil 3.25 : İkinci dereceden polinom karakteristikli lineer olmayan yayın moment-deformasyon grafiği. 52
Şekil 3.26 : İkinci dereceden polinom karakteristikli lineer olmayan yay kullanılarak eklemde elde edilen eklem sertlik aralığı. 53
Şekil 3.27 : Üçüncü dereceden polinom karakteristikli lineer olmayan yayın moment-deformasyon grafiği. 53

Şekil 3.28 : Üçüncü dereceden polinom karakteristikli lineer olmayan yay kullanılarak eklemde elde edilen eklem sertlik aralığı. 54
Şekil 3.29 : Üstel karakteristikli lineer olmayan yayın moment-deformasyon grafiği. 55
Şekil 3.30 : Üstel karakteristikli lineer olmayan yay kullanılarak eklemde elde edilen eklem sertlik aralığı. 56
Şekil 3.31 : Sinüs karakteristikli lineer olmayan yayın moment-deformasyon grafiği. 57
Şekil 3.32 : Sinüs karakteristikli lineer olmayan yay kullanılarak eklemde elde edilen eklem sertlik aralığı. 58
Şekil 4.1 : A-DEE sisteminin ASA-PDK metoduyla regülasyonuna ilişkin Simulink blok diyagramı. 71
Şekil 4.2 : p_θ momentumunun zamanla değişimi. 71
Şekil 4.3 : Eklem sertliğinin ve referansın zamanla değişimi. 72
Şekil 4.4 : α açısının zamana göre değişim grafiği. 73
Şekil 4.5 : β açısının zamana göre değişim grafiği. 73
Şekil 4.6 : p_α momentumunun zamanla değişimi. 74
Şekil 4.7 : p_β momentumunun zamanla değişimi. 74
Şekil 4.8 : Eklem açısı θ ve referansın zamanla değişim grafiği. 75
Şekil 4.9 : Şekillendirilmiş potansiyel enerjinin zamanla değişimi. 75
Şekil 4.10 : τ_α momentinin zamanla değişim grafiği. 76
Şekil 4.11 : τ_β momentinin zamanla değişim grafiği. 76
Şekil 4.12 : Sistemin şekillendirilmiş hamiltonianının zamanla değişimi. 77
Şekil 4.13 : Şekillendirilmiş kinetik enerjinin zamanla değişimi. 77

ANTAGONİSTİK DEĞİŞKEN EMPEDANSLI EYLEYİCİLERİN KAPI KONTROLLÜ HAMİLTONYAN TABANLI MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

ÖZET

Bu tezde yürüyen robotlarla ilgili temel problemlere, enerji verimliliği ve çok kipli hareket problemine çözüm olacak eklem tasarımı ve kontrol yöntemleri araştırılmıştır.

Enerji verimliliği anlamımda pasif yürüyen robotlar şüphesiz ki en verimli olanlarıdır. Çünkü yürüme eylemi için herhangi bir eyleyici türünden, örneğin elektrik motoru, pnömatik eyleyiciler gibi, kullanmazlar ve genellikle eğik bir düzlem üzerinde yer çekimi potansiyel alanını kullanarak veya ilk enerjiyi insandan alarak yürüyebilmektedirler. Eğimi olmayan bir düzlem veya yokuşta bir noktadan diğerine hareketleri mümkün değildir.

Çoğul kipli hareket probleminde, yürüyen bir mekanizmanın aynı katı eyleyicilerle koşmaya başlaması ve zıplaması söz konusu ise eklemlerin izleyeceği yörüngelerin çok iyi tasarlanması ve eklemlerde çok hassas kuvvet/moment ölçerlerin bulunması gerekmektedir. Bunun anlamı şudur; katı eyleyicili bir robotun koşması esnasında ayaklarının yerle çarpışması anını çok hassas sensörleriyle algılamalı ve bu çarpışmanın etkisini hafifletecek sönümlemeyi bir kapalı çevrim kontrolör vasıtasıyla mekanizmaya zarar vermeden ele almalıdır. Bu durumda kontrolörün bant genişliği önem kazanmaktadır. Yürüyen robot sisteminin ileri yöndeki hızını kısıtlayan bir etken olarak kontrolörün bant genişliği söylenebilir. Başka bir nokta ise çarpışma etkisini azaltmaya çalışan, yani sanal bir yay elemanı gibi davranan eyleyici, verimli bir alternatifi olan pasif ve gerçek yay gibi çarpışma enerjisini depolayamaz ve bunu aksine bu işlem için fazladan enerji harcar. Bu da enerji verimliliği açısından iyi bir sonuç ortaya çıkarmaz.

Öte yandan, katı eyleyiciler kullanmayıp sabit seri yaylı eyleyici kullanan robotlara da literatürde rastlanmaktadır. Bu tür robotlar çarpışma anındaki etkiyi çok iyi bir şekilde herhangi bir zaman gecikmesi olmaksızın ele alabilmektedirler. Bununla birlikte çoğul kipli hareket analizi yapıldığında, yani yürüme, koşma ve zıplama, bu robotların bu kiplerin tamamını gerçekleyemediği görülmektedir. Bunu sebebi ise kullanılan eyleyicilerdeki sabit yay sertliğinin, bir başka deyişle eyleyici empedansının sabit olmasıdır. Eğer robotların çoğul kipli lokomosyonu isteniyorsa, değişken empedanslı eyleyiciler kaçınılmazdır.

Eklem sertliğinin değişken olması yani mekanik empedansın dinamik olarak ayarlanabiliyor olması güvenli insan-robot ortak çalışma ortamları geliştirilmesinde de çok önemli bir rol oynar.

MODELING AND CONTROL OF ANTAGONISTIC VARIABLE IMPEDANCE ACTUATORS IN PORT CONTROLLED HAMILTONIAN FRAMEWORK

SUMMARY

Today, bipedal robots have not been released to market and have not been developed so much to live with them in home but robotic researchers believe 21st century is that century we will see the bipeds serving at home to human being.

In this study, it is aimed to obtain novel joint design and control strategies to overcome the fundamental problems related to bipedal robots such as energy efficiency and multi modal locomotion.

Energy efficiency point of view there is no doubt the passive walkers are most efficient machines among others. However, they get their energy to walk by utilizing the gravitational field, i.e. they have to be on an inclined surface to walk, or they wait one to push them to gain an initial velocity.

When comes to multi modal bipedal locomotion, walking machines having stiff actuators can walk or jump under very strict conditions. Among them, the joint trajectories of robot should be carefully and precisely generated and they have very sensitive force/torque sensors to detect ground impact. This means that the robot sense the ground impact and should emulate a compliance with its stiff actuator in order not to break down its joints or links. It uses extra energy to achieve this spring like emulation. Its counterpart, a real spring, not only handles the ground impact but also store the energy caused by that impact.

On the other hand, to deal the problems said before, researchers use serial elastic components with fixed stiffness in their designs. Bu this designs can achieve one or two locomotion modes. They are designed to run and jump only. In order to realize multi modal locomotion this stiffness or more generally impedance has to be dynamically tuned.

Dynamic tuning of mechanical impedance of an actuator is also a key solution to the problem of safe human machine interaction.

1. GİRİŞ

Bu bölümünde önce problem tanımı verilerek, bu probleme bizi çeken ve çözüm arayışlarına destek olan motivasyonlardan bahsedilecektir. Motivasyon kısmında iki ayaklı sistemlerin çoğul kipli hareketi, pasif dinamik yürüme, SMN Tabanlı Hareket planlama konularından bahsedilecektir. Ayrıca tezin başlığında da geçen antagonizm ifadesi açıklanacak ve Antagonistik Değişken Empedanslı Eyleyiciler (A-DEE) ile ilgili bir giriş yapılacaktır. Literatürdeki çalışmalar ve tezin katkısını takiben tezin planı ele alınacaktır.

1.1 Problem Tanımı ve Motivasyon

Yürüyen robotlar henüz hayatımızın birer parçası olamasalar da, isimlerinden sıkça bahsedilir hale gelmişlerdir. Genel anlamda yürüyen robotlarla ilgili temel problemlerden birisi mobil olduklarından dolayı enerji gereksinimleri, dolayısıyla enerji verimlilikleridir. Bir diğeri ise yürüyen bu robotların, yürüme hareketiyle birlikte insan koşmasına benzer koşmaya ve zıplamaya geçişleriyle ilgili çoğul kipli hareket problemidir.

Enerji verimliliği anlamımda pasif yürüyen robotlar şüphesiz ki en verimli olanlarıdır. Fakat genellikle eğik bir düzlem üzerinde yer çekimi potansiyel alanını kullanarak veya ilk enerjiyi insandan alarak yürüyebilmektedirler. Eğimi olmayan bir düzlem veya yokuşta bir noktadan diğerine hareketleri mümkün değildir [1-7].

Çoğul kipli hareket probleminde, yürüyen bir mekanizmanın aynı katı eyleyicilerle koşmaya başlaması ve zıplaması söz konusu ise eklemlerin izleyeceği yörüngelerin çok iyi tasarlanması ve eklemlerde çok hassas kuvvet/moment ölçerlerin bulunması gerekmektedir. Bunun anlamı şudur; katı eyleyicili bir robotun koşması esnasında ayaklarının yerle çarpışması anını çok hassas sensörleriyle algılamalı ve bu çarpışmanın etkisini hafifletecek sönümlemeyi bir kapalı çevrim kontrolör vasıtasıyla mekanizmaya zarar vermeden ele almalıdır. Durum böyle olduğunda kontrolörün bant genişliği önem kazanmaktadır. Yürüyen robot sisteminin ileri yöndeki hızını kısıtlayan bir etken olarak kontrolörün bant genişliği söylenebilir. Başka bir nokta ise

çarpışma etkisini azaltmaya çalışan, yani sanal bir yay elemanı gibi davranan, eyleyici rakibi olan pasif ve gerçek yay gibi çarpışma enerjisini depolayamaz ve bunu aksine bu işlem için fazladan enerji harcar. Bu da enerji verimliliği açısından iyi bir sonuç ortaya çıkarmaz [8,9].

Öte yandan, katı eyleyiciler kullanmayıp sabit seri yaylı eyleyici kullanan robotlara da literatürde rastlanmaktadır [10-12]. Bu tür robotlar çarpışma anındaki etkiyi çok iyi bir şekilde herhangi bir zaman gecikmesi olmaksızın ele alabilmektedirler. Bununla birlikte çoğul kipli hareket analizi yapıldığında, yani yürüme, koşma ve zıplama, bu robotların bu kiplerin tamamını gerçekleyemediği görülmektedir. Bunu sebebi ise kullanılan eyleyicilerdeki sabit yay sertliğinin, bir başka deyişle eyleyici empedansının sabit olmasıdır. Eğer robotların çoğul kipli lokomosyonu isteniyorsa, değişken empedanslı eyleyiciler kaçınılmazdır.

Bu söylemler doğrultusunda robotik alanında çalışan bilim insanları tarafından değişken empedanslı eyleyiciler konusundaki çalışmaların yoğunlaşmaya başladığı söylenebilir. Eklem empedansını değiştirmek adına çeşitli tasarımlar literatürde mevcuttur [13-19]. Doğaya benzerlik göstermesi yönünden birçok araştırmacı antagonistik yapıları tercih etmiştir [15,16,18,20-29]. Bu tez çalışmasında Antagonistik yapılı Değişken Empedanslı Eyleyiciler incelenip kapı kontrollü Hamiltonian çerçevede modellenmesi ve pasifliğe dayalı kontrolü yapılacaktır.

1.1.1 İki ayaklı hareket sistemlerinde çoğul kipli hareket

Koşma ve zıplamayı ele alacak olursak, *Raibert*'in koşabilen, zıplayabilen ve takla atabilen çalışması belki de bu alandaki öncü çalışmaların başında gelir [10]. Bu çalışmayı bugüne kadar birçok araştırmacı izlemiş ve koşma sırasında enerjiyi depolayan ve geri veren seri yaylarla donanmış robotlar geliştirmişlerdir [11,12]. İşte bu koşmada kullanılan yaylar yürümede de kullanılmak istenirse, bir başka deyişle aynı robot birden çoğul kipte hareket ettirilmek istenirse, bu yayların sertlikleri değiştirilmelidir. Çünkü yürüme için uygun olan yay sertlikleri koşma için olanlardan farklıdır. Robotları gerçekleme aşamasına gelindiğinde bu seri yayların dinamik olarak sertliğinin değiştirilmesi işi gerçekten zordur [8].

Geleneksel motor sistemleri, örneğin dişli kutulu elektrik motorları, kullanılarak iki ayaklı robotlarda koşma çalışanlar mevcuttur. Bunların arasından *Kajita* ve arkadaşları hem yürüyüp hem koşabilen robot geliştirmişlerdir [30]. Honda Motor

ASIMO'yu geliştirmiş ve kararlı yürüme ve koşmayı başarmıştır [31]. Sony QRIO isimli küçük insansı robotla yürüme ve koşmayı göstermiştir [32]. Bu bahsettiğimiz robotlarda yüksek çevirme oranına sahip redüktörlü elektrik motorları kullanılmıştır. Böylece gerekli eklem momentleri üretilebilmiştir. Fakat bu eklem tipinin dış kuvvet ve momentlere karşı uyumluluğu yoktur. Bu robotların yürüme ve koşmayı gerçekleyebilmelerinin arkasında yatan şey ise son derece iyi kuvvet geri beslemesi ile birlikte çok dikkatli üretilen eklem yörüngeleridir. Yani eyleyici ile çarpışmayı uyumlandırma yoluna gitmişlerdir. Buradaki dezavantaj ise hareket hızlarının kontrol bant genişliği ile sınırlandırılmış olması ve belki de daha önemlisi bu yay benzetimi için eyleyicinin depolama yerine enerji harcamasıdır.

İnsana bakacak olursak, kasların antagonistik yapısından gelen vücut esneklik ayarını, yürüme, koşma ve zıplama için kullanıyor olduğunu görürüz. Antagonistik biçimde sürülen bu eklemlerin esnekliği kaslardaki gerilme ayarlanarak kolayca değiştirilebilir. Bu şekilde eklemleri olan robotlar insansı yürüme ve koşma davranışı sergileyebilirler. Böyle mekanizmalar herhangi bir zaman gecikmesi ve kontrolör bant genişliği kısıtlaması olmaksızın bir robota dinamik hareket kazandırabilirler [8].

Wisse ve arkadaşları balistik kontrol kullanarak düz zeminde dinamik yürüyebilen bir robot geliştirmişlerdir [1]. Kullandıkları kontrol yöntemi pasif dinamik yürüme kavramına dayanmaktadır [4,33]. Bununla birlikte kullandıkları eklemler antagonistik yapıda değildir.

1.1.2 Pasif dinamik tabanlı dinamik yürüme

Pasif dinamik tabanlı yürüme üzerine birçok araştırma yapılmıştır [2,3,34-36]. Pasif dinamik yürümede herhangi bir eyleyici katkısı bulunmaz [33]. Genelde dairesel tabanlı, itki momentini üretecek katı bileğe sahiptirler. Bu durumda robotun hızını ilk koşullar ve robotun yapısı belirler.

Bazı çalışmalarda kalça ekleminde eyleyici bulunmaktadır [1,4,5]. Bu çalışmalarda da bilek eklemi yine serttir. Serbest kalça eklemiyle birlikte, itki için bilekte eyleyici kullananlar da olmuştur [2,36]. Bu durumlarda ise yürüme için temel olara eklem uyumluluğu gerekmemektedir. Robotun hızı eyleyici ile ayarlanabilmekte, fakat robot hala büyük oranda pasif dinamiğinin kontrolü altında olduğundan, belirli bir limite kadar hızlanabilinmektedir.

Bir robot zıpladığında ve koştuğunda, çarpmanın etkisini azaltmak ve çarpmadan kaynaklanan enerjiyi depolayıp tekrar sisteme geri vermek için robotun eyleyicileri yay elemanı içermelidir. Eğer bu şartları sağlamayan bir robot koşturulmak veya zıplatılmak isteniyorsa, eklemleri aktif bir şekilde, hassas kuvvet geri beslemesi ve yüksek bant genişliğiyle, kontrol edilmelidir [30,32,37]. Her ne kadar yüksek performanslı kontrolörler olsa da mutlaka bir zaman gecikmesi olmakta ve pasif uyumlandırma elemanı enerji depolarken aktif olanı ise enerji harcamaktadır.

Diğer bir tarafta, özellikle koşma ve/veya zıplama için tasarlanmış robotların bacaklarında normal olarak seri biçimde pasif uyumlandırma elemanı, yay ve sönümlendirici, bulunmaktadır [10,11]. Bu tür robotlar, ayaklarının yere teması sırasındaki çarpışmayı herhangi bir gecikme olmadan ele alabilirler. Ayrıca bunların uyumluluğu konvansiyonel robotlardan daha fazladır. Haliyle ulaşabilecekleri hızlar da artmaktadır. Bununla birlikte, yay sertliğinin dinamik olarak ayarlanmasının zor olmasından dolayı bu robotlarla çoğul kipli hareketi gerçeklemek güçtür.

Yürüme, koşma ve zıplama gibi farklı kipte hareketleri iki ayaklı robotlarda gerçeklemek için, robotun ayak-yer çarpışmasına hızlı bir şekilde cevap vermesi ve ayarlanabilir eklem sertliğinin olması gerekir. Yay sertliğini dinamik olarak değiştirmek için bazı çalışmalar yapılmıştır [38,39].

Yürüyen robotların zemin teması sırasında zarar görmemesi ve zeminden gelen bilinmeyen bozuculara adapte olması adına yay ve /veya sönümlendirici içeren bir yapıda olması gerekmektedir. Bir önceki kısımda bahsedildiği gibi bir robotun yürüme, koşma ve zıplama gibi çoğul kipte hareket edebilmesi için ise robot eklemlerinde bulunan bu mekanik empedansın dinamik olarak değiştirilebilmesi lazımdır. Bu tez çalışmasının üçüncü bölümünde tasarımı ve analizi yapılan, dördüncü bölümde ise kontrolü gerçekleştirilen antagonistik değişken empedanslı eyleyici, çoğul kipli hareketi sağlamak için iki ayaklı bir robotlarda kullanılmak üzere tasarlanmıştır. Yer ile robotun ayağının çarpışmasındaki gerek zararların üstesinden gelinmesinde gerekse çarpışma enerjisini depolayıp bir sonraki adım için sisteme enerjinin geri kazandırılmasında, değişken sertlikte yay içeren bu eklem rol oynayacaktır.

1.1.3 SMN Tabanlı Hareket Planlama

Yürüyen robotlarda, statik yürüme ve dinamik yürüme şeklinde iki tip yürüme biçimi bulunmaktadır. Statik yürümede robotun ağırlık merkezi sürekli olarak, yerde kalan ayakların oluşturduğu destek poligonunun içinde kalmakta ve denge garanti altına alınmaktadır. Dinamik yürümede ise robotun ağırlık merkezi destek poligonunun dışında yer alabilmektedir. Statik yürümenin sürekli olarak dengeyi garanti etmesi beraberinde robotun yavaş hareket etmesi gibi bir dezavantaj getirirken, dinamik yürümedeki her an robotun dengesinin kaybetme riski avantaj olarak robota hızlı hareket kabiliyeti getirir [40].

Burada her bacağında üç serbestlik derecesi olan bir robot ele alınacaktır. Robotun bacak sayısı dört olması planlanmaktadır. Fakat bacaklar ikişerli gruplar halinde kısıtlanarak tahrik edileceğinden yürüme biçimi iki ayaklı bir robot gibi planlanacaktır. Böyle bir yapı kullanarak yanal yönde sürekli denge korunmuş olacak sadece robotun ileri yöndeki dinamik yürüme hareketi tasarlanıp gerçekleştirilecektir.

Yürüyebilen robotlar ile ilgili çalışmalar özellikle son yirmi yılda önemli bir aşama kaydetmiştir. Yürüyerek gerçekleştirilen robot lokomosyon yönteminin diğer robot lokomosyon yöntemlerine (tekerlekli ya da paletli) göre avantajları mevcuttur. Örneğin bir deprem, sel ya da heyelan gibi bir doğal felaket sonrasında oluşabilen ve yapısı bilinmeyen ortamlardaki robotik lokomosyon problemi yürüyebilen robotlar ile çözülebilmektedir. Bu tip robotik yapılarda öteleme hızlarının düşmelerine karşın engelleri geçebilme kabiliyeti artmaktadır. Bu probleme doğadan esinlenmeli çözümlere baktığımızda iki ayaklı lokomosyondan çeşitli çok bacaklı yapılara kadar örnekler gözlenmektedir. Bu kapsamda robotik alanında 8 bacaklı, altı bacaklı, dört bacaklı ve iki ayaklı yapılar üzerinde çalışılmaktadır. Genel olarak bakıldığında bu sistemlerdeki yürüme karakteristiği bacak sayısı azaldıkça statik yürümeden dinamik yürümeye doğru dönüşüm gösterir. Dinamik yürüme özellikle sürekli fonksiyonlar ile ifade edilebilmesi, yürüme esnasında minimum enerji kullanılabilmesi ve daha yüksek hızlara ulaşılabilmesi bakımından önemli bir araştırma alanıdır. Diğer taraftan özellikle iki ayaklı robotik sistemlere zıplama ve koşma gibi daha karmaşık modelleme ve kontrol problemlerini içeren çalışmalar da mevcuttur. Ancak bu tekniklerin tek platform üzerinde uygulayabilen diğer bir deyişle çoğul kipli lokomosyon yapabilen çalışmalara çok ender rastlanır. Bunun başlıca sebebi

antagonistik yapılı eklem eyleyicilerinin gerçeklenmesi ile bunların gerçeklenebilmesidir.

Burada antagonistik eklem yapısına sahip olan bir simetrik yapılı 2 ayaklı yürüyebilen robotun hareketini SMN algoritması kullanarak gerçekleştirmek hedeflenmiştir. Bu robot platformu üzerinde yürüme koşma ve zıplama gibi üç farklı dinamik lokomosyon kipini gerçeklemek ve robotun bu model değişimlere otonom bir şekilde kendi karar verebilmesini sağlatacak kontrol ve karar yöntemlerini sağlamaktır.

1.1.4 Antagonizm nedir?

Antagonistik kelime anlamı olarak zıtlık, karşıtlık anlamındadır. Antagonistik yapı biyolojiden esinlenilerek ortaya çıkmıştır. Doğadaki memeli anatomisine bakıldığında, eklemler birbirine zıt iki kas grubu tarafından hareket ettirilmektedir [23,25,41,42].

Antagonistik yapılardan verimli sonuçlar alınabilmesi için bu yapı içerisinde yer alan en az bir eyleyicinin ekleme bir uyumlandırma elemanı ile bağlı olması gerekir. Aksi halde iki eyleyici birbirine yük oluşturabilir ve en azından enerji verimliliği açısından bu istenmeyen bir durumdur. Bu uyumlandırma elemanı yani mekanik empedans yay elemanıdır ve doğada olduğu gibi her bir eyleyiciyi ekleme bağlamak için kullanılır [43].

Doğada eklem hareketini sağlayan momenti kaslar üretir. Kaslar yapıları gereği itme kuvveti oluşturamazlar. Eklemdeki momenti oluşturmak için birbirine zıt biçimde iki kas grubu tendonlarla ekleme bağlanır. Bu zıt şekilde yerleştirilmiş kaslardan birisi agonist diğeri ise antagonist olarak adlandırılır. Fakat genel olarak bu biçimdeki kas oluşumları antagonistik yapılar olarak adlandırılır. Antagonistik biçimde yerleştirilmiş kaslar sadece moment üretmekle kalmazlar aynı zamanda eklem sertliğini de ayarlarlar. Bunu yapma biçimleri şöyledir: eğer iki kas birbirinin aksi yönde kuvvet üretirse bu eklemde net bir moment oluşturmaz. Kasların yapısından dolayı bu davranış eklemin sertliğini arttırıcı bir sonuç doğurur [25].

Eklem sertliğinin değişken olması yani mekanik empedansın ayarlanabiliyor olmasının iki önemli katkısı vardır. Bunlardan ilki insan-robot ortak çalışma ortamlarında insan güvenliğinin ön planda olması, ikincisi ise enerji verimliliğidir. Örneğin Değişken Empedanslı Eyleyici (DEE) kullanılan bir robot manipülatör

yüksek sertlikte çalışarak hassas konum uygulamalarında iyi başarı elde edebilir. Fakat aynı sertlikte yüksek hızlı bir uygulamada çalışma ortamını paylaştığı insan için tehlike oluşturabilir. Bu yüksek hızlı uygulamada düşük sertlikte ilerleyerek bu tehlikenin önüne geçilebilir. İkinci bir örnek olarak bir robot bacak için bu tip DEE'ler kullanıldığında hem bilinmeyen bir zemine uyumlanarak güvenli bir yürüyüş sağlanacak hem de robotun kendi ağırlığını yayalarda depolayıp sonra o depolanan enerjiyi lokomosyonda kullanmak suretiyle bir enerji verimli sistem elde edilecektir [22,29,44-46].

DEE'ler yürüme, zıplama ve koşma gibi çoğul lokomosyon kipleri için anahtar bileşen olarak yürüyen robotlarda önem arz etmektedir.

1.1.5 Antagonistik değişken empedanslı eyleyiciler

Değişken empedanslı eyleyiciler için literatürde çeşitli tasarım prensipleri vardır. Bunlar arasında, moment kolunu değiştirme prensibi kullananlar [19,47,48], lineer olmayan yüzey eğrileri kullananlar [23,49], kalıcı mıknatıslar kullananlar [14] mevcuttur. Antagonistik yapılarsa bu tasarımlar arasından seçilmiş bir tanesidir. Robotik araştırmacıların antagonistik yapıları tercih etmesinin nedenleri arasında, insansı robot geliştirmek için insan doğasına bakılması gerekliliği yer almaktadır.

1.2 Literatürdeki Çalışmalar

Değişken empedanslı eyleyici tasarımında antagonizmi kullanan araştırmacılar bulunmaktadır. Bunlar arasında öne çıkanlar çalışmalar şu referanslarda verilmiştir [18,20,21,45]. Bu çalışmalar arasında en iyi tasarım lineer olmayan dönel yayı yek pare tasarlayıp üreten çalışmadır [50].

Değişken empedanslı eyleyiciler kullanan iki ayaklı robotlarla ilgili literatüre bakacak olursak temel anlamda eyleyici tipi olarak elektrik motorları ve pnömatik sistemler gibi iki ayrıma rastlamaktayız [8,9,24,39,41,48]. Bu iki sınıfı enerji verimliliği açısından kıyaslayan bir çalışma da mevcuttur [51]. Bu kıyaslama da sorulması gereken bir soru da mevcuttur. Bu soru; "çoğul kipli harekette eklem empedansı dinamik olarak değiştirilmeli mi, yoksa bir kip içerisinde sabit sertlikle devam edilip kip geçişlerinde mi empedans değiştirilmelidir?". Tabii ki enerji açısından yaklaşıldığında dinamik olarak empedansın ayarlanıyor olması enerji tüketimine neden olmaktadır. Çoğul kipli hareket açısından, belli bir adım yüksekliği

ve ileri yön hızı aralığında, sabit eklem empedansıyla hareket edip, bu hız aralığı değişince empedans değiştirmek bir çözüm olabilir.

1.3 Tezdeki Katkılar

Bu tez çalışmasında antagonistik yapıda değişken empedansı eyleyicilerin tasarımı, modellenmesi ve kontrolü hedeflenmiştir. Pratikte çoğu sistem doğrusal olmayan sistemlerdir. Doğrusal olmayan kontrol sistemleri geri besleme dorusallaştırması ile lineer olarak ele alınabilir. Fakat çok fazla lineer olmayan bileşeni olan sistemlerde, lineer sistemlerde olmayan özellikler vardır. Örneğin çoklu izole denge noktaları, limit çevrimler, kaos ve çatallanma bunlardan sayılabilir. Sıradan lineer kontrol metotları lineer olmayan sistemler için uygun olmayabilir. Geometrik metotlar lineer kontrol kavramlarını her ne kadar lineer olmayan sistemlere kazandırsa da lineer olmayan sistemleri kontrol etmek için genel metotlar geliştirmek zordur.

Lineer olmayan sistemlerin bir alt sınıfı olan Hamiltonian sistemlere odaklanmak lineer olmayan sistemlerin kontrolü için bazı faydalı metotlar verebilir. Kapı kontrollü Hamiltonian sistemler Euler-Lagrange sistemlerden daha geniş bir spektrumu kapsarlar, nonholonomik kısıtları olan elektromekanik sistemler bunlara örnek olarak verilebilir.

Eksik tahrikli sistemlerin belirli bir denge noktası etrafında regülasyonu literatürde çalışılmıştır. A-DEE'ler de eksik tahrikli sistemlerdir. Bununla birlikte değişken empedanslı eyleyici kavramı robotik alanında çalışan insanlar tarafından yeni gündeme getirilmiştir. Bu yüzden A-DEE'lerin Kapı Kontrollü Hamiltonian kavram çerçevesi içinde denge noktası kontrolü gerçekleştirilmemiştir. Bu bağlamda eksik tahrikli olan A-DEE'lerin Kapı Kontrollü Hamiltonian çerçevede modellenmesi ve belirli bir denge noktası etrafında regülasyonu için kontrolör tasarımı bu tezin bir katkısı olacaktır.

1.4 Tezin Planı

Bu tez çalışmasının ikinci bölümünde elektromekanik sistemler için Kapı Kontrollü Hamiltonian Sistemler çerçevesinde modelleme ve modellenen bu sistemler için yine aynı çerçevede yer alan Pasifliğe Dayalı Kontrolör tasarımı yer almaktadır.

Üçüncü bölümde ise literatürde mevcut olan antagonistik yapılardan örnekler verilerek tezde kullanılacak lineer olmayan yay karakteristiğinin seçimi yapılacaktır. Sonrasında ise tezin katkılama kısmına destek olacak A-DEE yapısının Kapı Kontrollü Hamiltonian modeli verilecektir.

Modellenen A-DEE'nin pasifliğe dayalı kontrolör tasarımı için eşleme denkleminin yazılması ve bu denklemin oluşturduğu kısmi diferansiyel denklemin çözümü dördüncü bölümde verilmiştir. Ayrıca modellenen sistem ve bulunan kontrol kuralını içeren bir simülasyon ve sonuçları bu bölümde verilmiştir.

2. ELEKTROMEKANİK SİSTEMLERİN KAPI KONTROLLÜ HAMİLTONİAN SİSTEMLER ÇERÇEVESİNDE MODELLENMESİ VE KONTROLÜ

Bu bölümde tezde kullanılacak temel terminoloji verilecektir. Bu terminolojiler arasında Kapı Kontrollü Hamiltonian Sistemler ve Dirac yapılarından bahsedilecek ve bir elektromekanik sistem için örnek sunulacaktır. Sonrasında Pasif sistemler ve Kapı Tabanlı Hamiltonian Kontrol yöntemlerinden bahsedilecektir. Pasifliğe dayalı kontrol, kapalı çevrim sistemi pasif yaparak ve istenen denge noktasında minimumu olan bir enerji fonksiyonunu sisteme atayarak lineer olmayan sistemlerin kontrolünde kullanılabilir. Pasif sistemlerin temel özelliklerinden bir tanesi negatif geri besleme altında pasif sistemler pasifliklerini korumaktadırlar. Sonrasında ASA-PDK, Casimir fonksiyonları irdelenecektir ve son olarak da eksik tahrikli sistemler için eşleme denklemi ve bu denklemin çözümüne ilişkin bir takım metotlar sunulacaktır.

2.1 Kapı Kontrollü Hamiltonian Sistemler

Kompleks sistemlerin modellenmesindeki ana paradigma, küçük alt sistemlerin kendi içyapılarındaki karmaşıklığı ön plana çıkartmadan, bir takım kurallar doğrultusunda birbirleriyle nasıl bir etkileşim içerisinde olduklarının ortaya çıkarılmasıdır.

Bu genel fikrin bir tür uygulaması da kapı Hamiltonian sistemler veya kapı-kontrollü Hamiltonian sistemlerdir (KKHS) [45]. Hamiltonian sistemler Lagrangian sistemlere benzer sistemlerdir. Her iki teknikte farklı elemanların karakterizasyonu için durumlara bağlı enerji ve eşlenik enerji fonksiyonlarını kullanırlar. Kapı kontrollü Hamiltonian sistem yaklaşımında toplam enerjiden yola çıkılır, kapı değişkenleri çarpımları gücü verecek şekilde birbirine eşlenik seçilir. Alt sistemlerin birbiriyle ilişkisi Dirac yapısı adı verilen yapıyla oluşturulur. Dirac yapısı devre teorisindeki Tellegen teoreminin genelleştirilmiş hali olarak görülebilir ve gücün korunumunu sağlayan bir yapıdır [52]. KKHS teorisi, ortak kavram olarak enerjiyi kullanarak, değişik domenlerden alt sistemlerin oluşturduğu karmaşık sistemlerin modellenmesinde kullanılmaktadır [54].

2.1.1 Kapı kontrollü hamiltonian sistemlerin açık ifadesi

Kapı kontrollü Hamiltonian sistemlerin açık biçimdeki ifadesi aşağıdaki gibidir [53]

$$\begin{cases} \dot{x} &= \big(J(x)-R(x)\big)\partial_x H(x)+g(x)u \\ y &= g^T(x)\partial_x H(x) \end{cases} \qquad \textbf{(2.1)}$$

burada

- $x \in \mathbb{R}^n$ durum vektörü
- $u, y \in \mathbb{R}^m$ kapı değişkenleri
- $H(x): \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}$ sistemin toplam enerjisi olan Hamiltonian fonksiyonu
- $J(x) \in \mathbb{R}^{nxn}$ ters simetrik ara bağlantı matrisi ($J(x) = -J^T(x)$)
- $R(x) \in \mathbb{R}^{nxn}$ simetrik kayıp matrisi ($R(x) = R^T(x)$)
- $g(x) \in \mathbb{R}^{nxm}$ sistemi dış dünyaya bağlayan matris. Enerji akışı ve kapı değişkenleri u ve y'yi ilişkilendiren matristir.

(2.1)'de verilen KKHS aşağıdaki özelliklere sahip olduğunu varsayalım

— $H(x)$ Hamiltonian fonksiyonu alttan sınırlıdır ($H(x) > sabit$) ve x^* 'da minimumu vardır.

— Ters simetrik bir $J(x)$ ara bağlantı matrisi vardır $J(x) = -J^T(x)$.

— Yarı kesin pozitif kayıp matrisi ($R(x) = R^T(x) \geq 0$) vardır.

Bu varsayımlar altında sistem kapalı çevrimde asimptotik kararlıdır.

2.1.2 Dirac yapıları

Kapı kontrollü Hamiltonian formülasyonunun önemli matematiksel öğesi Dirac yapısıdır ve bu yapı alt sistemlerin birbiriyle olan bağlantısı hakkında bilgi içerir. En basit durum olan sonlu boyuttaki sistemlerde, kapılarla ilişkili akış değişkenleri m-boyutlu bir vektör uzayında, $f \in \Psi$, onlara karşılık gelen efor değişkenleri ise bu vektör uzayının duali olan Ψ^* uzayında, $e \in \Psi^*$, olsun. Bu vektörlerin çarpımları gücü verir,

$$\langle e, f \rangle = p \qquad \textbf{(2.2)}$$

Bunların yanında yerel koordinatları $x \in \mathbb{R}^n$ olan durum uzayı X'i ve bu uzaya ait teğet uzayı TX ve eşlenik teğet uzayı T^*X'i tanımlamak gerekir. Tüm bunlar enerji depolayan elemanlarla ve aralarındaki bağlantılarla ilişkilendirilir [13,15,55-57].

$\mathrm{B}(x) = T_x X \times T_x^* X \times \Psi \times \Psi^*$ olsun. $\mathrm{B}(x)$ üzerinde şöyle bir simetrik bilineer form tanımlanabilir,

$$\left\langle \left(f_1^x, e_1^x, f_1, e_1\right), \left(f_2^x, e_2^x, f_2, e_2\right) \right\rangle_+ = \left(e_1^x, f_2^x\right) + \left(e_2^x, f_1^x\right) + \left(e_1, f_2\right) + \left(e_2, f_1\right) \qquad \textbf{(2.3)}$$

$B = \cup_{x \in X} B(x)$ üzerinde bir Dirac yapısı tanımlanabilir. Bu dirac yapısı $D \in B$, her x için sürekli ve türevlenebilir bir altdemettir öyle ki;

$D(x) = D^{\perp}(x)$ ve

$$D^{\perp}(x) = \left(f_1^x, e_1^x, f_1, e_1\right) \mid \left\langle \left(f_1^x, e_1^x, f_1, e_1\right), \left(f_2^x, e_2^x, f_2, e_2\right) \right\rangle_+ = 0, \quad \forall \left(f_2^x, e_2^x, f_2, e_2\right) \in D(x)$$

olur.

Dirac yapıları şu önemli özelliklere sahiptirler,

1. $\dim D(x) = n + m$.
2. Eğer $\left(f^x, e^x, f, e\right) \in D(x)$ ise $\left(e^x, f^x\right) + \left(e, f\right) = 0$ olur.
3. Lokal koordinatlarda Dirac yapısı $\left(n+m\right)$ boyutlu $E(x)$ ve $F(x)$ gibi kare matrislerle ifade edilebilir. Bu matrisler $F(x)E^T(x) + E(x)F^T(x) = 0$ eşitliğini ve aşağıdaki eşitliği sağlar,

$$\left(f^x, e^x, f, e\right) \in D(x) \Leftrightarrow F(x)\begin{bmatrix} f^x \\ f \end{bmatrix} + E(x)\begin{bmatrix} e^x \\ e \end{bmatrix} = 0 \qquad \textbf{(2.4)}$$

H, X üzerinde tanımlı türevlenebilir bir fonksiyon olsun. $\left(X, \Psi, D, H\right)$'ye karşılık gelen kapı kontrollü Hamiltonian sistem aşağıdaki denklemlerle tanımlanır,

$$\left(f^x, e^x, f, e\right) \in D(x) \qquad \textbf{(2.5)}$$

$$\dot{x} = -f^x \tag{2.6}$$

$$e^x = dH(x) \tag{2.7}$$

(2.6) ve **(2.7)** denklemleri denklem **(2.5)**'de yerine yazılacak olursa alternatif olarak aşağıdaki ifade de elde edilebilir,

$$\left(-\dot{x}, dH(x), f, e\right) \in D(x) \tag{2.8}$$

Dirac yapısının özelliğinden dolayı,

$$\dot{H} = \left(e, f\right) \tag{2.9}$$

olur ki bu da enerji dengesini gösterir, yani sistemin toplam enerjisindeki değişim sisteme giren güce eşittir.

Lokal koordinatlarda,

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ -f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J(x) & g(x) \\ -g^T(x) & J_f(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial H(x) \\ e \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

yazılabilir, burada $J(x)$ ve $J_f(x)$ ters simetrik matrislerdir.

Sistemdeki kayıp ise açık olan kapılara eklenebilir. $e_r = -R(x) f_r$, $R(x) = R^T(x) \geq 0$ alınarak şu ifade yazılabilir,

$$\dot{H}(x) = \left(e, f\right) + (e_r, f_r) = \left(e, f\right) - f_r^T R(x) f_r \leq \left(e, f\right) \tag{2.11}$$

Yine yerel koordinatlarda bu ifade aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{cases} \dot{x} = \left(J(x) - R(x)\right)\partial H(x) + g(x)e \\ f = g^T(x)\partial H(x) - J_f(x)e \end{cases} \tag{2.12}$$

Bu formalizmin temel özelliklerinden biri de Hamiltonian sistemlerden Dirac yapısı kullanılarak oluşturulan daha büyük sistemlerin de Hamiltonian özelliği taşımasıdır. Kapı kontrollü Hamiltonian sistemlerle ilgili daha detaylı bilgi için [58-60] ve içerisindeki referanslara bakılmalıdır.

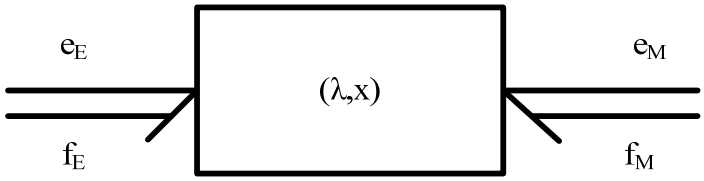
2.2 Elektromekanik Sistemler İçin Örnekler

Elektromekanik bir sistem, mekanik ve elektriksel kısımları arasında enerji akışını sağlayabilen sistemdir. **Şekil 2.1**'de gösterilen sistemi ele alalım. n_E adet genelleştirilmiş elektriksel kapı (e_E, f_E) ve n_M adet de genelleştirilmiş mekanik kapısı, (e_M, f_M), olsun. Elektriksel durum değişkenleri $\lambda \in \mathbb{R}^{n_E}$ ve mekanik durum değişkenleri ise $x \in \mathbb{R}^{n_M}$ olsun.

Bu sistemin hareket denklemi ve kapıların temel denklemleri, yani;

$$\dot{\lambda} = e_E, \dot{x} = f_M, f_E = \partial_\lambda H_E, e_M = \partial_x H_E \tag{2.13}$$

burada $H_E = H_E(\lambda, x)$ enerji fonksiyonudur.



Şekil 2.1 : Genel bir elektromekanik sistemin bond graf gösterimi.

Kapı Hamiltonian sistem açık biçimde aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda} \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \mathbb{O} \begin{bmatrix} \partial_\lambda H_E \\ \partial_x H_E \end{bmatrix} + \mathbb{I} \begin{bmatrix} e_E \\ f_M \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

$$\begin{bmatrix} f_M \\ e_M \end{bmatrix} = \mathbb{I}^T \begin{bmatrix} \partial_\lambda H_E \\ \partial_x H_E \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

burada $\mathbb{O}$ ve $\mathbb{I}$ sırasıyla uygun boyutta sıfır matrisini ve birim matrisini göstermektedirler.

Yukarıdaki denklemler sistemin sadece elektromanyetik tarafını ifade ederler. Gerçekte ise elektromekanik bir sistem daima bir mekanik atalet içerir. Bu genelleştirilmiş mekanik elemanı modellemek için kapı olarak (e_I, f_I) ikilisi, durum değişkenlerinin sayısını n_I ve durum değişkenini de $p \in \mathbb{R}^{n_I}$ alırsak elemanın dinamik denklemi $\dot{p} = e_I$, $f_I = I^{-1} p$ olur. Kapı Hamiltonian biçimde ise aşağıdaki gibi gösterilir,

$$\dot{p} = \mathbb{O}\partial_p H_I + \mathbb{I} e_I \tag{2.16}$$

$$f_I = \mathbb{I}^T \partial_p H_I \tag{2.17}$$

burada $H_I(p) = p^T I^{-1} p$.

Bu saf mekanik kısım elektromanyetik kısma ve varsa sistemin geri kalanına aşağıdaki denklem takımları ile bağlanabilir,

$$e_I = -B_{IM} e_M + F_I \tag{2.18}$$

$$f_M = B_{IM}^T f_I \tag{2.19}$$

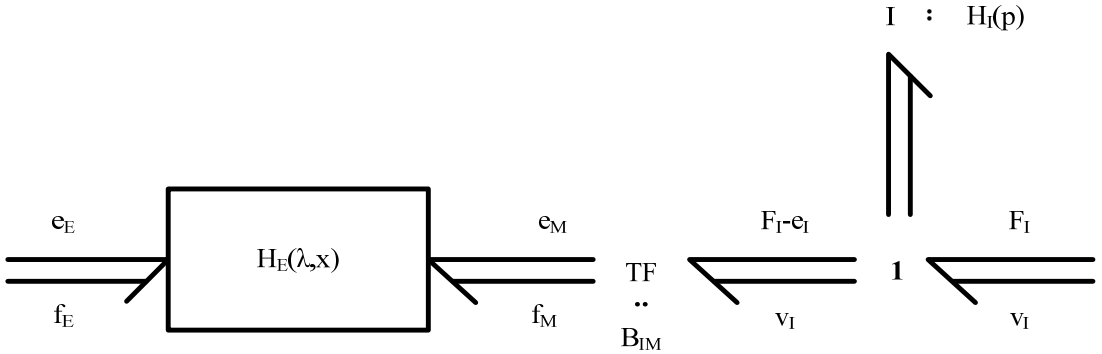
$$f_I = v_I \tag{2.20}$$

Yukarıda verilen eşitlikler $\mathbb{R}^{n_M+2n_I} \times \mathbb{R}^{n_M+2n_I}$ 'da koordinatları $(e_M, -f_M, -e_I, f_I, F_I, v_I)$ olan bir Dirac yapısı tanımlar. $n_M + 2n_I$ denklem birbirinden bağımsız olduğundan aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\underbrace{\begin{bmatrix} I & O & O \\ O & I & O \\ O & O & I \end{bmatrix}}_{F} \begin{bmatrix} -f_M \\ -e_I \\ v_I \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} O & B_{IM}^T & O \\ -B_{IM}^T & O & I \\ O & -I & O \end{bmatrix}}_{E} \begin{bmatrix} e_M \\ f_I \\ F_I \end{bmatrix} = 0 \tag{2.21}$$

Bununla denklemle birlikte $EF^T + FE^T = E + E^T = 0$ olduğu da unutulmamalıdır.

Tüm bu sistemlere ilişkin bond graf şeması **Şekil 2.2**'de gösterilmiştir.



Şekil 2.2 : Bir elektromanyetik sisteme mekanik atalet eklenmiş sistemin bond graf gösterimi.

(2.14)-(2.20) denklemlerine bakıldığında, (e_E, F_I) girişleri, sistem durumları ve (f_E, v_I) çıkışlarını içeren hareket denklemi yazılabilir,

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= e_E \\ \dot{x} &= B_{IM}^T \partial_p H_I \\ \dot{p} &= -B_{IM} \partial_x H_E \\ f_E &= \partial_\lambda H_E \\ v_I &= \partial_p H_I \end{aligned} \qquad \textbf{(2.22)}$$

Eğer toplam Hamiltonian şu şekilde alınırsa,

$$H_{EM}(\lambda, x, p) = H_E(\lambda, x) + H_I(p) \qquad \textbf{(2.23)}$$

yukarıdaki denklemler kapı hamiltonian biçimde aşağıdaki şekilde yazılabilir,

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda} \\ \dot{x} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O & O & O \\ O & O & B_{IM}^T \\ O & -B_{IM} & O \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_\lambda H_{EM} \\ \partial_x H_{EM} \\ \partial_p H_{EM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I & O \\ O & O \\ O & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_E \\ F_I \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.24)}$$

$$\begin{bmatrix} f_E \\ v_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & O & O \\ O & O & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_\lambda H_{EM} \\ \partial_x H_{EM} \\ \partial_p H_{EM} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.25)}$$

Bu denklemler birkaç ilaveyle daha genel bir biçime dönüştürülebilir. Elektrik kapıyı (e_S, f_S), mekanik kapıyı da (F_S, v_S) seçerek aşağıdaki denklem çiftine ulaşırız,

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda} \\ \dot{x} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O & O & O \\ O & O & B_{IM}^T \\ O & -B_{IM} & O \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_\lambda H_{EM} \\ \partial_x H_{EM} \\ \partial_p H_{EM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_E & O \\ O & O \\ O & B_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_S \\ F_S \end{bmatrix}$$
$$\begin{bmatrix} f_S \\ v_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_E^T & O & O \\ O & O & B_M^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_\lambda H_{EM} \\ \partial_x H_{EM} \\ \partial_p H_{EM} \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.26)}$$

Şu ana kadar elde ettiğimiz denklemler genel bir elektromekanik sisteme aitti, şimdi bu denklemleri özel olarak lineer elektrik sistem için tekrar yazalım. Toplam enerjiyi yazacak olursak,

$$H(\lambda, p, \theta) = \frac{1}{2}\lambda^T L^{-1}(\theta)\lambda + \frac{1}{2} p^T J_m^{-1} p \qquad \textbf{(2.27)}$$

burada $\lambda \in \mathbb{R}^{n_e}$ genelleştirilmiş elektriksel değişkenler (yükler veya manyetik akılar olabilir), $p \in \mathbb{R}^{n_m}$ genelleştirilmiş mekanik değişkenler, $\theta \in \mathbb{R}^{n_m}$ genelleştirilmiş geometrik koordinatlar, $L \in \mathbb{R}^{n_e \times n_e}$ endüktans (veya kapasite) matrisidir.

$$\begin{aligned} \dot{\lambda} &= -R_e i + B_e v \\ \dot{p} &= -B_r w - \tau_e(\lambda, \theta) + B_m \tau_L \\ \dot{\theta} &= J_m^{-1} p \end{aligned} \qquad \textbf{(2.28)}$$

burada $v \in \mathbb{R}^{m_e}$ giriş gerilimleri, $B_e \in \mathbb{R}^{n_e \times m_e}$ giriş gerilimlerinin elektriksel elemanlara nasıl etkidiğini belirten matris, $\tau_L \in \mathbb{R}^{m_m}$ dış moment ve kuvvetler, $B_m \in \mathbb{R}^{n_m \times m_m}$ dış moment ve kuvvetlerin mekanik sisteme nasıl bağlandığını belirten matris, $R_e \in \mathbb{R}^{n_e \times n_e}$ elektriksel sönümleme matrisi, $B_r \in \mathbb{R}^{n_m \times n_m}$ mekanik sönümleme matrisi, $\tau_e \in \mathbb{R}^{n_m}$ elektriksel moment ve $i \in \mathbb{R}^{n_e}, w \in \mathbb{R}^{n_m}$

$$i = L^{-1}(\theta)\lambda = \partial_\lambda H, \quad w = J_m^{-1} p = \partial_p H \qquad \textbf{(2.29)}$$

elektriksel akım ve mekanik hızdır. Elektromekanik enerji dönüşümü aşağıdaki temel denklemle bulunur,

$$\tau_e = \partial_\theta H = -\frac{1}{2}\lambda^T L^{-1} \frac{\partial L}{\partial \theta} L^{-1}\lambda \qquad \textbf{(2.30)}$$

burada $\frac{\partial L}{\partial \theta}^{-1} = -L^{-1}\frac{\partial L}{\partial \theta}L^{-1}$ dönüşümünden yararlanılmıştır. denklem **(2.29)** ve **(2.30)** kullanılarak denklem **(2.28)** düzenlenirse açık formda Kapı Kontrollü Hamiltonian biçimde aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\dot{x} = \left(\underbrace{\begin{bmatrix} O_{n_e \times n_e} & O_{n_e \times n_m} & O_{n_e \times n_m} \\ O_{n_m \times n_e} & O_{n_m \times n_m} & -I_{n_m \times n_m} \\ O_{n_m \times n_e} & I_{n_m \times n_m} & O_{n_m \times n_m} \end{bmatrix}}_{J} - \underbrace{\begin{bmatrix} R_e & O_{n_e \times n_m} & O_{n_e \times n_m} \\ O_{n_m \times n_e} & B_r & O_{n_m \times n_m} \\ O_{n_m \times n_e} & O_{n_m \times n_m} & O_{n_m \times n_m} \end{bmatrix}}_{R} \right) \partial H + \underbrace{\begin{bmatrix} B_e & O_{n_e \times n_m} \\ O_{n_m \times m_e} & B_m \\ O_{n_m \times m_e} & O_{n_m \times m_m} \end{bmatrix}}_{g} \begin{bmatrix} v \\ \tau_L \end{bmatrix}$$

burada $x = \left[\lambda^T, p^T, \theta^T \right]^T \in \mathbb{R}^{n_e + n_m}$ durum vektörüdür.

2.3 Kapı Tabanlı Hamiltonian Kontrol

Lineer kontrol teknikleri geniş bir yelpazede yer alırken lineer olmayan kontrol teorisi genellikle Lyapunov metodu ve onun değiştirilmiş versiyonları etrafında toplanır. Lyapunov tabanlı kontrolör tasarımındaki zorluk olarak aday Lyapunov fonksiyonu bulmak olarak gösterilebilir.

Pasif lineer olmayan sistemler bir depo fonksiyonuyla tanımlanabilir. Kapı tabanlı hamiltonian sistemler pasif sistemlerdir. Bu pasiflik özelliğini kullanarak bu sistemleri kontrol etmeye dayalı metotlar kapı tabanlı hamiltonian kontrol yaklaşımını oluşturmaktadırlar.

2.4 Pasifliğe Dayalı Kontrol (PDK)

Lineer olmayan sistemler için asimptotik kararlı kontrolör tasarımında bu sistemlerin pasiflik özellikleri önemli bir rol oynar [61-63]. Geleneksel kontrol yöntemlerinde kontrolöre işaret işleme mantığıyla yaklaşılır. Lineer zamanla değişmeyen sistemler için bu yaklaşım uygun olabilir çünkü sinyaller basit filtreler tarafından kolayca ayrıştırılabilir. Lineer olamayan sistemlerde ise iki sebepten dolayı bu işlem güçleşir:

1. İşlem yükü göründüğünden daha fazladır.
2. İstenmeyen sinyalleri bastırmak için çok karmaşık kontrolörler gerekmektedir ve sonuçta elde edilen sistem de enerji açısından pek verimli olmayabilir ve aynı zamanda kararlılık anlamında sınırlarda olmaktadırlar.

Tanım:

$u \to y$ dönüşümünü ele alalım. Aşağıdan sınırlı, durumlara bağlı bir $H(x)$ fonksiyonu ile birlikte, negatif olmayan bir $d(t) \geq 0$ fonksiyonu aşağıdaki özellikleri sağlıyorsa bu dönüşüm pasiftir,

$$\underbrace{\int_0^t u^T(s)y(s)ds}_{\text{sisteme verilen enerji}} = \underbrace{H\left(x(t)\right) - H\left(x(0)\right)}_{\text{sistem tarafından depolanan enerji}} + \underbrace{d(t)}_{\text{kayıp enerji}} \qquad \textbf{(2.31)}$$

Denklem **(2.31)**'deki gibi pasif bir sistemi ele alalım. $H(x)$ fonksiyonunun global minimumu x^* olsun. $d(t) > 0$ ve $u = 0$ alındığında $H(x)$ zamanla azalacak ve

sistem asimptotik olarak x^*'a ulaşacaktır. Bu $u=0$ durumunda idi. Şimdi u'yu sistemden enerji çıkaracak şekilde seçersek

$$u=-Ky,\quad K=K^T>0 \tag{2.32}$$

yakınsama hızı arttırılabilir.

Daha genel bir ifadeyle pasifliğe dayalı kontrolün ana fikri şöyledir; geri besleme olarak,

$$u=\gamma\left(x(t)\right) \tag{2.33}$$

alınırsa, kapalı çevrim sistem yine pasiftir ve yeni bir enerji fonksiyonuna sahiptir. Bu yeni enerji fonksiyonunu H_d biçiminde tanımlarsak, H_d'nin global minimumu istenen çalışma noktası olur.

Denklem **(2.33)** la birlikte sisteme kazandırılan enerjiyi şöyle yazarsak,

$$H_a=-\int_0^t \gamma^T\left(x(s)\right)y(s)ds \tag{2.34}$$

böylece kapalı çevrim sistemin enerji fonksiyonu $H_d(x)=H(x)-H_a(x)$ olur. Bu da bizi enerji denge denklemine (EDD) götürür,

$$\underbrace{H_d(x(t))}_{\text{kapalı çevrim enerji}} = \underbrace{H(x(t))}_{\text{depolanan enerji}} + \underbrace{H_a(x)}_{\text{sisteme kazandırılan enerji}} \tag{2.35}$$

Kontrol işaretini yerine yazacak olursak,

$$\underbrace{H_d(x(t))}_{\text{kapalı çevrim enerji}} = \underbrace{H(x(t))}_{\text{depolanan enerji}} \underbrace{-\int_0^t \gamma^T\left(x(s)\right)y(s)ds}_{\text{sisteme kazandırılan enerji}} \tag{2.36}$$

Aşağıdaki gibi afine bir dinamik sistem için,

$$\begin{cases}\dot{x} = f(x)+g(x)u\\ y = h(x)\end{cases} \tag{2.37}$$

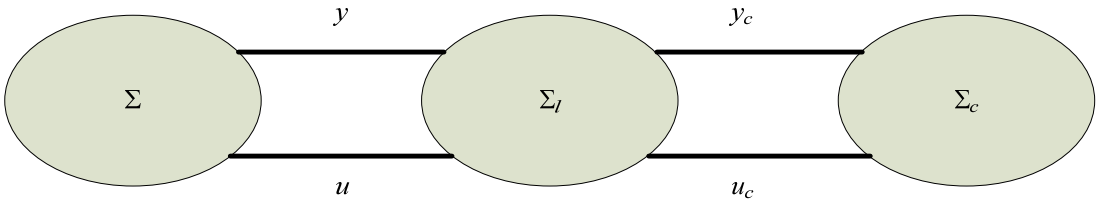
enerji denge denklemi şu kısmi diferansiyel denklemle özdeştir,

$$-\gamma^T(x)h(x) = \partial H_a\left(f(x)+g(x)\gamma(x)\right) \qquad \textbf{(2.38)}$$

PDK'ya fiziksel bir yorum katmak adına kontrolörü, kontrol edilmek istenen hedef sistemle enerji alışverişi yapan başka bir fiziksel sistem olarak düşünebiliriz. Σ ve Σ_c gibi iki sistem ele alalım. Bu iki sistem **Şekil 2.3**'de gösterildiği üzere Σ_l gibi bir ara bağlantıyla enerji alışverişi yapıyor olsun. Bu ara bağlantının güç korunumlu olması için koşul aşağıdaki gibidir.

$$u_c^T(t)y_c(t)+u^T(t)y(t)=0 \qquad \forall t \qquad \textbf{(2.39)}$$

Güç korunumluluğunun önemi ise şöyledir; pasif sistemlerin güç korunumlu bağlantılarla bağlanmasıyla oluşan sistemler yine pasiftirler.



Şekil 2.3 : Kontrolörün fiziksel bir sistem olarak ele alınmasını gösterir şekil.

2.4.1 Casimir fonksiyonu

Casimir fonksiyonu KKHS'lerin pasifliğe dayalı kontrolünde özellikle aday Lyapunov fonksiyonu bulunmasında rol oynarlar.

(2.1)'de verilen açık formdaki kapı kontrollü hamiltonian sistemi tekrar ele alalım ve bir kez daha aşağıdaki gibi yazalım.

$$\begin{cases} \dot{x} &= \left(J(x)-R(x)\right)\partial H(x)+g(x)u \\ y &= g^T(x)\partial H(x) \end{cases} \qquad \textbf{(2.40)}$$

burada $J^T=-J$, $R^T=R\geq 0$'dır. $H>0$' ve aşağıdaki eşitliği sağlar,

$$\dot{H}=-\left(\partial H\right)^T R\partial H + y^T u \qquad \textbf{(2.41)}$$

Her iki tarafın 0'dan t'ye integralini alacak olursak,

$$H\left(x(t)\right)-H\left(x(0)\right)=\int_0^t u^T(s)y(s)ds-\int_0^t\left(\partial H\right)^T R\partial H \qquad \textbf{(2.42)}$$

Eğer hem sistem hem de kontrolör KKHS biçiminde ifade edilirse daha açık sonuçlar elde edebiliriz.

Sistem olarak:

$$\Sigma:\begin{cases}\dot{x} &= \big(J(x)-R(x)\big)\partial H(x)+g(x)u\\ y &= g^T(x)\partial H(x)\end{cases} \qquad \textbf{(2.43)}$$

kontrolör olarak da:

$$\Sigma_c:\begin{cases}\dot{z} &= \big(J_c(z)-R_c(z)\big)\partial H_c(z)+g_c(z)u_c\\ y_c &= g_c^T(z)\partial H_c(z)\end{cases} \qquad \textbf{(2.44)}$$

ele alalım. Güç korunumlu standart negatif geri besleme ile yani $u=-y_c$, $u_c=y$ ile,

$$\begin{bmatrix}\dot{x}\\ \dot{z}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}J(x)-R(x) & -g(x)g_c^T(z)\\ g_c(z)g^T(x) & J_c(z)-R_c(z)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\partial_x H_d\\ \partial_z H_d\end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.45)}$$

elde edilir. Burada $H_d(x,z)=H(x)+H_c(z)$ 'dir. Şimdi aşağıdaki biçimdeki değişmez manifoldlara bakalım,

$$C_K(x,z)=F(x)-z+K \qquad \textbf{(2.46)}$$

$\dot{C}_K=0$ koşuluyla birlikte,

$$\begin{bmatrix}\partial F & -I_m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}J(x)-R(x) & -g(x)g_c^T(z)\\ g_c(z)g^T(x) & J_c(z)-R_c(z)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\partial_x H_d\\ \partial_z H_d\end{bmatrix}=0 \qquad \textbf{(2.47)}$$

elde edilir. Yukarıdaki denklemin her Hamiltonian için sağlanması istenirse, aşağıdaki kısmi diferansiyel denklem takımı elde edilir,

$$\begin{bmatrix}\partial F & -I_m\end{bmatrix}\begin{bmatrix}J(x)-R(x) & -g(x)g_c^T(z)\\ g_c(z)g^T(x) & J_c(z)-R_c(z)\end{bmatrix}=0 \qquad \textbf{(2.48)}$$

Yukarıdaki kısmi diferansiyel denklemi $C_K=0$ 'da sağlayan F'ler için $C_K(x,z)$ fonksiyonlarına Casimir denilir [54,64,65]. Casimirler Hamiltonian fonksiyondan bağımsız, $\big(J,R,g,J_c,R_c,g_c\big)$ yapısına ilişkin değişmezlerdir.

Denklem **(2.48)**'deki kısmi diferansiyel denklemin ağlanması halinde kontrolörün durumları şu şekilde yazılabilir,

$$z = F(x) + K \tag{2.49}$$

Bu da sonuçta elde edilecek kapalı çevrim sistemin toplam Hamiltonianı olarak şu sonucu getirir:

$$H_d(x) = H(x) + H_c(F(x) + K) \tag{2.50}$$

$H_d(x)$ toplam Hamiltonian aday Lyapunov fonksiyonu olma özelliklerine sahiptir [66].

2.4.2 ASA-PDK

Hamiltonian tasarım çerçevesinde kalarak, enerji denge denklemine ilişkin kısmi diferansiyel denklemin çözümü, istenen kapalı çevrim ara bağlantı matrisi J_d'nin, kayıp matrisi R_d'nin ve enerji fonksiyonu H_d'nin uygun seçimiyle yapılabilir.

Bir önceki bölümde sadece ara bağlantı yapılarak pasifliğe dayanan kontrol uygulanmıştı. Sadece ara bağlantı değil aynı zamanda uygun kayıp matrisi seçim yoluna gidilerek daha fazla serbest kontrol parametresi elde edilebilir. Yani aşağıdaki biçimde bir kapalı çevrim sistem hedeflenebilir,

$$\dot{x} = \left(J_d(x) - R_d(x)\right)\partial H_d(x) \tag{2.51}$$

burada $J_d = -J_d^T$ istenen ara bağlantı matrisi, $R_d = R_d^T \geq 0$ istenen kayıp matrisi, H_d ise x^*'da minimumu olan istenen Hamiltonian fonksiyondur.

Aşağıdaki gibi genel bir afine sistemi ele alalım,

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{2.52}$$

Eşleme denklemini:

$$f(x) + g(x)u = \left(J_d(x) - R_d(x)\right)\partial H_d(x) \tag{2.53}$$

sağlayan $J_d = -J_d^T$ ve $R_d = R_d^T \geq 0$ koşullarını sağlayan matrisler ve türevlenebilir H_d hamiltonian fonksiyonlarının varlığını kabul edelim. Kontrol kuralı $u = \gamma(x)$,

$$\gamma(x) = \left(g^T(x)g(x)\right)^{-1} g^T(x)\left(\left(J_d(x) - R_d(x)\right)\partial H_d(x) - f(x)\right) \qquad \textbf{(2.54)}$$

ile birlikte kapalı çevrim sistem asimptotik kararlıdır [67-70].

2.4.3 Eksik tahrikli mekanik sistemler için eşleme denkleminin ifadesi

Euler-Lagrange sistemler lineer olmayan sistemlerin genel bir alt sınıfı olarak bilinirler. Kapı Kontrollü Hamiltonian sistemler (KKH) ise Euler-Lagrange sistemlerinden daha geniş kapsamda sistemleri içerir ayrıca nonholonomik kısıtlı sistemlerinde modellenmesine olanak tanır. KKH sistemleri pasiftirler, böylece Hamiltonian fonksiyonu Lyapunov aday fonksiyonu olarak kullanılabilirler. Ayrıca güç korunumu sağlayacak biçimde birbirine bağlanan KKH sistemleri yine KKH sistemlerdir. Bu iki özellik KKH sistemlerini kontrol etmekte kullanılabilir.

Durum geri beslemesi kullanılarak KKH sistemler Pasifliğe Dayalı olarak kontrol edilebilirler [61]. Ara bağlantı ve Sönüm Atamalı – Pasifliğe Dayalı Kontrol (ASA-PDK) metodu kapalı çevrim sisteme yeni bir KKH yapı atar. Kontrolör tasarlama işlemi kısmı diferansiyel denklem çözmeyi içerir ve tek başına PDK'dan daha fazla çözüm sunar. Tam tahrikli olan sistemler için sadece potansiyel enerjiyi şekillendirmek yeterli iken eksik tahrikli sistemlerin regülasyonu konu olduğunda kinetik enerji de şekillendirilmelidir.

KKH sistemlerin genel ifadesini tekrar hatırlayalım,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \left(J(x) - R(x)\right)\partial_x H(x) + g(x)u \\ y &= g^T(x)\partial_x H(x) \end{aligned} \qquad \textbf{(2.55)}$$

Bu genel ifadede eğer sürtünme olmadığını varsayarsak yeni modelimiz,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \left(J(x)\right)\partial_x H(x) + g(x)u \\ y &= g^T(x)\partial_x H(x) \end{aligned} \qquad \textbf{(2.56)}$$

şeklinde olur. PCH sisteminin türevli kısmını tekrar yazacak olursak,

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ -I_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_q H \\ \partial_p H \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ G(q) \end{bmatrix} u \qquad \textbf{(2.57)}$$

burada $p = M(q)\dot{q} \in R^n$ genelleştirilmiş momentumlar, $u \in R^m$ giriş, $G(q) \in R^{nxm}$ ve sistem eksik tahrikli olduğundan $rank(G(q)) = m < n$'dir.

Açık çevrim sistemin toplam enerji ifadesi Hamiltonian ise,

$$H(q,p) = \frac{1}{2} p^T M^{-1}(q) p + V(q) \qquad \textbf{(2.58)}$$

olur.

Bu noktada,

$$x = \begin{bmatrix} q \\ p \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.59)}$$

$$g(x) = g(q) = \begin{bmatrix} 0 \\ G(q) \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.60)}$$

$$J(x) = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ -I_n & 0 \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.61)}$$

$$R(x) = 0 \qquad \textbf{(2.62)}$$

Böylece,

$$G^{\perp}\left[\partial_q \left(p^T M^{-1} p \right) - M_d M^{-1} \partial_q \left(p^T M_d{}^{-1} p \right) + 2 J_2 M_d{}^{-1} p \right] = 0 \qquad \textbf{(2.63)}$$

$$G^{\perp}\left[\partial_q V - M_d M^{-1} \partial_q V_d \right] = 0 \qquad \textbf{(2.64)}$$

kısmi diferansiyel denklemlerini bazı $J_2(q,p) = -J_2{}^T(q,p) \in R^{nxn}$ ve G'nin tam ranklı soldan sıfırlayıcısı $G^{\perp} \in R^{mxn}$, $G^{\perp}G = 0$ ve $rank(G^{\perp}) = n - m$, için sağlayan kapalı çevrim sistemin kütle matrisi M_d ve potansiyel enerjisi V_d mevcuttur.

ASA-PDK iki tipte kontrol sinyali üretir. Bunlardan ilki u_{es} toplam enerjiyi şekillendirir, ikincisi olan u_{di} ise asimptotik kararlılığı garantileyen sönüm atama kontrol işaretidir,

$$u = u_{es} + u_{di} \tag{2.65}$$

Enerjiyi şekillendiren kontrol işareti,

$$u_{es} = \left(G^T G\right)^{-1} G^T \left(\partial_q H - M_d M^{-1} \partial_q H_d + J_2 M_d^{-1} p\right) \tag{2.66}$$

şeklinde gösterilir ve denklem **(2.14)**'de verilen açık çevrim KKH sistemini aşağıdaki kapalı çevrim sistem haline getirir,

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & M^{-1} M_d \\ -M_d M^{-1} & J_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_q H_d \\ \partial_p H_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ G(q) \end{bmatrix} u_{di} \tag{2.67}$$

burada H_d kapalı çevrim sistemin toplam enerjisidir ve,

$$H_d(q,p) = \frac{1}{2} p^T M_d^{-1}(q) p + V_d(q) \tag{2.68}$$

şeklinde yazılır.

M_d kütle matrisinin $q^* = \arg\min V_d(q)$ gibi bir konumda pozitif tanımlı olduğunu varsayarsak, $(q^*, 0)$ noktası H_d Lyapunov fonksiyonu ile birlikte denklem **(2.67)**'in kararlı bir denge noktası olur.

Bunlara ek olarak simetrik pozitif tanımlı K_v matrisi ile denklem **(2.67)**'in pasif çıkışını negatif geri besleyen kontrol işareti ise,

$$u_{di} = -K_v G^T \partial_q H_d \tag{2.69}$$

olur.

Bu noktada denklem **(2.67)** aşağıdaki kapalı çevrim KKH sistemi haline gelir,

$$\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \left[J_d(q,p) - R_d(q,p) \right] \begin{bmatrix} \partial_q H_d \\ \partial_p H_d \end{bmatrix} \tag{2.70}$$

$$J_d(q,p) = -J_d{}^T(q,p) = \begin{bmatrix} 0 & M^{-1}M_d \\ -M_d M^{-1} & J_2 \end{bmatrix} \tag{2.71}$$

$$R_d(q,p) = R_d{}^T(q,p) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & GK_vG^T \end{bmatrix} \tag{2.72}$$

burada J_d ve R_d istenen ara bağlantı ve sönümleme matrisleridir.

İstenen M_d ve V_d 'ler için ASA-PDK kontrolör tasarımını gerçekleştirmek için denklem **(2.63)** ve **(2.64)**'deki kısmi diferansiyel denklemler çözülmelidir. Fakat en genel haliyle çözüm zordur. *Acosta* ve arkadaşları eksik tahriklik derecesi bir olan sistemlerin kısmi diferansiyel denklemlerinin çözümünü bazı kabuller alarak yapmışlardır [71].

Kabul 1:

Sistemin eksik tahriklik derecesi birdir. Yani,

$$n - m = 1 \tag{2.73}$$

olmalıdır.

Kabul 2:

Aşağıdaki koşulu sağlayan tam ranklı sol sıfırlama matrisi $G^{\perp}$ mevcut olmalıdır,

$$G^{\perp}\partial_q(p^T M^{-1} p) = 0 \tag{2.74}$$

Kabul 3:

G matrisi sadece q_r'lara bağlı olmalıdır. Burada r, $\{1,2,\ldots,n\}$ kümesinden değer alan tam sayıdır.

Yukarıdaki şartların sağlanması durumunda kapalı çevrim KKH sistemi için istenen kütle matrisi M_d aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$M_d(q_r) = \int_{q_r^*}^{q_r} G(\mu)\Lambda(\mu)G^T(\mu)d\mu + M_c \qquad \textbf{(2.75)}$$

burada matris fonksiyonu $\Lambda = \Lambda^T \in R^{(n-1)x(n-1)}$ ve sabit matris $M_c = M_c{}^T > 0$ bazı koşulları sağlamak şartıyla keyfi seçilebilir. q_r^* istenen denge noktası q^*'ın r-inci elemanını ifade etmektedir. M_d'yi denklem **(2.75)**'deki gibi alırsak, q_r^* civarında denklem **(2.63)**'u sağlayan J_2 matrisleri bulunabilir.

γ ve s'i şu şekilde tanımlayalım,

$$\gamma = \begin{bmatrix} \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_n \end{bmatrix} \triangleq M^{-1} M_d \left(G^{\perp}\right)^T \qquad \textbf{(2.76)}$$

$$s \triangleq G^{\perp} \partial_q V \qquad \textbf{(2.77)}$$

Kabul 4: γ ve s sadece q_r'lara bağlı olmalıdır.

Kabul 5: $\gamma_r(q_r^*) \neq 0$

Yukarıdaki beş kabulünde sağlandığını varsayarsak denklem **(2.64)**'un çözümü,

$$V_d(q) = \int_0^{q_r} \frac{s(\mu)}{\gamma_r(\mu)} d\mu + \Phi\left(z(q)\right) \qquad \textbf{(2.78)}$$

burada,

$$z(q) \triangleq q - \int_0^{q_r} \frac{\gamma(\mu)}{\gamma_r(\mu)} d\mu \qquad \textbf{(2.79)}$$

ve Φ herhangi bir türevlenebilir fonksiyondur. ASA-PDK kontrolörünü basitleştirmek için,

$$\Phi\left(z(q)\right) = \frac{1}{2}\left[z(q) - z(q^*)\right]^T P\left[z(q) - z(q^*)\right],\ P = P^T > 0 \qquad \textbf{(2.80)}$$

alınabilir.

Kabul 6: $\gamma_r(q_r^*)\dfrac{ds}{dq_r}\left(q_{r^*}\right) > 0$

Kabul 7: $\left|G^T M^{-1} e_r\left(q_r^*\right)\right| \neq 0$

Özetlemek gerekirse yukarıdaki kabuller doğrultusunda ASA-PDK kontrolörü sistemi q_r^* etrafında asimptotik kararlı kılar.

Bu bölümde anlatılan eksik tahrikli mekanik sistemler için ASA-PDK kontrolör tasarımı ve bu tasarım için gerekli kabullerin bu tez kapsamında kullanılacak Antagonistik Değişken Empedanslı Eyleyiciler için geçerli olup olmadığına karar verebilmemiz için A-DEE'nin matematiksel modelini çıkarmamız gerekmektedir. A-DEE için modelleme süreci bir sonraki bölümde anlatılmıştır.

3. ANTAGONİSTİK ÇİFT YÖN YAYLI VE DEĞİŞKEN EMPEDANSLI EYLEYİCİ (A-DEE) İÇEREN EKLEMLERİN TASARIMI VE MODELLENMESİ

Bu bölümde empedans ve antagonizm tanımları yapılarak antagonistik değişken empedanslı eyleyicilerin literatürde bulunan mevcut tasarımları irdelenecektir. Daha sonra bu tezde kullanılacak olan A-DEE modeli için gereken lineer olmayan yay karakteristikleri incelenerek uygun yay fonksiyonuna karar verilecektir. A-DEE eyleyicilerin Euler-Lagrange modelinin verilmesinden sonra en son kısımda ise A-DEE'ler için literatürde olmayan KKH model verilecektir.

3.1 Mekanik Empedans ve Antagonizm

Mekanik empedans için en basit örnek yaydır. Yay, üzerine uygulanan F kuvvetiyle yer değiştirme x arasında aşağıdaki gibi bir ilişki olan sistemdir,

$$F = f(x) \tag{3.1}$$

Lineer yaylarda $f(x) = Sx$ 'dir. Burada S yay sertliğidir. Genel olarak kuvvet fonksiyonu f lineer olmayan zamanla değişen bir fonksiyondur. Bu durumda sertlik S aşağıdaki gibi bulunur,

$$S(x) = -\frac{\partial f(x)}{\partial x} \tag{3.2}$$

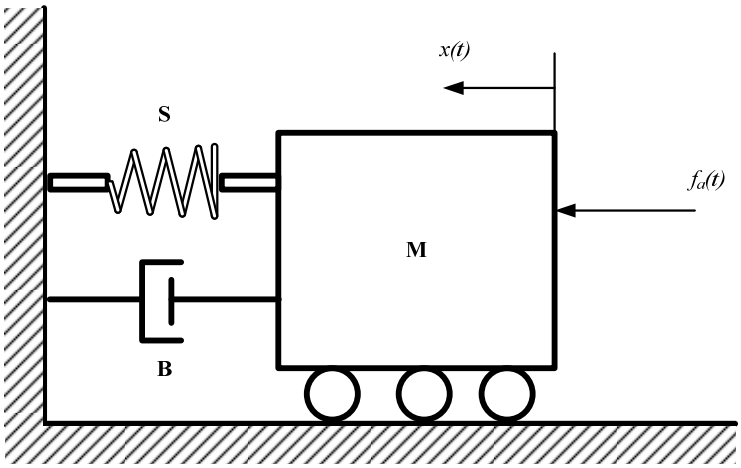
Empedansı tanımlamak için örnek olarak **Şekil 3.1**'deki sistemi ele alalım. Burada uygulanan $f_a(t)$ ile $x(t)$ pozisyonu arasında şu ilişki vardır,

$$M\ddot{x} + B\dot{x} + Sx = f_a \tag{3.3}$$

Bu denklemdeki üç parametre M , B ve S sabit olsun. O halde bu adi diferansiyel denklem lineer ve zamanla değişmeyen bir denklemdir. Bu denklemin Laplas dönüşümünü alırsak,

$$\left(Ms^2 + Bs + S\right) X(s) = F_a(s) \qquad \textbf{(3.4)}$$

denklemini elde ederiz. $Z(s) = \left(Ms^2 + Bs + S\right)$ operatörü kütle-yay-sönümlendirici sisteminin mekanik empedansı olarak adlandırılır. Empedansın tersi olan operatör ise admitans olarak bilinir ve kuvveti yer değiştirmeye ilişkilendirdiğinden uyumluluğu ifade eder [72].



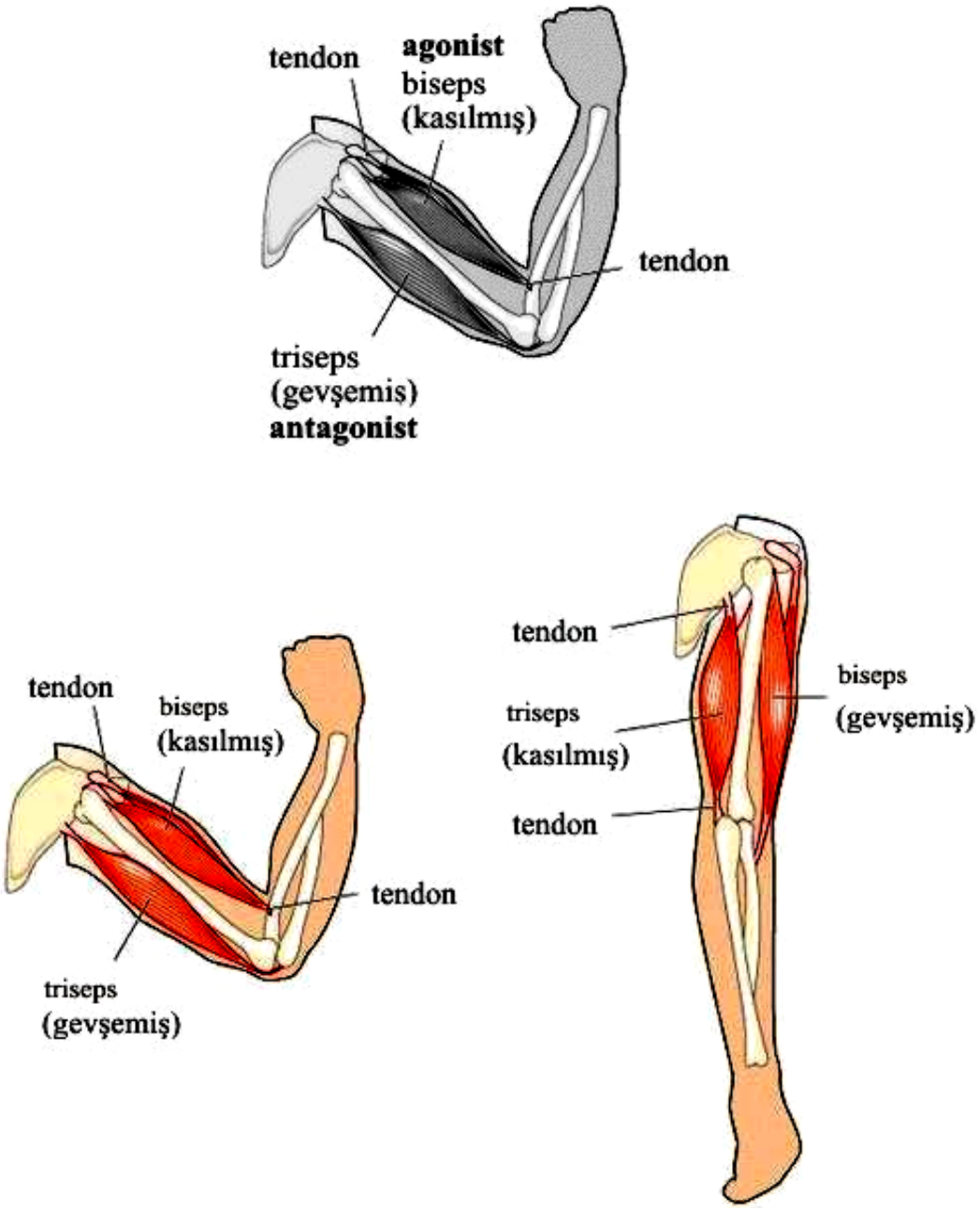
Şekil 3.1 : Basit bir kütle-yay-sönümlendirici sistemi.

Antagonistik kelime anlamı olarak zıtlık, karşıtlık anlamındadır. Antagonistik yapı biyolojiden esinlenilerek ortaya çıkmıştır. Doğadaki memeli anatomisine bakıldığında, eklemler birbirine zıt iki kas grubu tarafından hareket ettirilmektedir **(Şekil 3.2)** [73,74].

Antagonistik yapılardan verimli sonuçlar alınabilmesi için bu yapı içerisinde yer alan en az bir eyleyicinin ekleme bir uyumlandırma elemanı ile bağlı olması gerekir. Aksi halde iki eyleyici birbirine yük oluşturabilir ve en azından enerji verimliliği açısından bu istenmeyen bir durumdur. Bu uyumlandırma elemanı yani mekanik empedans yay elemanıdır ve doğada olduğu gibi her bir eyleyiciyi ekleme bağlamak için kullanılır.

Doğada eklem hareketini sağlayan momenti kaslar üretir. Antagonistik biçimde yerleştirilmiş kaslar sadece moment üretmekle kalmazlar aynı zamanda eklem sertliğini de ayarlarlar. Bunu yapma biçimleri şöyledir: eğer iki kas birbirinin aksi yönde kuvvet üretirse bu eklemde net bir moment oluşturmaz. Kasların yapısından dolayı bu davranış eklemin sertliğini arttırıcı bir sonuç doğurur [25].

Eklem sertliğinin değişken olması yani mekanik empedansın ayarlanabiliyor olmasının iki önemli katkısı vardır. Bunlardan ilki insan-robot ortak çalışma ortamlarında insan güvenliğinin ön planda olması, ikincisi ise enerji verimliliğidir.



Şekil 3.2 : İnsan kolunda bulunan antagonistik yapı [73,74].

Örneğin Değişken Empedanslı Eyleyici kullanılan bir robot manipülatör yüksek sertlikte çalışarak hassas konum uygulamalarında iyi başarı elde edebilir. Fakat aynı sertlikte yüksek hızlı bir uygulamada çalışma ortamını paylaştığı insan için tehlike oluşturabilir. Bu yüksek hızlı uygulamada düşük sertlikte ilerleyerek bu tehlikenin

önüne geçilebilir. İkinci bir örnek olarak bir robot bacak için bu tip DEE'ler kullanıldığında hem bilinmeyen bir zemine uyumlanarak güvenli bir yürüyüş sağlanacak hem de robotun kendi ağırlığını yayalarda depolayıp sonra o depolanan enerjiyi lokomosyonda kullanmak suretiyle bir enerji verimli sistem elde edilecektir.

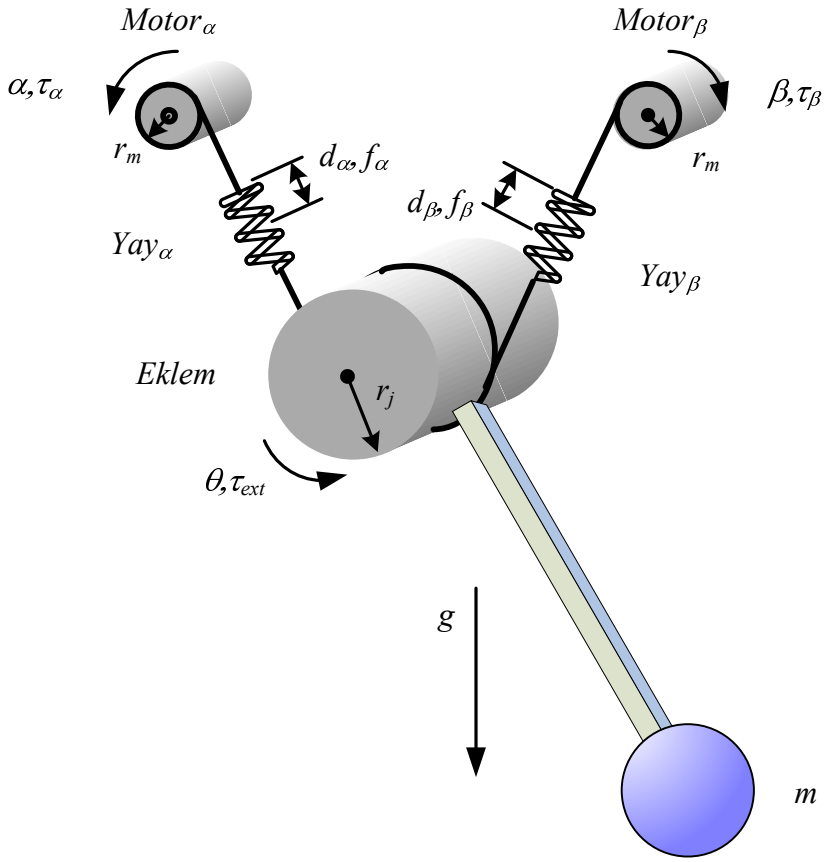
DEE'ler yürüme, zıplama ve koşma gibi çoğul lokomosyon kipleri için anahtar bileşen olarak yürüyen robotlarda önem arz etmektedir.

3.2 A-DEE'ler İçin Genel Tasarım Yaklaşımları

A-DEE'ler için literatürde tek yönlü ve iki yönlü olmak üzere iki farklı tasarım bulunmaktadır [20].

3.2.1 Tek yönlü antagonistik değişken empedanslı eyleyici

Tek yönlü antagonistik değişken empedanslı eyleyicilerde (**Şekil 3.3**) eyleyici motorlar birbirine daima zıt yönde moment üretirler [22,29]. Bunun sonucunda ise elde edilen toplam eklem momenti en fazla bir motorun maksimum momenti kadar olabilmektedir [20].



Şekil 3.3 : Tek yönlü antagonistik yapı.

Bu sistemin genel anlamda Euler-Lagrange hareket denklemi,

$$\begin{aligned} &M(\theta)\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + g(\theta) + r_j(f_\alpha - f_\beta) = \tau_{ext} \\ &J_\alpha\ddot{\alpha} + B_\alpha\dot{\alpha} + r_m f_\alpha = \tau_\alpha \\ &J_\beta\ddot{\beta} + B_\beta\dot{\beta} + r_m f_\beta = \tau_\beta \end{aligned} \quad \textbf{(3.5)}$$

olarak yazılabilir. Burada yaylardaki kuvvetler deformasyonla lineer olmayan bir biçimde ilişkilidir ve aşağıdaki biçimdedir,

$$\begin{aligned} f_\alpha &= k\left(e^{\zeta d_\alpha} - 1\right) \\ f_\beta &= k\left(e^{\zeta d_\beta} - 1\right) \end{aligned} \quad \textbf{(3.6)}$$

burada d_α ve d_β yaylardaki deformasyonu belirtir ve aşağıdaki formülle gösterilir,

$$\begin{aligned} d_\alpha &= r_m\alpha + r_j\theta \\ d_\beta &= r_m\beta - r_j\theta \end{aligned} \quad \textbf{(3.7)}$$

Bu sistem için giriş vektörünü,

$$u = \begin{bmatrix} \tau_\alpha \\ \tau_\beta \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.8)}$$

çıkış vektörünü de,

$$y = \begin{bmatrix} \theta \\ \dfrac{\partial T}{\partial \theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta \\ S \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.9)}$$

şeklinde gösterebiliriz. Bu sistemin statik modelinden eklem momenti,

$$T = r_j\left(f_\alpha\left(d_\alpha\right) - f_\beta\left(d_\beta\right)\right) = r_j k\left(e^{\zeta d_\alpha} - e^{\zeta d_\beta}\right) = r_j k\left(e^{\zeta\left(r_m\alpha + r_j\theta\right)} - e^{\zeta\left(r_m\beta - r_j\theta\right)}\right) \quad \textbf{(3.10)}$$

şeklinde yazılır. Böylece eklem sertliğini aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz,

$$\frac{\partial T}{\partial \theta} = S = k\zeta r_j^2 \left[e^{\zeta d_\alpha} + e^{\zeta d_\beta} \right] \qquad \textbf{(3.11)}$$

Bu durumda sistemin blok diyagramı olarak gösterimi **Şekil 3.4**'de gösterilmiştir.



Şekil 3.4 : Tek yönlü antagonistik yapının blok diyagram gösterimi.

Hareket denklemini sistem parametreleri cinsinden açıkça yazmak gerekirse,

$$\begin{aligned}
&\left(ml^2 + J_\theta\right)\ddot{\theta} + B_\theta\dot{\theta} + mgl\sin(\theta) + r_j\left(k\left(e^{\zeta\left(r_m\alpha + r_j\theta\right)} - 1\right) - k\left(e^{\zeta\left(r_m\beta - r_j\theta\right)} - 1\right)\right) = \tau_{ext} \\
&J_\alpha\ddot{\alpha} + B_\beta\dot{\alpha} + r_m k\left(e^{\zeta\left(r_m\alpha + r_j\theta\right)} - 1\right) = \tau_\alpha \\
&J_\beta\ddot{\beta} + B_\beta\dot{\beta} + r_m k\left(e^{\zeta\left(r_m\beta - r_j\theta\right)} - 1\right) = \tau_\beta
\end{aligned} \qquad \textbf{(3.12)}$$

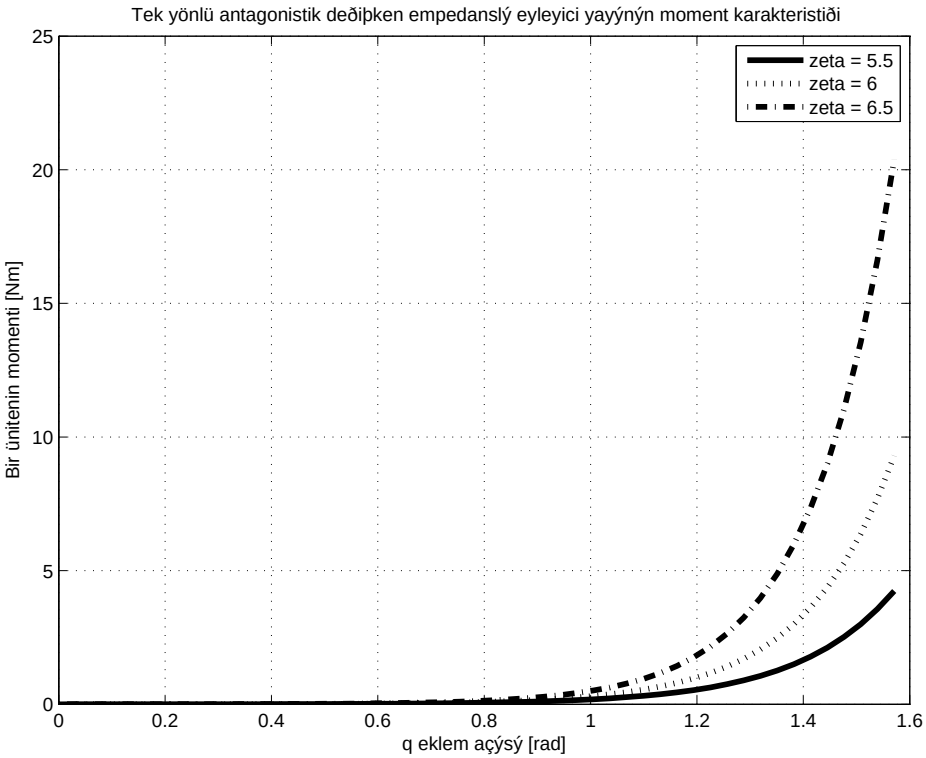
Şekil 3.3'de verilen yapıya ait parametreler **Çizelge 3.1**'de verilmiştir.

Çizelge 3.1 : Tek yönlü değişken empedanslı antagonistik yapıya ait parametre değerleri.

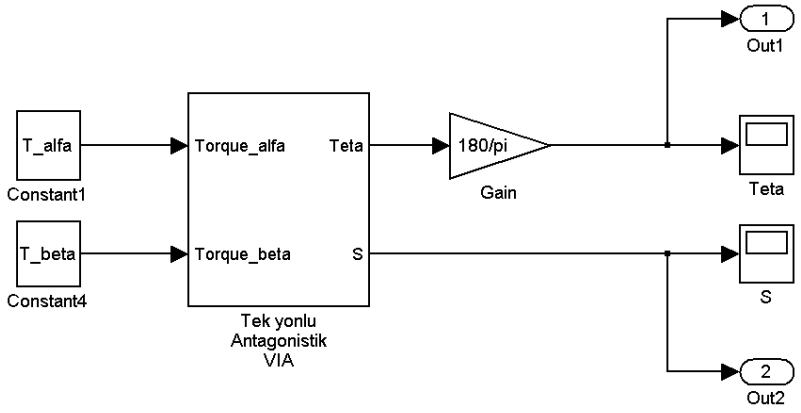
Parametre	Değeri	Parametre	Değeri
m	1 kg	J_β	0.01 kg.m^2
k	0.18 – 0.46	B_θ	0.1 N.s/rad
r_m	0.015 m	B_α	0.1 N.s/rad
r_j	0.03 m	B_β	0.1 N.s/rad
ζ	6	l	0.5 m
J_θ	0.01 kg.m^2	g	9.80665 m/s^2
J_α	0.01 kg.m^2		

Bu yapıda bir motor ve bir yaydan oluşan bir ünitenin moment yer değiştirme grafiği **Şekil 3.5**'de gösterilmiştir.

MATLAB/Simulink programında bu sisteme ait blok şema **Şekil 3.6**'daki gibi oluşturuldu ve analizler yapıldı.



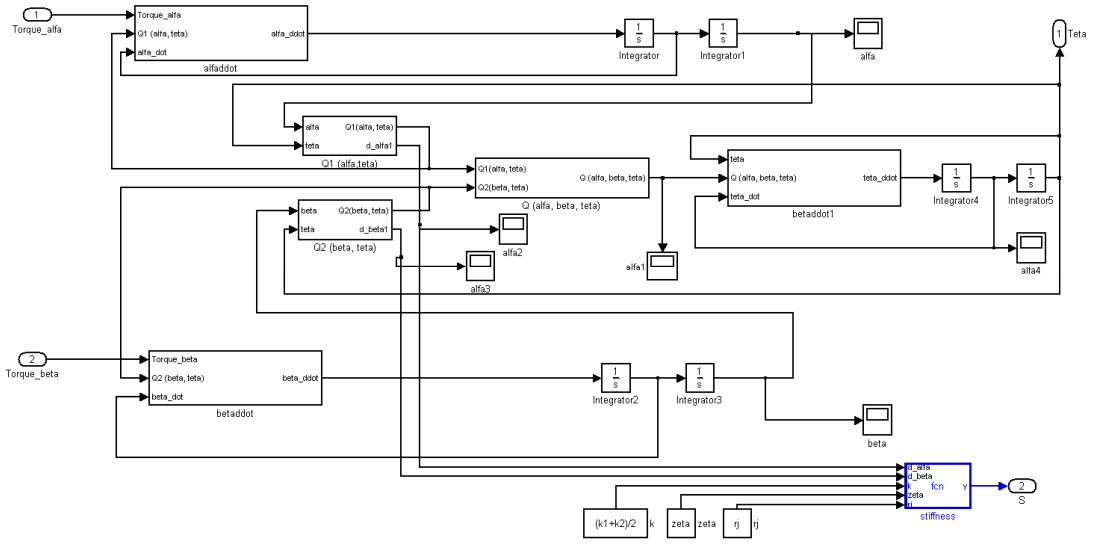
Şekil 3.5 : Tek yönlü antagonistik yapıda kullanılan yayın moment yer değiştirme grafiği.



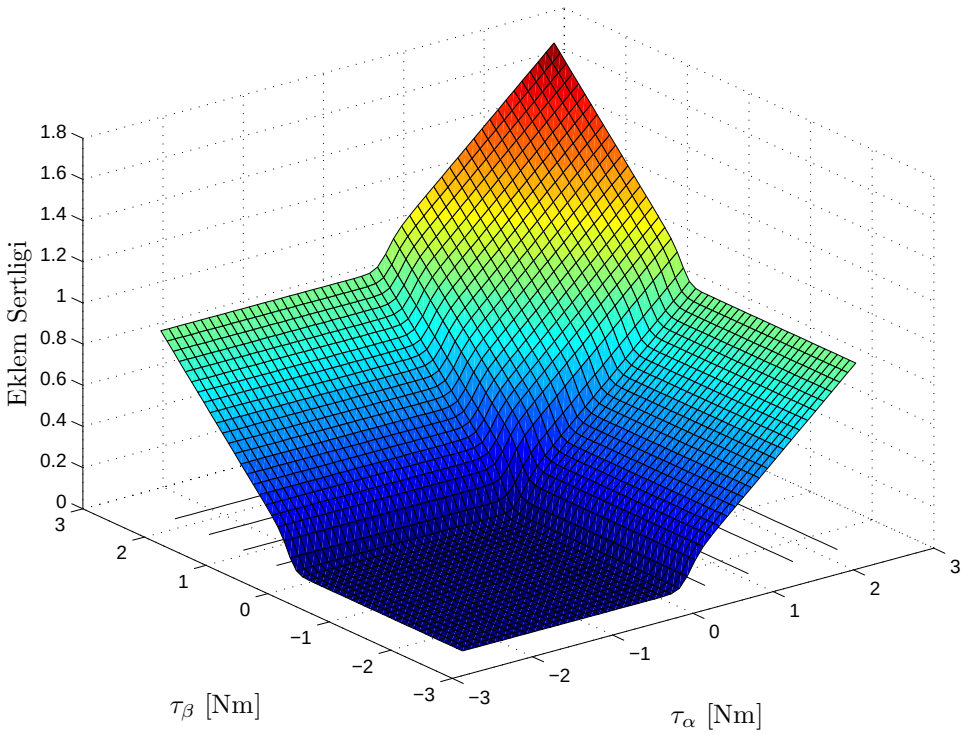
Şekil 3.6 : Tek yönlü antagonistik yapının MATLAB/Simulink modeli.

Oluşturulan eklem modelinde iki giriş ve iki çıkış vardır. Girişler motor momentleri, çıkışlar ise eklem açısı ve eklem sertliğidir. **Şekil 3.6**'da verilen Simulink modelin daha açık biçimi **Şekil 3.7**'de gösterilmiştir.

Şekil 3.8'de eklem sertliğinin motor momentleriyle değişiminin yüzey grafiği görülmektedir. τ_α ve τ_β'nın ikisinin de negatif olduğu bölgede sertlikte değişimin gözlenmediğine dikkat edilmelidir. Bu sonuç tek yönlü antagonizmde destekleme kipinin bulunmadığının da bir göstergesidir. Ayrıca eklem sertliğinin motor momentleriyle yaklaşık olarak lineer bir biçimde bağlantılı olduğu gözlenir.

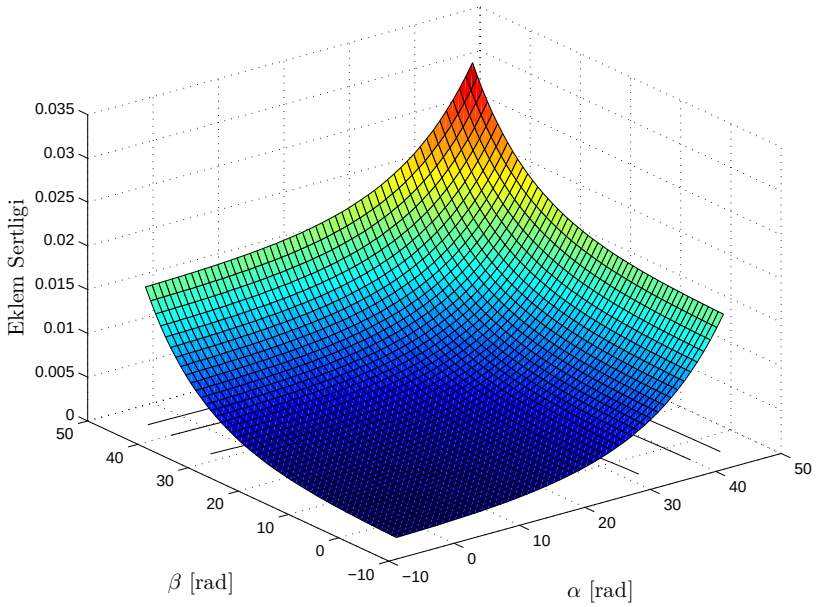


Şekil 3.7 : Tek yönlü antagonistik yapının MATLAB/Simulink model ayrıntısı.

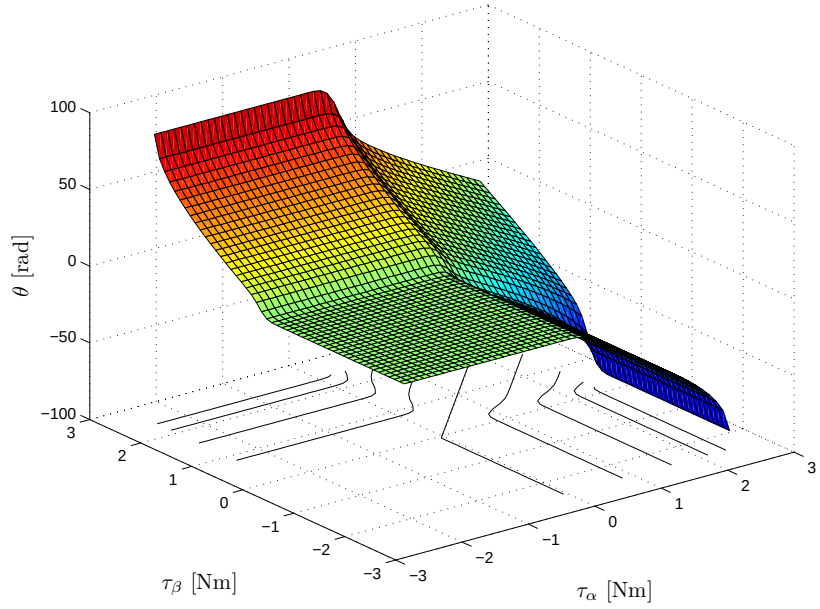


Şekil 3.8 : Eklem sertliğinin τ_α ve τ_β'ya göre değişimi.

Eklem sertliğinin motor açısal konumlarına göre değişimi ise yay karakteristiğinden beklendiği üzere üstel biçimdedir (**Şekil 3.9**). Eklem sertliği, motor açılarının açısal kontrolü yapılarak değiştirilebilir [22].

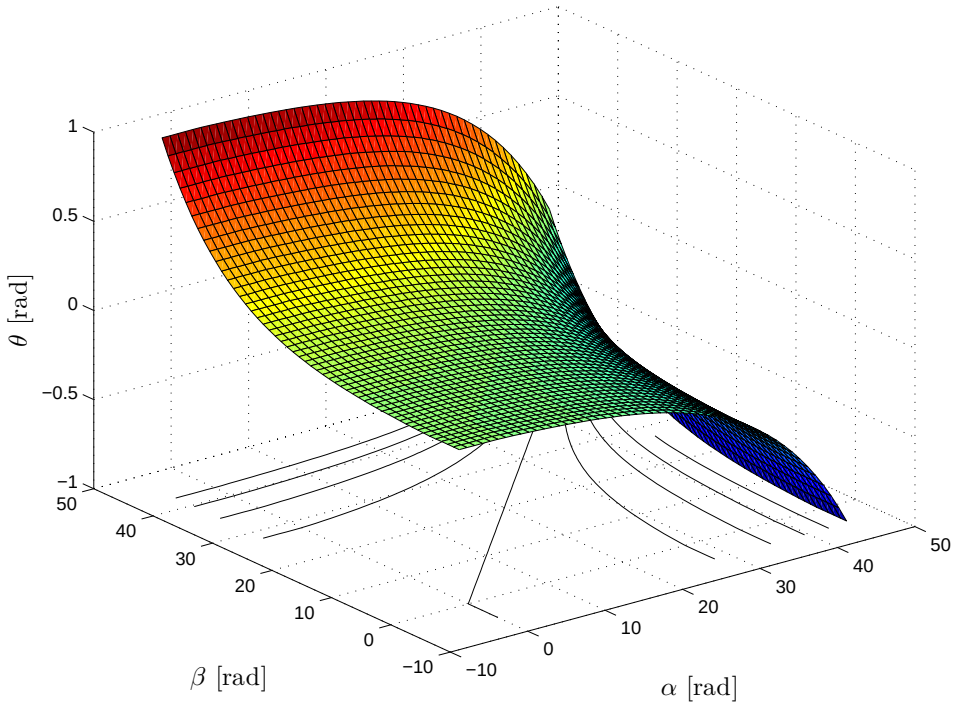


Şekil 3.9 : Eklem sertliğinin α ve β'ya göre değişimi.



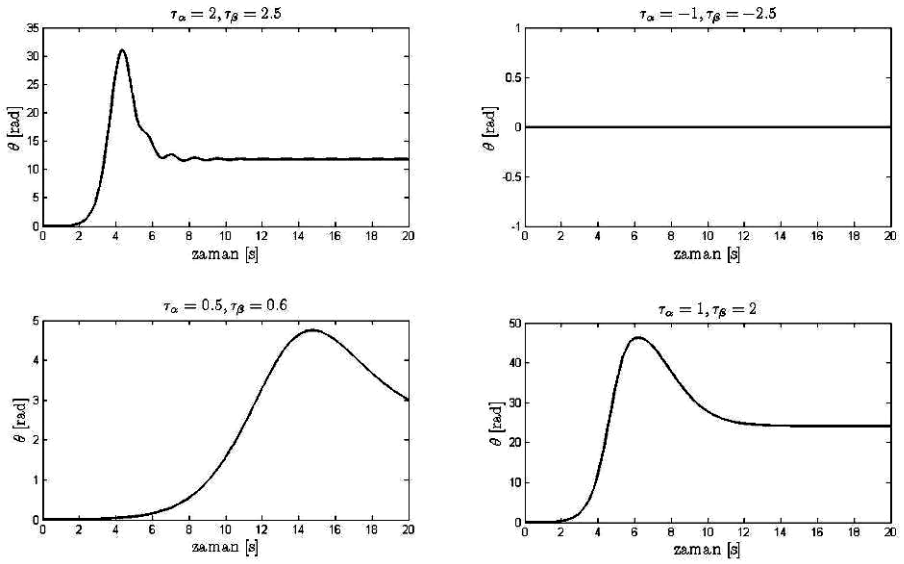
Şekil 3.10 : Eklem açısının τ_α ve τ_β'ya göre değişimi.

Eklem açılarına değinecek olursak **Şekil 3.10** ve **Şekil 3.11**'dan anlaşıldığı gibi destekleme kipi olmadığından negatif motor momentlerinde eklem açısı değişmemiştir. Ayrıca motor momentlerinin eşit olduğu pozitif değerlerde de eklem açısında değişim olmaz. Bu durumda sadece eklem sertliği değişir [72,75].



Şekil 3.11 : Eklem açısının α ve β'ya göre değişimi.

Şekil 3.12'de farklı motor moment değerleri için eklem açısının değişimi gözlenmektedir. Yine görülmektedir ki negatif moment bölgesinde açı değişimi yoktur.

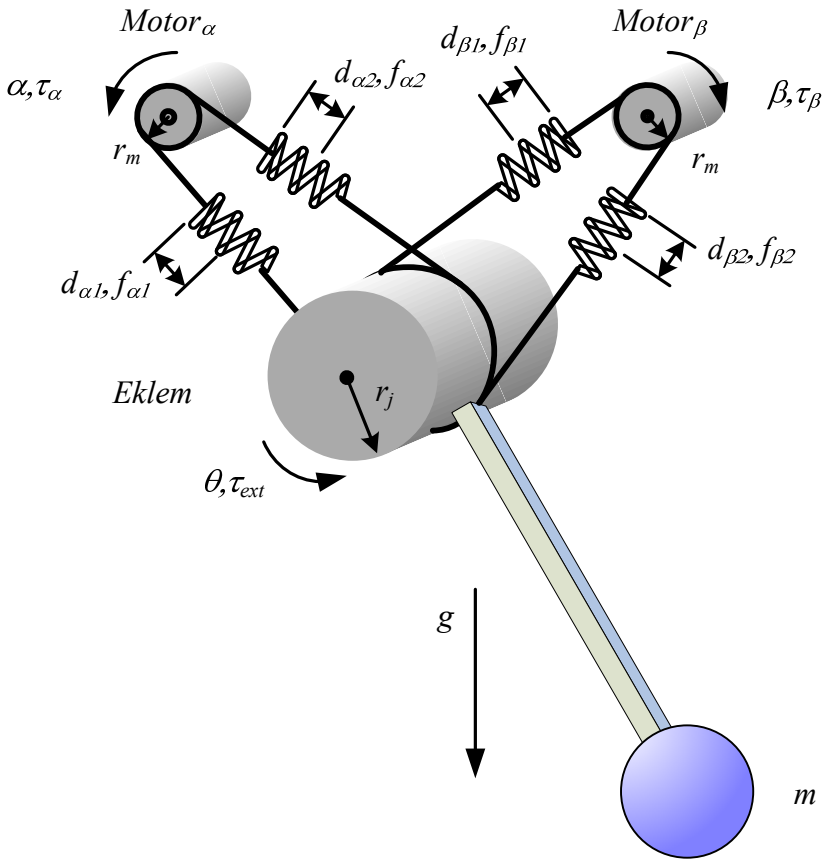


Şekil 3.12 : Eklem açısının farklı motor momentlerindeki zamana göre değişimi.

3.2.2 İki yönlü antagonistik değişken empedanslı eyleyici

İki yönlü antagonistik değişken empedanslı eyleyicilerde motorlar birbirine zıt yönde moment üretmenin yanı sıra, aynı yönde moment üretebilirler. Bu sayede eklem

momenti iki motorun ürettiği momentin toplamı şeklinde olur ve teorik olarak bir motorun üretebileceği maksimum momentin iki katıdır. İki motorun bu şekilde yardımlaşarak oluşturduğu sistem sadece eklem momentini arttırılmakla kalmaz, ekleme uygulanan harici bir momenti aynı zamanda eklem sertliğini de belirli bir oranda değiştirerek dengeleyebilir (**Şekil 3.13**).



Şekil 3.13 : İki yönlü antagonistik yapı.

İki yönlü antagonistik değişken empedanslı eyleyicinin Euler-Lagrange hareket denklemi,

$$\begin{aligned} &M(\theta)\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + g(\theta) + r_j(f_{\alpha1} - f_{\alpha2} + f_{\beta1} - f_{\beta2}) = \tau_{ext} \\ &J_\alpha\ddot{\alpha} + B_\alpha\dot{\alpha} + r_m\left[f_{\alpha2} - f_{\alpha1}\right] = \tau_\alpha \\ &J_\beta\ddot{\beta} + B_\beta\dot{\beta} + r_m\left[f_{\beta1} - f_{\beta2}\right] = \tau_\beta \end{aligned} \qquad \textbf{(3.13)}$$

olarak yazılabilir. Burada yaylardaki kuvvetler deformasyonla lineer olmayan bir biçimde ilişkilidir ve aşağıdaki biçimdedir,

$$f_{\alpha1} = k\left(e^{\zeta d_{\alpha1}} - 1\right), \qquad f_{\alpha2} = k\left(e^{\zeta d_{\alpha2}} - 1\right) \qquad \textbf{(3.14)}$$

$$f_{\beta 1} = k\left(e^{\zeta d_{\beta 1}} - 1\right), \qquad f_{\beta 2} = k\left(e^{\zeta d_{\beta 2}} - 1\right) \tag{3.15}$$

burada d_α ve d_β yaylardaki deformasyonu belirtir ve aşağıdaki formülle gösterilir,

$$\begin{aligned} d_{\alpha 1} &= -r_m\alpha + r_j\theta, & d_{\alpha 2} &= r_m\alpha - r_j\theta \\ d_{\beta 1} &= r_m\beta + r_j\theta & d_{\beta 2} &= -r_m\beta - r_j\theta \end{aligned} \tag{3.16}$$

Çift yönlü bu sistem için giriş vektörünü,

$$u = \begin{bmatrix} \tau_\alpha \\ \tau_\beta \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

çıkış vektörünü de,

$$y = \begin{bmatrix} \theta \\ \dfrac{\partial T}{\partial \theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta \\ S \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

şeklinde gösterebiliriz. Bu sistemin statik modelinden eklem momenti,

$$\begin{aligned} T &= r_j(f_{\alpha 1} - f_{\alpha 2} + f_{\beta 1} - f_{\beta 2}) \\ &= r_j k\left(e^{\zeta d_{\alpha 1}} - e^{\zeta d_{\alpha 1}} + e^{\zeta d_{\beta 1}} - e^{\zeta d_{\beta 2}}\right) \\ &= r_j k\left(e^{\zeta\left(-r_m\alpha + r_j\theta\right)} - e^{\zeta\left(r_m\alpha - r_j\theta\right)} + e^{\zeta\left(r_m\beta + r_j\theta\right)} - e^{\zeta\left(-r_m\beta - r_j\theta\right)}\right) \end{aligned} \tag{3.19}$$

şeklinde yazılır. Böylece eklem sertliğini aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz,

$$\frac{\partial T}{\partial \theta} = S = k\zeta r_j^2\left[e^{\zeta d_{\alpha 1}} + e^{\zeta d_{\alpha 2}} + e^{\zeta d_{\beta 1}} + e^{\zeta d_{\beta 2}}\right] \tag{3.20}$$

Bu durumda sistemin blok diyagramı olarak gösterimi **Şekil 3.14**'de gösterilmiştir

Hareket denklemini sistem parametreleri cinsinden açıkça yazmak gerekirse,



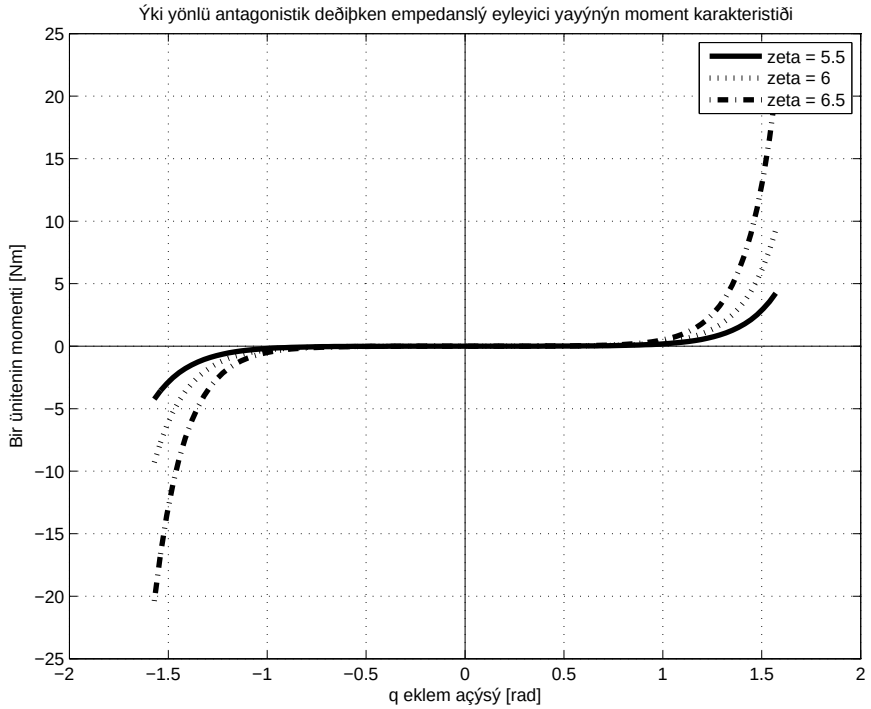
Şekil 3.14 : İki yönlü antagonistik yapının blok diyagram gösterimi.

$$\left(ml^2+J_\theta\right)\ddot{\theta}+B_\theta\dot{\theta}+mgl\sin\left(\theta\right)+r_j\left[k\left(e^{\zeta\left(-r_m\alpha+r_j\theta\right)}-1\right)-k\left(e^{\zeta\left(r_m\alpha-r_j\theta\right)}-1\right)\right.$$
$$\left.+k\left(e^{\zeta\left(r_m\beta+r_j\theta\right)}-1\right)-k\left(e^{\zeta\left(-r_m\beta-r_j\theta\right)}-1\right)\right]=\tau_{ext}$$
$$J_\alpha\ddot{\alpha}+B_\alpha\dot{\alpha}+r_mk\left(e^{\zeta\left(r_m\alpha-r_j\theta\right)}-e^{\zeta\left(-r_m\alpha+r_j\theta\right)}\right)=\tau_\alpha \qquad \textbf{(3.21)}$$
$$J_\beta\ddot{\beta}+B_\beta\dot{\beta}+r_mk\left(e^{\zeta\left(r_m\beta+r_j\theta\right)}-e^{\zeta\left(-r_m\beta-r_j\theta\right)}\right)=\tau_\beta$$

Şekil 3.13'de verilen yapıya ait parametreler **Çizelge 3.2**'de verilmiştir.

Çizelge 3.2 : İki yönlü değişken empedanslı antagonistik yapıya ait parametre değerleri.

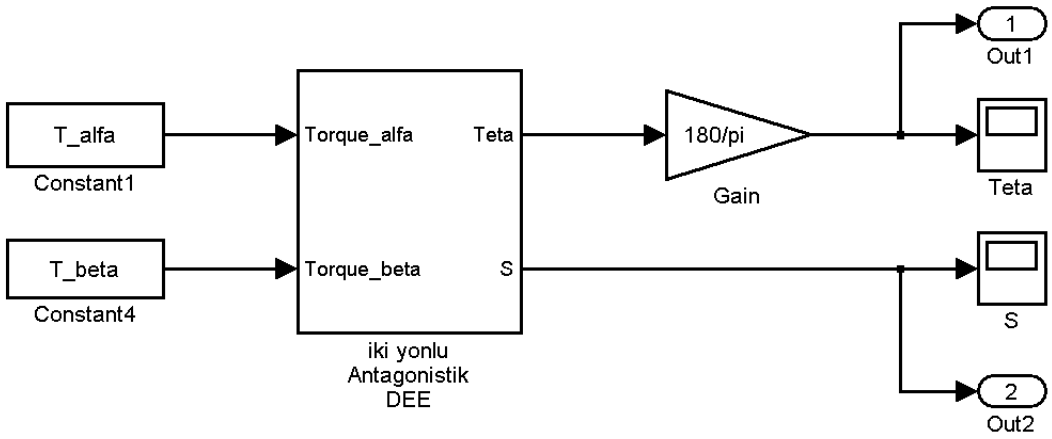
Parametre	Değeri	Parametre	Değeri
m	1 kg	J_β	0.01 kg.m^2
k	0.18 – 0.46	B_θ	0.1 N.s/rad
m	0.015 m	B_α	0.1 N.s/rad
j	0.03 m	B_β	0.1 N.s/rad
ζ	6	l	0.5 m
J_θ	0.01 kg.m^2	g	9.80665 m/s^2
J_α	0.01 kg.m^2		



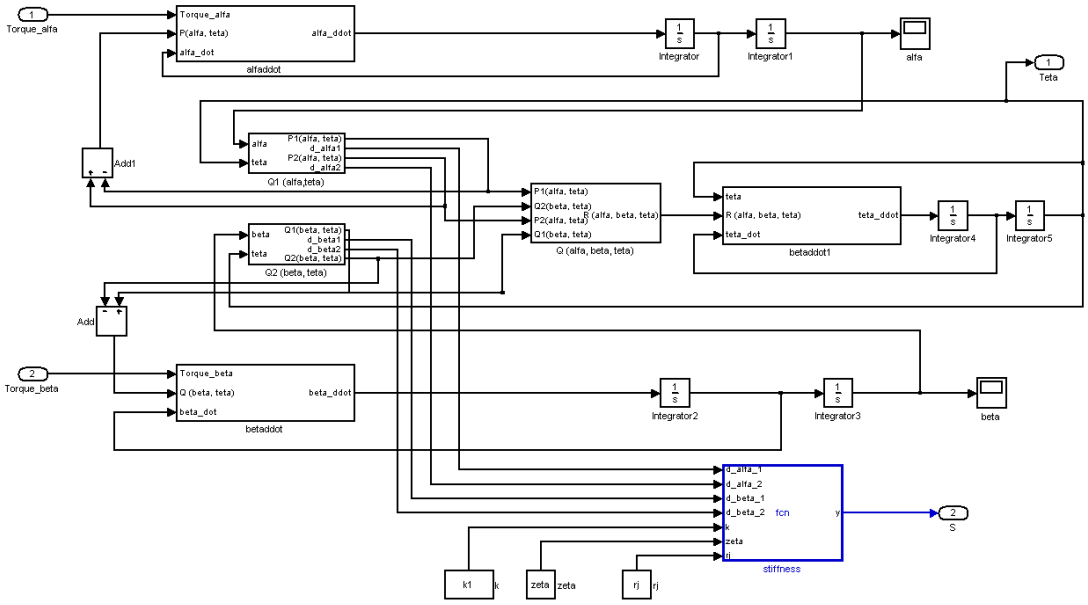
Şekil 3.15 : İki yönlü antagonistik yapıda kullanılan yayın moment yer değiştirme grafiği.

Bu yapıda bir motor ve bir yaydan oluşan bir ünitenin moment yer değiştirme grafiği **Şekil 3.15**'de gösterilmiştir.

MATLAB/Simulink programında bu sisteme ait blok şema **Şekil 3.16**'daki gibi oluşturuldu ve analizler yapıldı. Oluşturulan eklem modelinde iki giriş ve iki çıkış vardır. Girişler motor momentleri, çıkışlar ise eklem açısı ve eklem sertliğidir.

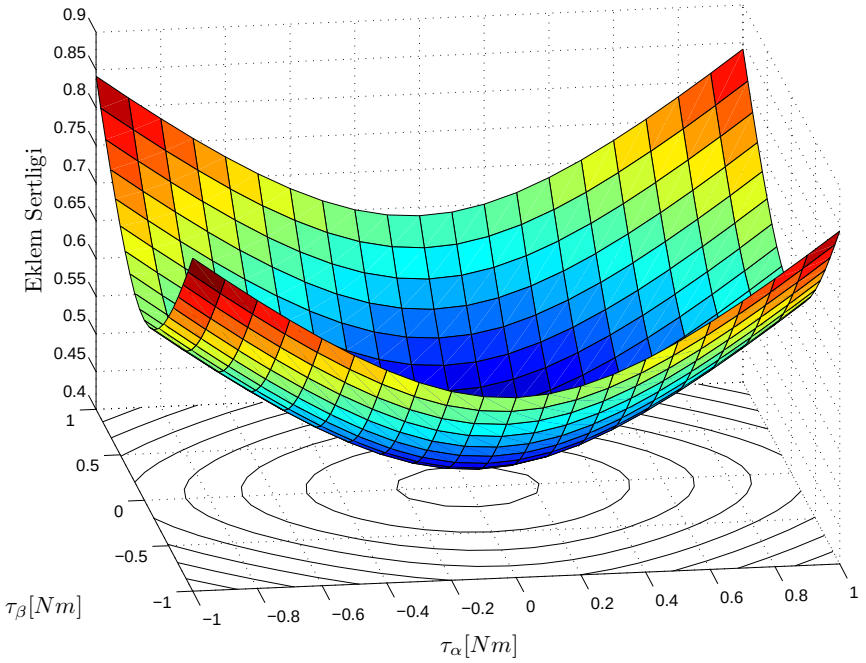


Şekil 3.16 : Tek yönlü antagonistik yapının MATLAB/Simulink modeli.



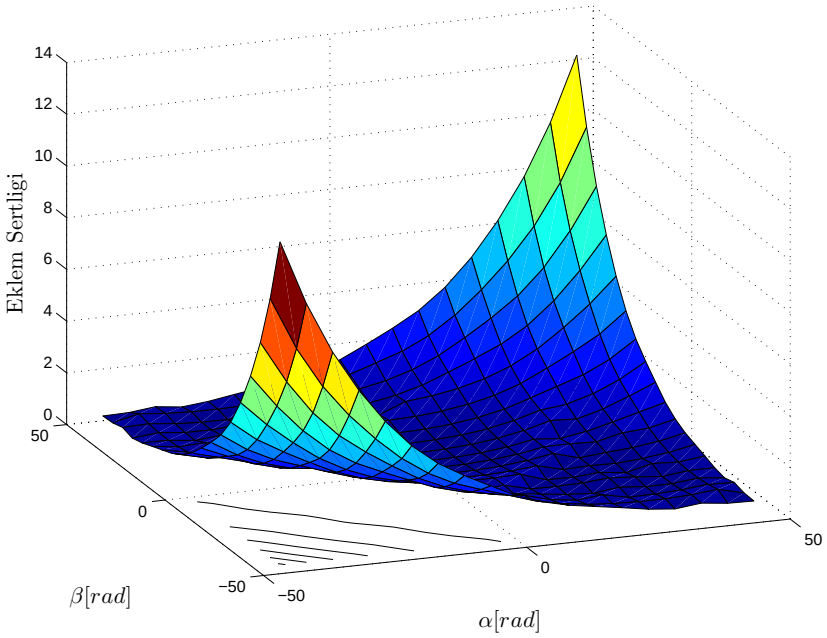
Şekil 3.17 : İki yönlü antagonistik yapının MATLAB/Simulink model ayrıntısı.

Şekil 3.18'de eklem sertliğinin motor momentleriyle değişiminin yüzey grafiği görülmektedir. Tek yönlü antagonistik eyleyicide τ_α ve τ_β'nın ikisinin de negatif olduğu bölgede sertlikte değişimin gözlenmezken, iki yönlü eyleyicinin simetrik bir karakteristiği vardır. Bu sonuç iki yönlü antagonizmde destekleme kipinin varlığının bir göstergesidir.

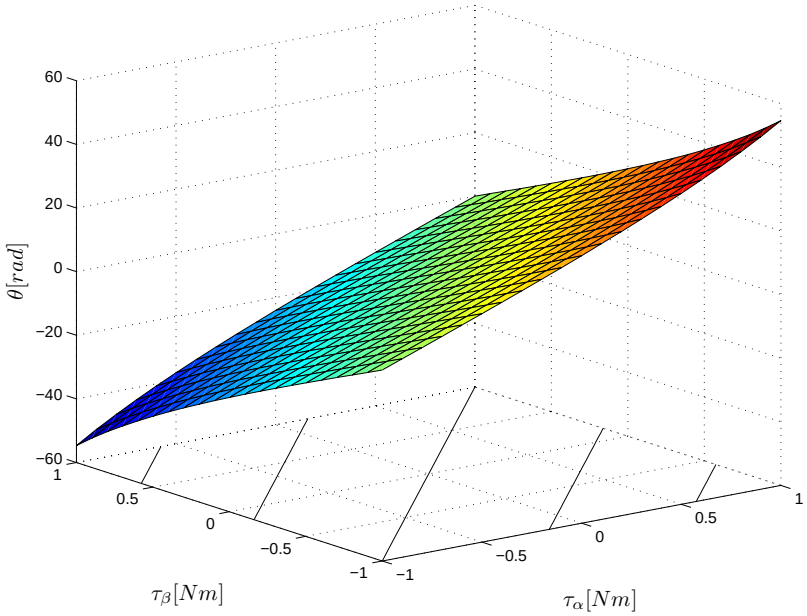


Şekil 3.18 : Eklem sertliğinin τ_α ve τ_β'ya göre değişimi.

Eklem sertliğinin motor açısal konumlarına göre değişimi ise beklendiği yay karakteristiğinden beklendiği üzere üstel biçimdedir (**Şekil 3.19**). α ve β'nın ikisinin de negatif olduğu bölgede tek yönlü antagonistik eyleyicide sertlik değişmezken, iki yönlü olan eyleyicide eklem sertliğinin değiştiği gözlenmiştir.



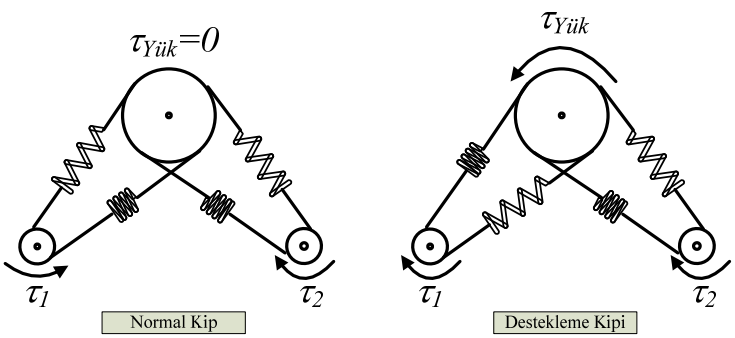
Şekil 3.19 : Eklem sertliğinin α ve β'ya göre değişimi.



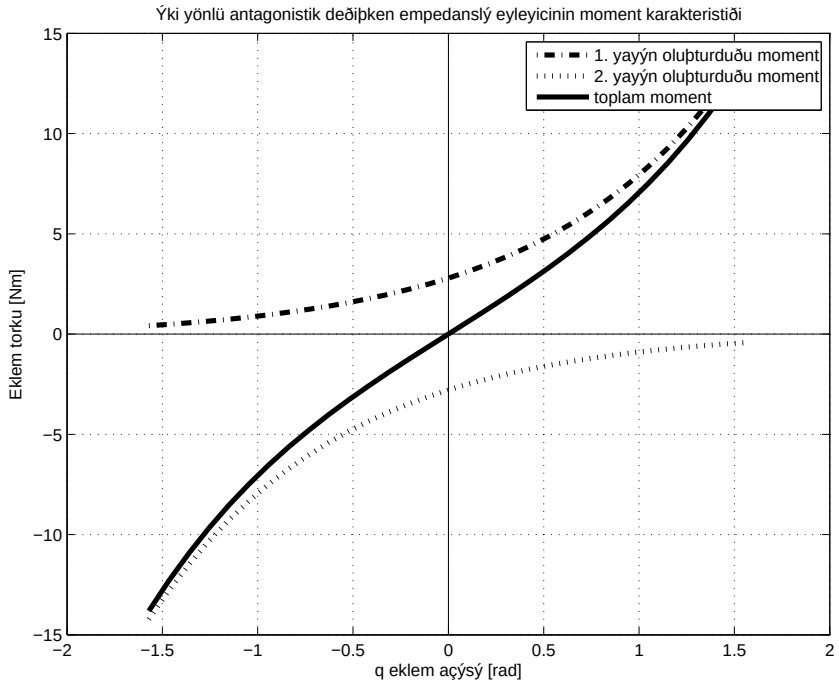
Şekil 3.20 : Eklem açısının τ_α ve τ_β'ya göre değişimi.

3.3 A-DEE'ler için Çalışma Kipleri

A-DEE'ler için iki çalışma kipi mevcuttur. Normal antagonistik kipte her bir eyleyici motor ünitesi sadece pozitif moment üretir ve iki eyleyici birbirine zıt yönde momentler üretmektedirler. Destekleme kipinde ise adı üzerinde eyleyici motorların ikisi de eklem momentine aynı yönde çalışarak destek olurlar. Tek yönlü antagonistik yapı yerine iki yönlü antagonistik yapının kullanılması standart antagonistik düzenle birlikte, yani normal antagonistik kiple birlikte ek olarak destekleme kipi gibi bir çalışma kipi kazandırır. Destekleme kipinde **Şekil 3.21**'de görüldüğü gibi motorlar birbirini destekleyen yönde moment üretirler ve ürettikleri momentin eklem açısı ile ilişkisi **Şekil 3.22**'de gösterilmiştir.



Şekil 3.21 : İki yönlü antagonistik yapının çalışma kipleri.



Şekil 3.22 : İki yönlü antagonistik yapının moment yer değiştirme grafiği.

3.3.1 Normal antagonistik kip

Bu kipte motorlar tarafından üretilen momentler zıt yönlüdür. Büyüklükleri ise aynı veya farklı olabilir.

Büyüklükleri eşit olduğunda, yani $\tau_1 = -\tau_2 = \tau_0$ (τ_0 ön gerilme için uygulanan moment), net eklem momenti sıfır olur.

$$\tau_{eklem} = \tau_1 + \tau_2 = 0 \qquad \textbf{(3.22)}$$

Eklem momenti üretilememesine rağmen, eklem sertliği değişebilir. Bu özellik elastik elemanların sertliğinin uygulanan momentle değişebilmesinden kaynaklanmaktadır.

$$k_{eklem} = k_1(\tau_1) + k_2(\tau_2) > k_1(0) + k_2(0) \qquad \textbf{(3.23)}$$

Burada $k_i(0)$ motor yay birimlerinin yüklenmeden önceki sertlikleridir.

Böylece bu iki motorun zıt yönlü momentleri herhangi bir dış moment üretmemelerine rağmen eklem sertliğini kontrol etmekte kullanılabilir. Eklem pozisyonundan bağımsız bir şekilde sertliği ayarlamaya yarayan kontrol algoritmaları

[76,77] çalışmalarda incelenmiştir. Bu zıt momentlerle eklem sertliğinin ayarlanması "ön gerilme" olarak da adlandırılır.

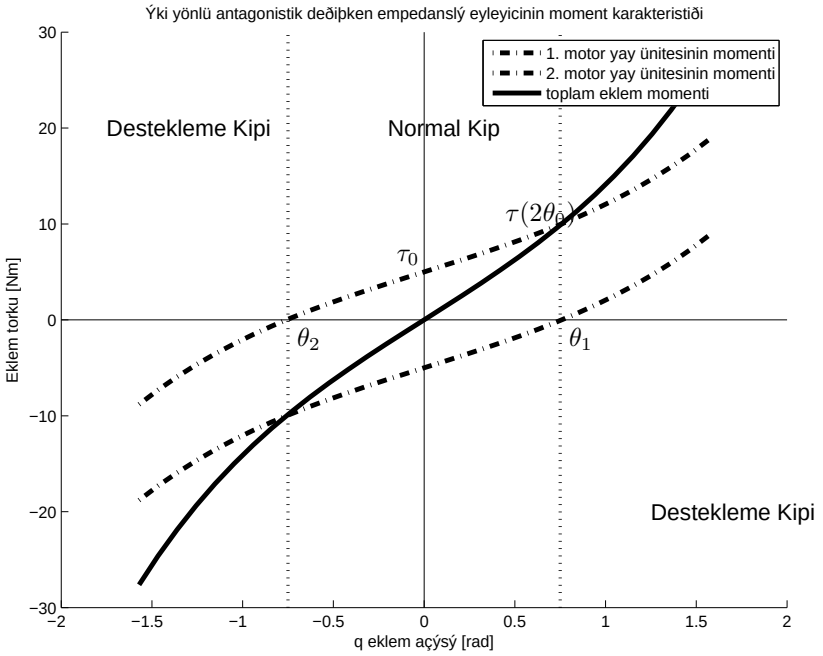
Motor yay ünitelerinin farklı büyüklükte zıt işaretli momentler üretmesi durumunda, yani $\tau_1 < 0 < \tau_2$, $\underbrace{\tau_0 + \tau_{eklem}}_{\tau_1} - \underbrace{\tau_0}_{\tau_2} = \tau_{eklem} = \tau$ olur.

Motor yay ünitelerinin ön gerilmesinin toplam momente etkisi **Şekil 3.23**'den görülebilir. Normalde τ_i eğrileri birer birer ele alındığında serbest durumda $\theta = 0$'da merkezlenmiş bir şekilde olur. Motorları hareket ettirerek motor yay birimlerine ön gerilimler verilip, $\theta_1 = -\theta_2 = \theta_0$, τ_0 ön gerilim momentleri üretilebilir.

3.3.2 Destekleme kipi

Destekleme kipi momentleri aynı yönde kullanarak motorların birbirine destek olmasını sağlar. Eklem moment iki ünitenin toplam moment olduğundan destekleme kipinde mutlaka bir harici moment gereklidir. Herhangi bir dış moment olmadıkça destekleme kipi aktif olamaz.

Destekleme kipi eklemde, motor-yay ünitesinin üretebileceği maksimum momentin iki katı kadar bir moment üretebilir. Bu birlikte çalışma sadece eklemden daha çok moment almayı sağlamaz ayrıca eklem sertliğinin belli bir ölçüde değişebilmesini de sağlar. Motor momentlerinin oranını değiştirerek eklem sertliği değiştirilebilir.



Şekil 3.23 : İki motor yay ünitesinin momentleri (noktalı çizgi) ve onların toplamından oluşan eklem momenti (düz çizgi).

3.4 A-DEE'nin Euler-Lagrange Modeli ve Yay Karakteristiklerinin Seçimi

Değişken empedanslı antagonistik yapıdaki eyleyicilerde kullanılan yayların karakteristikleri lineer ve lineer olmayan olarak iki ayrı grupta incelenebilir. Aşağıdaki kısımlarda lineer ve lineer olmayan karakteristikler gösterilecektir.

Lineer karakteristiğe sahip yaylar değişken empedanslı antagonistik eyleyicilerde direkt olarak kullanılmazlar. Denklem **(3.2)**'i tekrar hatırlayacak olursak,

$$S(x) = -\frac{\partial f(x)}{\partial x} \qquad \textbf{(3.24)}$$

Burada f(x) fonksiyonu yaylara ait karakteristikleri de içerir. Eğer bu karakteristikler lineer ise,

$$f(x) = kx \Rightarrow S(x) = -\frac{\partial f(x)}{\partial x} = -k \qquad \textbf{(3.25)}$$

eklem sertliği lineer olur. Bu yüzden eğer eklemde değişken empedans isteniyorsa lineer yaylara lineer olmayan karakteristik kazandıracak bir takım formüller bulunmalıdır. Bu çözümlerden bazıları şöyle sıralanabilir,

Değişken moment kolu yaklaşımı [19,48]

Kaydırak mekanizmaları [78]

Lineer olmayan yüzey eğrileri yaklaşımı [49]

Bu tezde ise direkt olarak lineer olmayan karakteristiklere sahip yaylar kullanılacaktır. Bu yayları içeren A-DEE mekanizması ise **Şekil 3.24**'de verilmiştir. Bu sistem sadece uygun yay karakteristiklerinin irdelenmesinde kullanılmayacak, tezin bundan sonraki kontrol yöntemlerinin incelendiği bölümünde de kullanılacaktır. Bu sistemde $Motor_{\alpha}$ ve $Motor_{\beta}$ eklemi lineer olmayan yaylar üzerinden hareket ettirirler.

Yay karakteristiklerini incelemek üzere yukarıda verilen sistemin Euler-Lagrange modelini çıkarılacaktır. Euler-Lagrange model için Lagrangian ifadesi,

$$L(q,\dot{q}) = K(q,\dot{q}) - V(q) \qquad \textbf{(3.26)}$$

şeklindedir. Burada q genelleştirilmiş koordinatlar, $\dot{q}$ genelleştirilmiş hızlar, $K(q,\dot{q})$ sistemin toplam kinetik enerjisi, $P(q)$ ise sistemin toplam potansiyel enerjisini göstermektedir ve sırasıyla denklem **(3.27)**, **(3.28)** ve **(3.29)**'de verilmiştir.

$$q=\begin{pmatrix}\theta & \alpha & \beta\end{pmatrix}^T \qquad \dot{q}=\begin{pmatrix}\dot{\theta} & \dot{\alpha} & \dot{\beta}\end{pmatrix}^T \tag{3.27}$$

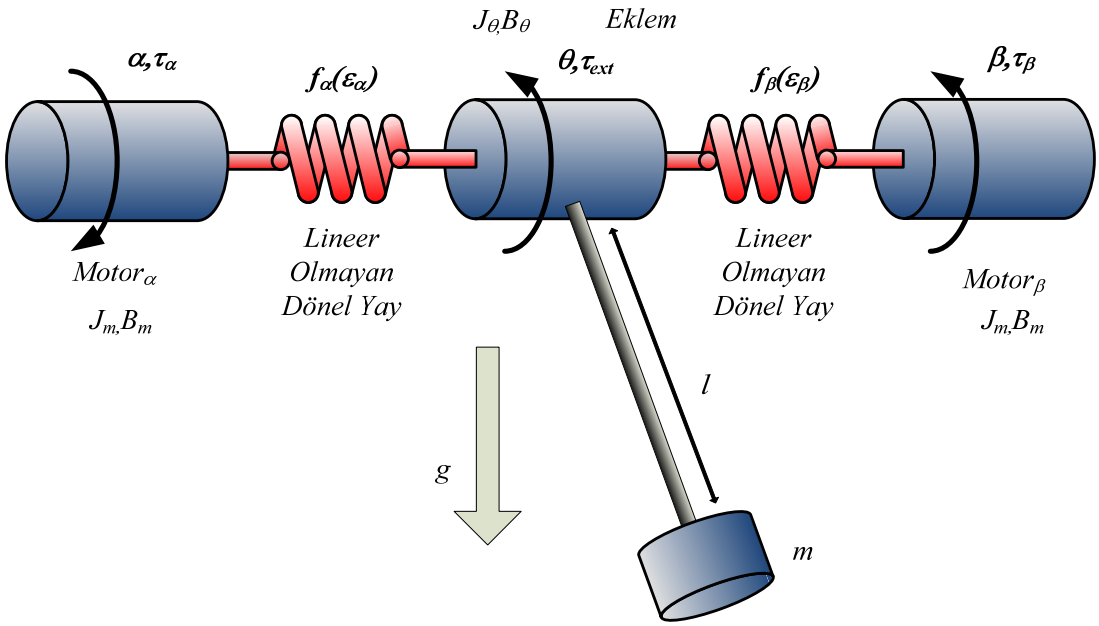
$$K(\dot{q})=\frac{1}{2}J_\theta\dot{q}_\theta^2+\frac{1}{2}J_m\dot{q}_\alpha^2+\frac{1}{2}J_m\dot{q}_\beta^2 \tag{3.28}$$

$$V(q)=\int f_\alpha(\alpha+\theta)\,d(\alpha+\theta)+\int f_\beta(\beta-\theta)\,d(\beta-\theta)+mgl(1-\cos\theta) \tag{3.29}$$

Buradan Euler-Lagrange hareket denklemi aşağıdaki biçimde yazılır,

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L(q,\dot{q})}{\partial\dot{q}}\right)-\frac{\partial L(q,\dot{q})}{\partial q}=\tau-F(\dot{q}) \tag{3.30}$$

burada $F(\dot{q})$ ifadesi viskoz sürtünmeye karşılık gelir.**(3.26)-(3.29)** denklemleri **(3.30)**'de yerine yazılıp gerekli işlemler yapıldığında A-DEE'nin Euler-Lagrange hareket denklemini elde etmiş oluruz **(3.31)**.



Şekil 3.24 : Yay karakteristikleri seçimi, Hamiltonian modelleme ve kontrol için kullanılan A-DEE sistemi.

$$
\begin{aligned}
&J_\theta\ddot{\theta} + B_\theta\dot{\theta} + mgl\sin(\theta) + f_\alpha(\varepsilon_\alpha) - f_\beta(\varepsilon_\beta) = \tau_{ext} \\
&J_m\ddot{\alpha} + B_m\dot{\alpha} + f_\alpha(\varepsilon_\alpha) = \tau_\alpha \\
&J_m\ddot{\beta} + B_m\dot{\beta} + f_\beta(\varepsilon_\beta) = \tau_\beta
\end{aligned}
\qquad \textbf{(3.31)}
$$

burada $\varepsilon_\alpha = \alpha + \theta$ ve $\varepsilon_\beta = \beta - \theta$ ve şeklindedir.

Sistemimizde bulunan dönel yaylar lineer olmayan karakteristiklere sahip olduklarından denklem **(3.31)**'de verilen hareket denkleminin açık ifadesini yazabilmek için yaylara ait karakteristiklerin fonksiyonunu kesin olarak bilmek gerekir. Literatürde çeşitli yay karakteristikleri incelenmiştir. Bütünlüğü korumak adına bunlardan dört tanesini kendi sistemimize uygulandı ve eklem sertliğinin değiştirilme aralığına göre incelendi.

Eklem sertliği, eklemi harekete geçiren momentin eklem açısına göre kısmi türevidir. Yani bu sistemde,

$$
S = \frac{\partial\left(f_\alpha(\varepsilon_\alpha) - f_\beta(\varepsilon_\beta)\right)}{\partial\theta} \qquad \textbf{(3.32)}
$$

biçiminde verilir.

Aşağıdaki alt bölümlerde dört farklı yay karakteristiğinin eklem sertliğinin değiştirilebilme aralığına göre incelenmesi verilecektir.

3.4.1 İkinci derece polinom karakteristik

Eğer lineer olmayan yaydaki deformasyona ε dersek ikinci dereceden polinom karakteristik,

$$
f(\varepsilon) = a\varepsilon^2 + b\varepsilon + c \qquad (a,b,c \in R) \qquad \textbf{(3.33)}
$$

olarak verilir. Yaylar üzerinde herhangi bir ön gerilim söz konusu olmadığından sıfır deformasyon sıfır moment üretmelidir. Böylece $c = 0$ bulunur. Bu yayların kullanılacağı sistemdeki motorların üretebilecekleri momentlere ve yayların maksimum deformasyonlarına göre a ve b reel sayıları belirlenebilir. Dört karakteristik içinde aynı olmak koşulu ile uygun a ve b sayıları seçilmiş ve **(3.33)** fonksiyonu **Şekil 3.25**'de gösterilmiştir.

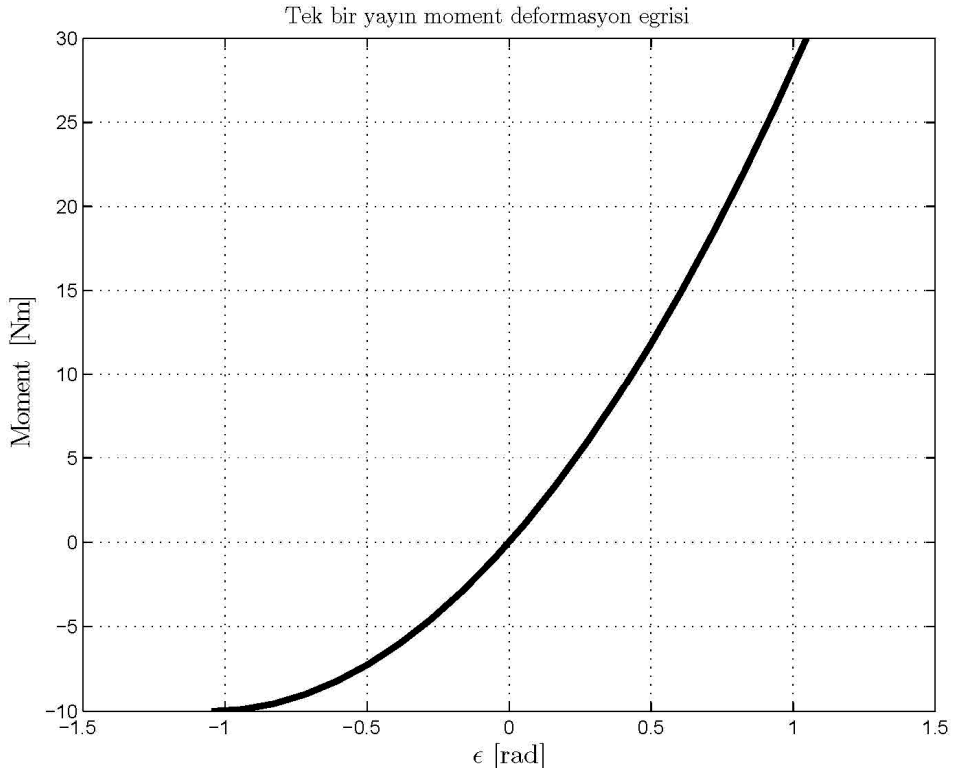
Bu karakteristik için eklem sertliği şu şekildedir,

$$\begin{aligned} S &= \frac{\partial}{\partial\theta}\left(a\left[(\alpha+\theta)^2-(\beta-\theta)^2\right]+b\left[(\alpha-\beta+2\theta)\right]\right) \\ &= 2a(\alpha+\beta)+2b \end{aligned} \tag{3.34}$$

Dikkat edilirse eklem sertliği eklem açısından bağımsız çıkmıştır. Bu kontrol açısından bir avantajdır [79].

Motor momentlerini aşağıdaki aralıkta uygulayarak eklem sertliği aralıkları MATLAB/Simulink kullanılarak elde edilen verilerle değerlendirilmiş ve **Şekil 3.26**'da gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} -\tau_{stall} \le \tau_{\alpha} \le \tau_{stall} \\ -\tau_{stall} \le \tau_{\beta} \le \tau_{stall} \end{aligned} \tag{3.35}$$



Şekil 3.25 : İkinci dereceden polinom karakteristikli lineer olmayan yayın moment-deformasyon grafiği.

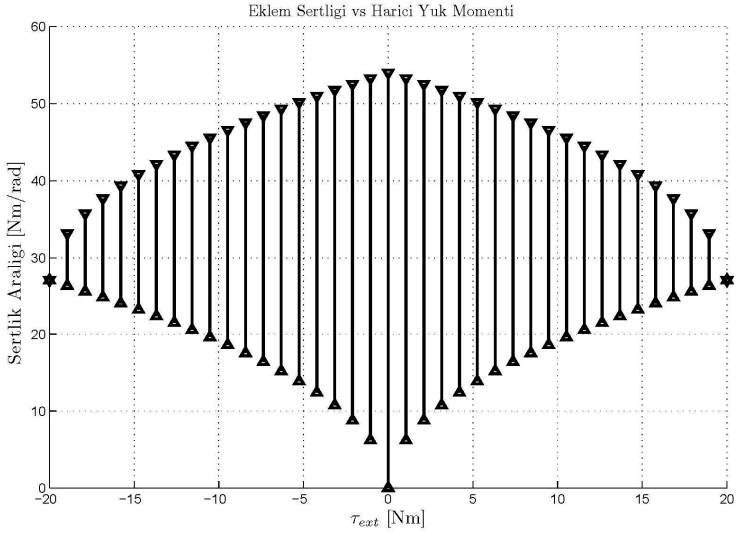
Burada τ_{stall} motorların üretebilecekleri maksimum momenttir. Bu kısımda yapılan analizlerde τ_{stall} 10 Nm olarak alınmıştır. Maksimum yay deformasyonu olarak da $\pi/6$ rad alınarak a ve b reel sayılarının bulunması için gerekli olan bilgiler tamamlanmıştır. Harici moment veya bir başka deyişle eklem momenti arttıkça eklem sertliğinin değişim aralığı azalmaktadır.

3.4.2 Üçüncü derece polinom karakteristik

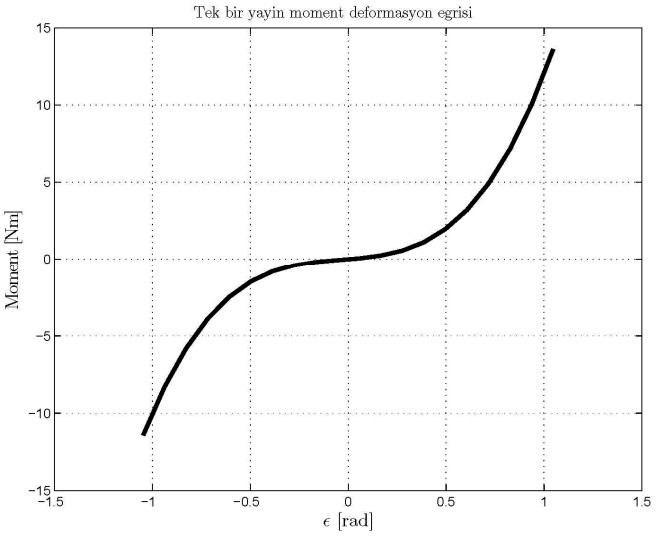
Üçüncü dereceden polinom karakteristik,

$$f(\varepsilon) = a\varepsilon^3 + b\varepsilon^2 + c\varepsilon + d \qquad (a,b,c,d \in R) \tag{3.36}$$

olarak verilir. Yaylar üzerinde herhangi bir ön gerilim söz konusu olmadığından sıfır deformasyon sıfır moment üretmelidir. Böylece $d = 0$ bulunur. Bu yayların kullanılacağı sistemdeki motorların üretebilecekleri momentlere ve yayların maksimum deformasyonlarına göre *a*,*b* ve *c* reel sayıları belirlenebilir. Karakteristiğe ait çizim **Şekil 3.27**'de gösterilmiştir.



Şekil 3.26 : İkinci dereceden polinom karakteristikli lineer olmayan yay kullanılarak eklemde elde edilen eklem sertlik aralığı.

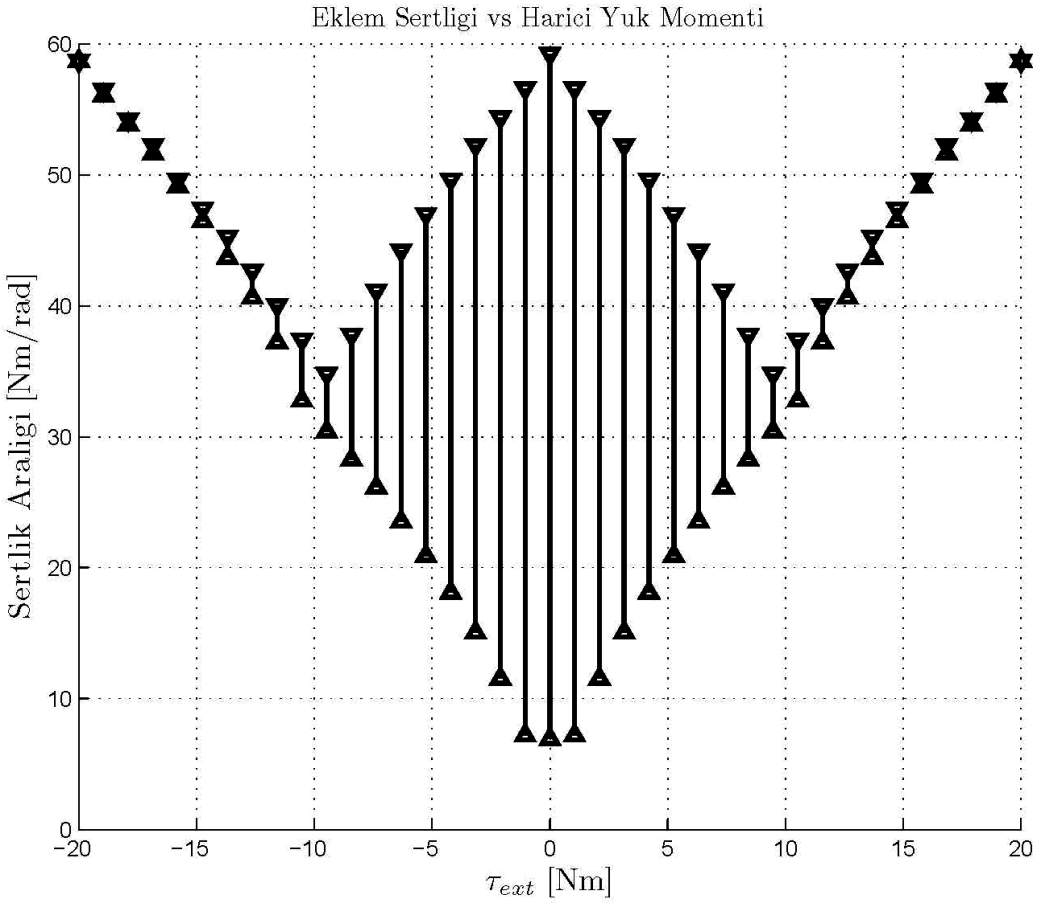


Şekil 3.27 : Üçüncü dereceden polinom karakteristikli lineer olmayan yayın moment-deformasyon grafiği.

Bu karakteristik için eklem sertliği şu şekildedir,

$$S = \frac{\partial}{\partial\theta}\left(a\left[(\alpha+\theta)^3 - (\beta-\theta)^3\right] + b\left[(\alpha+\theta)^2 - (\beta-\theta)^2\right] + c\left[(\alpha-\beta+2\theta)\right]\right)$$
$$= 3a\left[(\alpha+\theta)^2 + (\beta-\theta)^2\right] + 2b\left[(\alpha-\beta+2\theta)\right] + 2c \qquad \textbf{(3.37)}$$

Eğer yine maksimum motor momenti τ_{stall} 10 Nm alınırsa eklem sertlik aralığı **Şekil 3.29**'de verilmiştir.



Şekil 3.28 : Üçüncü dereceden polinom karakteristikli lineer olmayan yay kullanılarak eklemde elde edilen eklem sertlik aralığı.

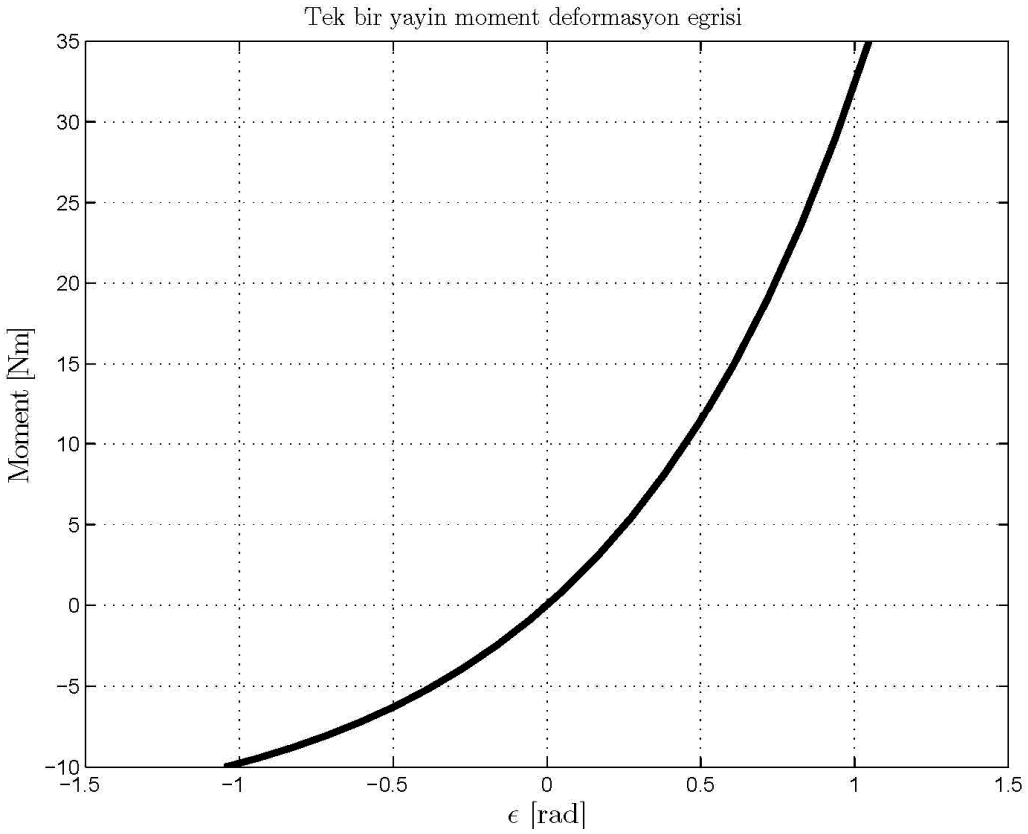
Eklem momenti motor maksimum momentini geçer geçmez eklem sertliğinin değişim aralığı hızla azalmaktadır. Neredeyse sıfıra düştüğü gözlenmektedir. Bu da τ_α ve τ_β 'nın birbirini desteklediği durumlarda sertlik değişiminin neredeyse imkansız olduğunu gösterir. Bu A-DEE için kesinlikle istenmeyen bir durumdur.

3.4.3 Üstel karakteristik

Eğer lineer olmayan yaydaki deformasyona ε dersek üstel karakteristik,

$$f(\varepsilon) = a\left(e^{b\varepsilon} - 1\right) \qquad (a, b \in R) \tag{3.38}$$

olarak verilir. Yaylar üzerinde herhangi bir ön gerilim söz konusu olmadığından sıfır deformasyon sıfır moment üretmelidir. Bu fonksiyon bunu her *a* ve *b* reel sayısı için sağlar. Aynı *a* ve *b* değerleri için karakteristiğin çizimi **Şekil 3.29**'de verilmiştir.



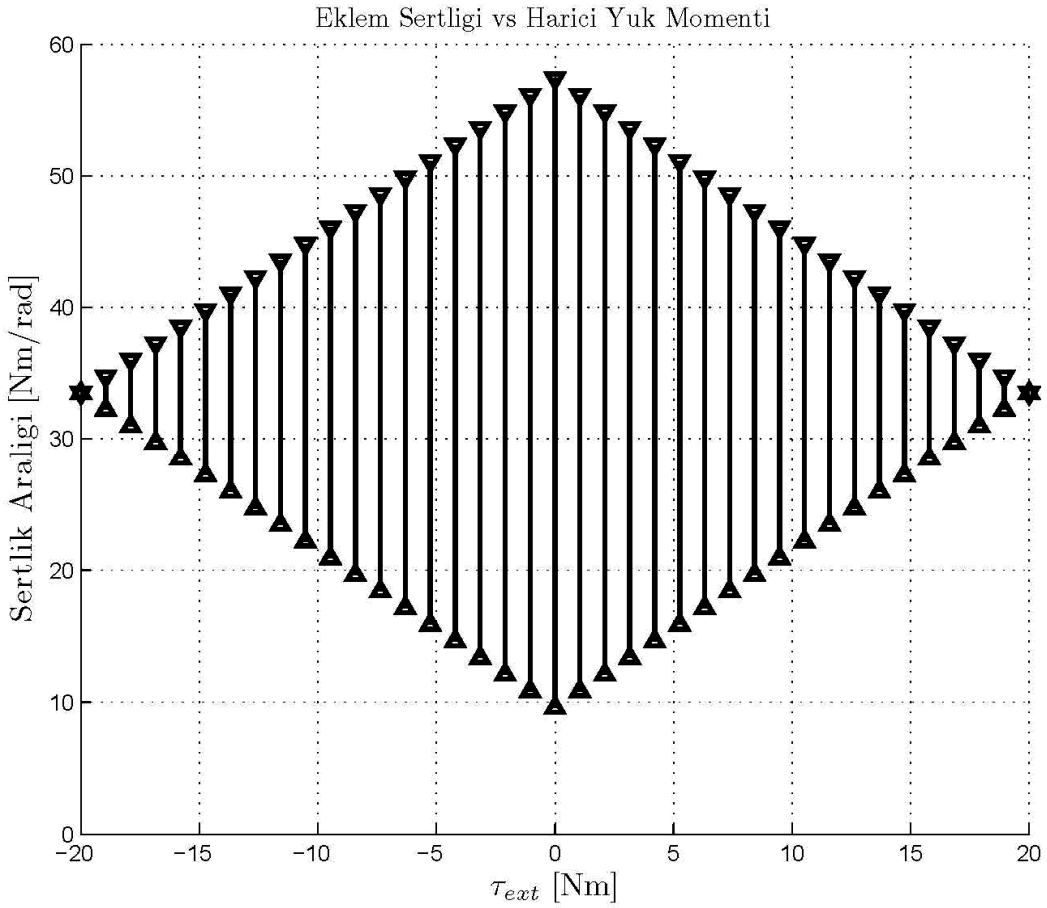
Şekil 3.29 : Üstel karakteristikli lineer olmayan yayın moment-deformasyon grafiği.

Bu karakteristik için eklem sertliği şu şekildedir,

$$\begin{aligned} S &= \frac{\partial}{\partial\theta}\left(a\left(e^{b(\alpha+\theta)} - e^{b(\beta-\theta)}\right)\right) \\ &= ab\left(e^{b(\alpha+\theta)} + e^{b(\beta-\theta)}\right) \end{aligned} \tag{3.39}$$

Eğer yine maksimum motor momenti τ_{stall} 10 Nm alınırsa eklem sertlik aralığı **Şekil 3.30**'de verilmiştir.

Şekil 3.30'dan açıkça görülüyor ki eklem momenti arttıkça hala sertlik için değişim aralığı bulunmakta fakat eklem momenti maksimum motor momentinin iki katı olduğunda sertlik ayarlanamamaktadır.



Şekil 3.30 : Üstel karakteristikli lineer olmayan yay kullanılarak eklemde elde edilen eklem sertlik aralığı.

3.4.4 Sinüs karakteristik

Son olarak lineer olmayan dönel yaylar için seçilen karakteristik fonksiyon sinüs parçası şeklinde bir fonksiyondur.

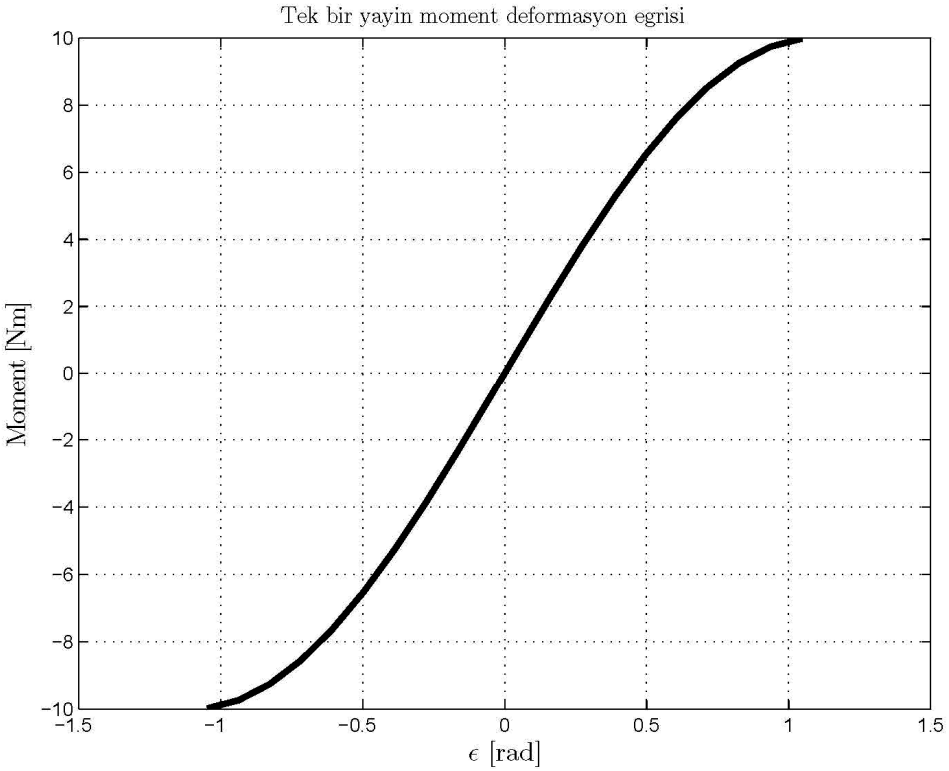
$$f(\varepsilon) = a\sin(b\varepsilon) \qquad (a,b \in R) \tag{3.40}$$

Yine yukarıda olduğu gibi *a* ve *b* seçilerek

Bu karakteristik için eklem sertliği şu şekildedir,

$$\begin{aligned} S &= \frac{\partial}{\partial\theta}\Big(a\Big[\sin\big(b(\alpha+\theta)\big)-\sin\big(b(\beta-\theta)\big)\Big]\Big) \\ &= ab\Big[\cos\big(b(\alpha+\theta)\big)+\cos\big(b(\beta-\theta)\big)\Big] \end{aligned} \tag{3.41}$$

Yine maksimum motor momenti τ_{stall} 10 Nm alınırsa eklem sertliğinin değişim aralığı **Şekil 3.32**'de verilmiştir.



Şekil 3.31 : Sinüs karakteristikli lineer olmayan yayın moment-deformasyon grafiği.

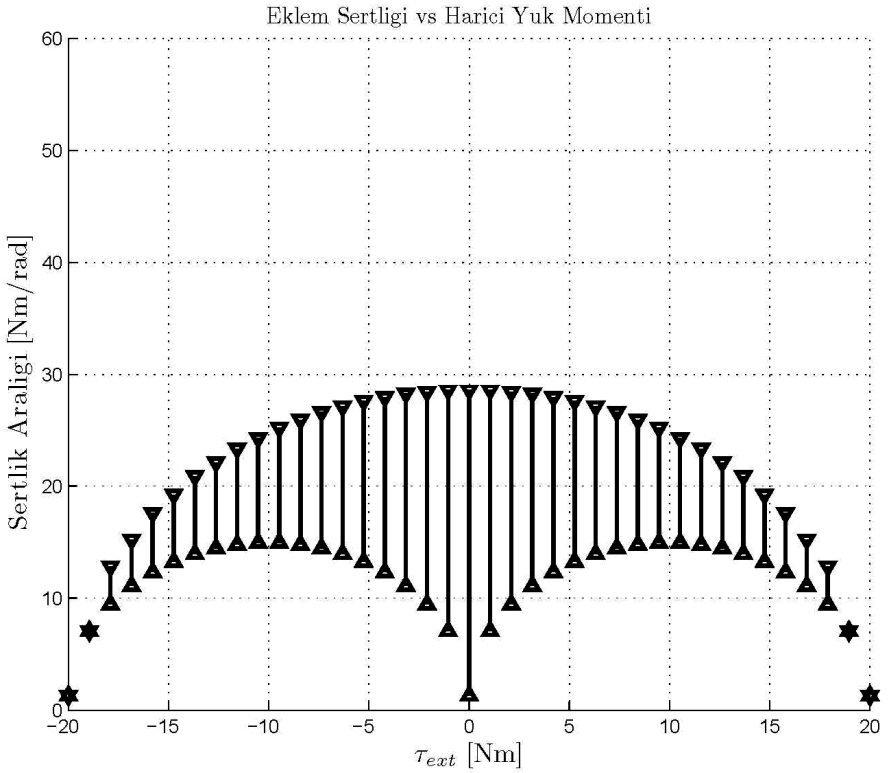
Eklem sertliğinin değişim aralığı üçüncü derece polinom karakteristiğe göre daha iyi olmakla birlikte ikinci derece ve üstel karakteristiklerden daha kötüdür. Bunun yanında setlik değişim bölgesi de sıfır noktasına doğru yaklaşmıştır.

Yukarıda verilen eklem sertliği değişim aralıklarına göre ikinci derece polinom ve üstel karakteristikli yayların kullanımı, değişik dış yüklerin varlığında geniş bir aralık sundukları için bir anlam ifade etmektedir. Bunun yanı sıra eklem sertliği denkleminden eklem açısını arındıran lineer olmayan karakteristik ise sadece ikinci derece polinom karakteristiğidir. Kontrol bakış açısı ile bu karakteristik bir avantaj oluşturur [79].

3.5 A-DEE'nin Kapı Kontrollü Hamiltonian modeli

Tezin dördüncü bölümünde kontrolü yapılacak olan A-DEE yapısı **Şekil 3.24**'de gösterilmiştir. Bu bölümün önceki kısımlarında bahsedilen A-DEE yapıları ile bu yapının farkı şudur; bu A-DEE yapısında yaylar dönel tiptedir. Dönel tipte yayların kullanımı bu kavramsal sistemin olası bir gerçeklemesinde boyut olarak daha küçük bir A-DEE elde edilmeye elverişli olmalarıdır.

Kapı tabanlı Hamiltonian modelleme yapılırken önce sistemin toplam enerjisi yazılır. Toplam enerji, mekanik sistemlerde kinetik ve potansiyel olmak üzere iki kısımdan oluşur.



Şekil 3.32 : Sinüs karakteristikli lineer olmayan yay kullanılarak eklemde elde edilen eklem sertlik aralığı.

$$H(q,p) = K(p) + V(q) \tag{3.42}$$

burada q genelleştirilmiş konumlar, p genelleştirilmiş momentler, $K(p)$ sistemin toplam kinetik enerjisi, $P(q)$ ise sistemin toplam potansiyel enerjisini göstermektedir ve sırasıyla **(3.43)**, **(3.44)** ve **(3.45)** denklemlerinde verilmiştir. Burada:

$$q = \begin{pmatrix} \theta & \alpha & \beta \end{pmatrix}^T \qquad p = \begin{pmatrix} p_\theta & p_\alpha & p_\beta \end{pmatrix}^T \tag{3.43}$$

olarak verilir.

$$K(p) = \frac{p_\theta^2}{2J_\theta} + \frac{p_\alpha^2}{2J_m} + \frac{p_\beta^2}{2J_m} \tag{3.44}$$

$$V(q) = \int f_\alpha(\alpha+\theta)\, d(\alpha+\theta) + \int f_\beta(\beta-\theta)\, d(\beta-\theta) + mgl(1-\cos\theta) \tag{3.45}$$

Sistemimizde bulunan dönel yaylar lineer olmayan karakteristiklere sahip olduklarından denklem **(3.45)**'de verilen potansiyel enerji ifadesini açık bir şekilde yazabilmek için yaylara ait karakteristiklerin fonksiyonunu bilmek gerekir. Bir önceki kısımda da belirtildiği üzere bu tez çalışmasında yay karakteristiği olarak ikinci dereceden polinom karakteristik seçilmiştir. Böylece sistemin toplam potansiyel enerjisi denklem **(3.46)**'daki işlemler yapılınca denklem **(3.47)** halini alır.

$$\begin{aligned} V(q) &= \int \left[a(\alpha+\theta)^2 + b(\alpha+\theta) \right] d(\alpha+\theta) \\ &+ \int \left[a(\beta-\theta)^2 + b(\beta-\theta) \right] d(\beta-\theta) \\ &+ mgl(1-\cos\theta) \end{aligned} \tag{3.46}$$

$$\begin{aligned} V(q) &= \frac{a(\alpha+\theta)^3}{3} + \frac{b(\alpha+\theta)^2}{2} + \frac{a(\beta-\theta)^3}{3} \\ &+ \frac{b(\beta-\theta)^2}{2} + mgl(1-\cos\theta) \end{aligned} \tag{3.47}$$

Böylece sistemin toplam enerjisini yani Hamiltonian ifadesini aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$\begin{aligned} H(q,p) &= K(p) + V(q) \\ &= \frac{p_\theta^2}{2J_\theta} + \frac{p_\alpha^2}{2J_m} + \frac{p_\beta^2}{2J_m} + \frac{a(\alpha+\theta)^3}{3} + \frac{b(\alpha+\theta)^2}{2} + \frac{a(\beta-\theta)^3}{3} + \frac{b(\beta-\theta)^2}{2} \\ &+ mgl(1-\cos\theta) \end{aligned} \tag{3.48}$$

Sistemimiz üç serbestlik dercesine sahip olduğundan Hamiltonian modelimiz altı adet birinci dereceden diferansiyel denklem içerir. Bunlardan ilk üçü genelleştirilmiş konumların türev ifadesi,

$$\begin{pmatrix} \dot{\theta}(t) & \dot{\alpha}(t) & \dot{\beta}(t) \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} \frac{\partial H(q,p)}{\partial p_\theta} & \frac{\partial H(q,p)}{\partial p_\alpha} & \frac{\partial H(q,p)}{\partial p_\beta} \end{pmatrix}^T \tag{3.49}$$

diğer üçü ise genelleştirilmiş momentlerin türev ifadeleridir (denklem **(3.50)**).

$$
\begin{aligned}
\dot{p}_\alpha(t) &= -\frac{\partial H(q,p)}{\partial \alpha} + F_\alpha = -a\left(\alpha+\theta\right)^2 - b\left(\alpha+\theta\right) - B_m \frac{p_\alpha}{J_m} + \tau_\alpha \\
\dot{p}_\beta(t) &= -\frac{\partial H(q,p)}{\partial \beta} + F_\beta = -a\left(\beta-\theta\right)^2 - b\left(\beta-\theta\right) - B_m \frac{p_\beta}{J_m} + \tau_\beta \\
\dot{p}_\theta(t) &= -\frac{\partial H(q,p)}{\partial \theta} + F_\theta = -a\left[\left(\alpha+\theta\right)^2 - \left(\beta-\theta\right)^2\right] - b\left(\alpha-\beta+2\theta\right) \\
&\quad - mgl\sin\theta - B_\theta \frac{p_\theta}{J_\theta} + \tau_{ext}
\end{aligned}
\qquad \textbf{(3.50)}
$$

Sistemin bütününü yazacak olursak,

$$
\begin{bmatrix} \dot{\theta}(t) \\ \dot{\alpha}(t) \\ \dot{\beta}(t) \\ \dot{p}_\theta(t) \\ \dot{p}_\alpha(t) \\ \dot{p}_\beta(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & -B_\theta & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & -B_m & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & -B_m \end{bmatrix}}_{J-R} \begin{bmatrix} \dfrac{\partial H(q,p)}{\partial \theta} \\ \dfrac{\partial H(q,p)}{\partial \alpha} \\ \dfrac{\partial H(q,p)}{\partial \beta} \\ \dfrac{\partial H(q,p)}{\partial p_\theta} \\ \dfrac{\partial H(q,p)}{\partial p_\alpha} \\ \dfrac{\partial H(q,p)}{\partial p_\beta} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{g} \begin{bmatrix} \tau_\alpha \\ \tau_\beta \end{bmatrix}
\qquad \textbf{(3.51)}
$$

Mekanik sistemleri için genel KKH ifade aşağıdaki gibidir ve bizim sistemimizde buna uymaktadır.

$$
\begin{bmatrix} \dot{q} \\ \dot{p} \end{bmatrix} = \left[J - R\right] \begin{bmatrix} \partial_q H \\ \partial_p H \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ G \end{bmatrix} u
\qquad \textbf{(3.52)}
$$

burada q ve p denklem **(3.43)**'de J, R ve G ise sırasıyla **(3.53)**, **(3.54)** ve **(3.55)** denklemlerinde verilmişlerdir.

$$
J = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}
\qquad \textbf{(3.53)}
$$

$$R = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B_\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & B_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & B_m \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.54)}$$

$$g = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.55)}$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.56)}$$

Burada G matrisini biraz inceleyelim. Sistemimizin serbestlik derecesi üçtür. Eğer $rank(G) = 3$ olsaydı sistemimiz tam tahrikli olacaktı. $rank(G) < 3$ olduğundan sistemimiz eksik tahrikli bir sistemdir. Eksiklik derecesi ise birdir. Ayrıca G matrisi tam sütün ranklıdır. Bu özellikler bir sonraki bölümde pasifliğe dayalı kontrolör tasarımına geçildiğinde kullanılacaktır.

4. ANTAGONİSTİK DEĞİŞKEN EMPEDANSLI EYLEYİCİNİN (A-DEE) KAPI KONTROLLÜ HAMİLTONİAN TABANLI KONTROLÜ

Bir önceki bölümde incelenen antagonistik yapılı değişken empedanslı eyleyiciler üç serbestlik derecesine sahiptiler fakat iki moment girişleri bulunmaktaydı. Bu da bu sistemlerin birinci dereceden eksik tahrikli sistemler olduğunu göstermektedir. Antagonistik yapılı değişken empedanslı eyleyicinin A-DEE'nin KKH çerçevede modellenmesi üçüncü bölümde elde edilmişti. Bu bölümde önce bu model üzerinde kontrolöre yönelik bir takım değişiklikler yapılarak ASA-PDK yöntemi ile bir denge noktası etrafında regülasyonu incelenecektir.

4.1 Eksik Tahrikli A-DEE İçin ASA-PDK Tabanlı Regülasyon

Eksik tahrikli A-DEE'nin KKH çerçevede modeli bir önceki bölümde çıkarılmıştı. Kontrolör tasarımı için sürtünmeleri sıfır alarak aşağıda bu model tekrar verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}(t) \\ \dot{\alpha}(t) \\ \dot{\beta}(t) \\ \dot{p}_\theta(t) \\ \dot{p}_\alpha(t) \\ \dot{p}_\beta(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{J} \begin{bmatrix} \frac{\partial H(q,p)}{\partial \theta} \\ \frac{\partial H(q,p)}{\partial \alpha} \\ \frac{\partial H(q,p)}{\partial \beta} \\ \frac{\partial H(q,p)}{\partial p_\theta} \\ \frac{\partial H(q,p)}{\partial p_\alpha} \\ \frac{\partial H(q,p)}{\partial p_\beta} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{g} \begin{bmatrix} \tau_\alpha \\ \tau_\beta \end{bmatrix} \qquad \textbf{(4.1)}$$

Modeli yukarda verilen A-DEE ikinci bölümde verilen kabulleri sağlamadığı için bu bölümde verilen adım adım kontrolör tasarımını kullanılamayacaktır. Eşleme denkleminden gelen kısmi diferansiyel denklemi çözümü yani uygun istenen potansiyel enerji fonksiyonunu seçimi bu tez de gerçekleştirecektir.

Antagonistik değişken empedanslı eyleyici için kontrolör tasarımına geçmeden önce robotik sistemlerin bu eyleyiciden beklentilerini değerlendirmek gerekir. Bu tip eyleyicilerin robot mekanizmalarda kullanılma sebepleri öncelikle sertliğinin ayarlanabilmesidir. Sonrasında ise eklem açısının kontrolü robotik mekanizmanın gerçekleştireceği görev açısından vazgeçilmez bir unsurdur [80]. Böylece A-DEE'lerin hem sertliğinin hem de eklem açısının kontrol altında tutulması gerektiği ortadadır.

Bu tezde A-DEE bünyesinde kullanılan yayların karakteristiklerinin lineer olmadığı ve ikinci derece polinom karakteristiğe sahip oldukları önceki bölümlerde anlatılmıştı. Bu karakteristiğin seçilmesindeki ana sebep ise eklem sertliği ifadesinde eklem açısının yer almayışı idi. Hatırlayacak olursak,

$$S = 2a\left(\alpha + \beta\right) + 2b \tag{4.2}$$

Burada a ve b reel sayıları yay karakteristiğine özgü sabit sayılardır. Eklem sertliğinin bir değerde tutulması istenirse $\left(\alpha + \beta\right)$ ifadesi için bir istenen değer verilmiş olur. A-DEE sistemimizde eklem sertliği ile $\left(\alpha + \beta\right)$ toplamı afin lineer olduğundan sistem durumlarını aşağıdaki gibi bir dönüşüme tabi tutarsak,

$$\begin{aligned} \gamma &= \alpha - \beta \\ s &= \alpha + \beta \end{aligned} \tag{4.3}$$

$\left(\alpha + \beta\right)$ toplamını yeni durum haline getirmiş oluruz.

Bu dönüşüm kullanılarak tekrar yazılan toplam kinetik, toplam potansiyel enerji ve toplam Hamiltonian sırasıyla denklem **(4.4)**, **(4.5)** ve **(4.6)**'da verilmiştir.

$$\tilde{K}(\tilde{q}, \tilde{p}) = \frac{1}{2}\left(\frac{{p_\theta}^2}{J_\theta} + \frac{{p_\gamma}^2}{J_m} + \frac{{p_s}^2}{J_m}\right) \tag{4.4}$$

$$\begin{aligned} \tilde{V}(\tilde{q}) \;=\; & \frac{1}{2}b\left(\frac{s-\gamma}{2} - \theta\right)^2 + \frac{1}{3}a\left(\frac{s-\gamma}{2} - \theta\right)^3 + \frac{1}{2}b\left(\frac{s+\gamma}{2} + \theta\right)^2 \\ & + \frac{1}{3}a\left(\frac{s+\gamma}{2} + \theta\right)^3 + mgl\left(1 - Cos(\theta)\right) \end{aligned} \tag{4.5}$$

$$\tilde{H} = \frac{1}{2}\left(\frac{\mathrm{p}_\theta^{\,2}}{\mathrm{J}_\theta} + \frac{\mathrm{p}_\gamma^{\,2}}{\mathrm{J}_\mathrm{m}} + \frac{\mathrm{p}_s^{\,2}}{\mathrm{J}_m}\right) + \frac{1}{2}b\left(\frac{s-\gamma}{2} - \theta\right)^2$$
$$+ \frac{1}{3}a\left(\frac{s-\gamma}{2} - \theta\right)^3 + \frac{1}{2}b\left(\frac{s+\gamma}{2} + \theta\right)^2 + \frac{1}{3}a\left(\frac{s+\gamma}{2} + \theta\right)^3 + mgl\left(1 - \mathrm{Cos}(\theta)\right) \qquad \textbf{(4.6)}$$

Burada $\tilde{q} = \begin{pmatrix}\theta & \gamma & s\end{pmatrix}^T$, $\tilde{p} = \begin{pmatrix}p_\theta & p_\gamma & p_s\end{pmatrix}^T$'dır.

Dönüşümle elde edilen yeni KKH sistem ise şu şekilde yazılır,

$$\begin{bmatrix}\dot{\theta}(t)\\ \dot{\gamma}(t)\\ \dot{s}(t)\\ \dot{p}_\theta(t)\\ \dot{p}_\gamma(t)\\ \dot{p}_s(t)\end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix}0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1\\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0\end{bmatrix}}_{J} \begin{bmatrix}\frac{\partial \tilde{H}(\tilde{q},\tilde{p})}{\partial \theta}\\ \frac{\partial \tilde{H}(\tilde{q},\tilde{p})}{\partial \gamma}\\ \frac{\partial \tilde{H}(\tilde{q},\tilde{p})}{\partial s}\\ \frac{\partial \tilde{H}(\tilde{q},\tilde{p})}{\partial p_\theta}\\ \frac{\partial \tilde{H}(\tilde{q},\tilde{p})}{\partial p_\gamma}\\ \frac{\partial \tilde{H}(\tilde{q},\tilde{p})}{\partial p_s}\end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 0\\ 1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}}_{g} \begin{bmatrix}\tau_\gamma\\ \tau_s\end{bmatrix} \qquad \textbf{(4.7)}$$

burada $\tau_\gamma = \tau_\alpha - \tau_\beta$ ve $\tau_s = \tau_\alpha + \tau_\beta$ şeklindedir.

dönüştürülmüş sisteme ait kütle matrisi ve tersi ise denklem **(4.8)**'de verilmiştir.

$$\tilde{M} = \begin{bmatrix}J_\theta & 0 & 0\\ 0 & J_\gamma & 0\\ 0 & 0 & J_s\end{bmatrix} \Rightarrow \tilde{M}^{-1} = \begin{bmatrix}\frac{1}{J_\theta} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{J_\gamma} & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{J_s}\end{bmatrix} \qquad \textbf{(4.8)}$$

$\tilde{H}(\tilde{q},\tilde{p})$ dönüştürülmüş Hamiltonianı ve KKH sistemi kapalı biçimde sırasıyla yazarsak,

$$\tilde{H}(\tilde{q},\tilde{p}) = \frac{1}{2}\tilde{p}^T\tilde{M}^{-1}\tilde{p} + \tilde{V}(\tilde{q}) \qquad \textbf{(4.9)}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{q}} \\ \dot{\tilde{p}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & I_n \\ -I_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_{\tilde{q}} \tilde{H} \\ \partial_{\tilde{p}} \tilde{H} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ G \end{bmatrix} \tilde{u} \qquad \textbf{(4.10)}$$

ifadelerini elde ederiz.

Bu bölümde şu aşamaya kadar yapılan işlemler, sistemin modelini amaçlara göre güncellemektir. Şimdi kontrolör tasarımına geçilebilir. Bunun için önce kapalı çevrimle ulaşılmak istenen sistemi yazalım.

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{q}} \\ \dot{\tilde{p}} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ -J_{12}{}^T & J_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & R_d \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \partial_{\tilde{q}} \tilde{H}_d \\ \partial_{\tilde{p}} \tilde{H}_d \end{bmatrix} \qquad \textbf{(4.11)}$$

Burada J_{11}, J_{12} ve J_{22} ters simetrik matrisler, R_d simetrik yarı pozitif tanımlı matris, $\tilde{H}_d$ kapalı çevrimde istenen toplam enerjidirler ve sırasıyla denklem **(4.12)** ve **(4.13)**'de belirtilmişlerdir.

$$J_{11} = -J_{11}{}^T \quad J_{12} = -J_{12}{}^T \quad J_{22} = -J_{22}{}^T \quad R_d = R_d{}^T \geq 0 \qquad \textbf{(4.12)}$$

$$\tilde{H}_d = \frac{1}{2} \tilde{p}^T \tilde{M}_d{}^{-1} \tilde{p} + \tilde{V}_d(\tilde{q}) \qquad \textbf{(4.13)}$$

Şimdi eşleme denklemini yazalım.

$$\begin{bmatrix} 0 & I_n \\ -I_n & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial_{\tilde{q}} \tilde{H} \\ \partial_{\tilde{p}} \tilde{H} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ G \end{bmatrix} \tilde{u}^* = \left(\begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ -J_{12}{}^T & J_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & R_d \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \partial_{\tilde{q}} \tilde{H}_d \\ \partial_{\tilde{p}} \tilde{H}_d \end{bmatrix} \qquad \textbf{(4.14)}$$

Eşleme denkleminin iki satırını ayrı ayrı inceleyelim. İlk satırı yazacak olursak,

$$\partial_{\tilde{p}} \tilde{H} = J_{11} \partial_{\tilde{q}} \tilde{H}_d + J_{12} \partial_{\tilde{p}} \tilde{H}_d \qquad \textbf{(4.15)}$$

$\tilde{H}$ ve $\tilde{H}_d$ ifadelerinin açık biçimini kullanarak,

$$\tilde{M}^{-1} p = J_{11} \partial_{\tilde{q}} \tilde{H}_d + J_{12} \tilde{M}_d{}^{-1} p \qquad \textbf{(4.16)}$$

ifadesi elde edilir. Burada $J_{11} = 0$ ve $J_{12} = \tilde{M}^{-1} \tilde{M}_d$ alınırsa bu eşitlik sağlanmış olur.

İkinci satırı yazacak olursak,

$$-\partial_{\tilde{q}}\tilde{H} + G\tilde{u}^* = -J_{12}{}^T\partial_{\tilde{q}}\tilde{H}_d + \left(J_{22} - R_d\right)\partial_{\tilde{p}}\tilde{H}_d \qquad \textbf{(4.17)}$$

denklemini elde ederiz. Aşağıda işlemleri devam ettirsek,

$$G\tilde{u}^* = \partial_{\tilde{q}}\tilde{H} - \tilde{M}_d\tilde{M}^{-1}\partial_{\tilde{q}}\tilde{H}_d + J_{22}\partial_{\tilde{p}}\tilde{H}_d - R_d\partial_{\tilde{p}}\tilde{H}_d \qquad \textbf{(4.18)}$$

Bu aşamada belirtmek gerekir ki, pasifliğe dayalı kontrolde kontrol işareti iki kısımdan oluşur.

$$\tilde{u}^* = \tilde{u}_{es}(\tilde{q},\tilde{p}) + \tilde{u}_{di}(\tilde{q},\tilde{p}) \qquad \textbf{(4.19)}$$

İlk terim enerji şekillendiren giriş, ikincisi ise sisteme sönümleme ekleyen giriştir. Sönümleme eklemek için yeni pasif çıkışın negatif geri beslemesi giriş olarak kullanılır [81]. Böylece,

$$\tilde{u}_{di}(\tilde{q},\tilde{p}) = -K_v G^T\partial_{\tilde{p}}\tilde{H}_d \qquad \textbf{(4.20)}$$

burada $K_v = K_v{}^T > 0$'dir. Negatif geri besleme R matrisini belirlemiş oldu,

$$R_d = GK_vG^T \qquad \textbf{(4.21)}$$

denklem **(4.18)** R_d'in bu seçimi ile denklem **(4.22)** halini alır.

$$G\tilde{u}_{es} = \partial_{\tilde{q}}\tilde{H} - \tilde{M}_d\tilde{M}^{-1}\partial_{\tilde{q}}\tilde{H}_d + J_{22}\partial_{\tilde{p}}\tilde{H}_d \qquad \textbf{(4.22)}$$

Eğer sistem eksik tahrikli olmasaydı, yani G tersi alınabilir olsaydı, her $\tilde{H}_d$, $\tilde{M}_d$ ve J_{22} için $\tilde{u}_{es}$ kontrol girişi tekil olarak belirlenebilir. Eksik tahrik olduğundan G'nin tersi alınamaz fakat tam sütun ranklıdır ve $\tilde{u}_{es}$ G'nin değer uzayında olan terimleri etkileyebilir. Bu da herhangi bir $\tilde{u}_{es}$ seçimi için sağlanması gereken kısıt denklemini doğurur,

$$G^{\perp}\left(\partial_{\tilde{q}}\tilde{H} - \tilde{M}_d\tilde{M}^{-1}\partial_{\tilde{q}}\tilde{H}_d + J_{22}\partial_{\tilde{p}}\tilde{H}_d\right) = 0 \qquad \textbf{(4.23)}$$

kısmi diferansiyel denklemlerini bazı $J_{22} = -J_{22}^{T}$ ve G 'nin tam ranklı soldan sıfırlayıcısı $G^{\perp} \in R^{mxn}$, $G^{\perp}G = 0$ ve $rank(G^{\perp}) = n - m$, için sağlayan kapalı çevrim sistemin kütle matrisi M_d ve sistem toplam enerjisi $\tilde{H}_d$ mevcuttur.

(4.23)'deki kısmi diferansiyel denklem $\tilde{M}_d$ ve $\tilde{V}_d$ değişkenlerini ayıracak şekilde iki adet kısmi diferansiyel denklem takımı olarak yazılabilir.

$$G^{\perp}\left[\partial_{\tilde{q}}\left(\tilde{p}^{T}\tilde{M}^{-1}\tilde{p}\right) - \tilde{M}_d\tilde{M}^{-1}\partial_{\tilde{q}}\left(\tilde{p}^{T}\tilde{M}_d^{-1}\tilde{p}\right) + 2J_{22}\tilde{M}_d^{-1}\tilde{p}\right] = 0 \qquad \textbf{(4.24)}$$

$$G^{\perp}\left[\partial_{\tilde{q}}\tilde{V} - \tilde{M}_d\tilde{M}^{-1}\partial_{\tilde{q}}\tilde{V}_d\right] = 0 \qquad \textbf{(4.25)}$$

Bu tezde kullanılacak A-DEE yapısında sistemin kütle matrisi $\tilde{M}$ genelleştirilmiş konumlardan bağımsızdır. Kapalı çevrim sistemden istenen kütle matrisi $\tilde{M}_d$ 'yi sabit ve $J_{22} = 0$ seçip ve gerekli işlemleri yapılırsa **(4.24)** denklemi hali hazırda sağlanmış olur ve **(4.25)**'deki kısmi diferansiyel denklem $\tilde{M}_d = \tilde{M}_d^{T} > 0$ koşulunu sağlayan istenen kütle matrisi ile birlikte $\tilde{V}_d$ için çözülmesi gereken lineer kısmi diferansiyel denklem olarak kalır.

Bazı özel sistemler için **(4.25)**'deki kısmi diferansiyel denklem çözümü basit olmakta ve literatürde çözümü bulunmaktadır. *Acosta* ve arkadaşları eksik tahriklik derecesi bir olan sistemlerin kısmi diferansiyel denklemlerinin çözümünü bazı kabuller alarak yapmışlardır [71]. Bu tezde modellenen A-DEE bu kabullere uymamaktadır. Bu yüzden literatürde A-DEE ler için bu diferansiyel denklemin çözümü mevcut değildir. Mathematica yazılımı kullanılarak bu denklemin çözümü bu tezde yapılacaktır.

$\tilde{M}_d = \tilde{M}_d^{T} > 0$ koşulunu sağlayan kütle matrisi ve **(4.25)** denkleminin çözümü olan $\tilde{V}_d$ potansiyel enerjisi ile sistemi kararlı kılan kontrol girişi,

$$\tilde{u}_{es} = \left(G^{T}G\right)^{-1}G^{T}\left(\partial_{\tilde{q}}\tilde{H} - \tilde{M}_d\tilde{M}^{-1}\partial_{\tilde{q}}\tilde{H}_d + J_{22}\tilde{M}_d^{-1}\tilde{p}\right) \qquad \textbf{(4.26)}$$

şeklinde ifade edilir. Sisteme sönüm ekleyen giriş ile birlikte **(4.27)**'de verilen kontrol kuralı, sistemi $\left(\tilde{q}^{*}, 0\right)$ noktasında asimptotik kararlı kılar. Burada $\tilde{q}^{*}$ üzerindeki koşul **(4.28)**'deki gibidir.

$$\tilde{u}^* = \left(G^T G\right)^{-1} G^T \left(\partial_{\tilde{q}} \tilde{H} - \tilde{M}_d \tilde{M}^{-1} \partial_{\tilde{q}} \tilde{H}_d + J_{22} \tilde{M}_d{}^{-1} \tilde{p}\right) - K_v G^T \partial_{\tilde{p}} \tilde{H}_d \qquad \textbf{(4.27)}$$

$$\tilde{q}^* = \arg\min\left(\tilde{V}_d(\tilde{q})\right) \qquad \textbf{(4.28)}$$

Elde edilen $\tilde{u}^*$ kontrol işaretini tekrar yazacak olursak,

$$\tilde{u}^* = \begin{pmatrix} \tau^*{}_\gamma \\ \tau^*{}_s \end{pmatrix}$$

Sistemin dönüşümden önceki girişlerini elde etmek için ters dönüşüm uygulanır.

$$u^* = \begin{pmatrix} \tau^*{}_\alpha \\ \tau^*{}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{\tau^*{}_\gamma + \tau^*{}_s}{2} \\ \dfrac{-\tau^*{}_\gamma + \tau^*{}_s}{2} \end{pmatrix} \qquad \textbf{(4.29)}$$

Şimdi yukarıda verilen denklemlerin bazılarının Mathematica programı yardımıyla elde edilmiş halleri aşağıda verilecektir.

İlk olarak $G^\perp = \begin{pmatrix} G_{dik} & 0 & 0 \end{pmatrix}$ bulunur. Burada G_{dik} sıfırdan farklı bir reel sayıdır. Daha sonra parametrik bir M_d seçilerek denklem **(4.25)**'deki kısmi diferansiyel denklem ve çözümü sırasıyla denklem **(4.30)** ve **(4.31)**'de elde edilir.

$$\begin{aligned} & G_{dik}\left(-b\left(\frac{s-\gamma}{2}-\theta\right)-a\left(\frac{s-\gamma}{2}-\theta\right)^2+b\left(\frac{s+\gamma}{2}+\theta\right)+a\left(\frac{s+\gamma}{2}+\theta\right)^2\right. \\ & \left.+mglSin(\theta)-\frac{m_{11}}{J_\theta}\frac{\partial \tilde{V}_d}{\partial \theta}-\frac{m_{12}}{J_m}\frac{\partial \tilde{V}_d}{\partial \gamma}-\frac{m_{13}}{J_m}\frac{\partial \tilde{V}_d}{\partial s}\right)=0 \end{aligned} \qquad \textbf{(4.30)}$$

$$\begin{aligned} \tilde{V}_d(\theta,\gamma,s) = {} & \frac{bJ_\theta}{m_{11}}\theta\gamma + \frac{aJ_\theta}{m_{11}}\theta\gamma s + \frac{bJ_\theta}{m_{11}}\theta^2 - \frac{bJ_\theta{}^2 m_{12}}{2J_m m_{11}{}^2}\theta^2 + \frac{aJ_\theta}{m_{11}}\theta^2 s \\ & - \frac{aJ_\theta{}^2 m_{12}}{2J_m m_{11}{}^2}\theta^2 s - \frac{aJ_\theta{}^2 m_{13}}{2J_m m_{11}{}^2}\gamma\theta^2 - \frac{aJ_\theta{}^2 m_{13}}{3J_m m_{11}{}^2}\theta^3 + \frac{aJ_\theta{}^3 m_{12} m_{13}}{3J_m{}^2 m_{11}{}^3}\theta^3 \\ & - \frac{J_\theta mgl}{m_{11}}Cos(\theta) + \phi\left(\gamma - \frac{J_\theta m_{12}}{J_m m_{11}}\theta, s - \frac{J_\theta m_{13}}{J_m m_{11}}\theta\right) \end{aligned} \qquad \textbf{(4.31)}$$

burada $\phi(.)$ fonksiyonu keyfi bir fonksiyondur ve $\tilde{q}^* = \arg\min\left(\tilde{V}_d(\tilde{q})\right)$ olacak şekilde seçilmelidir. Bunu sağlayan $\tilde{V}_d(\tilde{q})$ fonksiyonu için gerekli şart,

$$\partial_{\tilde{q}} \tilde{V}_d(\tilde{q}^*) = 0 \qquad \textbf{(4.32)}$$

ifadesidir. Yeterli şart ise,

$$\partial_{\tilde{q}}{}^2 \tilde{V}_d(\tilde{q}^*) > 0 \qquad \textbf{(4.33)}$$

Hessian matrisinin kesin pozitif tanımlı olmasıdır. **(4.31)**'de bulunan $\tilde{V}_d$ potansiyel enerji ifadesindeki keyfi fonksiyon için,

$$\phi(\theta, \gamma, s) = \left(\gamma - \frac{J_\theta m_{12}}{J_m m_{11}} \theta \right)^2 + \left(s - \frac{J_\theta m_{13}}{J_m m_{11}} \theta \right)^2 \qquad \textbf{(4.34)}$$

ifadesi alınıp **(4.32)** kısmi türev işlemi yapılıp $\tilde{q}^* = 0$ yerine yazıldığında denklemi sağladığı görülür.

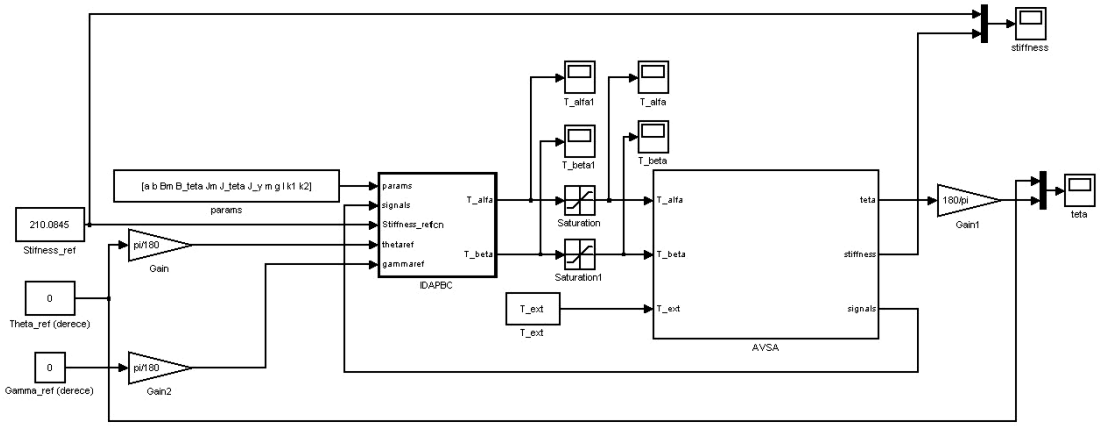
Aynı şekilde $\tilde{q}^* = 0$ noktası denklem **(4.33)**'ün de sağlandığı Mathematica programı kullanılarak görülmüştür. Böylece $\tilde{q}^* = 0$ noktasının $\tilde{V}_d(\tilde{q})$ istenen potansiyel enerji fonksiyonunun minimumu olduğu gösterilmiştir.

Denklem **(4.25)**'de verilen kısmi diferansiyel denklemi sağlayan ve $\tilde{q}^* = 0$ 'da minimumu olan bir $\tilde{V}_d(\tilde{q})$ fonksiyonu bulunduğuna göre **(4.7)**'deki KKH sistemi $\tilde{q}^* = 0$ noktasında asimptotik karalı kılacak kontrol kuralı **(4.27)** kullanılarak Mathematica programı ile hesaplanmıştır

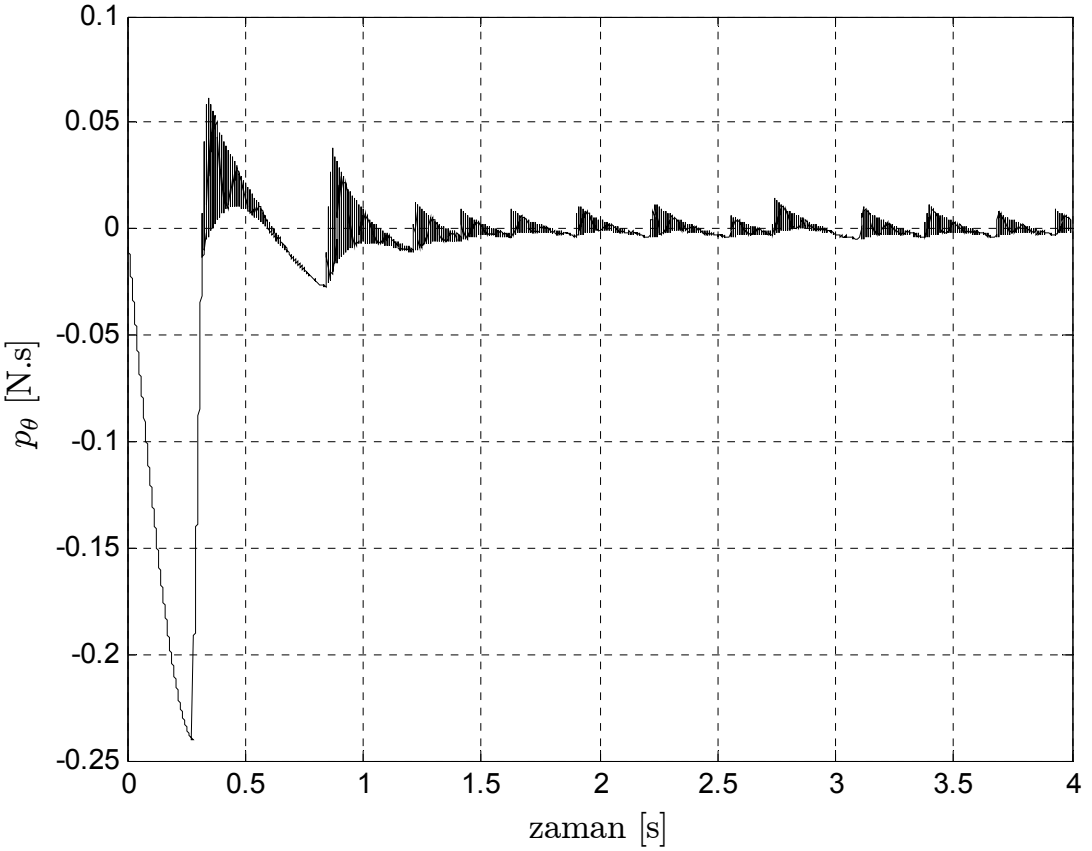
Bir sonraki kısımda nümerik değerler kullanılarak MATLAB/Simulink yardımıyla simülasyonlar yapılacaktır.

4.2 Simülasyon Sonuçları

Eksik tahrikli A-DEE için ASA-PDK yöntemi ile bulunan kontrol kuralı sistemin Simulink programında bulunan modeline uygulanarak eklem çıkış açısı θ, γ ve s sıfır dereceye oturtulacaktır. Eklem sertliği $S = 2as + 2b$ ise 210,0845 N/rad ayar noktasına getirilecektir. Buradaki a 'nın, b 'nin ve diğer parametrelerin nümerik değerleri **Çizelge 4.1**'de verilmiştir. Bu simülasyon için kullanılan sisteme ait blok diyagramı **Şekil 4.1**'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1 : A-DEE sisteminin ASA-PDK metoduyla regülasyonuna ilişkin Simulink blok diyagramı.



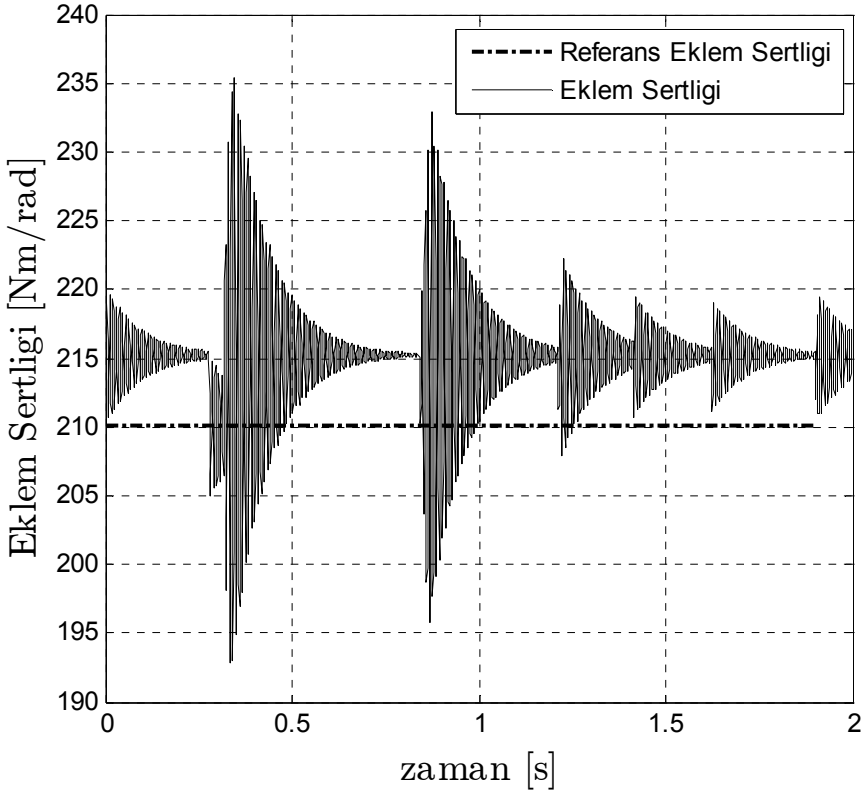
Şekil 4.2 : p_θ momentumunun zamanla değişimi.

θ serbestliğine ait açısal momentum grafiğine bakıldığında momentumun yaklaşık 0,4 saniyeye kadar negative yönde arttığını ve aniden sıfır doğru azaldığını görürüz (**Şekil 4.2**). Bu ani davranış süreksiz bir kontrol işareti üretilmesinden kaynaklanmaktadır.

Simülasyon için gereken bütün parametrelerin nümerik değerleri **Çizelge 4.1**'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : A-DEE'nin ASA-PDK kullanılarak kontrolüne ilişkin simülasyonda kullanılan parametrelerin nümerik değerleri.

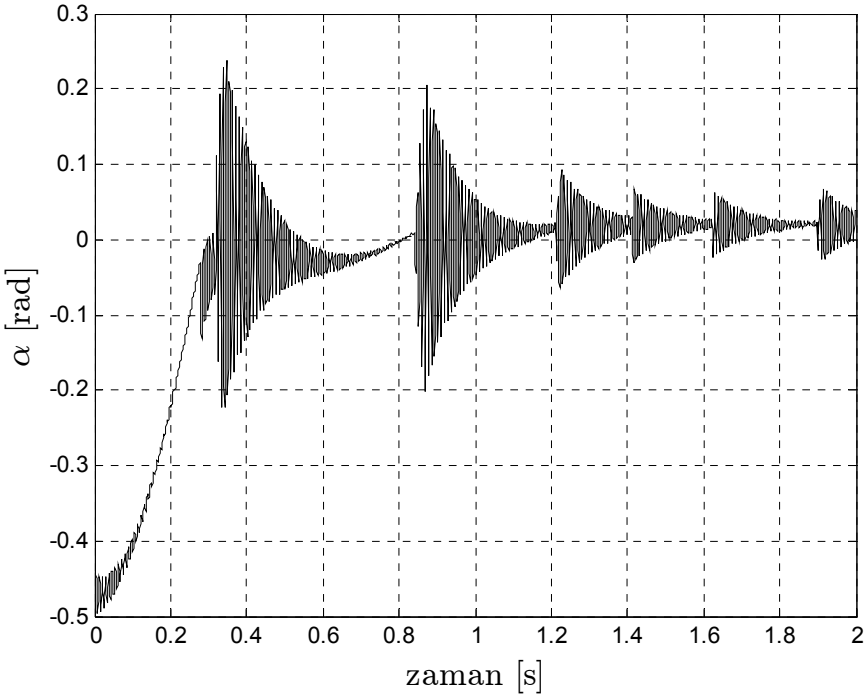
Parametre	Değeri	Parametre	Değeri
m	1.3162 kg	k_1	0.025
g	9.81 m/s^2	k_2	0.025
l	0.2029 m	M_d	$\begin{pmatrix} 10^{-5} & 10^{-4} & 10^{-4} \\ 10^{-4} & 2\times10^{-3} & 0 \\ 10^{-4} & 0 & 2.01\times10^{-3} \end{pmatrix}$
a	45.5945	J_θ	0.0919 kg.m^2
b	105.0423	J_m	1.9740e-004 kg.m^2



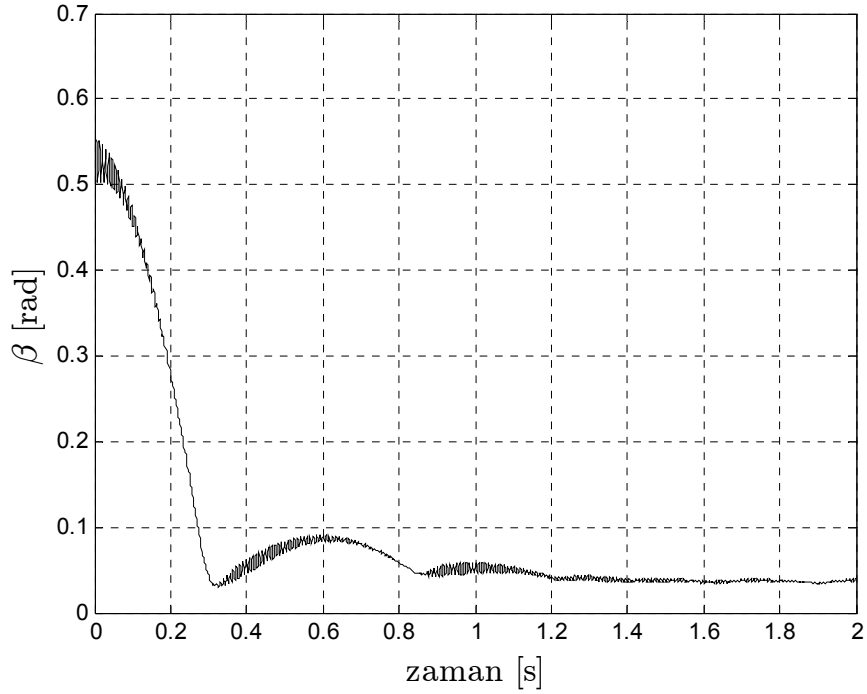
Şekil 4.3 : Eklem sertliğinin ve referansın zamanla değişimi.

Şekil 4.3'de eklem sertliğinin zamanla değişimi verilmiştir. Yüksek frekansı bileşenler lineer olmayan yayların varlığından ve bu yayların simülasyon başlangıcında sıfır sıkışmaya sahip olduklarından ve süreksiz moment girişlerinden dolayı oluşmaktadırlar. Görüldüğü üzere sabit bir sürekli hal hatası mevcuttur. İntegral kontrol eklenerek bunun üstesinden gelinebilir [62].

Şimdi de motor açılarının zamana göre değişimine bakacak olursak aynı yüksek frekanslı bileşenlerin burada da mevcut olduğunu görebiliriz.



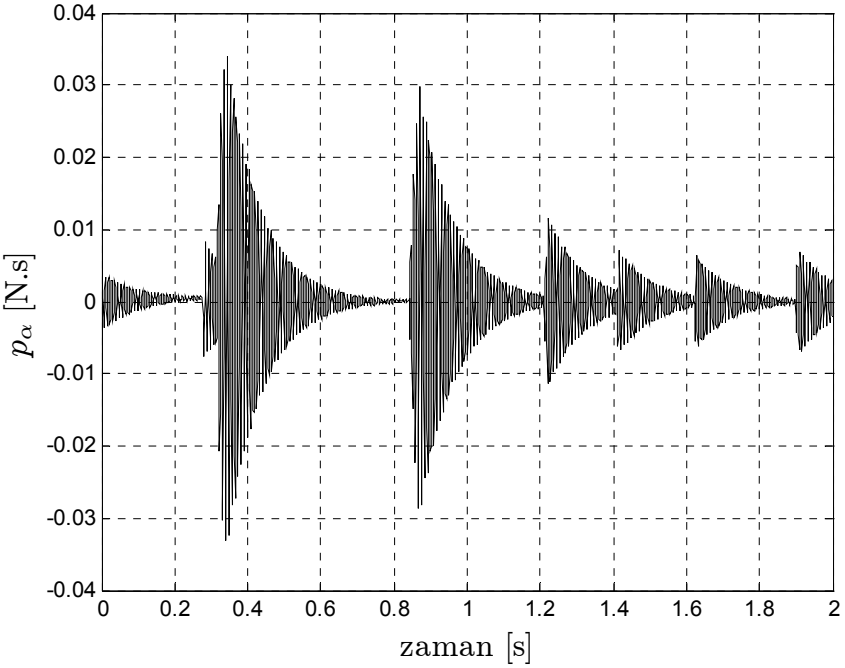
Şekil 4.4 : α açısının zamana göre değişim grafiği.



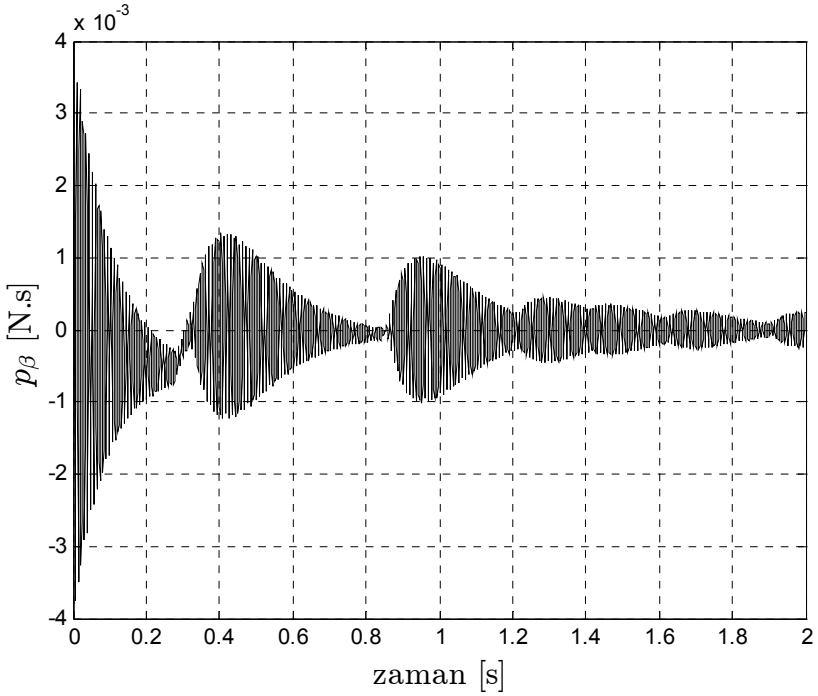
Şekil 4.5 : β açısının zamana göre değişim grafiği.

Yapılan simülasyonda $\theta_0 = 0.5rad$ alınmıştır. Yaylardaki deformasyonlar ise $\alpha + \theta$ ve $\beta - \theta$ dır. Bu deformasyonların ilk koşulları sıfır olsun istendiğinden **Şekil 4.4** ve

Şekil 4.5'de de görüldüğü gibi $\alpha_0 = -0.5rad$, $\beta = 0.5rad$ ilk değerleri kullanılmıştır.

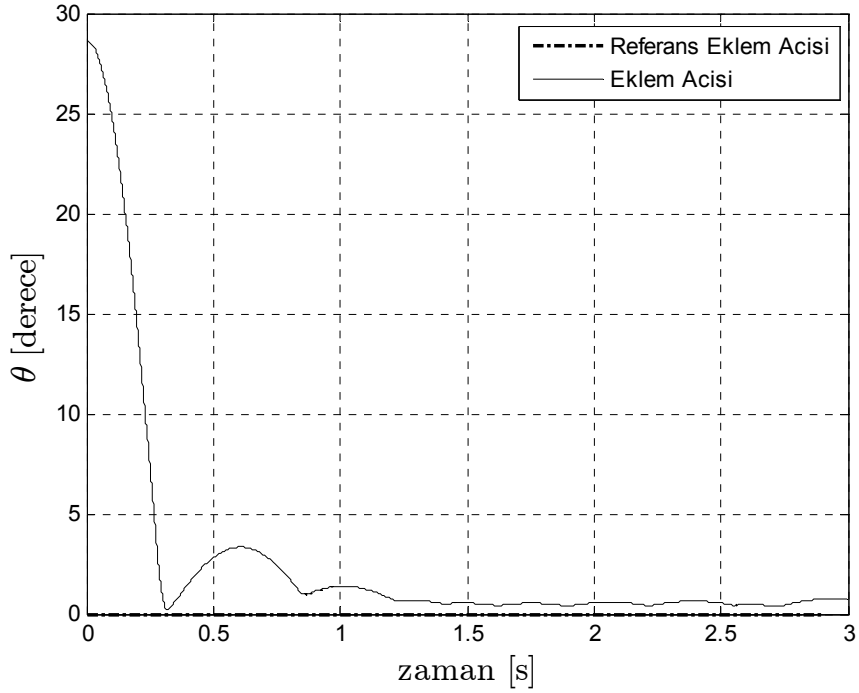


Şekil 4.6 : p_α momentumunun zamanla değişimi.

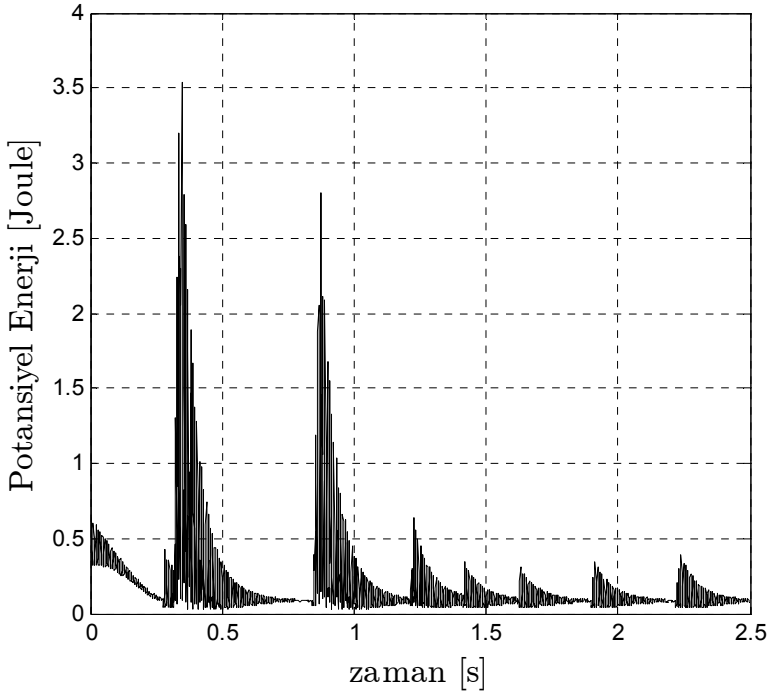


Şekil 4.7 : p_β momentumunun zamanla değişimi.

Aynı şekilde α ve β serbestliklerine ait açısal momentum grafiğinde de bu yüksek frekanslı bileşenleri görmek (**Şekil 4.6** ve **Şekil 4.7**) mümkündür.

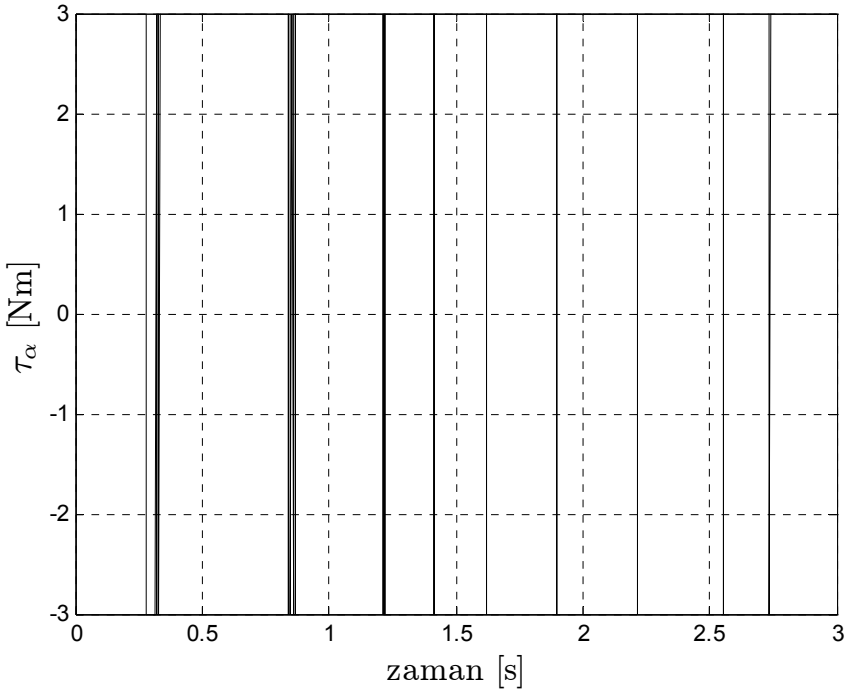


Şekil 4.8 : Eklem açısı θ ve referansın zamanla değişim grafiği.

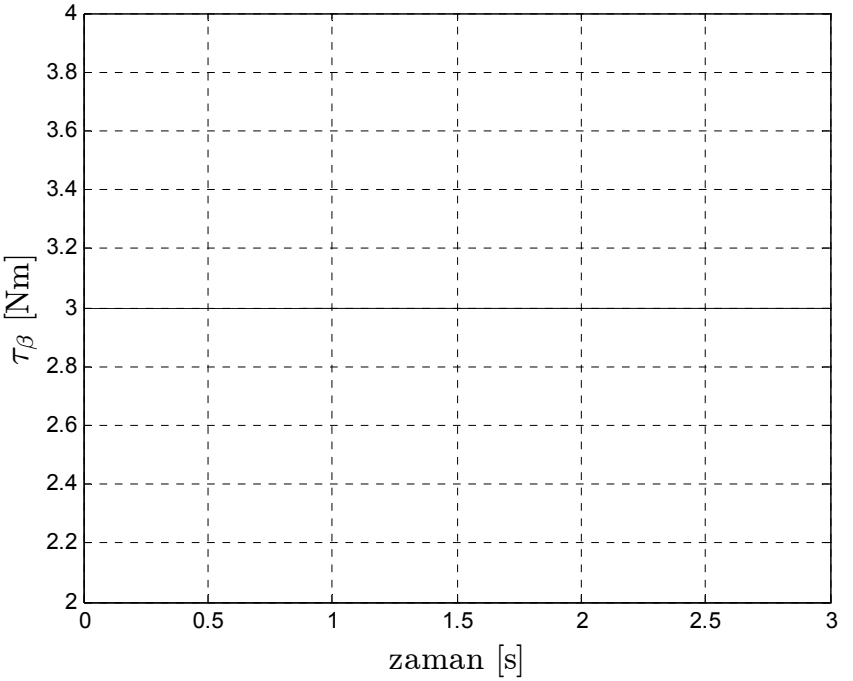


Şekil 4.9 : Şekillendirilmiş potansiyel enerjinin zamanla değişimi.

Eklem açısı θ'ya (**Şekil 4.8**) ve şekillendirilmiş potansiyel enerjiye (**Şekil 4.9**) birlikte bakıldığında, eklem açısının azalmasına rağmen potansiyel enerji grafiğinde zıplamalar gözlenmektedir. Bu ani yükselmeler ve yüksek frekanslar lineer olmayan yaylara ait elastik potansiyel enerjilerden kaynaklanmaktadırlar.

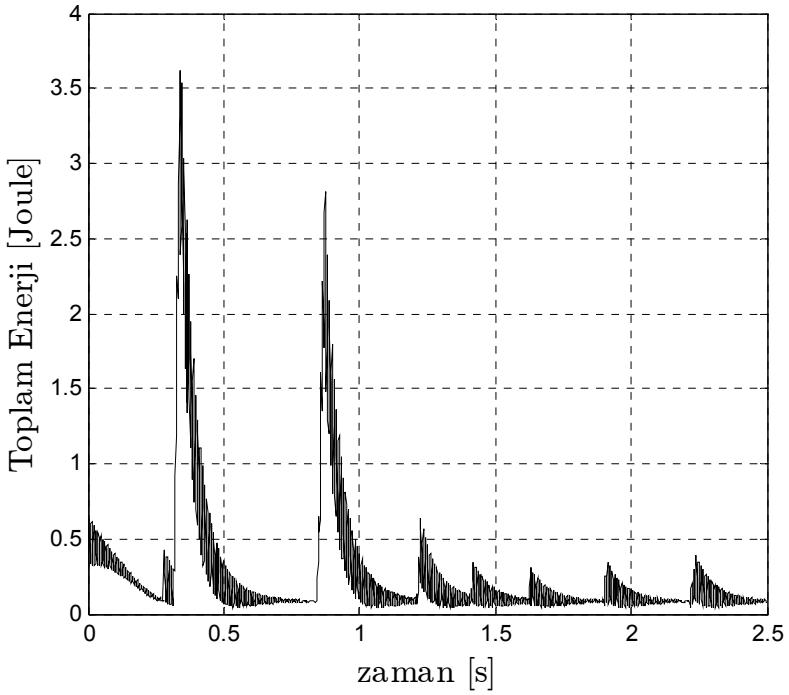


Şekil 4.10 : τ_α momentinin zamanla değişim grafiği.

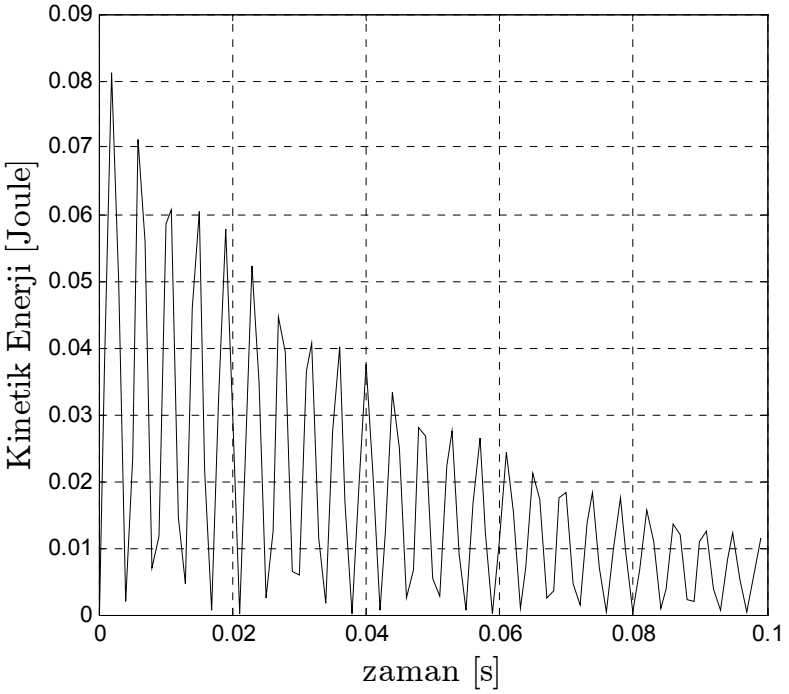


Şekil 4.11 : τ_β momentinin zamanla değişim grafiği.

Bu tezde modellenen A-DEE sisteminde kullanılan motorlar için moment üst limit olarak 3 Nm alınmıştır. τ_α ve τ_β grafiklerinde görülen süreksizlik ve doyum bu sınırlamadan kaynaklanmaktadır (**Şekil 4.10** ve **Şekil 4.11**).



Şekil 4.12 : Sistemin şekillendirilmiş hamiltonianının zamanla değişimi.



Şekil 4.13 : Şekillendirilmiş kinetik enerjinin zamanla değişimi.

Şekil 4.12'de sistemin toplam enerjisi verilmiştir. Bu şekilde de enerjide yer yer ani yükselmeler gözlenmektedir. Kapalı çevrim sistemin kinetik enerjisine ait grafik **Şekil 4.12**'de gösterilmiştir. Görüldüğü üzere kinetik enerji azalma eğilimi gösterir.

Bu bölümde kontrolü yapılan antagonistik değişken empedanslı eyleyicilerin kullanım alanları temel olarak üç kısımda incelenebilir. Bunlar güvenli insan robot ortak çalışması, çoğul kipli lokomosyon ve son olarak da robotik takma uzuvlardır.

5. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, son yıllarda robotik alanında önemli bir gelişme sayılabilecek olan, sertliği değiştirilebilir eklemler ele alınmıştır. Bu eklemlerin başlıca kullanılma amaçları, insan robot etkileşimini güvenli kılmak, yürüyen robotların çoğul kipli hareketini gürbüz bir biçimde gerçekleştirebilmesini sağlamak ve yürüme sırasında harcanan enerjinin daha verimli hale getirilmesine olanak tanımak ve insanlar için robotik uzuv yapmak olarak sayılabilir.

Antagonistik değişken empedanslı eyleyici tasarımı, Kapı Kontrollü Hamiltonian Sistemler çerçevesinde modellenmesi ve yine bu çerçevede yer alan eksik tahrikli ASA-PDK tasarım yöntemi ile kontrolörün tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Modelleme aşamasında literatürde bulunan başlıca antagonistik yapılar incelenmiş ve bu yapılarda kullanılan yayların lineer olmayan karakteristikte oldukları görülmüştür. Bu lineer olmayan karakteristiklerin literatürde mevcut olanlarından üçü ve tezin katkısı olan sinüs karakteristik, birlikte örnek bir simülasyon düzeneğinde test edilmiş ve ikinci dereceden fonksiyona sahip lineer olmayan karakteristik KKH modelleme ve kontrol için seçilmiştir.

A-DEE'nin literatürde KKH çerçevede modellenip ASA-PDK yöntemiyle kontrol edilmediği görülüp, tez çalışmasında eksik tahrikli A-DEE modellenip ASA-PDK tabanlı denge noktası kontrolü yapılmıştır.

Pasif yürüme tabanlı iki ayaklı hareket denklemleri verilmiş. Sıfır Moment Noktasının iki ayaklı robot yürüme çalışmalarında ne kadar önemli olduğu ve bu çalışmaları ne kadar etkilediği vurgulanmıştır.

İki ayaklı robotların çoğul kipli hareketi için etkin empedansın değişimi kaçınılmazdır. Etkin empedansla kastedilen şey robotun kendi empedansıyla bastığı zeminin empedansının uyumluluğu kavramıdır. Sert bir zeminde sabit hızla koşan bir robotun bir anda kum zeminle karşılaştığında yapması gereken kendi empedansını ayarlamak olmalıdır. Bu tezde iki ayaklı robotun çoğul kipte hareketi için Antagonistik Değişken Empedanslı Eyleyicilerin gerekliliği vurgulanmıştır.

İki ayaklı yürüyen robotlarda “eğer eklemler değişken empedanslı eklemler ise bu robotların eksik tahriklik derecesi artmaktadır. Bu da ASA-PDK yöntemindeki kontrolör tasarımını daha zor bir hale getirmektedir. Özellikle eksik tahrikli sistemlerin ASA-PDK çerçevesinde kontrolü yapılırken sadece potansiyel enerjinin şekillendirilmesi yeterli olmamakta aynı zamanda kinetik enerjinin de şekillendirilmesi gerekmektedir. Bu bağlamda gelecekteki çalışmalar olarak literatürde mevcut olamayan eksik tahrikli sistemlerin KKH çerçevede yörünge kontrolü ve eksik tahrik derecesi birin üstünde olan sistemlerin ASA-PDK kontrolü çalışılacaktır.

KAYNAKLAR

[1] **Collins, S., Ruina, A., Tedrake, R., and Wisse, M.**, Feb. 2005. Efficient bipedal robots based on passive-dynamic walkers., *Science (New York, N.Y.)*, **307**, pp. 1082-5.

[2] **Tedrake, R., Zhang, T.W., and Seung, H.S.**, 2004. Actuating a simple 3d passive dynamic walker, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 4656-4661.

[3] **Osuka, K., Fujitani, T., and Ono, T.**, 1999. Passive walking robot QUARTET, *IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 478-483.

[4] **Collins, S., Wisse, M., and Ruina, A.**, 2001. A three-dimensional passive-dynamic walking robot with two legs and knees, *The International Journal of Robotics Research*, **20**, p. 607.

[5] **Wisse, M., Schwab, A., and Van Der Helm, F.**, 2004. Passive dynamic walking model with upper body, *Robotica*, **22**, p. 681–688.

[6] **Coleman, M.**, Apr. 1998. An uncontrolled walking toy that cannot stand still, *Physical Review Letters*, **80**, pp. 3658-3661.

[7] **Dertien, E.**, 2006. Dynamic walking with Dribbel, *IEEE Robotics & Automation Magazine*, pp. 118-122.

[8] **Hosoda, K., Takuma, T., Nakamoto, A., and Hayashi, S.**, 2008. Biped robot design powered by antagonistic pneumatic actuators for multi-modal locomotion, *Robotics and Autonomous Systems*, **56**, pp. 46-53.

[9] **Vanderborght, B.**, 2010. *Dynamic Stabilisation of the Biped Lucy Powered by Actuators with Controllable Stiffness*.

[10] **Raibert, M.H.**, 1986. *Legged Robots that Balance*.

[11] **Ahmadi, M., and Buehler, M.**, 1997. Stable control of a simulated one-legged running robot with hip and leg compliance, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, **13**, pp. 96-104.

[12] **Seyfarth, A., Geyer, H., Günther, M., and Blickhan, R.**, May. 2002. A movement criterion for running, *Journal of biomechanics*, **35**, pp. 649-55.

[13] **Visser, L.C., Carloni, R., Unal, R., and Stramigioli, S.**, 2010. Modeling and Design of Energy Efficient Variable Stiffness Actuators, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 3273-3278.

[14] **Hyun, M., Yoo, J., Hwang, S., Choi, J., Kang, S., and Kim, S.**, 2007. Optimal design of a variable stiffness joint using permanent magnets, *IEEE Transactions on Magnetics*, **43**, pp. 2710-2712.

[15] **Visser, L.C., Carloni, R., and Stramigioli, S.**, 2010. Variable Stiffness Actuators: a Port-based Analysis and a Comparison of Energy Efficiency, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 3279-3284.

[16] **Albu-Schaffer, A., Wolf, S., Eiberger, O., Haddadin, S., Petit, F., and Chalon, M.**, 2010. Dynamic Modelling and Control of Variable Stiffness Actuators, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 2155-2162.

[17] **Hyun, D., Yang, H.S., Park, J., and Shim, Y.**, 2010. Variable stiffness mechanism for human-friendly robots, *Mechanism and Machine Theory*, **45**, pp. 880-897.

[18] **English, C., and Russell, D.**, 1999. Implementation of variable joint stiffness through antagonistic actuation using rolamite springs, *Mechanism and Machine Theory*, **34**, pp. 27-40.

[19] **Kim, B.-sang, and Song, J.-bok**., 2010. Hybrid Dual Actuator Unit : A Design of a Variable Stiffness Actuator based on an Adjustable Moment Arm Mechanism, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1655-1660.

[20] **Petit, F., Chalon, M., Friedl, W., Grebenstein, M., Albu-Schaffer, A., and Hirzinger, G.**, 2010. Bidirectional Antagonistic Variable Stiffness Actuation : Analysis , Design & Implementation, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 4189-4196.

[21] **Azadi, M., Behzadipour, S., and Faulkner, G.**, 2009. Antagonistic variable stiffness elements, *Mechanism and Machine Theory*, **44**, pp. 1746-1758.

[22] **Palli, G.**, 2007. Antagonistic Variable Stiffness Actuation : Modeling and Control, *CASY Research Meetings*.

[23] **Migliore, S.A., Brown, E.A., and Deweerth, S.P.**, 2005. Biologically Inspired Joint Stiffness Control, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 4508-4513.

[24] **Yamaguchi, J., and Takanishi, A.**, 1997. Design of Biped Walking Robots Having Antagonistic Driven Joints Using Nonlinear Spring Mechanism, *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 251-259.

[25] **Laffranchi, M., Tsagarikis, N.G., Cannella, F., and Caldwell, D.G.**, 2009. Antagonistic and Series Elastic Actuators: a Comparative Analysis on the Energy Consumption, *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, pp. 5678-5684.

[26] **Tonietti, G.**, 2005. Variable Impedance Actuation A Co-Design Solution to the Safety/Performance Tradeoff in Physical Human-Robot Interaction, *phd dissertation*.

[27] **Morizono, T., Komiya, T., and Higashi, M.**, 2009. Study on a Wearable Elbow Joint Capable of Mechanical Adjustment of Stiffness, *International Symposium on Robot and Human Interactive Communication*, pp. 552-557.

[28] **Eiberger, O., Haddadin, S., Weis, M., Albu-Schaffer, A., and Hirzinger, G.**, 2010. On Joint Design with Intrinsic Variable Compliance: Derivation of the DLR QA-Joint, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1687-1694.

[29] **Palli, G., Melchiorri, C., and Luca, A.D.**, 2008. On the Feedback Linearization of Robots with Variable Joint Stiffness, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1753-1759.

[30] **Kajita, S., Nagasaki, T., Yokoi, K., and Tanie, K.**, 2005. A Running Controller of Humanoid Biped, *International Conference on Robotics & Automation*, pp. 618-624.

[31] **Honda Motors Co**, *<http://world.honda.com/ASIMO/>*, alındığı tarih 10.07.2010.

[32] **Nagasaka, K., Kuroki, Y., Suzuki, S., Itoh, Y., and Yamaguchi, J.**, 2004. Integrated motion control for walking, jumping and running on a small bipedal entertainment robot, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 3189-3194.

[33] **McGeer, T.**, Jan. 1990. Passive dynamic walking, *The International Journal of Robotics Research*, **41**, pp. 1310-6.

[34] **Kuo, A.D.**, 2002. Energetics of Actively Powered Locomotion Using the Simplest Walking Model, *Journal of Biomechanical Engineering*, **124**, p. 113.

[35] **Satoh, S., Fujimoto, K., and Hyon, S.H.**, 2006. Gait generation for passive running via iterative learning control, *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, p. 5907–5912.

[36] **Collins, S., and Ruina, A.**, 2005. A Bipedal Walking Robot with Efficient and Human-Like Gait, *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1983-1988.

[37] **Kuroki, Y., Blank, B., Mikami, T., Mayeux, P., Miyamoto, A., Playter, R., Nagasaka, K., Raibert, M.H., Nagano, M., and Yamaguchi, J.**, 2003. Motion Creating System for A Small Biped Entertainment Robot, *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, **2**, pp. 1394-1399.

[38] **Umedachi, T., Yamada, Y., and Ishiguro, A.**, 2007. Development of a real-time tunable spring – toward independent control of position and stiffness of joints, *Journal of Robotics and Mechatronics*, pp. 27-33.

[39] **Hurst, J.W., Chestnutt, J.E., and Rizzi, A.A.**, Apr. 2007. Design and Philosophy of the BiMASC, a Highly Dynamic Biped, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1863-1868.

[40] **Siciliano, B., and Khatib, O.**, 2008. *Handbook of Robotics*.

[41] **Vanderborght, B., Verrelst, B., Ham, R.V., Damme, M.V., Beyl, P., and Lefeber, D.**, 2008. Development of a compliance controller to reduce energy consumption for bipedal robots, *Autonomous Robots*, **24**, pp. 419-434.

[42] **Caldwell, D.G., Tsagarikis, N.G., Badihi, D., and Medrano-Cerda, G. a**., 1998. Pneumatic muscle actuator technology: a light weight power system for a humanoid robot, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 3053-3058.

[43] **Hogan, N.**, Aug. 1984. Adaptive control of mechanical impedance by coactivation of antagonist muscles, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **29**, pp. 681-690.

[44] **Palli, G., Melchiorri, C., Berselli, G., and Vassura, G.**, 2009. Variable Stiffness Joints Based on Compliant Flexures : Design and Control Aspects, *SIDRA*.

[45] **Palli, G., Melchiorri, C., Berselli, G., and Vassura, G.**, 2010. Design and Control of Variable Stiffness Actuation Systems, *International Conference on Robotics & Automation*.

[46] **Bicchi, A., and Tonietti, G.**, 2004. Fast and soft-arm tactics, *IEEE Robotics & Automation Magazine*, **11**, p. 22–33.

[47] **Visser, L.C., Carloni, R., and Stramigioli, S.**, 2010. Energy Efficient Actuation with Variable Stiffness Actuators, *3rd Workshop on Human Friendly Robotics*.

[48] **Damme, M.V., Lefeber, D., Ham, R.V., and Vanderborght, B.**, 2007. MACCEPA , the mechanically adjustable compliance and controllable equilibrium position actuator : Design and implementation in a biped robot, *Robotics and Autonomous Systems*, **55**, pp. 761-768.

[49] **Song, J.-B.**, 2010. Variable Stiffness Actuation based on Dual Actuators Connected in Series and Parallel, *Intelligent Robotics Lab Report*, pp. 1-18.

[50] **Palli, G., Melchiorri, C., Berselli, G., and Vassura, G.**, 2010. Design and Modeling of Variable Stiffness Joints Based on Compliant Flexures, *Proc. of the ASME International Design Engineering Technical Conference*.

[51] **Vanderborght, B., Ham, R.V., Lefeber, D., Sugar, T.G., and Hollander, K.W.**, 2009. Comparison of Mechanical Design and Energy Consumption of Adaptable, Passive-compliant Actuators, *The International Journal of Robotics Research*, pp. 90-103.

[52] **Maschke, B., Schaft, A.V.D., and Breedveld, P.C.**, 2002. An intrinsic Hamiltonian formulation of the dynamics of LC-circuits, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, **42**, pp. 73-82.

[53] **Van Der Schaft, A.**, 2000. Port-controlled Hamiltonian systems: Towards a theory for control and design of nonlinear physical systems, *Journal of the Society of Instrument and Control Engineers of Japan*, **39**, p. 91–98.

[54] **Schaft, A.V.D.**, 2006. Port-Hamiltonian systems: an introductory survey, *International Congress of Mathematicians*.

[55] **Wassink, M., Carloni, R., and Stramigioli, S.**, 2010. Port-Hamiltonian Analysis of a Novel Robotic Finger Concept for Minimal Actuation Variable Impedance Grasping, *International Conference on Robotics and Automation*, pp. 771-776.

[56] **Duindam, V., Macchelli, A., Stramigioli, S., and Bruyninckx, H.**, 2009. *Modeling and Control of Complex Physical Systems - The Port-Hamiltonian Approach*.

[57] **Duindam, V., and Stramigioli, S.**, 2005. Port-based control of a compass-gait bipedal robot, *IFAC World Congress*.

[58] **Dalsmo, M., and Van Der Schaft, A.**, 1998. On representations and integrability ofmathematical structures in energy-conserving physical systems, *SIAM Journal on Control and Optimization*, **37**, p. 54.

[59] **Donaire, A., and Junco, S.**, 2009. Derivation of Input-State-Output Port-Hamiltonian Systems from bond graphs, *Simulation Modelling Practice and Theory*, **17**, pp. 137-151.

[60] **Chang, D.E., and Marsden, J.E.**, 2005. Reduction of controlled lagrangian and hamiltonian systems with symmetry, *SIAM Journal on Control and Optimization*, **43**, p. 277–300.

[61] **Ortega, R., Jiang, Z.P., and Hill, D.J.**, 1997. Passivity-based control of nonlinear systems: A tutorial, *American Control Conference*, p. 2633–2637.

[62] **Ortega, R., Nicklasson, P.J., Loria, A., and Sira-ramirez, H.**, 1998. *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems : Mechanical Electrical and Electromechanical Applications*.

[63] **Ortega, R., Schaft, A.V.D., Mareels, I., and Maschke, B.**, 2001. Putting energy back in control, *IEEE Control Systems Magazine*, **21**, p. 18–33.

[64] **Macchelli, A., and Melchiorri, C.**, 2005. Modeling and control of the Timoshenko beam. The distributed port Hamiltonian approach, *SIAM Journal on Control and Optimization*, **43**, pp. 743-767.

[65] **Van Der Schaft, A.**, 2000. *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*.

[66] **Marsden, J.E., and Ratiu, T.S.**, 1998. Introduction to Mechanics and Symmetry Second Edition, *Springer*.

[67] **Nair, S., and Leonard, N.E.**, 2002. A normal form for energy shaping: application to the Furuta pendulum, *IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 516-521.

[68] **Garcia-Canseco, E., Astolfi, A., and Ortega, R.**, 2004. Interconnection and Damping Assignment Passivity – Based Control : Towards a Constructive Procedure — Part I, *IEEE Conference on Decision and Control*, pp. 3412-3417.

[69] **Garcia-Canseco, E., Astolfi, A., and Ortega, R.**, 2004. Interconnection and damping assignment passivity-based control: towards a constructive procedure - Part II, *IEEE Conference on Decision and Control*, **4**, pp. 3418-3423.

[70] **Chang, D.E., Bloch, A.M., Leonard, N.E., Marsden, J.E., and Woolsey, C.A.**, 2002. The equivalence of controlled Lagrangian and controlled Hamiltonian systems, *ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations*, **8**, p. 393–422.

[71] **Acosta, J.A., Ortega, R., Astolfi, A., and Mahindrakar, A.D.**, 2005. Interconnection and damping assignment passivity-based control of mechanical systems with underactuation degree one, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **50**, pp. 1936-1955.

[72] **Grioli, G., and Bicchi, A.**, 2010. A Non-invasive Real-Time Method for Measuring Variable Stiffness, *Proceedings of Robotics: Science and Systems*.

[73] **Url-1** *<http://www.talktalk.co.uk/reference/encyclopaedia/hutchinson/m0029880.html>*, alındığı tarih 12.08.2010.

[74] **Url-2** *<http://davidlasnier.com/tag/antagonist-muscle>*, alındığı tarih 12.08.2010.

[75] **English, C., and Russell, D.**, 1999. Mechanics and stiffness limitations of a variable stiffness actuator for use in prosthetic limbs, *Mechanism and Machine Theory*, **34**, pp. 7-25.

[76] **Schiavi, R., Grioli, G., Sen, S., and Bicchi, A.**, 2008. VSA-II: A novel prototype of variable stiffness actuator for safe and performing robots interacting with humans, *IEEE International Conference on Robotics and Automaiton*, p. 2171–2176.

[77] **Luca, A.D., Flacco, F., Bicchi, A., and Schiavi, R.**, 2009. Nonlinear decoupled motion-stiffness control and collision detection/reaction for the VSA-II variable stiffness device, *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, p. 5487–5494.

[78] **Park, J.-jun, Kim, B.-sang, Song, J.-bok, and Kim, H.-seok**., 2008. Safe link mechanism based on nonlinear stiffness for collision safety, *Mechanism and Machine Theory*, **43**, pp. 1332-1348.

[79] **Palli, G., Melchiorri, C., Wimbock, T., Grebenstein, M., and Hirzinger, G.**, 2007. Feedback linearization and simultaneous stiffness-position control of robots with antagonistic actuated joints, *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 4367-4372.

[80] **Palli, G., and Melchiorri, C.**, 2009. Robust control of robots with variable joint stiffness, *International Conference on Advanced Robotics (ICAR)*, p. 1–6.

[81] **Ortega, R., Spong, M.W., Gomez-Estern, F., and Blankenstein, G.**, 2002. Stabilization of a class of underactuated mechanical systems via interconnection and damping assignment, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **47**, pp. 1218-1233.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Mehmet Kürşat Yalçın

Doğum Yeri ve Tarihi: Mucur, 28.05.1978

Adres: İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Kontrol Müh. Böl. Ofis No: 4002 Maslak/İSTANBUL

Yüksek Lisans: Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı, 2003.

Lisans: Çukurova Üniversitesi, Elektrik - Elektronik Mühendisliği (İng.), 1999.

Yayın Listesi:

1. **Yalcin, M. K.,** Darici, O., Temeltas, H., "A New Path Tracking Method for Quadruped Robots: Weingarten Map", 13th International Conference on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines (CLAWAR), 31 August - 3 September 2010, Nagoya, JAPAN.
2. **Yalcin, M. K.,** Temeltas, H., "Design of New Variable Stiffness Actuator for Walking Robots with Antagonistic Knee Joints in Multi-Modal Locomotion", International Conference on Robotics and Automation, Workshop on Variable Impedance Actuators for the next generation of robots, Anchorage, Alaska, May 3-8 2010.
3. Darici, O., **Yalcin, M. K.,** Temeltas, H., "Comparison of gait generation methods in Quadruped Walking", IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, pp.1-6, July 2-5, Xian, China, 2008.
4. **Yalçın, M. K.,** Yeşiloğlu, S. M., Temeltaş, H., "Extraction of Motion for 4-Wheel Drive, 4-Wheel Steer Mobile Robot with Reduced Order Hamiltonan Model", 7th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems, pp. 1186-1191, 21-24 August 2007, Pretoria, South Africa.
5. **Yalçın, M.K.,** Yeşiloğlu, S.M., Dal, M., Temeltaş, H., "Maneuvering Strategies for Four-Wheel Drive, Four-Wheel Steer Mobile Robots Using Curvatures Based on Weingarten-Maps", The 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 4148-4152, 2006 Paris.
6. Yeşiloğlu, S.M., **Yalçın, M.K.,** Temeltaş, H., "Model Reduction of a Four-Wheel Drive, Four-Wheel Steer Mobile Robot with Nonholonomic Constraints by Energy Based Approach", 3rd IFAC Workshop on Lagrangian and Hamiltonian Methods for Nonlinear Control, 191-196, Nogoya 2006, JAPAN.